

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО



1973

ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

3

17—20 октября прошлого года в Баку проходила VI Всесоюзная конференция по проблемам автоматизированного электропривода. В этом номере редакция публикует ряд докладов, прочитанных на конференции и оформленных в виде статей для нашего журнала.

УДК 62-83

Проблемы автоматизированного электропривода

Доктора техн. наук М. Г. ЧИЛИКИН, И. И. ПЕТРОВ, М. М. СОКОЛОВ, канд. техн. наук М. Г. ЮНЬКОВ

Москва

В решениях XXIV съезда КПСС особое внимание уделено ускорению темпов повышения производительности труда и повышению качества продукции во всех отраслях народного хозяйства. В основной для народного хозяйства области механических операций эту задачу предполагается решать повышением единичной мощности машин и механизмов и внедрением автоматических систем управления. Поэтому особое значение приобретает указание В. И. Ленина о том, что именно «электрический привод как раз наиболее надежно обеспечивает и любую быстроходность, и автоматическую связность механических операций на самом обширном поле труда»¹. Из этого указания В. И. Ленина следует, что автоматизированный электропривод является наиболее важной для народного хозяйства автоматической системой управления технологическими процессами и производством.

В дореволюционной России во всех отраслях промышленности преобладал групповой трансмиссионный привод от паровых машин. И это несмотря на то, что Россия имела неоспоримый приоритет в области замены парового привода электрическим и в создании теории электрического привода.

В 1838 г. русский академик Б. С. Якоби впервые в мире осуществил привод судна (катера) от электрического двигателя постоянного тока и гальванических батарей, и в 1891 г. М. О. Доливо-Добро-

вольский, крупный русский инженер и изобретатель, впервые осуществил передачу электрической энергии трехфазным электрическим током. Он же явился изобретателем самого простого и надежного трехфазного асинхронного электрического двигателя.

В 1880 г. русский ученый А. Д. Лачинов опубликовал в журнале «Электричество» серию статей под общим названием «Электромеханическая работа», в которых заложил основу теории электрического привода. Однако, несмотря на эти крупные научные открытия русских ученых, распространение электрического привода в царской России шло очень медленно.

Лишь после Великой Октябрьской социалистической революции и особенно после утверждения Ленинского плана электрификации России (плана ГОЭЛРО) электропривод начал интенсивно вытеснять трансмиссионный привод от паровых машин и к настоящему времени стал основным видом привода рабочих механизмов во всех отраслях народного хозяйства СССР. Достаточно сказать, что электропривод в настоящее время потребляет более 60% всей электрической энергии, вырабатываемой в стране. Он также оказывает большое влияние на темпы социального и технического прогресса страны.

За истекший период направления в развитии электропривода претерпели ряд изменений. Так, в 30-х и 40-х годах в центре внимания были системы электропривода, предусматривающие релейно-контакторную автоматику, в 50-х годах — электро-

¹ Центральный партийный архив Института марксизма-ленинизма, ед. хранения 16366 (пометка на стр. 10/11 плана ГОЭЛРО).

машинную автоматику, в 60-х годах — электромагнитную автоматику и в настоящее время — полупроводниковую (электронную) автоматику и вычислительную технику.

За последние несколько лет расширилось применение регулируемого электропривода на основе полупроводниковой (тиристорной) энерготехники в сочетании с полупроводниковой (транзисторной) информотехникой.

Достигнуты значительные успехи в создании надежных и относительно недорогих тиристорных, в основном серийного производства тиристорных преобразователей постоянного тока, тиристорных преобразователей энергии скольжения асинхронных электродвигателей с фазным ротором и в разработке и подготовке к серийному производству управляемых тиристорных преобразователей частоты для непосредственного питания электродвигателей переменного тока. Министерством электротехнической промышленности СССР подготовлена производственная база для серийного производства тиристорных преобразователей рода тока и частоты на заводах, изготавливающих в настоящее время электроприводы с релейно-контакторным, электромашинным и магнитным управлением, и на предприятиях специально созданного Главного управления преобразовательной техники. Определены научно-технические и производственные задачи в области электропривода, проведены мероприятия по улучшению организации научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ по электроприводу.

В целях осуществления единой научно-технической политики в области электропривода институт ВНИИэлектропривод определен научно-техническим центром по проблеме «электропривод» с правами головной организации.

В 1969 г. был разработан перспективный комплексный план по созданию средств и систем электропривода. Этим планом предусмотрено создание широкой номенклатуры средств привода в 1970—1975 гг., в том числе: создание серий тиристорных преобразователей постоянного и переменного тока мощностью до 12 тыс. кВт; разработка и внедрение в серийное производство новой малогабаритной серии транзисторных логических элементов и функциональных блоков логики; создание универсальной блочной системы регулирования аналогового и дискретного типа, в частности с применением интегральной техники; создание информационно-вычислительного комплекса с элементами связи управления электроприводами; создание отдельных элементов, блоков, серий тахогенераторов, бесконтактных командоаппаратов и др.; создание серий электроприводов постоянного и переменного тока функционального и отраслевого назначения для металлургической, целлюлозно-бумажной, горной, нефтяной, станкостроительной и других отраслей промышленности и сельского хозяйства.

В реализации этого плана участвует около 100 организаций Министерства электротехнической промышленности и других министерств; большое участие в этой работе принимают электротехнические кафедры учебных заведений союзного и республиканских министерств высшего и среднего специального образования.

В результате выполнения части комплексного плана в 1969—1971 гг., а также реализации ранее выполненных разработок в производстве предприятий электротехнической промышленности, значительно расширена номенклатура средств электропривода.

Осваивается единая серия асинхронных электродвигателей мощностью до 100 кВт. Эта серия по своим техническим показателям соответствует требованиям народного хозяйства.

Созданы электродвигатели для прокатного производства, для шахтных подъемных машин, компрессоров, насосов, вентиляторов и других механизмов, по своим характеристикам также находящиеся на уровне требований народного хозяйства. Разработаны и выпускается ряд специальных серий двигателей для регулируемых приводов малой мощности (исполнительные двигатели постоянного тока для машиностроения серий ПБСТ и ПСТ мощностью от 0,1 до 10 кВт со встроенными тахогенераторами, малоинерционные двигатели с гладким якорем серий ПГТ мощностью от 1 до 9 кВт, шаговые двигатели серии ШД для электрогидравлических приводов).

Разработано и освоено в производстве несколько серий преобразователей постоянного тока до 500 кВт и на их основе созданы комплекты тиристорных электроприводов на токи до 1 000 а и напряжение 460 в. Разработана и освоена в производстве серия комплектов тиристорных электроприводов постоянного тока мощностью до 5 000 кВт. Разработаны и освоены серии комплектов тиристорных электроприводов и преобразователей постоянного тока мощностью до 10 кВт с диапазоном регулирования до 1:6000. Разрабатываются серии быстродействующих приводов с малоинерционными двигателями, предназначенные для станков и машин с числовым программным управлением. Всем этим изделиям присвоен Знак качества.

Завершена разработка и начато серийное производство тиристорных преобразователей частоты типа ТПЧ для электроприводов мощностью до 100 кВт. Разработана серия электроприводов переменного тока по схеме вентильного каскада мощностью от 500 до 2 000 кВт. Выполнен ряд мощных опытно-промышленных установок частотно-регулируемых электроприводов инверторного типа по схеме вентильного двигателя, машин двойного питания и др.

Продолжаются работы по дальнейшему совершенствованию контактной аппаратуры управления, широко применяемой в нерегулируемом электроприводе, в релейно-контакторном регулируемом приводе и ограниченно применяемой в тиристорном регулируемом приводе.

Элементной базой бесконтактной аппаратуры является электронная аппаратура (транзисторы, диоды, сопротивления и др.), магнитные усилители, бесконтактные сельсины. В настоящее время электротехнической промышленностью выпускается серия транзисторных логических элементов «Логика-Т», получившая наибольшее применение. Начаты работы по созданию бесконтактных элементов с применением интегральной техники. Разработаны и подготавливаются к серийному производству тиристорные переключательные устройства и тири-

сторонние станции управления (ТСУ), предназначенные для замены силовой контактной аппаратуры в тяжелых условиях работы.

В области бесконтактных систем управления электроприводами важным этапом явилось освоение серийного производства унифицированных блочных систем регулирования (УБСР). Освоение производства УБСР — основа унификации комплектных устройств управления электроприводами. Применение этой системы позволяет значительно поднять технический уровень, упростить проектирование, наладку и эксплуатацию электроприводов. Разработана также система унифицированных блоков цифровой автоматики (СУБЦА), предназначенная для управления высокоточными электроприводами, главным образом приводами тяжелых станков и прессов. Создана универсальная логическая система (УЛМ), предназначенная для автоматического управления электроприводами, входящими в состав технологических линий в различных отраслях промышленности и сельского хозяйства. Эта система позволяет проектировать технологическую автоматику и изготавливать оборудование без специальной разработки принципиальных схем и рабочих чертежей, давая задания заводам-изготовителям в виде перечня блоков и перфокарт, по которым набирается программа. Система УЛМ дает большую экономию труда при проектировании и наладке.

На базе указанных технических средств электропривода организациями и предприятиями электротехнической промышленности за последние годы созданы и освоены такие высокопроизводительные электроприводы, как электропривод листового стана 2000, слябинга 1150, стана горячей прокатки 1700, высокопроизводительных бумаго- и картоноделательных машин, мощных шагающих экскаваторов, установок для глубокого бурения скважин, металлообрабатывающих станков с числовым программным управлением, зерноочистительных агрегатов, ирригационных систем, механизмов животноводческих комплексов, мощных циркуляционных насосов для электростанций, быстроходных лифтов и ряд других.

Таким образом, за последние годы в ряде ведущих отраслей промышленности и сельского хозяйства внедрены или внедряются системы автоматизированных электроприводов, находящиеся на высоком техническом уровне и отличающиеся высокой надежностью. Такие системы разработаны для механизмов металлургической промышленности, горной, нефтяной, химической, станкостроительной, целлюлозно-бумажной и других отраслей.

Однако в отдельных случаях уровень автоматизированного электропривода остается ниже требований народного хозяйства. Причина такого положения — существующая порой недооценка роли автоматизированного электропривода в деле автоматизации производственных установок и технологических процессов во всех отраслях народного хозяйства.

Основными препятствиями на пути резкого увеличения темпов внедрения автоматизированного электропривода, как одной из наиболее важных для народного хозяйства автоматических систем управления технологическими процессами, являются:

недостаточные объем и развитие в научно-исследовательских, проектно-конструкторских и в других организациях Министерства электротехнической промышленности, а также в высших учебных заведениях страны фундаментальных и перспективных научных исследований и разработок проблем автоматизированного электропривода, автоматизации промышленных установок и технологических процессов;

недостаточный объем производства на заводах Минэлектротехпрома тиристорных электроприводов, полностью изготовленных для серийного выпуска на основе прошедших промышленные испытания опытно-промышленных образцов;

отсутствие в производстве циклоустойчивых тиристорных на токи 500 а, необходимых для создания особо мощных электроприводов;

недостаточная технологическая оснащенность предприятий, изготавливающих средства электропривода и контактную низковольтную аппаратуру;

недостаточное обеспечение предприятий Минэлектротехпрома комплектующими элементами высокого технического уровня и качества (транзисторами, диодами, стабилитронами, конденсаторами, сопротивлениями, средствами микроэлектроники, датчиками и т. п.);

недостаточный объем работ по созданию и освоению серийного производства унифицированных блочных средств управления тиристорными электроприводами в микроминиатюрном исполнении;

недостаточная информация со стороны Министерства электротехнической промышленности о новых системах электрического привода, подготовленных к серийному производству и, следовательно, приемлемых для включения в проекты строительства новых и реконструкции действующих предприятий;

разрозненность усилий ученых и конструкторов, работающих в различных ведомствах и занимающихся созданием современных автоматизированных электроприводов и систем автоматизации технологических процессов;

отсутствие координации работ со стороны Госкомитета Совета Министров СССР по науке и технике организаций Министерства электротехнической промышленности СССР, министерств — потребителей электрического привода и министерств — изготовителей комплектующих изделий, не входящих в номенклатуру предприятий Минэлектротехпрома СССР;

недостаточная отработанность методики расчета экономической эффективности мероприятий, повышающих технический уровень автоматизированного электропривода, вследствие чего эта эффективность обычно недооценивается;

ослабление внимания Министерства высшего и среднего специального образования СССР к подготовке инженерных кадров, специализированных по электрическому приводу и автоматизации промышленных установок (специальность 0628).

Для устранения перечисленных недостатков и дальнейшего прогрессивного развития автоматизированного электропривода ниже сформулированы основные направления, по которым, с нашей точки зрения, должны развиваться в СССР теория и практика автоматизированного электропривода.

Основные направления научных исследований в области электрического привода и автоматизации производственных установок и технологических процессов во всех отраслях народного хозяйства.

1. Современный автоматизированный электропривод является главным потребителем вырабатываемой в стране электрической энергии, т. е. основным энергетическим звеном промышленности. Он представляет собой сложную электромеханическую систему, цель которой — осуществление электрификации, автоматизации и оптимального управления при выполнении различных технологических процессов. Решение задач оптимального для народного хозяйства управления может быть достигнуто введением в состав электропривода управляющих вычислительных машин с алгоритмами действия, построенными на основе методов вариационного исчисления, применением динамического программирования, теории вероятностей, математической статистики.

Разработка теории автоматических электроприводов с кибернетическим управлением рекомендуется всем научным организациям, работающим в области электропривода, как основное направление научных исследований в этой области.

2. Для ускорения темпов научно-технической революции во всех отраслях народного хозяйства следует всемерно расширять и углублять научные исследования и проектно-конструкторские разработки в первую очередь в области полупроводникового автоматизированного электропривода и обеспечить опережающее производство на электротехнических заводах необходимого для этого электрооборудования.

3. Следует увеличить объем научных исследований в области создания унифицированных средств автоматического управления электроприводами и на базе этих средств — типовых систем электропривода функционального (общего) назначения, а также для различных отраслей промышленности и сельского хозяйства.

4. Необходимо продолжать углубленное развитие теории автоматического управления электроприводами с учетом зазоров в передачах, упругостей, рассредоточенности параметров передаточных устройств в виде длинных канатов, цепей, длинных транспортных органов, теорию ограничения динамических воздействий со стороны кинетической энергии электромеханической системы с целью обеспечения высокой надежности и медленного истощения ресурса работоспособности машин со случайной нагрузкой вплоть до работы их «на упор».

5. Следует развивать поисковые работы в области электропривода с использованием в них достижений фундаментальных наук (математики, физики, химии, кибернетики), в том числе с использованием сверхпроводимости, неклассических полупроводников, самоорганизующихся систем управления и т. п.

6. Перспективным направлением являются исследования в области линейных и вибрационных электроприводов, поскольку линейные электрические двигатели могут занять прочное место в элек-

троприводах ряда механизмов, особенно возвратно-поступательного режима работы и в электроприводе подъемно-транспортных установок. Их положительной чертой является возможность исключения сложных редукторных передач, упрощение механической части машин и значительное повышение рабочих скоростей, что связано непосредственно с ростом производительности труда. Опыт создания ткацких станков, подъемно-транспортных механизмов, насосов жидких металлов и т. п. позволяет судить о перспективности работ указанного направления.

Не меньший интерес представляет и развитие вибрационных электроприводов, которые могут быть широко использованы в строительной технике, сельском хозяйстве, пищевой промышленности, металлургии и т. д.

7. Необходимо развивать исследование систем тиристорного электропривода с питанием от автономных источников энергии, в том числе дизель-электрических станций относительно небольшой мощности, работающих параллельно на общую сеть в районах Крайнего Севера нашей страны.

8. Следует продолжать научные исследования и разработки систем бесконтактного управления автоматизированным электроприводом, используя для этого полупроводниковую и другую технику.

9. С целью расширения областей применения электроприводов и улучшения их показателей целесообразно продолжать исследования электроприводов со специальными электрическими машинами: с синхронными двигателями малой и средней мощности, с бесконтактными двигателями постоянного тока, машинами с беспазовыми и волновыми роторами, печатными обмотками и др.

10. Необходимо продолжать работу по созданию обобщенной теории многодвигательного электропривода и исследования в этой области.

11. В настоящее время большое значение приобретают исследования и разработки машинных методов проектирования автоматизированных электроприводов. Эта проблема должна решаться на основе применения в автоматизированном электроприводе серийного силового электрооборудования и серийных устройств управления (элементы логики в блочном исполнении и другие средства автоматики). Решение этой проблемы позволит резко повысить производительность труда проектировщиков, а также повысить качество проектируемых электроприводов и систем автоматики.

12. Важной и ответственной задачей развития автоматизированного электропривода является создание простых методов экономического обоснования целесообразности применения той или иной системы. До сих пор некоторым препятствием к внедрению новых систем автоматизированного электропривода является отсутствие хорошо отработанной и простой межотраслевой методики расчета экономической эффективности от указанного мероприятия. Особенно трудно в этом отношении проходит ведение поисковых работ, которые служат в ряде случаев основой для создания серий автоматизированных электроприводов.

13. Остаются в силе сделанные V Всесоюзной конференцией по автоматизированному электроприводе рекомендации по постепенному сокращению

применения электромашинных преобразователей, электромашинных усилителей и дросселей насыщения при создании новых систем автоматизированного электропривода.

Министерству электротехнической промышленности СССР рекомендуется проводить работу в области автоматизированного электропривода в следующих направлениях.

1. Разработать и освоить в серийном производстве электроприводы переменного тока единичной мощностью 10—12 тыс. *квт* в тихоходном и 30—50 тыс. *квт* в быстроходном исполнении.

2. Разработать и освоить в серийном производстве в составе единых серий асинхронные электродвигатели с короткозамкнутым ротором и синхронные электродвигатели специальных модификаций, электродвигатели для питания от управляемых преобразователей частоты.

3. Увеличить темпы разработки и освоения в серийном производстве электроприводов со специальными электродвигателями: постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов, вентильными с задатчиком частоты на валу, синхронными без контактных колец, с гладким якорем и печатными обмотками, высокоскоростными (в том числе с волновым редуктором), с коническим ротором, с катящимся ротором, специальных электроприводов поступательного и ударного действия, виброприводов, электроприводов с линейными двигателями, магнетогидродинамических приводов.

4. Ускорить окончание разработки и освоение в серийном производстве тиристорных преобразователей на основе циклоустойчивых тиристоров на 50 *а*.

5. Организовать разработку и серийное производство унифицированных блочных аналоговых и цифровых средств управления электроприводами в микроминиатюрном исполнении.

6. Обеспечить вытекающее из вышеприведенных рекомендаций дальнейшее развитие еще недостаточно освоенной и недостаточно обеспеченной производственными площадями технологии крупноблочного аппаратостроения и освоение новой для этого Министерства микротехнологии, требующей специального оборудования и специальных производственных помещений.

7. Обеспечить скорейшее окончание ведущихся опытно-конструкторских работ по следующим вопросам полупроводникового электропривода: защита тиристорных преобразователей от коротких замыканий, от потери управляемости тиристоров; разработка бездуговых неререверсивных и реверсивных контактных линейных аппаратов; обеспечение безопасности надзирающего персонала при работе тиристоров в запертом режиме; разработка высоковольтных (свыше 1000 *в*) тиристорных преобразователей частоты переменного тока с последовательным соединением нескольких тиристоров; разработка систем быстрой диагностики и быстрого устранения неисправностей в тиристорных электроприводах на основе применения в них быстросменных блоков; разработка средств борьбы с помехами, возникающими при совместной работе многих тиристорных электроприводов от общей электрической сети.

8. Обеспечить значительное развитие работ по изучению вопросов надежности работы электроприводов при их эксплуатации во всех отраслях народного хозяйства; по номенклатуре и количественной потребности отраслей народного хозяйства в комплектных электроприводах; по установлению целесообразных областей применения нерегулируемого и регулируемого электропривода постоянного и переменного тока.

9. Шире привлекать к совместной работе в области автоматизированного электропривода электротехнические кафедры учебных институтов союзного и республиканских министерств высшего и среднего специального образования.

10. Значительно улучшить информацию потребителей автоматизированного электропривода о системах электропривода, подготовленных к проведению опытно-промышленных испытаний и к серийному производству, с изданием в последнем случае специальных каталогов по электроприводу со сменными листами для поддержания информации этого вида в состоянии, исключающем необходимость обращения к другим источникам информации.

Рекомендации министерствам — потребителям электропривода.

1. При расширении и реконструкции действующих предприятий и повышении их мощности за счет внедрения передовой технологии и замены устаревшего оборудования особое внимание уделять замене устаревшего электрооборудования, в том числе замене устаревшей релейно-контакторной аппаратуры электродвигателей переменного тока управляемыми тиристорными преобразователями частоты с использованием этой замены для повышения производительности предприятия на основе повышения частоты переменного тока и, следовательно, быстроходности оборудования и на основе установления автоматической связности механических процессов.

2. При проектировании новых предприятий особое внимание следует уделять повышению их технико-экономического уровня на основе повышения быстроходности и достижения автоматической связности механических процессов средствами управляемого тиристорного электропривода постоянного и переменного тока, для чего на самых ранних этапах проектирования привлекать к сотрудничеству институт ВНИИэлектропривод, на который Министерством электротехнической промышленности возложены обязанности головной организации в области автоматизированного электропривода.

Государственному комитету Совета Министров СССР по науке и технике рекомендуется организовать постоянно действующую Межведомственную научно-техническую комиссию по координации работ в области электропривода с включением в состав этой комиссии представителей Министерства электротехнической промышленности, министерств — поставщиков элементов и изделий информационной техники, министерств — потребителей электропривода, строительных министерств с входящими в их состав проектными организациями, высших учебных заведений с входящими в их состав кафедрами по электроприводу и автоматизации механических технологических процессов, с возложением на эту комиссию рассмотре-

Развитие электроприводов переменного тока с частотным управлением

А. С. САНДЛЕР, Ю. М. ГУСЯЦКИЙ, А. В. КУДРЯВЦЕВ, Р. С. САРБАТОВ, А. А. НИКОЛЬСКИЙ (МЭИ),
Н. И. ТОМАШЕВСКИЙ, Р. Т. ШРЕЙНЕР, А. Д. ГИЛЬДЕБРАНД (УПИ), Е. М. ПЕВЗНЕР (з-д «Динамо»),
П. А. РОВИНСКИЙ (ВНИИэлектромаш), В. Ф. ШУКАЛОВ (ЛИАП), Л. М. СПИВАК (ЭНИМС)

Благодаря большим успехам, достигнутым в области полупроводниковой техники и особенно в освоении мощных тиристоров высокого класса, оказалось возможным создание статических преобразователей частоты, в которых осуществляется независимое регулирование амплитуды и частоты выходного напряжения.

С помощью статических преобразователей частоты решается проблема наиболее экономичного в широких пределах и с высокой точностью регулирования скорости вращения бесконтактного электропривода переменного тока. При этом практически удается осуществить любой закон управления электроприводом как в статическом, так и в динамическом режимах.

Выбор типа преобразователей зависит от частоты питающей сети и требуемых частоты и напряжения на его выходе, а также от режима работы электропривода.

Преобразователи частоты можно разделить на два основных класса: преобразователи с непосредственной связью и преобразователи с промежуточным звеном постоянного тока.

Особенность преобразователя с непосредственной связью состоит в том, что частота на его выходе не превышает 40—45% частоты питающей сети. Однако достоинствами таких преобразователей являются относительная простота при сравнительно небольших габаритах, массе и стоимости. Указанные обстоятельства позволяют построить электропривод по системе: преобразователь с непосред-

ственной связью — многоскоростной короткозамкнутый двигатель, обеспечивающий высокий диапазон регулирования скорости с минимальными потерями энергии в режимах малых и посадочных скоростей. Система обеспечивает диапазон регулирования скорости 30:1 при соотношении числа пар полюсов машины 1:3 (с полуторакратным увеличением мощности исполнительного двигателя) и 60:1 при применении двигателя с отношением числа пар полюсов 1:6 (без увеличения мощности). Построение схем электроприводов может выполняться с параллельным (рис. 1,а) и последовательным (рис. 1,б) подключением преобразователя.

В схеме на рис. 1,а преобразователь выполняет только функции регулирования скорости вращения двигателя с тихоходной обмоткой, поэтому он рассчитывается на малую мощность, а трансформатор рассчитывается с учетом продолжительности работы привода на малых скоростях. В схеме на рис. 1,б преобразователь осуществляет функции регулирования скорости вращения и коммутации силовых цепей; причем двигатель целесообразно выполнять в двухобмоточном исполнении. При этом преобразователь должен быть выполнен на полную мощность двигателя с учетом токов переходных режимов.

Разработка указанных систем электропривода осуществляется заводом «Динамо» совместно с ВНИИэлектромаш для механизмов повторно-кратковременного режима работы [Л. 1].

Аналогичный принцип регулирования целесообразно осуществлять также в электроприводах с асинхронными двигателями с контактными кольцами для увеличения диапазона регулирования и снижения потерь при малых и посадочных скоростях.

Преобразователи частоты с непосредственной связью применяются в специальных установках, а также для тихоходных безредукторных электроприводов переменного тока, например, в мощном электроприводе шаровых мельниц.

В приводах общего назначения с асинхронными двигателями обычного исполнения, а также в высокоскоростных установках используется преобразо-

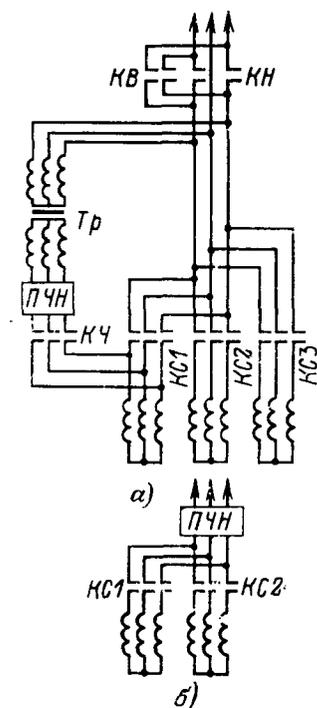


Рис. 1.

ния работ по установлению потребности народного хозяйства в автоматизированном электроприводе, по прогнозированию его развития, по составлению планов координации работ вышеуказанных организаций в этой области и по их контролю.

Министерству высшего и среднего специального образования СССР необходимо усилить внимание к специальности, по которой ведется подготовка инженеров по электроприводу и автоматизации промышленных установок и технологических процессов, и расширить прием сту-

дентов на эту старейшую и вполне оправдавшую себя специальность, особенно в вузах союзных республик.

Таковы общие проблемы и задачи современного автоматизированного электропривода и автоматизации промышленных установок и технологических процессов, а также основные направления развития средств и систем автоматизированного электропривода. Все эти задачи и направления вытекают из решений XXIV съезда КПСС, которые должны быть с честью выполнены,



ватель частоты с промежуточным звеном постоянного тока с автономным инвертором.

Для индивидуальных и многодвигательных неререверсивных приводов общего назначения малой и средней мощности с диапазоном регулирования частоты до 20:1 и для высокоскоростных приводов с номинальной частотой 200—2 000 гц и тем же диапазоном регулирования целесообразен преобразователь с автономным инвертором напряжения.

Для индивидуальных неререверсивных и реверсивных приводов и приводов, работающих в напряженном и повторно-кратковременном режиме при диапазоне регулирования 20:1 независимо от мощности, рационально применение преобразователя с автономным инвертором тока.

Для приводов, требующих широкого регулирования скорости (свыше 20:1) независимо от мощности, может быть использован преобразователь с автономным инвертором напряжения с широтно-импульсной модуляцией [Л. 2].

Традиционный подход к решению задач частотного управления в разомкнутой системе состоит в отыскании некоторого закона управления, т. е. соотношения напряжения к частоте на выходе преобразователя, выводимого из условия обеспечения требуемой перегрузочной способности.

В замкнутых системах закон управления в том смысле, в каком он понимается для разомкнутых систем, лишен практического значения, поскольку оказывается многозначным и игнорирует реальные обратные связи системы и ограниченность ее коэффициента усиления.

Очевидно, оптимизация статических и динамических режимов электроприводов переменного тока может быть осуществлена в замкнутых системах управления путем построения рациональных структур электропривода.

Наиболее универсальными системами частотного управления являются такие, в которых стабилизируются или регулируются три величины: поток (или ток), скорость и абсолютное скольжение (не считая внутренних контуров стабилизации напряжения или тока). В статическом режиме такая система, работающая с инвертором напряжения, содержит два контура стабилизации — потока и скорости, выполненных с отрицательной обратной связью по скорости. В режимах ограничения момента и в переходных процессах действует контур стабилизации абсолютного скольжения.

В системах со стабилизацией потока с обратной связью по скорости или абсолютному скольжению удается повысить экономичность регулирования скорости вращения привода за счет регулирования потока соответственно росту нагрузки.

В системах с инверторами тока в установившемся режиме также используются контуры стабилизации потока и скорости, а в переходных процессах и в режиме ограничения момента действуют внутренний контур стабилизации тока статора и контур стабилизации абсолютного скольжения.

Исследование систем стабилизации потока [Л. 3] позволило выявить следующие свойства асинхронного двигателя при использовании различных обратных связей.

Максимальный момент и критическое скольже-

ние двигателя возрастают монотонно, причем чем более стабилизирован поток, тем это возрастание происходит в большей степени.

Мощность, потребляемая двигателем в замкнутой системе, больше, чем в разомкнутой.

Диапазон частотного регулирования скорости двигателя в системе с одним контуром стабилизации потока составляет около 10:1, а абсолютно с контурами стабилизации скорости и абсолютного скольжения — может быть увеличен до 20:1 и выше с высокой перегрузочной способностью (не менее номинальной).

При использовании обратных связей по току, скорости и абсолютному скольжению с постоянным коэффициентом усиления для всего диапазона регулирования нельзя переводить двигатель в генераторный режим во избежание неконтролируемого насыщения.

Весьма существенным является вопрос о потерях в двигателе, работающем в системах частотного управления.

В системах, реализующих стабилизацию потока, потери в двигателе оказываются больше минимальных при малых нагрузках и больших частотах и при больших нагрузках, близких к номинальной, и низких частотах.

Системы стабилизации потока с точки зрения потерь оказываются близкими к оптимальной системе в зоне моментов нагрузок примерно от 0,5 до 1,0 M_n и частот $\alpha > 0,4$. В отношении коэффициента мощности двигателя системы стабилизации потока (при $\varphi = 1$) проигрывают оптимальной системе.

Оптимизация установившегося режима работы электропривода сводится к реализации экстремального регулирования по минимуму потребляемого тока или минимуму потерь [Л. 3]. Режим минимума тока или потерь связан с насыщением стали двигателя, что должно быть учтено при проектировании таких систем. Управление по минимуму потерь особенно перспективно для двигателей большой мощности, так как, кроме снижения потерь во всей системе, оно обеспечивает высокое качество механических характеристик во всем диапазоне частот.

Наряду с теоретическими разработками в области исследования свойств асинхронного двигателя, работающего в различных системах частотного управления, отыскания рациональных структур, методики математического моделирования и расчета динамики систем частотного управления с учетом электромагнитных процессов, в проблемной лаборатории электромеханики МЭИ проводится работа по реализации систем частотного управления асинхронными высокоскоростными двигателями [Л. 4], мощность которых в настоящее время значительно возросла. С увеличением мощности высокоскоростных двигателей и одновременным расширением необходимого диапазона регулирования ($D = 50—100$) предъявляются повышенные требования к выбору силовой схемы преобразователей частоты (ПЧ).

Преобразователь частоты строится по схеме с промежуточным звеном постоянного тока с автономным инвертором (АИ) напряжения.

Для управления двигателями мощностью 20—100 квт, а также при увеличении необходимого диапазона регулирования ($D > 10$) применяются АИ на-

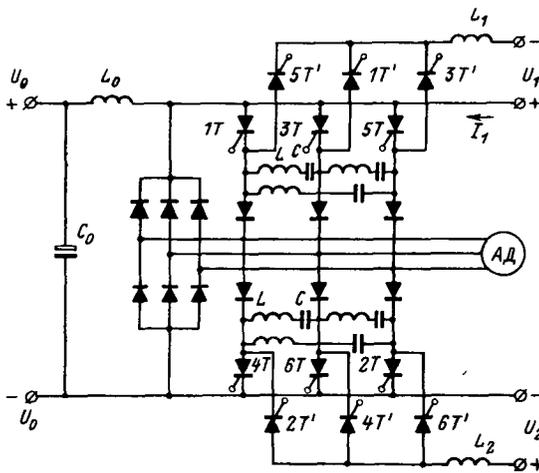


Рис. 2.

пряжения с LC-коммутирующими контурами и двумя независимыми источниками колебательного подзаряда коммутирующих конденсаторов инвертора (рис. 2). Использование такой схемы АИ обеспечивает высокие энергетические показатели ПЧ при частотах до $f_{\max} = 1\,600\text{--}2\,000$ гц.

При частотном управлении высокоскоростными АД первоочередными обычно оказываются требования, предъявляемые к динамическим свойствам привода, чаще всего требование пуска двигателя за минимальное время при ограничении тока на заданном уровне.

Наиболее полно и сравнительно простыми средствами это требование выполняется в системе, поддерживающей заданные значения тока статора двигателя I_1 и абсолютного скольжения β [Л. 5].

Принципиальная схема контура регулирования частоты такой системы показана на рис. 3. Здесь k_ω — преобразователь дискретного сигнала скорости вращения (f_ω) в аналоговый сигнал U_ω (получение сигнала скорости вращения высокоскоростных АД, как правило, обеспечивается датчиками дискретного типа: индукционными, фото и т. п.); k_f — преобразователь аналогового сигнала частоты U_f в частоту импульсов управления АИ. Зависимость частоты от скорости вращения двигателя в этом случае

$$f = k_f(U_\beta + f_\omega k_\omega), \quad (1)$$

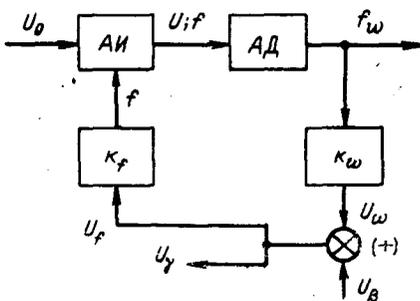


Рис. 3.

Преобразователи дискретного сигнала в аналоговый и наоборот имеют естественную временную нестабильность ($\Delta k_\omega \neq 0$, $\Delta k_f \neq 0$). Погрешность абсолютного скольжения $\Delta\beta$ от нестабильности коэффициентов преобразования Δk , рассчитанная при использовании формулы (1), показана на рис. 4 (зависимость I , $k_c = 0$). Расчет нестабильности $\Delta\beta$ здесь и дальше проведен для двигателя, у которого $\beta_n = 0,025$. Из графика рис. 4 видно, что в системах, аналогичных по структуре системе, изображенной на рис. 3, точность поддержания абсолютного скольжения мала.

Точность работы системы можно увеличить, если применить полностью дискретную систему управления, однако это приведет к ее усложнению и уменьшит помехозащищенность.

Целесообразнее для управления использовать аналоговую систему, но для повышения точности применить отрицательную обратную связь по току статора с влиянием на абсолютное скольжение, т. е. $U_\beta = U_\omega - U_i$, где $U_i = k_i I_1$ — напряжение, пропорциональное линейному току двигателя I_1 .

При линейной аппроксимации связи между током статора и абсолютным скольжением асинхронного двигателя $I_1 = m_i \beta$, что верно для $\beta \approx \beta_n$ и пропорционального закона регулирования. Зависимость частоты от скорости вращения двигателя в этой системе

$$f = \frac{U_\omega}{\frac{1}{k_f} + \frac{m_i k_i}{f_n}} + f_\omega \frac{f_n k_\omega + m_i k_i}{\frac{f_n}{k_f} + m_i k_i}, \quad (2)$$

где

$$m_i = I_{1n} / \beta_n; \quad k_i = \frac{U_i}{I_1}.$$

Точность поддержания величины абсолютного скольжения повышается при увеличении глубины обратной связи по току и может характеризоваться относительным схемным коэффициентом $k_c = \frac{m_i k_i k_f}{f_n}$.

Зависимости погрешности абсолютного скольжения $\Delta\beta$ от нестабильности коэффициента преобразования Δk_f или Δk_ω при $k_c = \text{var}$, рассчитанные с помощью формулы (2), показаны на рис. 4.

Уже при значениях $k_c = 25$ нестабильность абсолютного скольжения уменьшается почти в 40 раз по сравнению с системой, не имеющей обратной связи по току. Здесь же на рис. 4 показаны экспериментальные зависимости нестабильности величины $\Delta\beta$ (зависимости 5 и 6).

Экспериментальные характеристики получены при пуске двигателя Э-24/2 в системе, имеющей $k_c = 25$.

Разработанная система электропривода была применена в высокоскоростной центрифуге.

Для станкостроения большое значение имеет создание приводов с тиристорными преобразователями частоты для высокоскоростных механизмов станков шлифовальной группы. Внедрение регулируемых приводов в этих станках позволяет повысить

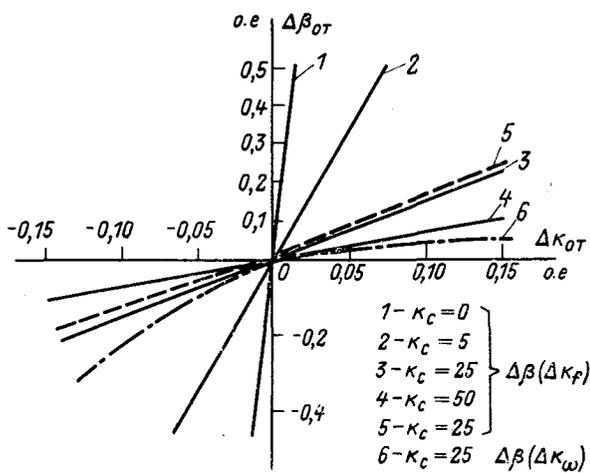


Рис. 4.

их производительность и качество обработки. Требуемый диапазон частот преобразователей составляет 100—2 000 гц при мощности 20—1 квт соответственно и диапазоне плавного регулирования скорости вращения двигателя не более двух.

В ЭНИМС [Л. 6] были реализованы схемы преобразователей частоты для внутришлифовальных станков ряда заводов. Анализ различных решений показал, что наиболее рациональным для обеспечения указанных требований оказался вариант схемы с полупроводящим трехфазным мостовым выпрямителем без согласующего трансформатора, фильтром и автономным инвертором напряжения с параллельными цепями гашения. При надлежащем выборе параметров коммутирующих цепей оказывается возможным получить достаточно высокую коммутационную способность инвертора при частотном пуске с высоким уровнем пульсаций напряжений на входе инвертора. Это позволяет существенно повышать габариты фильтра из-за режима частотного пуска. В приводе производится формирование переходных процессов частотного пуска и торможения без рекуперации энергии в сеть. Отсутствие необходимости частых пусков в подавляющем большинстве главных приводов металлорежущих станков дает возможность использовать этот способ торможения во многих приводах. Контролируя ток двигателя, можно обеспечить требуемую интенсивность торможения [Л. 7].

Весьма перспективной для станкостроения является работа, проводимая ЭНИМС по созданию надежного низкоскоростного привода малой мощности до 7 квт с диапазоном регулирования скорости до 20 : 1, конкурентоспособного по технико-экономическим показателям с приводом постоянного тока.

При разработке электроприводов с частотным управлением широкого класса механизмов и особенно для механизмов, работающих в повторно-кратковременном режиме, требуется обеспечение торможения с рекуперацией энергии в питающую сеть как в статическом, так и в динамическом режимах.

Для реализации рекуперативного торможения асинхронного двигателя при частотном управлении

может быть использован преобразователь частоты с промежуточным звеном постоянного тока и инвертором напряжения. Функциональная схема такого преобразователя представлена на рис. 5. Инвертор состоит из групп управляемых вентилях (тиристоров) — прямого и обратного тока (неуправляемые вентили). В звене постоянного тока, кроме управляемого выпрямителя, используется зависимый инвертор.

При таком построении преобразователя возможны рекуперация активной энергии и возврат в питающую сеть реактивной энергии. Этот преобразователь обеспечивает высокое быстродействие электропривода в переходных режимах. Такая система была разработана заводом «Динамо» совместно с Ленинградским институтом авиационного приборостроения для высокопроизводительных механизмов повторно-кратковременного режима работы [Л. 8]. Однако эта система является достаточно сложной и имеет большие габариты и массу. В ряде случаев становится целесообразной замена инвертора напряжения инвертором тока.

В системе с инвертором тока при работе двигателя в генераторном режиме направление постоянного тока не меняется, а изменяется полярность напряжения в звене постоянного тока. Благодаря этому появляется возможность использования для рекуперации энергии в питающую сеть управляемого выпрямителя путем перевода его в инверторный режим. Кроме того, в инверторе тока отсутствуют обратные диоды, и, таким образом, преобразователь с инвертором тока содержит, как минимум, на шесть тиристоров и шесть диодов меньше, чем аналогичный преобразователь с инвертором напряжения. Отсутствие в инверторе тока сглаживающих конденсаторов существенно снижает габариты преобразователя, особенно для приводов большой и средней мощности. Однако при этом увеличиваются габариты сглаживающих дросселей.

При разработке замкнутых систем частотно-управляемого электропривода с автономным инвертором тока становится очевидной целесообразность использования так называемого принципа частотно-токового управления [Л. 5 и 9]. В этом случае при сравнительно простой структуре системы управления удастся получить на всем диапазоне регулирования конгруэнтные механические характеристики с постоянной перегрузочной способностью двигателя при всех частотах как в двигательном, так и в генераторном режимах. Такие системы могут быть построены двояко.

В первом случае путем принудительного задания величины тока статора двигателя и абсолютно-

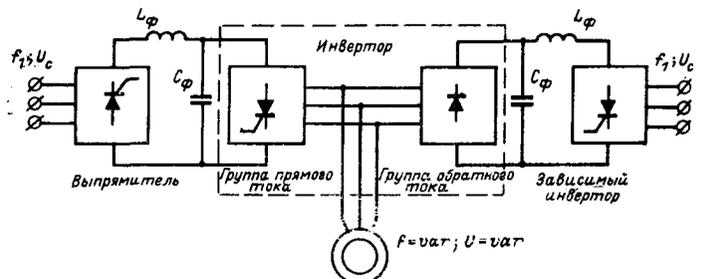


Рис. 5.

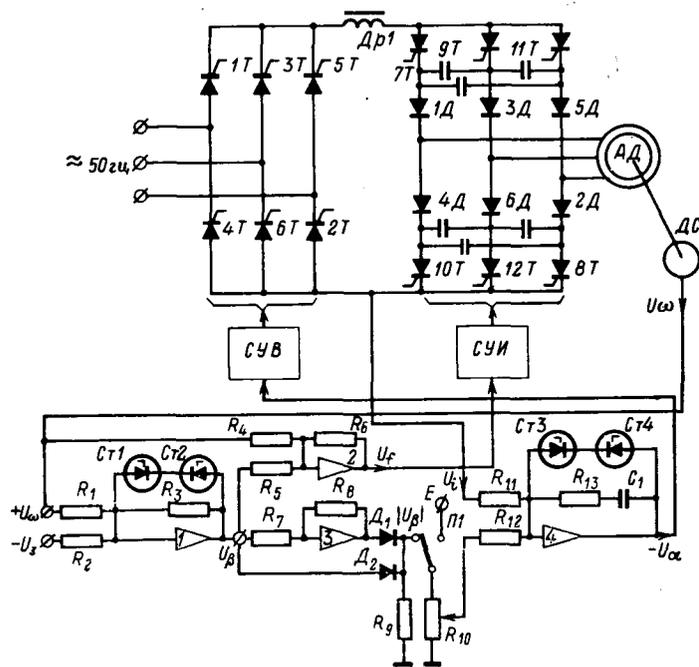


Рис. 6.

го скольжения производится формирование вертикальных механических характеристик, а затем с помощью обратной связи по скорости им придается необходимая жесткость.

Во втором случае измеряется абсолютное скольжение и в функции от него задается ток статора. В простейшем варианте сигнал абсолютного скольжения может выделяться путем вычитания из напряжения управления задатчиком частоты (если задатчик частоты имеет линейную характеристику) аналогового сигнала скорости, а ток статора может быть принят пропорциональным абсолютному скольжению [Л. 10].

Недостатком второй системы являются большие погрешности, возникающие при измерении скольжения. Однако она привлекает своей чрезвычайной простотой и, как показали экспериментальные исследования, выполненные в МЭИ для электроприводов мощностью 3 и 45 кВт, позволяет получить вполне удовлетворительные статические и динамические характеристики.

На рис. 6 приведены силовая схема преобразователя частоты и схема блока регулирования, использовавшиеся в указанных приводах. Блок регулирования выполнен на стандартных элементах типа УБСР. Контур регулирования тока собран на операционном усилителе 4 по схеме пропорционально-интегрального регулятора. На вход усилителя через резисторы R_{12} и R_{11} подаются управляющий сигнал и сигнал отрицательной обратной связи по току. Напряжение с выхода усилителя подается в систему управления выпрямителем. Регулятор обеспечивает для статических режимов точное соответствие тока статора управляющему сигналу независимо от частоты и величины нагрузки двигателя. С помощью усилителя 1 из задающего напряжения вычитается аналоговый сигнал скорости и усили-

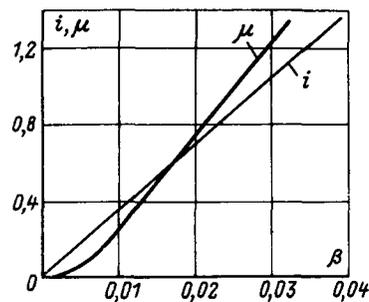


Рис. 7.

вается разносный сигнал. Поскольку направление тока в звене постоянного тока не зависит от режима работы двигателя, то знак управляющего сигнала U_{β} должен сохраняться как для двигательного, так и для генераторного режимов работы.

Операция выделения модуля напряжения U_{β} решается с помощью диодов D_1 и D_2 и инвертора знака, собранного на усилителе 3. На входе усилителя 2 суммируются сигналы скольжения и скорости, а напряжение с его выхода подается на задатчик частоты системы управления инвертором. Стабилитроны $Ст1$ и $Ст2$ служат для ограничения скольжения, а следовательно, и тока в пуско-тормозных и аварийных режимах. С увеличением нагрузки двигателя растет скольжение, скорость падает, а напряжение остается постоянным до тех пор, пока не откроется стабилитрон $Ст1$. После этого скольжение остается постоянным, а частота начинает снижаться в соответствии с уменьшением скорости двигателя. При этом двигатель работает на вертикальном участке механической характеристики. Аналогично в переходных режимах при резком изменении задающего сигнала разгон или торможение двигателя происходит при постоянном скольжении и токе, а следовательно, при постоянном моменте.

Переключатель $П1$ служит для переключения системы из рабочего режима в наладочный (правое по схеме положение переключателя). При этом может быть произведена раздельная настройка контура регулирования тока и схемы выделения сигнала скольжения. С помощью потенциометра R_{10} устанавливается требуемый коэффициент связи между скольжением и током статора.

На рис. 7 и 8 приведены некоторые характеристики замкнутой системы частотного управления асинхронным двигателем с автономным инвертором тока. На расчетные кривые нанесены экспериментальные точки, полученные при исследовании работы преобразователя совместно с двигателем мощностью 45 кВт.

Используя системы частотно-токового регулирования, удастся наиболее просто и рационально решать вопросы построения систем автоматического регулирования и управления, оптимизирующих электропривод по заданным критериям. Исследования в этом направлении проводятся на кафедре электропривода Уральского политехнического института [Л. 11—13].

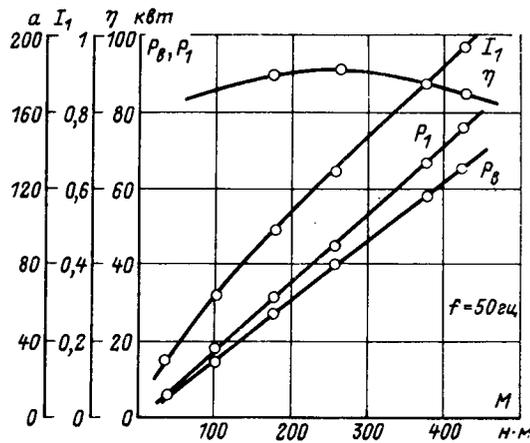


Рис. 8.

Вопросы оптимизации динамических режимов асинхронного электропривода рассматриваются и решаются в следующих аспектах:

обеспечение максимального быстродействия при изменении скорости на заданную величину и позиционном перемещении с учетом ограничений на координаты системы;

минимизация энергии электрических потерь в асинхронном двигателе при выполнении заданной программы работы.

Для решения этих задач целесообразно применение принципа максимума, динамического программирования и вариационного исчисления при различных по полноте математических описаниях асинхронного двигателя.

В случае пренебрежения электромагнитными переходными процессами момент двигателя связан алгебраическими зависимостями с управляющими параметрами (напряжением γ , частотой α , абсолютным скольжением β и др.), которые для получения оптимальных по быстродействию процессов должны обеспечить максимально возможный момент в каждый период времени. В этом случае целесообразно использование общей методики, заключающейся в том, что из функции $\mu_i = f_i(\gamma, i, \alpha, \beta, \omega \dots)$ выбирается одна, наиболее удобная для анализа условий достижения максимума момента, например вида $\mu = f(i, \beta)$. Ограниченная область изменения координат, связанных алгебраическими зависимостями, влечет за собой ограниченную поверхность $\mu = f(i, \beta)$, в общем случае переменную. На этой поверхности определяются точки, соответствующие максимальному моменту. Затем находятся управляющие параметры.

Решение задач оптимального управления с учетом электромагнитных переходных явлений в двигателе требует применения современных методов вариационного исчисления.

Для преодоления трудностей, связанных с высоким порядком и нелинейностью дифференциальных уравнений объекта, предлагается подход, при котором в качестве управляющего вектора рассматривается обобщенный вектор тока статора $\vec{i}_1 = i_1 e^{j\omega t}$.

В результате анализа законов изменения управляющих воздействий и фазовых координат сделан вывод о существенном влиянии электромагнитных

переходных явлений в асинхронном двигателе на оптимальные процессы управления. В частности, электромагнитные явления приводят к значительному увеличению абсолютного скольжения по сравнению с $\beta_{\text{опт}}$, найденным без учета этих явлений. Оптимальные процессы, кроме того, характеризуются непостоянством значений абсолютного скольжения, а в случае минимизации потерь — и амплитуды тока статора.

Относительная сложность и нелинейный характер этих законов обусловили необходимость поиска и оценки квазиоптимальных процессов, отличающихся более простыми для реализации законами управления. Подробное экспериментальное исследование таких процессов позволило получить практические рекомендации для построения квазиоптимальных систем частотного управления.

Для уточненного анализа вентильного электропривода разработано математическое описание и создана универсальная аналоговая модель системы «вентильный преобразователь частоты — асинхронный двигатель», позволяющая исследовать рабочие процессы при любом законе переключения вентилей автономного инвертора.

Результаты теоретического и экспериментального исследования дают основания для выбора структур технически оптимальных САУ, обеспечивающих комплексное решение задач статики и динамики. При этом открываются возможности эффективного использования принципов подчиненного регулирования и элементов УБСР и, следовательно, единого подхода к проектированию, расчету и унификации средств управления электроприводами переменного и постоянного тока.

Следует подчеркнуть, что преобразователи частоты с инвертором тока (рис. 6) благодаря своей простоте становятся вполне конкурентоспособными с реверсивным тиристорным преобразователем и преобразователями постоянного тока. Если же учесть при этом высокие динамические свойства, которыми может обладать частотно-управляемый бесконтактный и высоконадежный асинхронный электропривод, то можно говорить о перспективности в ближайшее время замены реверсивного электропривода постоянного тока приводом переменного тока, особенно в устройствах, работающих в повторно-кратковременном режиме.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ошечков О. Н., Певзнер Е. М., Ровинский П. А. Применение тиристорных преобразователей частоты с непосредственной связью в приводах грузовых лебедок. — В кн.: Асинхронный тиристорный электропривод. Свердловск, 1971.
2. Сандлер А. С., Гусяцкий Ю. М. Тиристорные инверторы с ШИМ. М., «Энергия», 1968.
3. Сандлер А. С., Сарбатов Р. С. Частотное управление асинхронными двигателями. М., «Энергия», 1966.
4. Сандлер А. С., Авакумова Г. К., Кудрявцев А. В., Никольский А. А. Преобразователи частоты на тиристорах для управления высокоскоростными двигателями. М., «Энергия», 1970.
5. Abraham L., Neumann K., Koppelman F. Wechselrichter zur Drehzahlsteuerung von Käfinglaufermotoren. — «AEG-Mitt.», 1964, В54, № 1/2, 89—206.
6. Найдис В. А., Спивак Л. М., Брейтер Б. З. Автоматическое управление тиристорным преобразователем частоты для металлорежущих станков. ГОСИНТИ, № 9-68-22/1, М., 1968.

Унифицированные устройства и системы управления электроприводами

А. В. БИРЮКОВ, Н. П. КУТЛЕР, Е. Д. ЛЕБЕДЕВ, М. Н. СЕГАЛЬ, О. В. СЛЕЖАНОВСКИЙ, В. М. ХУТОРЕЦКИЙ

ВНИИэлектропривод

Современные тенденции в развитии систем автоматического управления характеризуются все более широким использованием унифицированных средств аналоговой и цифровой техники. Одновременно с ростом числа систем управления электроприводом, выполненных на аналоговых и дискретных унифицированных элементах, во всем мире происходит быстрое обновление элементной базы систем, основой которой все в большей мере становятся микросхемы. Переход к микротехнике и совершенствование технологии изготовления приборов обеспечивают снижение габаритов, стоимости и увеличение надежности устройств управления.

Расширяется область применения унифицированных средств управления электроприводом. Наряду с системами управления приводами постоянного тока осваивается область частотно-управляемого электропривода переменного тока, где принципы подчиненного управления такими параметрами, как скорость, электромагнитный момент, ток и магнитный поток, дают тот же эффект в смысле удобства регулирования параметров и компенсации инерционностей, что и в приводах постоянного тока.

В статье описаны разработанные ВНИИэлектроприводом унифицированные средства управления электроприводами, образующие единую унифицированную блочную систему регуляторов (УБСР) с ветвями аналоговых и дискретных приборов, выполненных как на дискретных, так и на интегральных элементах.

Аналоговые устройства управления. У отечественных и зарубежных специалистов в области управления электроприводом сложилось определенное мнение о том, что нельзя безоговорочно отдавать предпочтение только аналоговым или только дискретным устройствам управления. Каждое из этих направлений имеет свои особенности, и только их рациональное совместное использование позволяет строить современные высокоэффективные системы автоматизации электроприводов. Аналоговые и дискретные устройства взаимно дополняют друг друга, обеспечивая соответственно простоту схемных решений и точность выполняемых операций.

Вместо аналоговой системы УБСР разработана модификация УБСР-А, выполненная на дискретных приборах, и, наконец, УБСР-АИ — на интегральных.

При разработке приборов УБСР-А сделан переход к так называемому ячеечному варианту единой унифицированной блочной конструкции (ЕУБК), пересмотрен состав комплектующих, а также несколько улучшены параметры регуляторов. Переход к исполнению УБСР-А позволил сократить габариты комплектных устройств и, что самое главное, организовать производство регуляторов систем как законченных устройств.

Перечень регуляторов УБСР-А с указанием области применения и функциональных возможностей приводится в табл. 1.

Успехи в области микроэлектроники привели к созданию и освоению выпуска отечественных линейных микросхем и позволили приступить к разработке промышленных регуляторов на их основе. Во ВНИИэлектроприводе разработано и изготовлено несколько типов аналоговых регуляторов с применением интегральных микросхем.

Аналоговые регуляторы унифицированной блочной системы, построенные на базе интегральных микросхем (УБСР-АИ), выполнены в виде блоков унифицированной конструкции, допускающей совместную компоновку с цифровыми системами управления. Выходные сигналы регуляторов имеют унифицированный уровень ± 10 в, ± 5 ма. Возможность перестройки выходных цепей и цепей обратных связей в контурах регулирования обеспечивает применение регуляторов для широкого класса электроприводов с различными параметрами. Применение интегральных микросхем позволило существенно уменьшить габариты устройств и улучшить технические характеристики регуляторов.

Ячейки УБСР-АИ. Схемы регуляторов размещаются на сменных ячейках с печатным монтажом, снабженных штепсельным разъемом. Ячейки УБСР-АИ различных типов отличаются по функциональному назначению и содержат в себе или законченную схему, или схему, которая дополняется отдельными узлами вспомогательных ячеек.

7. Сандлер А. С., Спивак Л. М. Методы расчета статических и динамических режимов асинхронных электроприводов с тиристорными преобразователями частоты. Электромагнитные процессы в приводах с частотным управлением. Л., «Наука», 1972.

8. Петров И. И., Певзнер Е. М., Шукалов В. Ф. Частотно-регулируемый электропривод высокопроизводительных судовых грузоподъемных механизмов. — «Электричество», 1971, № 6.

9. Бродовский В. Н., Иванов Е. С. Бесконтактный электропривод с частотно-токовым управлением для замкнутых систем регулирования. — «Электричество», 1967, № 10.

10. Кривичкий С. О., Эпштейн И. И. Динамика частотно-регулируемых электроприводов с автономными инверторами. М., «Энергия», 1970.

11. Шубенко В. А., Шрейнер Р. Т., Мищенко В. А. Частотно-управляемый асинхронный электропривод с оптимальным регулированием абсолютного скольжения. — Изв. вузов, «Электромеханика», 1970, № 6.

12. Шубенко В. А., Шрейнер Р. Т., Мищенко В. А. Оптимизация частотно-управляемого асинхронного электропривода по минимуму тока. — «Электричество», 1970, № 9.

13. Ananiev G. I., Zhuk M. G., Kazak S. A. and al. Application of analogue, digitale and hybrid computers to investigation of dynamical performance of the electromechanical systems with variable structure including thyristor controlled induction motors and elastic members, Simulation of complex systems, SYMPOSIUM AICA, Tokyo, 1971.



Таблица 1

Наименование	Назначение	Технические данные	Дополнительные сведения
Р-1А, регулятор скорости одно-канальный	Регулирование скорости нереверсивных и реверсивных электроприводов постоянного тока	Время разгона привода от 0,5 до 20 сек; диапазон изменения скорости 1:40; выходной сигнал ± 24 в, 10 ма	
Р-2А, регулятор скорости двух-канальный	Управление скоростью тиристорных реверсивных электроприводов постоянного тока с регулированием уравнивающего тока между группами вентиля	Время разгона от 0,5 до 120 сек; диапазон изменения скорости 1:40; выходной сигнал ± 24 в, 10 ма	
Р-3А, регулятор возбуждения	Регулятор возбуждения двигателя постоянного тока	Регулирование тока возбуждения в диапазоне до 1:5; выходной сигнал ± 24 в, 10 ма	Применяется совместно с Р-1А или Р-2А
Р-4А, регулятор мощности и нагрузки	Регулирование мощности и выравнивание нагрузки в двухдвигательном приводе	Выходной сигнал ± 24 в, 10 ма	То же
Р-5А, регулятор положения	Регулирование положения механизмов, снабженных позиционной сельсинной или цифровой следящей системой	Точность до 0,2 % при соответствующем датчике положения; выходной сигнал ± 24 в, 10 ма	" "

Примечание. Габариты: Р-1А, Р-3А, Р-4А, Р-5А—250×250×450 мм; Р-2А—250×500×450 мм.

Для регуляторов УБСР-АИ первой очереди разработаны функциональные ячейки операционных усилителей, фазочувствительных выпрямителей, задатчиков интенсивности, гальванических развязок, нелинейностей, согласующих усилителей, связи, питания и ряд других.

Соответствующей компоновкой тех или иных ячеек в блоке достигается выполнение регуляторов различного назначения. Ниже рассматриваются некоторые типоразмеры ячеек УБСР-АИ. Данные ячеек приведены в табл. 2.

Ячейка операционных усилителей У2-АИ. Ячейка содержит два интегральных усилителя У1, У2 с цепями коррекции, смещения нуля и защитными диодами на входе (рис. 1). Транзисторы Т1, Т2 образуют схему ограничения, регулируемого отдельно для каждой полярности напряжения. При этом точка соединения коллекторов транзисторов под-

ключается к суммирующей точке усилителя, а точка соединения диодов Д17, Д18 — к выходу усилителя. Опорное напряжение — двухполярное, общее с питанием усилителей. Диодный мост Д9—Д12 может применяться в схеме симметричного регулируемого ограничения с изолированным опорным напряжением, а также для получения напряжения неизменной полярности на входе или выходе усилителей. Стабилитроны Д13 и Д14 позволяют собрать схему нерегулируемого ограничения. Остальные диоды Д3—Д8, Д19, Д20 могут использоваться для создания зоны нечувствительности, в схемах конечных выключателей и для ряда других вспомогательных операций.

Ячейка согласующего усилителя У1-АИ. Ячейка включает в себя схему, которая состоит из интегрального усилителя и каскада усиления мощности на транзисторах. Ячейка используется для связи

Таблица 2

Основные параметры	Ячейка операционных усилителей У2-АИ	Ячейка согласующего усилителя У1-АИ	Ячейка фазочувствительного выпрямителя ФВ-1АИ	Ячейка задатчика интенсивности ЗИ-1АИ	Ячейка гальванической развязки РГ-1АИ	Ячейка квадратичного преобразователя ПК-1АИ
Базовая микросхема	К1УТ402А	К1УТ401Б	К1УТ402А	К1УТ402А	К1УТ402А	К1УТ402А
Выходное напряжение, в	± 10	± 24	± 10	± 10	± 10	± 10
Сопротивление нагрузки, ком	≥ 2	$\geq 2,4$	≥ 2	≥ 2	≥ 2	≥ 2
Напряжение питания, в	$\pm 12,6$	± 30	$\pm 12,6$	$\pm 12,6$	$\pm 12,6$	$\pm 12,6$
Частота сопряжения на полном сигнале, кГц	5	5	—	—	0,5	—
Установка ограничения, в	1,5+10	—	—	—	—	—
Коэффициент передачи	—	2,7	—	—	—	—
Входное сопротивление, ком	—	10	5	27	33	2
Амплитуда входного сигнала, в	—	—	0—10	—	—	—
Пульсация выходного напряжения, %	0,1	0,1	0,1	0,1	1	0,1
Амплитуда напряжения управления, в	—	—	12,6	—	—	—
Частота входного сигнала, Гц	—	—	50,400	—	—	—
Входное напряжение, в	—	± 10	~ 10	± 10	± 10	± 10
Время развертки, сек	—	—	—	0,5—120	—	—
Несущая частота, кГц	—	—	—	—	50	—
Количество отрезков аппроксимации	—	—	—	—	—	5

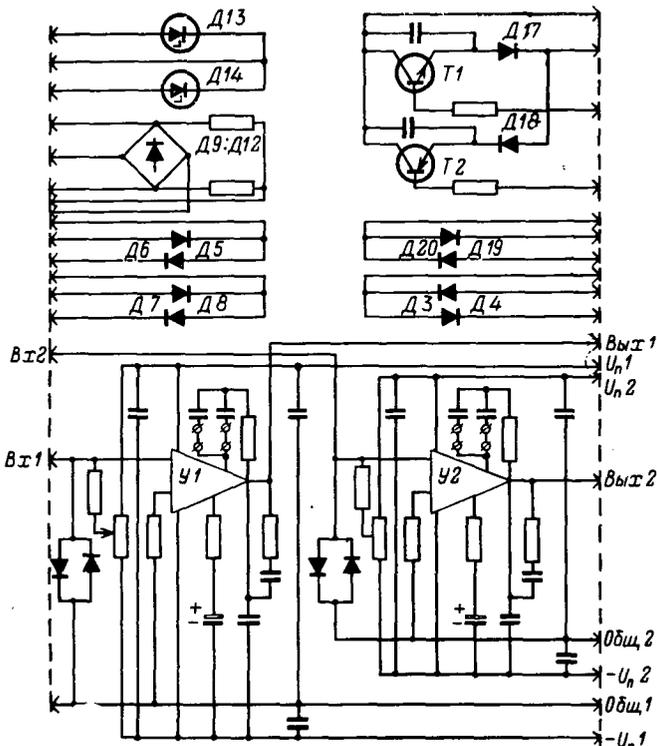


Рис. 1. Схема ячейки операционных усилителей У2-АИ.

с исполнительными устройствами с входными сигналами ± 24 в.

Ячейка фазочувствительного выпрямителя ФВ-1АИ. Схема ячейки показана на рис. 2. Ячейка предназначена для преобразования входного сигнала переменного тока в выходной сигнал постоянного тока с различием полярности. Усилитель У1 является в данном случае амплитудным двухполупериодным детектором с коэффициентом передачи, равным единице. Режим работы усилителя определяется состоянием транзистора Т. В полупериод, когда транзистор открыт, усилитель У1 работает как инвертор, а при запертом транзисторе Т — как

повторитель, что и положено в основу выпрямляющего действия схемы. Усилитель У2 выполняет роль фильтра. Усилитель У3 является согласующим. Стабилитроны Д2 и Д3 защищают входы усилителя У1 от превышения допустимого уровня синфазных напряжений. Управляющее напряжение, подаваемое на базу транзистора Т, должно быть в фазе или противофазе с входным сигналом.

Ячейка задатчика интенсивности ЗИ-1АИ. Задатчик интенсивности предназначен для линейной развертки во времени входного сигнала. Схема задатчика содержит три усилителя. Усилитель У1 работает в режиме регулируемого ограничения, усилитель У2 — в режиме интегратора, а усилитель У3 — в режиме инвертора. Схема ограничения собрана на двух транзисторах. Время развертки регулируется плавно изменением уровня ограничения усилителя У1 и дискретно подбором номинала конденсаторов в обратной связи усилителя У2.

Ячейка гальванической развязки РГ-1АИ. Предназначена для потенциального разделения низковольтных цепей и включает в себя согласующий усилитель с эмиттерным повторителем на выходе, модулятор и два демодулятора на транзисторах, а также генератор несущей частоты на транзисторах. Коэффициент передачи настраивается резистором в цепи обратной связи усилителя.

Ячейка квадратичного преобразователя ПК-1АИ. Предназначена для воспроизведения квадратичной зависимости, а также для извлечения квадратного корня. Схема ячейки содержит усилитель и диодно-резистивные цепочки, включаемые на входе либо в цепи обратной связи усилителя. Первый случай соответствует получению квадратичной зависимости, второй — режиму извлечения квадратного корня.

Ячейка связи С1-АИ. Содержит набор резисторов и конденсаторов для формирования входных цепей и цепей обратных связей четырех усилителей, работающих в режиме П, И или ПИ-регуляторов. Номиналы элементов определяются заказчиком.

Ячейка фильтров Ф1-АИ. Предназначена для построения Т-образных фильтров в сочетании с ре-

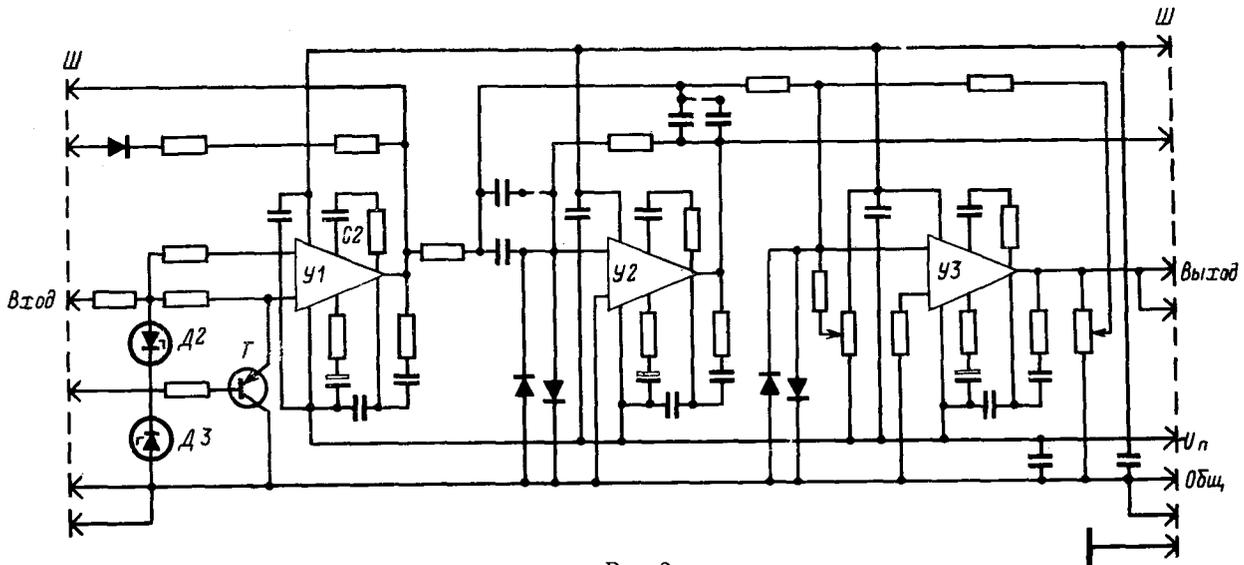


Рис. 2.

зисторами ячейки связи. Содержит набор конденсаторов различной емкости.

Элементы интегральные ЭИ-1, ЭИ-2. Выполнены в виде микромодулей и содержат микросхемы К1УТ401Б или К1УТ402А, а также защитные диоды и корректирующие цепочки. Элементы предназначены для построения различных схем.

Регуляторы УБСР-АИ. На базе рассмотренных ячеек разработаны аналоговые регуляторы для электроприводов постоянного тока следующего назначения: одноканальный регулятор скорости; двухканальный регулятор скорости; регулятор возбуждения двигателей; регулятор мощности и деления нагрузок; регулятор положения и синхронизации.

Указанные регуляторы построены по принципу подчиненного регулирования параметров [Л. 1 и 2].

Кроме указанных регуляторов, проводятся работы по освоению аналоговых регуляторов для систем управления электроприводом переменного тока на базе статических преобразователей частоты. Принципы построения таких систем управления близки принципам построения схем управления электроприводом постоянного тока с подчиненным регулированием. Для упрощения схем управления целесообразно использование в системах переменного тока датчиков Холла в качестве измерительных элементов, фиксирующих реальный поток в зазоре электродвигателя.

Датчики Холла могут быть использованы также в сочетании с постоянными магнитами как элементы задающих устройств, удачно сочетающиеся с интегральными схемами, а также как датчики токов, обеспечивающие гальваническую развязку цепей и высокое быстродействие.

Указанные аппараты разрабатываются во ВНИИэлектроприводе, создаются макетные образцы.

Дискретные устройства управления. Во ВНИИэлектроприводе разработаны функциональные цифровые устройства, предназначенные для создания цифро-аналоговых систем регулирования и измерения скорости и положения общепромышленных электроприводов. Эти системы сочетают в себе положительные свойства аналоговых и цифровых регуляторов. Аналоговые устройства являются выходными на исполнительную часть электропривода и позволяют обеспечить простыми средствами хорошее протекание переходных процессов.

Набор функциональных цифровых приборов (УБСР-Д) содержит датчики регулируемых величин, устройства ввода задания, преобразователи кодов, вычислительные устройства, устройства управления и синхронизации, цифро-аналоговые преобразователи, устройства индикации и источники питания.

Дискретная система УБСР-Д выполнена на бесконтактных транзисторных элементах «Логика-ТМ» уменьшенных габаритов. (Габариты элементов «Логика-ТМ» вдвое меньше габаритов элементов серии «Логика-Т»).

Особое внимание при разработке блоков УБСР-Д уделено достаточно полному использованию частотных возможностей элементной базы, что достигается как предпочтительным применением потенциальных элементов, так и специальными схем-

ными решениями при применении импульсно-потенциальных элементов.

Параметры выходных сигналов цифро-аналоговых преобразователей УБСР-Д согласованы с параметрами сигналов аналоговых блоков серии УБСР-А. Дискретные устройства УБСР-Д размещаются в блоках единой унифицированной блочной конструкции (ЕУБК).

Более подробные данные приведены в [Л. 3].

В состав устройств УБСР-Д входят разработанные во ВНИИэлектроприводе цифровые датчики положения: позиционно-кодовые и импульсные.

Все позиционно-кодовые датчики выполнены на 12 двоичных разрядах и отличаются друг от друга способом считывания информации и числом оборотов входного вала датчика каждого типа, соответствующим полному использованию его числовой емкости.

Импульсные датчики имеют две модификации: фотоэлектрическую и индуктосинную и обеспечивают получение 600 импульсов на оборот в диапазоне скорости от 0 до 1000 об/мин и знака направления скорости.

Рассмотренная номенклатура устройств УБСР-Д освоена в промышленном производстве и позволяет создавать цифровые следящие системы, системы цифровой дистанционной установки положения, скорости, соотношения скоростей, системы цифрового измерения, индикации и т. д.

В настоящее время во ВНИИэлектроприводе проводится разработка УБСР-Д на интегральных схемах (УБСР-ДИ). В качестве базовой серии приняты схемы со структурой: металл — диэлектрик — полупроводник (МДП-структурой), обладающие повышенной статической и динамической помехоустойчивостью, высокой нагрузочной способностью и хорошими частотными свойствами.

Некоторые примеры выполнения устройств УБСР-Д на интегральных схемах приводятся ниже.

Преобразователь «код — частота». Предназначен для преобразования чисел, представленных в параллельном двоичном коде, в пропорциональную частоту следования импульсов.

Функциональная схема преобразователя приведена на рис. 3.

Преобразователь состоит из двух основных узлов: регистра ключей ввода и суммирующего устройства.

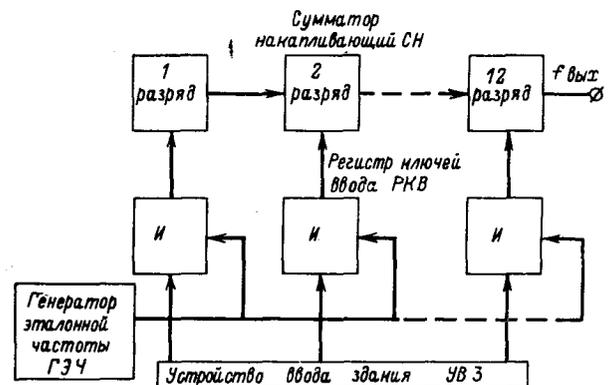


Рис. 3. Функциональная схема преобразователя «код — частота».

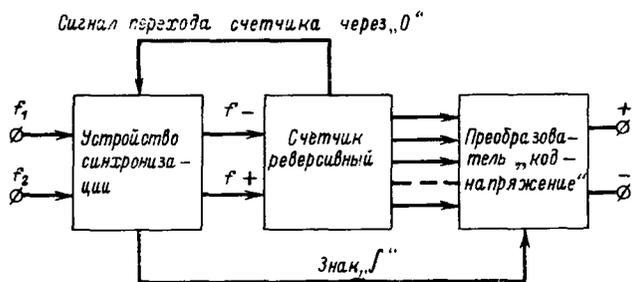


Рис. 4. Блок-схема цифрового интегратора.

Сигнал на вход преобразователя подается в виде последовательности импульсов, формируемой генератором эталонной частоты (ГЭЧ). В зависимости от числа, записанного в устройстве ввода задания, открываются определенные ключи в регистре ключей ввода, и входной сигнал с генератора поступает на соответствующий разряд суммирующего устройства. Цифровое значение выходного сигнала, снимаемого с последнего разряда сумматора, пропорционально заданному числу.

Регистр ключей ввода состоит из 12 ячеек совпадения «И», выходы которых связаны с разрядами сумматора.

Схемы совпадения объединяются по одному входу шиной управления. На эту шину поступает сигнал с генератора эталонной частоты (ГЭЧ). На второй вход ячеек «И» приходят сигналы управления с устройства ввода задания. В качестве суммирующего устройства используется двенадцатиразрядный сумматор накапливающего типа.

Цифровой интегратор. Предназначен для получения интегральной составляющей отклонения скорости объекта регулирования от заданной в цифроаналоговых регуляторах скорости, работающих по принципу сравнения частоты импульсов, пропорциональной скорости объекта регулирования, с эталонной частотой импульсов задания.

Цифровой интегратор включает: устройство синхронизации, реверсивный счетчик, преобразователь «код — напряжение».

На рис. 4 представлена блок-схема цифрового интегратора (f_1 — частота задания скорости, f_2 — частота фактической скорости).

Как видно из схемы, узлы устройства должны выполнять следующие функции.

Устройство синхронизации разносит во времени две асинхронные последовательности импульсов, определяет: какая последовательность должна идти на сложение, а какая на вычитание числа в реверсивном счетчике, а также выдает знак накопленного в счетчике числа.

Реверсивный счетчик производит сложение и вычитание двух последовательностей импульсов, поступающих от устройства синхронизации.

Преобразователь «код — напряжение» в соответствии со знаком преобразует число в параллельном двоичном коде в напряжение.

Характеристика устройства синхронизации: предельная частота следования импульсов двух последовательностей 50 кГц; зона нечувствительности 10 мксек.

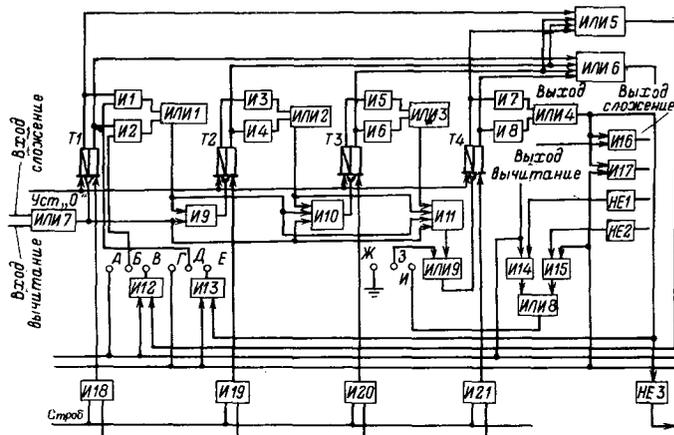


Рис. 5. Схема счетчика реверсивного.

На рис. 5 дана схема счетчика реверсивного, который выполнен с логическим переносом.

Последовательность импульсов, идущая на сложение с выхода устройства синхронизации, поступает на вход «+» реверсивного счетчика, а идущая на вычитание — на вход «—».

Объем счетчика для цифрового интегратора определяется из условия отработки управляющего и возмущающего воздействий и не превышает обычно восьми двоичных разрядов.

В основу работы счетчиков положен принцип логического переноса. Управляющий сигнал поступает на все разряды одновременно. Время его распространения через счетчик незначительно отличается от задержек по отдельным разрядам.

Счетные триггеры, используемые в схеме и построенные на базе элементов К1ТР1 и К1ЛБ1, срабатывают по заднему фронту запускающего импульса. Предусмотрены «Установка 0» и параллельный ввод числа, для чего используются отдельные входы триггеров. При этом сигнал «Установка 0» подается непосредственно на соответствующие входы, параллельный ввод числа в счетчик осуществляется через логические схемы И18—И21 при подаче разрешающего сигнала «Строб».

Счетчик может работать в двоичном коде 8—4—2—1 (перемычка в положении 1) и двоично-десятичном коде 8—4—2—1 (перемычка в положении 2). Предельная частота 200 кГц.

Преобразователь «код — напряжение» реверсивный, выполнен на дискретных компонентах.

Конструктивное исполнение. Аналоговые (УБСР-АИ) и цифровые (УБСР-ДИ) регуляторы конструктивно выполняются в виде сменных блоков, устанавливаемых в кассетах. Кассеты размещаются в шкафах с двусторонним или односторонним обслуживанием.

Минимальной конструктивной единицей является ячейка размером 100×170 мм, снабженная штепсельным разъемом. Блоки имеют несколько типоразмеров с шагом по ширине 50 мм. Длина блоков 350 и 450 мм, высота 250 мм.

Ячейки устанавливаются в блоки по специальной направляющей. На лицевой панели блоков размещаются измерительные приборы, органы настройки и контрольные клеммы. Рассматривается

также вариант кассетного исполнения, когда ячейки устанавливаются в кассету горизонтально с передней стороны.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лебедев Е. Д., Неймарк В. Е., Пистрак М. Я., Слежавский О. В. Управление вентильными электроприводами постоянного тока. М., «Энергия», 1970.

2. Фишбейн В. Г. Расчет систем подчиненного регулирования вентиляльного электропривода постоянного тока. М., «Энергия», 1972.

3. Дискретные устройства унифицированной блочной системы регуляторов (УБСР-Д). Техническая информация ТИ 08.60.01—72. М., Информэлектро, 1972.



УДК 621.313.13-133.3:62-83

Развитие теории шагового электропривода

М. Г. ЧИЛИКИН, Б. А. ИВОБОТЕНКО, Н. Ф. ИЛЬИНСКИЙ, Г. А. МЕЛКУМОВ
В. Г. ПРЫТКОВ, В. П. РУБЦОВ, Л. А. САДОВСКИЙ, В. К. ЦАЦЕНКИН

Московский энергетический институт

Для развития теории шагового электропривода должны быть решены две главные задачи: создание инженерных методов синтеза отдельных двигателей, приводов и их серий, оптимизированных по заданным признакам; создание новых структур шагового электропривода с оптимальным и квазиоптимальным управлением — разомкнутых позиционных систем; замкнутых позиционных и следящих систем.

Теоретической основой работ первого направления явилось перестроение динамических моделей привода и преобразование уравнений проектирования методами планирования многофакторных экспериментов с использованием математического моделирования и расчетов на ЦВМ. Цель этих исследований — получение алгебраических уравнений связи между свойствами и технико-экономическими показателями двигателя и привода, с одной стороны, и параметрами и конструктивными признаками, с другой.

Типовой дискретный электропривод с шаговым двигателем (ШД) описывается следующей системой дифференциальных уравнений [Л. 1]:

$$\left. \begin{aligned} i_d + \kappa \frac{di_d}{d\tau} - \kappa i_q \frac{d\theta}{d\tau} &= \cos(\gamma - \theta); \\ i_q + \kappa \frac{di_q}{d\tau} + \kappa i_d \frac{d\theta}{d\tau} + \delta \frac{d\theta}{d\tau} &= \sin(\gamma - \theta); \\ \frac{d^2\theta}{d\tau^2} + \mu_n \dot{\theta} &= i_q, \end{aligned} \right\} (1)$$

где κ — безразмерная постоянная времени обмоток ШД; δ — безразмерный коэффициент внутреннего демпфирования; μ_n — относительный момент сопротивления нагрузки; i_d, i_q — токи по осям d, q ; τ — безразмерное время; γ — ступенчатая функция воздействия; θ — угловая координата ротора.

Уравнения (1) справедливы для всех систем и структур шагового привода; особенности конкретного привода учитываются численными значениями параметров κ, δ, μ_n и видом ступенчатой функции воздействия γ , которая может быть задана соответствующей функцией времени (разомкнутый привод) или угла поворота вала (замкнутый привод). Уравнения (1) содержат всю информацию о свойствах дискретного электропривода, однако, очевидно, не позволяют прямо определить значения параметров и вид функции воздействия по заданным свойствам привода.

Приведенная математическая модель шагового привода (1) была перестроена применительно к решению ряда конкретных задач инженерного проектирования и получена в виде полинома:

$$Y = B_0 + \sum_{i=1}^n B_i x_i + \sum_{\substack{i=1 \\ j>i}}^n B_{ij} x_i x_j + \dots + \sum_{i=1}^n B_{ii} x_i^2 + \dots, (2)$$

где Y — функция цели; x_i, x_j — независимые переменные; B_0, B_i, B_{ij}, B_{ii} — коэффициенты; i, j — номера независимых переменных; n — число независимых переменных.

При этом система уравнений (1) моделировалась на АВМ, параметры κ, δ, μ_n варьировались в определенных, отвечающих целям задачи пределах в соответствии с выбранным планом эксперимента. В результате были получены выражения вида (2) для частоты приемистости $\omega_{\text{пр}}$ разомкнутого шагового привода, для установившейся скорости движения $\omega_{\text{уст}}$ замкнутого дискретного привода в режиме самокоммутации, для времени движения на шаге τ_a при старт-стопном управлении, для относительной амплитуды колебаний скорости σ при пуске разомкнутого шагового привода (амплитуда первого минимума скорости), для наибольших допустимых набросов частоты при ступенчатом программировании пуска шагового привода и т. п. Результаты решения перечисленных задач приведены в таблице. Во всех случаях погрешность, возникающая при аппроксимации функций $Y=f(x)$ полиномами (2), не превышала 5—10% нижнего уровня Y и была обусловлена лишь ограниченным числом членов полинома (2); погрешности моделирования на АВМ малы и могут не приниматься во внимание.

Построенные динамические модели дали в руки разработчика надежные и простые аналитические зависимости, позволяющие количественно оценить и обоснованно предпочесть рекомендуемый вариант привода, охарактеризованный обобщенными параметрами.

Аналогичная работа выполнена применительно к проектированию собственно шагового двигателя. Схема проектирования ШД представлена на рис. 1. Детальный алгоритм проектирования, включающий 18 уравнений связи, табличные и графические зависимости между параметрами, геометрическими размерами, характеристиками рабочего за-

Свойство (характеристика)	Интервалы варьирования параметров $\left(\frac{\min}{\max}\right)$			Коэффициенты уравнения (2)										
	α	δ	μ	B_0	B_1	B_2	B_3	B_{12}	B_{13}	B_{23}	B_{123}	B_{11}	B_{22}	B_{33}
Частота приемистости $\omega_{пр}$	0,15 2,0	0,15 2,0	0,05 0,45	1,83	-0,28	-0,71	-1,55	0,18	-0,25	0,57	—	—	—	—
Установившаяся скорость $\omega_{уст}$	0,1 0,5	0,05 0,35	0,05 0,25	5,06	-3,43	-6,02	-5,60	1,76	3,56	0,23	—	1,63	2,14	2,50
Величина максимального второго наброса частоты $\Delta\omega_{2\max}$	0,1 0,9	0,05 0,65	0,05 0,45	3,02	-0,85	-4,43	-2,71	1,41	-0,45	4,15	—	—	—	—
Шаг, на котором производится наброс, $N_{2опт}$	0,1 0,9	0,05 0,65	0,05 0,45	8,13	0,37	2,11	-4,66	-4,43	-3,39	-0,52	5,21	—	—	—
Величина максимальных равных двухступенчатых набросов частоты $\Delta\omega$	0,1 0,5	0,05 0,35	0,05 0,25	1,94	-0,31	-2,41	-1,21	2,20	-2,40	0,67	—	—	—	—
Шаг, на котором частота удваивается, $N_{опт}$	0,1 0,5	0,05 0,35	0,05 0,25	5,56	8,95	-7,50	7,92	-16,67	-70,83	-33,33	166,7	—	—	—
Время движения на шаге τ_α	0,25 1,0	0 0,6	0,15 0,326	2,77	1,33	0,77	0,98	—	—	—	—	—	—	—
Относительная амплитуда колебаний скорости σ , %	0,7 2,3	0,25 0,95	0,06 0,239	109,6	-10,7	-134,2	—	54,0	—	—	—	—	—	—

зора и используемых материалов, изложен в [Л. 1]. Этот алгоритм неудобен в задачах оптимизации, требует даже в начальной стадии полного расчета вариантов и не дает расчетчику представления о значимости различных факторов.

Алгоритм проектирования ШД был перестроен с использованием отмеченных выше приемов, в результате чего были получены уравнения прямой связи между величинами, содержащимися в техническом задании, обобщенными параметрами и конструктивными показателями проектируемого ШД.

Например, уравнение, связывающее частоту приемистости $f_{пр}$ с M_H, J_H, B, α, D , для индукторного ШД с $\alpha=5^\circ$ имеет вид:

$$f_{пр} = 796 + 138x_1 - 249x_2 + 72x_3 - 158x_4 - 103x_5 + 48x_1x_2 + 24x_1x_3 - 27x_1x_4 - 34x_1x_5 - 48x_2x_4 + 49x_2x_4 + 68x_2x_5 - 14x_3x_4 + 20x_4x_5,$$

где

$$x_1 = \frac{\ln M_H - 4,1471}{0,9282}; \quad x_2 = \frac{J_H^{0,25} - 15,58 \cdot 10^{-2}}{5,58 \cdot 10^{-2}};$$

$$x_3 = \frac{B - 1,4 \cdot 10^4}{0,2 \cdot 10^4}; \quad x_4 = \frac{\alpha - 1,25}{0,75}; \quad x_5 = \frac{D - 10}{2}.$$

Подобные уравнения связи, полученные и для других величин, дали возможность оценить степень и характер взаимного влияния различных параметров ШД и явились основой для целенаправленного оптимального проектирования как отдельных двигателей, так и серии ШД.

Простота и общность описанных представлений, первоначально разработанных для типовых конструкций четырехфазных одно пакетных вращающихся ШД, оказались целесообразными при решении аналогичных задач в новых разработках силового дискретного привода с многопакетными ШД для металлорежущих станков, простейших однофазных и двухфазных ШД для приборов времени и счетчиков, линейных ШД с программируемым поступательным движением.

Работы второго направления основаны на изучении возможностей применения к шаговому приводу методов теории оптимального управления, в частности принципа максимума. Последние работы проблемной лаборатории электромеханики МЭИ позволили приступить к созданию и всестороннему изучению оптимальных и квазиоптимальных структур и систем с ШД.

Ограниченные возможности простейшего разомкнутого шагового привода (РШП) по реализуемому диапазону скоростей, устойчивости и качеству движения привели к поиску и разработке других структур шагового привода, устраняющих недостатки РШП. Среди них можно выделить два основных типа — разомкнутые позиционные системы привода с оптимальным управлением, например старт-стопный привод, и замкнутые позиционные или следящие системы привода. В СССР и за рубежом известны многочисленные разработки в этой области.

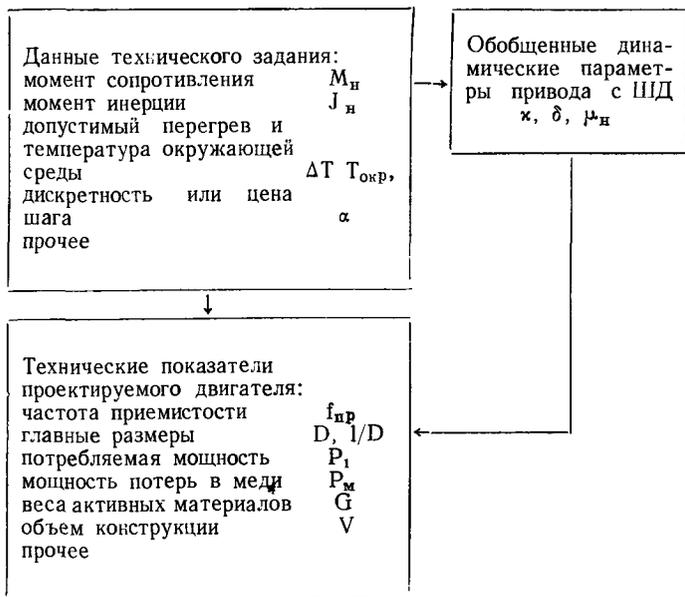


Рис. 1.

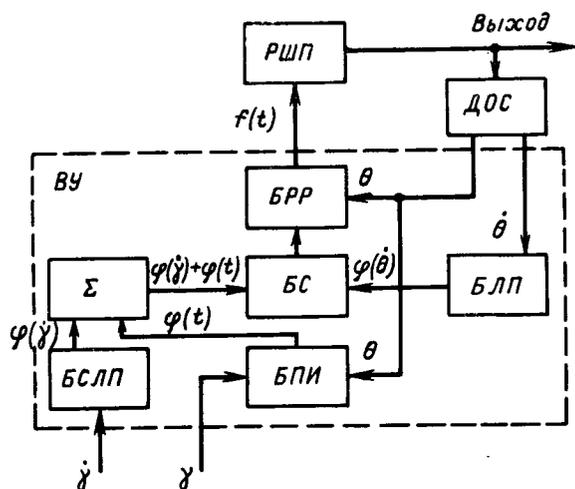


Рис. 2.

Если разомкнутые позиционные системы достаточно хорошо изучены и широко применяются [Л. 1], то замкнутые системы, являющиеся наиболее перспективными, исследованы в меньшей степени.

Основные преимущества замкнутого шагового привода в сравнении с простейшим разомкнутым состоят в следующем.

Открывается возможность эффективного использования источника питания со свойствами источника тока. При этом удается практически исключить вредное влияние индуктивностей обмоток ШД, расширить диапазон рабочих скоростей. В разомкнутом шаговом приводе применение источника тока ограничено случаями, когда нагрузка имеет характер вязкого трения.

Верхний предел скорости в замкнутом шаговом приводе не зависит от момента инерции нагрузки и других параметров. На практике диапазон рабочих скоростей при замыкании привода может быть расширен в несколько раз, иногда на порядок. Устойчивость и качество движения замкнутого шагового привода в значительной мере определяются его структурой и поддаются таким образом целенаправленному воздействию. В простейшем разомкнутом шаговом приводе эти важные показатели целиком зависят от параметров, которые удается изменять лишь в ограниченных пределах.

Еще одной иллюстрацией различия в свойствах замкнутого и разомкнутого приводов может служить время T прохождения некоторого интервала пути в N шагов:

$$\frac{T_{\text{разомкн}}}{T_{\text{замкн}}} = 0,625 \sqrt{\frac{N}{n}},$$

где n — число тактов коммутации ШД ($N \gg n$).

Таким образом, замкнутый шаговый привод позволяет либо расширить диапазон рабочих скоростей при слежении и позиционировании с некоторой заданной точностью, либо повысить точность слежения и позиционирования при заданных скоростях, либо, наконец, получить предельные показатели по скорости и точности.

Теоретически решение сформулированных задач можно реализовать в оптимальных по быстро-

действию системах, построенных с использованием принципа максимума Понтрягина [Л. 2]. На практике, однако, возникают следующие затруднения:

в полную систему уравнений, описывающих дискретный электропривод с учетом электромагнитных процессов в ШД [Л. 1], входят, по крайней мере, три фазовые координаты, поэтому системе уравнений соответствует гиперповерхность переключения управления, техническая реализация которой сопряжена со значительными трудностями;

степень полноты и точности информации о мгновенных состояниях системы ограничена технологическим уровнем используемых датчиков;

условия, в которых работает привод, и его параметры не остаются неизменными.

Рассмотрим некоторые технически реализуемые и целесообразные структуры замкнутого дискретного электропривода, в которых удается учесть и частично преодолеть указанные трудности. Одна из характерных структур замкнутого дискретного электропривода с ШД имеет вид, представленный на рис. 2. Система состоит из разомкнутого шагового привода РШП, датчика обратной связи ДОС, вырабатывающего в импульсной форме сигналы о положении θ и скорости $\dot{\theta}$ исполнительного вала, блока задания программы БЗП, обеспечивающего сигналы в импульсной форме о требуемом положении γ и скорости $\dot{\gamma}$ исполнительного органа, и вычислительного устройства ВУ, управляющего приводом. Задача, выполняемая ВУ, состоит в общем случае в выработке команд в унитарном коде $f(t)$ в функции четырех величин $\gamma, \dot{\gamma}, \theta, \dot{\theta}$; ВУ состоит из блока приема информации БПИ (динамическая память системы), вырабатывающего сигнал о динамической ошибке по углу $\varphi(t) = \theta(t) - \theta(t)$, двух идентичных блоков, определяющих линию переключения БЛП и БСЛП, первый из которых вырабатывает сигнал $\varphi(\theta)$, а второй — $\varphi(\dot{\gamma})$, сумматора Σ сигналов $\varphi(t)$ и $\varphi(\dot{\gamma})$, блока сравнения сигналов БС, выполняющего операцию $\varphi(t) + \varphi(\dot{\gamma}) = \varphi(\theta)$ и блока режима работы БРП, вырабатывающего сигнал $f(t)$.

Рассмотренная структура принципиально позволяет решать одну из следующих задач:

позиционирование при задании углового положения исполнительного органа в цифровом параллельном коде γ ;

позиционирование при программе, заданной в виде унитарного кода $\dot{\gamma}$, в сочетании со слежением за скоростью поступления команд;

слежение по углу и скорости за программой $(\gamma, \dot{\gamma})$, заданной в унитарном коде.

При решении первой из названных задач из ВУ исключаются блоки БСЛП и Σ , а блок БПИ выполняется в виде счетчика, емкость которого достаточно для приема информации о наибольшем заданном перемещении. В этом случае привод представляет собой позиционную систему, оптимальную по быстродействию, движение которой состоит из разгона с предельным ускорением и торможения по линии переключения с последующей фиксацией (траектория ОАВ на рис. 3,а). В момент поступления команды $\theta=0$ динамическая ошибка равна заданному перемещению γ . Начало линии переключе-

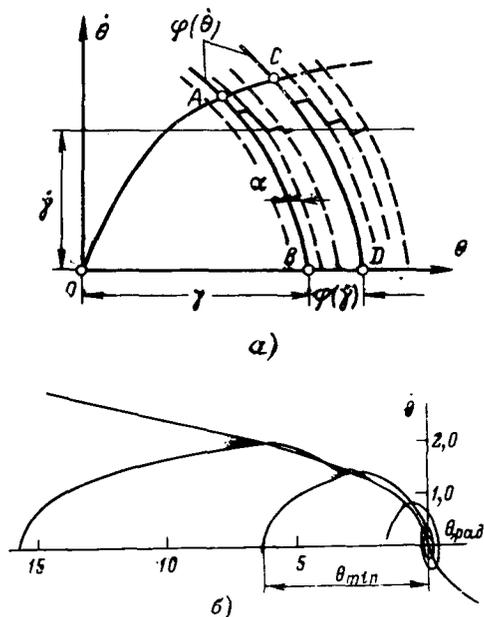


Рис. 3.

чения неизменно и соответствует заданному перемещению (точка B на рис. 3,а).

При решении второй задачи блока БСЛП и Σ также отсутствуют, а емкость счетчика в БПИ рассчитана исходя из максимальной угловой динамической ошибки. Поскольку команда задана в унитарном коде, каждому ее импульсу соответствует продвижение на шаг линии переключения. Исполнительный орган (вал ШД) ускоряется по траектории OA до тех пор, пока изображающая точка не достигнет скачкообразно продвигающейся линии переключения (точка A на рис. 3,а). При этом происходит захват и начинается процесс слежения за программой, характеризуемый соотношениями: $\dot{\gamma} - \dot{\theta} \approx 0$, $\varphi(t) = \gamma - \theta \approx \varphi(\theta)$, т. е. ошибка по скорости близка к нулю, а угловое отставание определяется скоростью поступления команд, точнее — мгновенной скоростью движения системы. Поскольку слежение осуществляется в окрестности линии переключения, то при внезапном прекращении команд торможение происходит по линии переключения, что является гарантией точного позиционирования без выбега.

Решение третьей задачи предполагает использование сумматора и блока БСЛП, в результате чего обеспечивается дополнительное смещение начала продвигающейся линии переключения на величину $\varphi(\dot{\gamma})$, зависящую от скорости поступления команд. Захват и начало процесса слежения соответствуют при этом пересечению траектории разгона со смещенной линией переключения в точке C. При этом $\dot{\gamma} - \dot{\theta} \approx 0$ и $\gamma - \theta \approx 0$, т. е. привод работает с близкими к нулю ошибками как по скорости, так и по углу. Поскольку слежение осуществляется в окрестности смещенной линии переключения, то внезапному прекращению команд соответствует торможение с выбегом на величину $\varphi(\dot{\gamma})$. Выбег отсутствует, если темп замедления по программе ниже предельного, определяемого линией переключения.

В рассмотренной структуре использованы некоторые особенности замкнутого шагового привода, позволяющие получить инженерное решение задачи об оптимальном управлении. Предполагается, в частности, что в схеме привода на рис. 2 источник питания ШД по своим свойствам близок к источнику тока, а информация о мгновенном состоянии системы регистрируется датчиком ДОС через определенные угловые интервалы, т. е. дискретно. Первое из названных обстоятельств приводит к тому, что время протекания электромагнитных переходных процессов резко уменьшается; это позволяет для формирования оптимального управления использовать линию переключения, полученную как геометрическое место точек начала торможения двигателя.

Дискретная информация ДОС, ограничивая возможность строгого получения оптимального управления, одновременно обеспечивает вибрационный режим замедления системы вдоль линии переключения. При этом отклонение параметров системы от расчетных в некоторых пределах не влияет на ее работоспособность и точность позиционирования [Л. 3].

Для проектирования блока БЛП (рис. 2) необходимо располагать координатами линии переключения. В условиях ограниченной вариации параметров κ , δ , μ_H зависящей от свойств источника питания и выбранного двигателя, линию переключения целесообразно представить аналитически. Одна из возможных аппроксимаций получена в виде:

$$\theta = a\dot{\theta}^2, \quad (3)$$

где коэффициент $a = F(\kappa, \delta, \mu_H)$ найден посредством моделирования с использованием отмеченных выше приемов:

$$a = 0,64 + 1,27\kappa - 1,09\delta - 0,33\kappa^2 + 0,85\delta^2 - 0,26\kappa\delta. \quad (4)$$

На рис. 3,б показаны процессы разгона и торможения двигателя с использованием линии переключения, построенной согласно (3) и (4) для случая $\kappa = 0,3$; $\delta = 0,3$; $\mu_H = 0$. Эта линия переключения, как следует из осциллограммы на рис. 3,б, обеспечивает остановку без колебаний и вибрационное слежение за линией переключения на перемещениях $\theta \geq \theta_{min}$ и при нагрузках $\mu_H \geq 0$.

Работоспособность, динамические и эксплуатационные характеристики описанных структур привода всесторонне изучены на моделях в лабораторных условиях; в настоящее время ведутся работы по их внедрению в промышленные установки.

Наибольшая дискретность ДОС по углу поворота из условий самокоммутации в замкнутом шаговом приводе равна шагу двигателя. Таким образом, в простейшем случае величина шага, полностью характеризующая статическую точность системы, в значительной мере определяет и возможности квазиоптимального управления. При наличии датчика с разрешающей способностью, обеспечивающей отсчеты θ , $\dot{\theta}$ внутри шага, удается повысить точность режимов позиционирования. Если соответственно увеличена плотность представления входной информации $(\dot{\gamma}, \dot{\gamma})$, то увеличивается и точ-

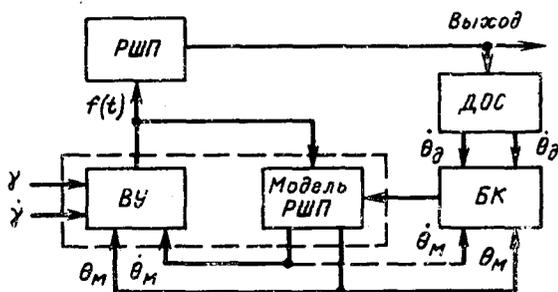


Рис. 4.

ность слежения, так как каждая входная команда продвигает линию переключения не на целый шаг, а лишь на долю шага.

При использовании в приводе двигателя с малой ценой шага ($3 \div 1^\circ$ и менее) создание в ограниченных габаритах датчика, обеспечивающего отсчеты внутри шага, затруднено. Требования к датчику существенно ослабляются, если информация о движении системы на шаговом интервале (θ_m и $\dot{\theta}_m$) снимается с математической модели привода, работающей параллельно с физическим объектом в реальном времени. Структура такого привода с сопровождающей моделью и блоком коррекции БК показана на рис. 4. Движения РШП и его модели согласовываются блоком коррекции по результатам сравнения через заданные угловые интервалы сигналов θ_d , $\dot{\theta}_d$ и θ_m , $\dot{\theta}_m$. Очевидно, модель интерполирует закон движения исполнительного вала на шаге, чем повышается точность системы. Если использован более грубый датчик и интерполяция осуществляется на группе шагов, то модель обеспечивает прежде всего устойчивость работы системы в широком диапазоне скоростей, а требования к качеству движения должны быть ослаблены.

Если требования к качеству движения и ускорению системы обеспечиваются РШП, а необходимо лишь расширить диапазон рабочих скоростей в соответствии с программой $f(t)$, заданной в унитарном коде, то можно ограничиться простой системой привода без ДОС, приведенной на рис. 5.

Привод состоит из упоминавшихся ранее блоков РШП, БРР и БПИ, а также из блока задания ускорения (интегратора) БИ, управляемого генератора импульсов УГИ и блока сравнения частот БСЧ. Блок БСЧ сравнивает частоты двух сигналов — программы $f(t)$ и УГИ $f_r(t)$ и подает на БИ постоянный положительный сигнал, если $f > f_r$, постоянный отрицательный сигнал, если $f < f_r$, при $f = f_r$ сигнал на БИ не подается. Интегрирование входного сигнала блоком БИ приводит к росту или уменьшению частоты УГИ по линейному закону, обеспечивая нужный темп разгона или замедления

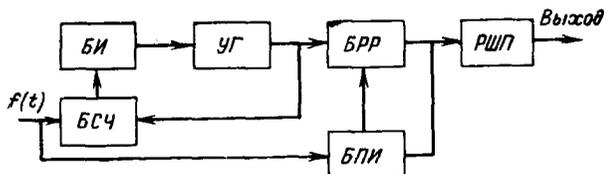


Рис. 5.

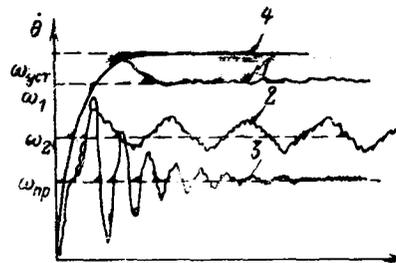


Рис. 6.

РШП. После завершения обработки программы блок БПИ подает команду на отключение РШП от УГИ, и осуществляется фиксация двигателя в заданном положении.

Макетный образец системы по структуре рис. 5 испытывался в приводе подачи сверлильного станка для производства печатных плат. Для четырехтактного силового ШД с шагом 1° (ШДИ-4-360-121) достигнута рабочая частота 4 000 гц, что позволило получить время обработки перемещения в 5 мм за 0,3 сек при дискретности 0,01 мм; момент нагрузки составлял 0,2 максимального статического синхронизирующего момента, приведенный момент инерции нагрузки был примерно равен моменту инерции двигателя.

Возможности рассмотренных структур дискретного электропривода в сравнении с РШП иллюстрируются осциллограммами на рис. 6. Осциллограмма 3 соответствует пуску РШП на частоте приемистости с естественной синхронизацией. При управлении РШП по схеме рис. 5 характерный процесс разгона и слежения за программой иллюстрируется кривой 2. Диапазон скоростей и частот удается расширить, однако качество движения не улучшается.

Наибольшее улучшение качества движения и существенное улучшение качества движения обеспечиваются структурами на рис. 2 или 4 (осциллограмма 1). Предельный диапазон скоростей для замкнутых систем дискретного привода ограничен кривой 4, соответствующей разгону ШД в режиме самокоммутации.

Рассмотренные структуры обладают рядом преимуществ по сравнению с цифровыми следящими системами, использующими двигатели непрерывного действия, в частности: обеспечивают фиксацию в конце рабочего перемещения с малой угловой ошибкой при ограниченной точности датчика положения. Увеличение точности позиционирования является следствием многополюсного выполнения ШД со значительным удельным синхронизирующим моментом. Выполненные исследования и систематизация технических решений позволяют считать замкнутые системы шагового привода перспективными для широкого круга применений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ивоботенко Б. А., Рубцов В. П., Садовский Л. А., Цаценкин В. К., Чиликин М. Г. Дискретный электропривод с шаговыми двигателями. М., «Энергия», 1971.
2. Понтрягин Л. С., Болтянский В. Г., Гамкрелидзе В. В., Мищенко Е. Ф. Математическая теория оптимальных процессов. М., Физматгиз, 1961.
3. Дунаев В. И. Квазиоптимальные по быстродействию системы автоматического регулирования. М., «Энергия», 1970.



Вопросы проектирования близкого к оптимальному цифрового управления электроприводами постоянного тока

Р. А. КУЛЕССКИЙ, Е. Г. КАЗАКОВ, Н. Ф. ЛАЗОВСКИЙ, А. А. ЯНКО-ТРИНИЦКИЙ

Уральский политехнический институт,

В. В. КАРАМАН, В. П. ЧУДНОВСКИЙ

Свердловское отделение ГПИ «Тяжпроэлектротехпроект»,

Г. О. БАРАЦ, В. Д. ЛАВРЕНТЬЕВ

Первоуральский новотрубный завод

Необходимость в использовании цифрового способа управления электроприводами возникает при повышенных требованиях к качеству продукции, если удовлетворение их возможно при высокой статической точности регулирования, недостижимой при использовании аналоговых методов (выше 1%);

быстродействующем регуляторе, когда из-за помех аналоговых датчиков становится невозможной реализация в непрерывной форме каких-либо со-

ставляющих закона управления, формирующих динамические характеристики привода (например, дифференциальной составляющей);

работе электропривода в составе АСУ, когда команды управления поступают из цифрового информационно-управляющего комплекса.

Ниже обсуждаются решения задачи проектирования квазиоптимальных регуляторов в общем случае цифро-аналогового управления электроприводами постоянного тока.

В практике электропривода проектирование регулятора рассматривается как сочетание этапов приближенного синтеза и уточненного анализа. Решение задачи синтеза при этом обычно осуществляется для режима работы, в котором координаты объекта (двигателя с источниками питания и системами ограничения значений координат) не выходят за допустимые предельные уровни:

$$\left. \begin{aligned} |i_a| \leq i_a^{(m)}; |i_b| \leq i_b^{(m)}; |u_n| \leq u_n^{(m)}; \\ |\omega| \leq \omega^{(m)}; \left| \frac{di_a}{dt} \right| \leq i_a'^{(m)}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где i_a, i_b — токи цепей якоря и возбуждения; u_n — напряжение преобразовательного агрегата; ω — скорость двигателя (значком m здесь и далее обозначены максимально допустимые значения соответствующих переменных).

Такой же подход использован и в этой статье.

Структурная схема электропривода постоянно-го тока с цифро-аналоговым управлением при работе в линейной зоне изменений координат объекта представлена на рис. 1,а. Здесь процесс преобразования непрерывных сигналов в цифровую форму отражен включением многоступенчатых релейных элементов, характеризующих свойства квантователей по уровню, и импульсных модуляторов, осуществляющих квантование по времени с периодом, равным T . Автоматические системы такого типа относятся к классу систем нелинейных импульсных.

Задачей синтеза является определение передаточных функций аналогового $W_a(p)$ и цифрового $W_{\Pi}^*(z)$ регуляторов, доставляющих экстремум некоторому функционалу, соответствующий оптимальной в смысле точности или в энергетическом смысле работе электропривода в линейной зоне изменений координат объекта управления. Решение этой задачи для нелинейной системы рис. 1,а требует разработки расчетных схем, приближенно эквивалентных в определенном смысле схеме рис. 1,а и допускающих решение задачи в общем виде при произвольных начальных условиях. Для построения расчетных схем в статье используются способы технической линеаризации и статистические методы исследования.

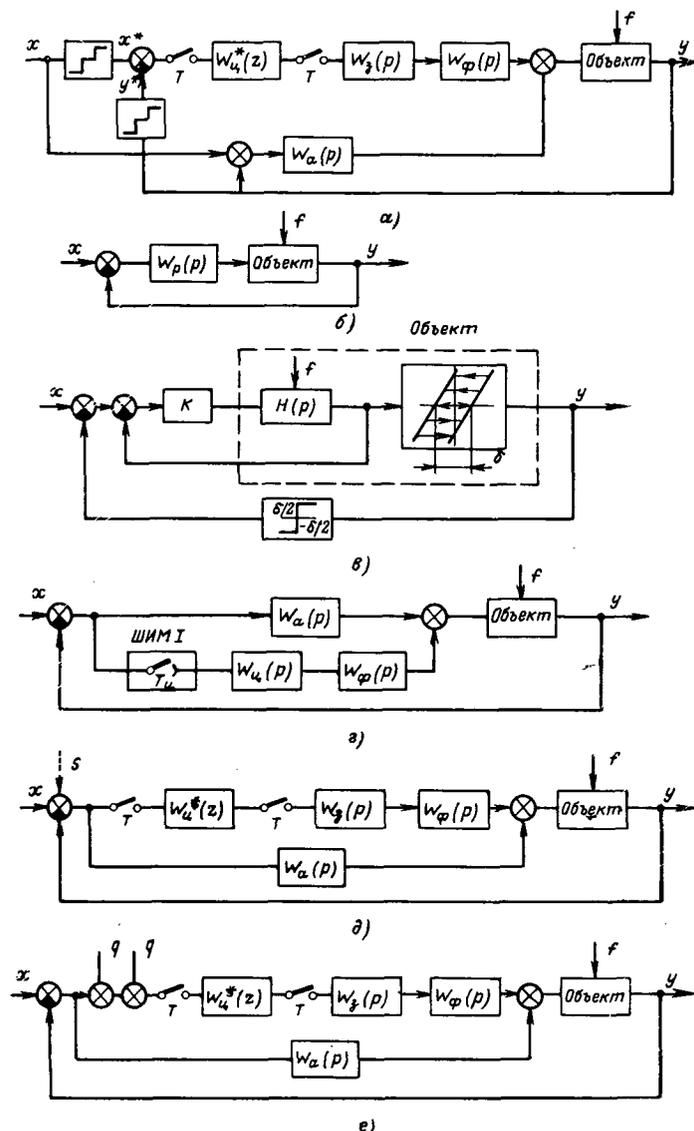


Рис. 1. Структурная (а) и расчетные (б—е) схемы электропривода постоянного тока с цифро-аналоговым управлением. $W_{\Pi}^*(z)$, $W_a(p)$, $W_g(p)$, $W_{\phi}(p)$ — передаточные функции соответственно цифрового и аналогового регуляторов, запоминающего элемента, фильтра.

При использовании компенсации помех квантования [Л. 1], являющейся одним из способов технической линейризации нелинейных характеристик аналого-цифровых преобразователей (цифровых датчика и задатчика), на вход звена с передаточной функцией $W_\Phi(p)$ через фильтр с передаточной функцией $W_\Pi(p)$ задается сигнал

$$\left. \begin{aligned} N_k(t) &= N_{ky}(t) - N_{kx}(t); \\ N_{kx} &= x^* - x; N_{ky} = y^* - y. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Поскольку значения $x(t)$, $y(t)$ в процессе управления обычно неизвестны, формирование N_{kx} , N_{ky} осуществляется в функции производной квантуемого сигнала согласно выражению:

$$N_{kz}(t) = \int_{\tau_n}^t \dot{z}(t) dt + N_{kz}(\tau_n), \quad \tau_n \leq t < \tau_{n+1}. \quad (3)$$

Здесь τ_n , $n=1, 2, 3, \dots$ — моменты дискретного изменения координаты z^* на единицу дискретности, которую обозначим через σ . При этом вычисление N_{kz} осуществляется интегрированием сигнала $\dot{z}(t)$ датчика производной с переводом интегратора при $t=\tau_n$ в исходное положение, в котором $N_{kz}(t) = N_{kz}(\tau_n)$. В случае позиционного электропривода в качестве датчика производной может быть использован датчик скорости (э. д. с.), а в случае электропривода, основной задачей которого является регулирование скорости, датчик динамического тока (или датчик производной скорости). Возможны и иные способы формирования N_{kz} , N_{ky} .

Если передаточную функцию $W_\Pi(p)$ выбрать так, что

$$W_\Pi^*(z) = Z \left[\frac{W_\Pi(p) W_\Phi(p)}{p} \right] / Z \left[\frac{W_\Phi(p)}{p} \right], \quad (4)$$

при передаточной функции запоминающего элемента

$$W_\Sigma(p) = \frac{1 - e^{-Tp}}{p},$$

то расчетную схему электропривода можно приближенно представить в виде схемы рис. 1,б, где

$$W_p(p) = W_a(p) + W_\Pi(p) W_\Phi(p). \quad (5)$$

Изложенный способ линейризации может быть использован не только для увеличения динамической и статической точности работы электропривода, но и для уменьшения цены шага квантования без снижения статической точности.

Компенсация помех квантования в ряде случаев позволяет улучшить динамические характеристики привода и при наличии нелинейных звеньев в контуре регулирования. Так, при наличии зазора в механической передаче позиционного электропривода и использовании датчика э. д. с. в качестве датчика производной \dot{y} существенно уменьшаются колебательность и время переходного процесса. Если величина зазора $\delta \geq 10\sigma$, а $W_p(p) = k$, то расчетную схему при этом можно представить в виде схемы рис. 1,в.

Другим способом технической линейризации, который может быть использован в случае цифрового управления, является вибрационная линейризация. Непосредственное ее использование для

линейризации характеристик аналого-цифровых преобразователей (АЦП) затруднительно, поэтому может быть предложен способ линейризации модели амплитудного квантователя, включаемой параллельно с рабочим АЦП [Л. 2]. На вход модели задаются полезный $z(t)$ и линейрирующий $u(t)$ сигналы. Последний является периодическим сигналом, характеристики которого зависят от алгоритма преобразования непрерывного сигнала в цифровую форму. При нечетной характеристике квантователя

$$u(t) = (-1)^n \left[(2k-1) \frac{\sigma}{2} - \frac{2\sigma}{T_\Pi} t \right], \quad k=1, 2, 3, \dots, \\ (k-1) \frac{T_\Pi}{2} \leq t \leq k \frac{T_\Pi}{2}. \quad (6)$$

Из выходного сигнала модели может быть выделен сигнал $\omega_z(t)$, являющийся широтно-модулированным импульсным сигналом $N_{kz}(t)$. Если задать сигналы $\omega_x(t)$, $\omega_y(t)$ на вход звена $W_\Phi(p)$ через фильтр $W_\Pi(p)$, то при

$$W_\Pi W_\Phi^*(z) = \varepsilon^*(z) W_\Pi^*(z) \frac{z-1}{z} z \left[\frac{W_\Phi(p)}{p} \right] \quad (7)$$

расчетная схема приближенно может быть представлена в виде схемы рис. 1,г. Из (7) следует, что $W_\Pi^*(z)$ зависит от характера изменения сигнала ошибки $\varepsilon(t)$, поэтому вибрационная линейризация модели квантователя целесообразна при близком к нулю периоде прерывания T .

Отметим, что при достаточно малом периоде T_Π сигнала $u(t)$ расчетная схема может быть представлена схемой рис. 1,б, свойства которой при этом близки соответствующим свойствам схемы рис. 1,г.

Если ошибку, обусловленную случайными и регулярными погрешностями формирования $N_{kx}(t)$, $N_{ky}(t)$ или $\omega_x(t)$, $\omega_y(t)$, обозначить через $\varepsilon_k(t)$, то при выполнении неравенства

$$|\varepsilon_k| \geq c\sigma = \varepsilon_k^{(m)}, \quad (8)$$

где c — коэффициент запаса, использование технических способов линейризации становится нецелесообразным.

Можно показать, что выполнение (7) свидетельствует о соизмеримых с уровнем помех квантования флюктуациях выходной координаты, обусловленных помехами, действующими в объекте управления. Поскольку объекты управления в случае электропривода постоянного тока обладают сильными фильтрующими свойствами, то значения суммарной помехи объекта, которую обозначим через $R(t)$, значительно превышают σ . Из-за превалирующего влияния $R(t)$ по сравнению с помехой $N(t)$ от квантования по уровню эквивалентную их совместному действию помеху $S(t)$ можно считать приближенно независимой от выходной координаты $y(t)$. В этом случае структурной схеме рис. 1,а соответствует расчетная схема рис. 1,д. Переход к последней на практике обычно связан с уменьшением величины σ до уровня, при котором становится заметным влияние $R(t)$. Расчетная схема рис. 1,д в отличие от предыдущих требует использования статистических методов исследования.

Так как согласно (8) влияние $S(t)$ на динамические и энергетические характеристики обычно незначительно, то, учитывая трудность определения характеристик $S(t)$, последней в схеме рис. 1, δ часто пренебрегают. Поэтому на схеме $S(t)$ показана пунктиром.

Возможность статистического подхода к решению задачи синтеза регулятора возникает и в тех случаях, когда управляющий сигнал может рассматриваться как случайная функция

$$x(t) = x_0(t) + ut, \quad (9)$$

заданная ансамблем реализаций

$$x_i(t) = x_i(0) + v_i(t), \quad i = 1, 2, 3, \dots, m, \quad (10)$$

где $x_i(0)$, v_i — значения случайных величин x_0 , u с известными законами распределения.

Такая интерпретация возможна для ряда программных и следящих электроприводов, например для программного электропривода летучих ножниц (пил), некоторых следящих и программных электроприводов металлорежущих станков.

Расчетная схема электропривода для этого случая представлена на рис. 1, e .

При равномерных законах распределения величин x_0 , u функции плотности вероятностей равны:

$$f(u) = \frac{1}{2(u_2 - u_1)},$$

$$u_1 \leq u < u_2, \quad f(x_0) = \frac{1}{\sigma}, \quad 0 \leq x_0 < \sigma. \quad (11)$$

В этом случае корреляционная функция случайного сигнала может быть записана в виде следующего приближенного выражения:

$$K_{qq}(\tau) = \frac{v^2 \sin \omega' \tau}{2\pi^2 a \omega' \tau} - \frac{v^2 (1-a) \sin \omega' (1-a) \tau}{2\pi^2 a \omega' (1-a) \tau}, \quad (12)$$

где

$$\omega' = \frac{2\pi}{v}, \quad v = \frac{\sigma}{u_2}, \quad a = \frac{u_2 - u_1}{u_2}.$$

Согласно (12) $q(t)$ — стационарный случайный процесс, для которого функция спектральной плотности равна:

$$S_{qq}(\omega) = \begin{cases} \frac{v^2}{4\pi^2 a}, & \frac{2\pi}{v} (1-a) < \omega < \frac{2\pi}{v}; \\ 0, & \frac{2\pi}{v} (1-a) > \omega > \frac{2\pi}{v}. \end{cases} \quad (13)$$

Рассмотренные расчетные схемы рис. 1, δ — e являются исходными при решении задач синтеза.

При использовании структурной схемы рис. 1, δ синтез передаточных функций $W_a(p)$, $W_{\pi}^*(z)$ включает: определение передаточной функции $W_p(p)$, доставляющей экстремум некоторому функционалу, выбор передаточных функций $W_a(p)$, $W_{\pi}(p)$, $W_{\phi}(p)$, удовлетворяющих (5), и определение передаточной функции $W_{\pi}^*(z)$ из (4).

Подобная же последовательность синтеза имеет место в случае структурных схем рис. 1, δ и e при периоде прерывания T , достаточно малом для того, чтобы можно было пренебречь эффектами от квантования по времени. В отличие от предыдущего

здесь передаточная функция $W_{\pi}^*(z)$ определяется из условия:

$$\lim_{T \rightarrow 0} W_{\pi}^*(z) \frac{z-1}{z} Z \left[\frac{W_{\phi}(p)}{p} \right] = W_{\pi}(p) W_{\phi}(p). \quad (14)$$

Если квантованием по времени в схемах рис. 1, δ и e пренебречь нельзя, то последовательность синтеза включает: определение оптимальной передаточной функции $W_p^*(z)$, выбор передаточных функций $W_a^*(z)$, $W_{\pi}^*(z)$, удовлетворяющих соотношению

$$W_p^*(z) = W_a^*(z) + W_{\pi}^*(z) \frac{z-1}{z} Z \left[\frac{W_{\phi}(p)}{p} \right], \quad (15)$$

и определение передаточной функции W_a из условия

$$W_a(p) = \lim_{T \rightarrow 0} W_a^*(z). \quad (16)$$

При распределении функции формирования закона управления между цифровым и аналоговым регуляторами согласно (5) и (15) необходимо стремиться к тому, чтобы участие цифрового регулятора в формировании закона было минимальным. Так, например, при использовании цифрового метода управления с целью получения высокой статической точности на цифровой регулятор желательно возложить лишь функции формирования составляющих закона управления, от которых зависит статическая ошибка. Вместе с тем при высоком уровне помех аналоговых датчиков может оказаться, что уровень помех от квантования будет меньше соответствующего уровня помех этих датчиков. При этом будет целесообразно некоторые составляющие закона управления, формирующие динамические характеристики электропривода, вычислять в цифровой форме.

Выбор $W_a(p)$ в (5) и проверка правильности выбора $W_a(p)$ согласно (16) при известных после осуществления синтеза передаточных функций $W_p(p)$, $W_p^*(z)$ происходит в два этапа. Вначале вычисляются значения оценок

$$M[y_n^2] = \int_{-\infty}^{\infty} S_{nn}(\omega) |\Phi(i\omega)|^2 d\omega; \quad (17)$$

$$M[i_n^2] = \int_{-\infty}^{\infty} S_{nn}(\omega) |\Phi(i\omega) J(i\omega)|^2 d\omega \quad (18)$$

при случайном характере помехи $n(t)$ аналогового датчика регулируемой координаты или оценки

$$\max y_n = \sum_{k=1}^l a_{nk} |\Phi(i\omega_k)|; \quad (19)$$

$$\max i_n = \sum_{k=1}^l a_{nk} |\Phi(i\omega_k) J(i\omega_k)| \quad (20)$$

при

$$n(t) = \sum_{k=1}^l a_k \sin \omega_k t.$$

Здесь y_n , i_n — значения выходной координаты и тока якоря двигателя, определяемые действием помехи $n(t)$;

$\Phi(p) = \frac{W_a(p)W_o(p)}{1 + W_a(p)W_o(p)}$ — передаточная функция замкнутой системы; $W_o(p)$ — передаточная функция объекта;

$$J(p) = \frac{i(p)}{y(p)}.$$

На втором этапе проверяется выполнение неравенств:

$$\left. \begin{aligned} M[y_n^2] \leq y^{(m)}, \quad M[i_n^2] \leq i^{(m)}, \\ \max y_n \leq y_n^{(m)}, \quad \max i_n \leq i_n^{(m)}. \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

Если какие-либо из неравенств не выполняются, необходимо изменение вида $W_a(p)$.

Таким образом, на основе (17) — (21) распределение функций между аналоговым и цифровым регуляторами производится исходя из сохранения работоспособности в статике.

На основе полученных расчетных схем синтез передаточных функций $W_p(p)$, $W_p^*(z)$ производится статистическими и детерминистскими методами теории линейных оптимальных систем. В качестве детерминистских оценок работы электропривода в линейной зоне изменений координат объекта выбираются интегральные оценки [Л. 3]:

$$V_1 = \int_0^{\infty} [y_{ж}(t) - y_x(t)]^2 dt; \quad (22)$$

$$V_2 = \int_0^{\infty} y_f^2(t) dt, \quad (23)$$

характеризующие степень приближения реакций $y_x(t)$, $y_f(t)$ системы на полезный сигнал и возмущение к желаемой реакции $y_{ж}(t)$, и энергетические оценки

$$V_3 = \int_0^{\infty} u_{нх}(t) i_{днх}(t) dt; \quad (24)$$

$$V_4 = \int_0^{\infty} u_{нф}(t) i_{днф}(t) dt, \quad (25)$$

характеризующие энергию, потребляемую в переходных процессах по управлению и возмущению.

Решение задачи ведется с учетом компромисса между точностью и энергетическими характеристиками, устанавливаемого выбором коэффициентов r_1 — r_4 в функционале

$$V = \sum_{i=1}^4 r_i V_i(W_p). \quad (26)$$

Критерий качества имеет вид:

$$V = \min. \quad (27)$$

Значения коэффициентов r_1 — r_4 выбираются в зависимости от специфики конкретного электропривода. Определение искомой передаточной функции, доставляющей минимум функционалу V , осуществляется методами классического вариационного исчисления.

В качестве оценки степени влияния помех в схеме рис. 1,е целесообразно выбрать дисперсию тока якоря $M[i_{я}^2(t)]$ [Л. 4]. Решение задачи синтеза

в этом случае ведется с учетом компромисса между точностью и степенью влияния помех, устанавливаемого выбором коэффициента ρ в функционале $F = F_1 + \rho M[i_{я}^2(t)]$. Здесь в качестве F_1 могут использоваться оценки V_1 , V_2 в зависимости от назначения электропривода. Критерий качества имеет вид:

$$F(W_p) = \min. \quad (28)$$

Задача решается методами классического вариационного исчисления.

Для расчетной схемы рис. 1,д в случае статистического подхода синтез $W_p^*(z)$ целесообразно осуществлять на основе критерия минимума среднего квадрата ошибки при конечной памяти системы [Л. 5].

Изложенный выше синтез регуляторов позволяет найти оптимальную структуру регулятора с учетом специфики цифрового управления и назначения электропривода.

Поскольку структурные схемы рис. 1,б—е лишь приближенно эквивалентны исходной схеме рис. 1,а, параметры синтезированных функций $W_a(p)$, $W_{п}^*(z)$, $W_{ф}(p)$ необходимо корректировать на этапе уточненного анализа. Уточненный анализ целесообразно осуществлять методами математического и физического моделирования с возможно более полным учетом специфики работы электропривода в различных режимах. При использовании для математического моделирования аналоговых вычислительных машин наибольшую сложность представляет воспроизведение на модели процесса квантования сигналов по уровню. Прямой метод моделирования амплитудного квантования обладает сравнительно низкой точностью при большом числе ступеней квантования. Более целесообразно в этом случае использовать неявный метод моделирования, при котором выходная координата z^* квантователя представляется суммой квантуемого сигнала z и помехи квантования:

$$z^*(t) = z(t) + N_z(t). \quad (29)$$

Согласно (29) схема модели [Л. 6] включает узел моделирования $N_z(t)$ и суммирующий элемент. Точность воспроизведения функции $z^*(t)$ при этом определяется в основном точностью формирования $N_z(t)$, которая может быть достаточно высокой, поскольку диапазон изменения $N_z(t)$ ограничен.

В заключение можно предложить следующую последовательность решения задачи проектирования квазиоптимального управления:

выбор и определение параметров расчетной схемы, являющейся исходной для синтеза;

синтез оптимальных передаточных функций $W_p(p)$ или $W_p^*(z)$;

выбор передаточных функций цифрового $W_{п}^*(z)$ и аналогового $W_a(p)$ регуляторов, параллельное действие которых эквивалентно действию регуляторов с передаточной функцией $W_p(p)$ или $W_p^*(z)$;

уточнение параметров $W_a(p)$, $W_{п}^*(z)$ методами физического и математического моделирования.

Изложенные методы используются Свердловским отделением ГНИ «Тяжпромэлектропроект»

Состояние и перспективы развития автоматизированного электропривода подъемно-транспортных механизмов

М. М. СОКОЛОВ, А. В. ШИНЯНСКИЙ, В. В. МОСКАЛЕНКО

Московский энергетический институт,

А. Г. ЯУРЕ

Завод «Динамо» им. С. М. Кирова

В Директивах XXIV съезда КПСС по пятилетнему плану развития народного хозяйства СССР на 1971—1975 гг. указано: «Разработать новые конструкции и организовать производство подъемно-транспортных комплексов машин и механизмов с дистанционным и автоматическим управлением, а также машины циклического действия для автоматизированных конвейерных транспортных линий». Повышенное внимание к механизмам горизонтального и вертикального транспорта на промышленных предприятиях, в сельском хозяйстве, быту и т. д. определяется их возрастающей ролью в подъемно-транспортных операциях и необходимостью уменьшения занятого ими обслуживающего персонала.

Главенствующая роль в создании автоматизированных систем управления подъемно-транспортными комплексами принадлежит электроприводу.

В теории автоматизированного электропривода подъемно-транспортных механизмов четко выделяются три направления исследований. Первое направление включает вопросы, связанные непосредственно с исполнительными двигателями: динамика машин переменного и постоянного тока различных конструкций, определение нагрева двигателей и выбор их мощности, расчет допустимого числа включений и т. д.

Второе направление относится к исследованиям условий совместной работы электрического и механического оборудования, входящего в систему автоматизированного электропривода. Теоретический поиск в этом направлении связан с наличием упругих и гибких механических связей, возможностью возникновения резонансных явлений, наличием люфтов в передачах и т. п. Все указанные явления могут значительно усложнить расчет и выбор соответствующей системы электропривода.

Третье направление связано с созданием автоматических систем управления (АСУ) электропри-

водами подъемно-транспортных механизмов с условием правильного решения двух первых задач. Создание АСУ подъемно-транспортных систем является одной из ответственных задач развития этой области техники. Решение ее возможно на базе больших теоретических исследований вместе с внедрением специализированных вычислительных машин и созданием надежных датчиков различных конструкций.

Совершенствование и создание новых типов электрических машин и аппаратов для подъемно-транспортных механизмов. Рост грузоподъемности и расширение областей применения подъемно-транспортных механизмов требуют прежде всего совершенствования существующих серий машин постоянного и переменного тока повторно-кратковременного режима работы за счет увеличения диапазона их мощностей и номинальных скоростей движения, повышения надежности, снижения габаритов. Вместе с тем следует уделять больше внимания конструированию и исследованиям двигателей с коническим ротором, вибродвигателей различных конструкций, линейных двигателей и т. п. Каждый из указанных типов машин может занять весьма прочные позиции в ряде отраслей подъемно-транспортной техники. Так, вибродвигатели весьма перспективны при транспортировке сыпучих грузов, линейные двигатели — при создании различного рода конвейерных установок и в других системах горизонтального транспорта.

Не менее важную роль в создании совершенных систем автоматизированного электропривода подъемно-транспортных механизмов играет и аппаратура управления. В первую очередь здесь следует отметить полупроводниковые приборы, позволяющие создавать мощные преобразователи постоянного и переменного тока, бесконтактные и практически безынерционные схемы управления и т. д. Применение указанных устройств позволяет полу-

при проектировании цифровых устройств управления электроприводами постоянного тока механизмов прокатных станов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кулесский Р. А. Способ управления электроприводом по цифровой системе. А. С. № 302797 (СССР). Оpubл. в бюл.— «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1971, № 15.
2. Кулесский Р. А., Лазовский Н. Ф., Сидоров Ю. П. Цифровое устройство управления электроприводом. А. С. № 316104

(СССР). Оpubл. в бюл.— «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1971, № 29.

3. Кулесский Р. А. К синтезу оптимальных передаточных функций в системах подчиненного регулирования параметров электропривода.— «Электричество», 1972, № 3.

4. Шубенко В. А., Кулесский Р. А. Статистический критерий качества работы электропривода постоянного тока.— «Электричество», 1970, № 1.

5. Основы автоматического управления, под ред. С. М. Пугачева. М., Физматгиз, 1968.

6. Кулесский Р. А., Незеленова Н. Г. Устройство для моделирования процесса амплитудного квантования. А. С. № 24473 (СССР). Оpubл. в бюл.— «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1969, № 18.



чить качественно новые автоматизированные электроприводы с большим диапазоном регулирования, с высокой точностью остановки, с соблюдением заданного закона изменения скорости и ускорения при пуске, реверсе и торможении.

Большое значение имеет и совершенствование релейно-контакторной аппаратуры управления, которая обладает рядом положительных качеств, в частности простотой и относительно низкой стоимостью. Увеличение надежности и рабочего ресурса этой аппаратуры на основе улучшения процессов включения и коммутации токов или бестоковой коммутации может значительно поднять возможности использования релейно-контакторных аппаратов.

Одним из тормозящих факторов автоматизации подъемно-транспортных систем является недостаточный выпуск промышленностью датчиков скорости, ускорения, положения, времени и т. д.

Исследование и создание новых систем автоматизированного электропривода подъемно-транспортных механизмов. Наиболее перспективна в этом отношении разработка систем с тиристорными преобразователями постоянного и переменного тока. Первые могут использоваться для управления двигателями постоянного тока независимого, последовательного и смешанного возбуждения, а также в каскадных схемах, вторые — для частотного управления асинхронными двигателями. Но для массового производства эти системы не всегда эффективны, поэтому нельзя забывать о возможностях дальнейшего совершенствования многодвигательных систем электропривода, особенно при наложении их характеристик в случае совместной работы на один вал. Следует совершенствовать электроприводы с многоскоростными двигателями, тормозными генераторами, электрогидравлическими толкателями и т. д.

Проблемы развития электроприводов крановых механизмов обусловлены увеличением грузоподъемности и производительности этих механизмов, а также необходимостью автоматизации процесса транспортирования грузов в различных отраслях народного хозяйства. Интенсификация и расширение материального производства привели к резкому росту объема транспортных операций и тоннажа перемещаемых грузов. Рост потока грузов на предприятиях до начала текущего пятилетия удовлетворялся главным образом за счет увеличения числа действующих подъемно-транспортных механизмов при соответствующем росте численности обслуживающего персонала. В связи с этим число работников, занимающихся подъемно-транспортными операциями, составляет в настоящее время почти 20% всех работников промышленности и транспорта. Очевидно, удовлетворение растущей потребности в подъемно-транспортных работах при ограниченной занятости является важной народнохозяйственной проблемой, и для ее решения необходимо предельно сократить ручной труд, автоматизировать работу основных механизмов и увеличить их производительность. Этого невозможно добиться без совершенствования электроприводов и прежде всего систем автоматического управления ими.

Разработаны и совершенствуются системы с программным управлением механизмами, в частности системы с автоматическим адресованием грузов. Первый опыт применения таких систем на складах-автоматах, обслуживаемых кранами-штабелерами или контейнерными перегружателями, дал положительные результаты. Разрабатываются системы управления кранами с пола, в которых команды управления подаются по радиоканалу и проводной связи. Испытания первых опытно-промышленных образцов кранов с телеуправлением на машиностроительных и металлургических предприятиях, а также на строительных площадках также прошли успешно.

С развитием систем автоматического управления механизмами кранов возникает одна из важнейших проблем — создание надежных систем регулируемого электропривода, обеспечивающих ограничение динамических нагрузок, высокую точность отработки заданных перемещений и жесткие механические характеристики при большом диапазоне регулирования скорости. Выпускавшиеся до настоящего времени крановые электроприводы, как правило, не удовлетворяли указанным требованиям. Действительно, сейчас в промышленности более 80% крановых электроприводов — это асинхронные электроприводы с реостатным регулированием в цепи ротора, около 6% — асинхронные электроприводы с регулированием скорости путем переключения числа полюсов, менее 10% — электроприводы постоянного тока с реостатным регулированием, и только немногим более 3% — электроприводы, обеспечивающие жесткие механические характеристики в зоне низких скоростей, а в ряде случаев и ограничение динамических моментов.

Для того чтобы изменить сложившееся положение, большинство разработчиков пошло по пути создания плавнорегулируемых электроприводов переменного тока. Наиболее перспективной в этом отношении является система электропривода, в которой питание асинхронного двигателя осуществляется от регулируемого тиристорного преобразователя частоты (ТПЧ).

Опытно-промышленные испытания и предварительные экономические расчеты позволяют утверждать, что внедрение частотно-регулируемого электропривода с асинхронным короткозамкнутым двигателем и ТПЧ с промежуточным звеном постоянного тока даст возможность повысить на 35—40% производительность механизма подъема и получить годовой экономический эффект в размере 2000 руб. на каждую установку. Это обеспечивается за счет снижения потерь энергии, уменьшения времени работы на предварительных ступенях пониженной скорости и сокращения длительности переходных процессов. Однако относительно большие габариты ТПЧ с промежуточным звеном постоянного тока ограничивают область их применения.

Меньшими габаритами, массой и стоимостью обладает ТПЧ с непосредственной связью. Однако его применение ограничивает возможности регулирования в зоне скоростей, близких к синхронной. Как показывают расчеты, применение таких ТПЧ целесообразно при регулировании скорости многоскоростных (полюсно-переключаемых) асинхрон-

ных двигателей или двигателей с фазным ротором. В этом случае удастся получить широкий диапазон регулирования скорости — более 10:1. Такие приводы целесообразны для механизмов легкого и среднего режима. Промышленный выпуск комплектных электроприводов мощностью 25—60 *квт* намечен на 1975 г.

Больше внимания уделяется также методам параметрического регулирования скорости асинхронных двигателей. Весьма перспективным представляется метод импульсного регулирования сопротивления в цепи ротора. Сочетание этого метода с релейным принципом управления дает возможность получить жесткие механические характеристики при большом диапазоне регулирования скорости. Для коммутации сопротивления в цепи ротора используются тиристорные переключающие устройства.

Представляется также целесообразным применение тиристорных регуляторов напряжения, включаемых в цепи статоров двигателей с фазовым ротором для регулирования скорости крановых электроприводов. Причем использование как симметричного по фазам изменения напряжения, так и несимметричного позволяет значительно расширить диапазон регулирования скорости, осуществить бесконтактные пуск, торможение и реверс, а также ограничить увеличение тока и момента во время переходного процесса. Вместе с тем эти методы регулирования характеризуются низкими энергетическими показателями, поэтому необходимо тщательное технико-экономическое обоснование областей применения таких электроприводов. Исследования показали, что по экономичности и надежности такие системы электропривода могут быть рекомендованы для механизмов подъема кранов грузоподъемностью до 30—50 *т* при значении кратности увеличения скорости, не превышающем двух. Серийное производство электроприводов с тиристорными регуляторами напряжения в цепи статора для ряда типов мостовых кранов намечено на 1974 и 1975 гг.

В развитии крановых электроприводов постоянного тока намечен переход к тиристорным регуляторам напряжения. Применение тиристорных преобразователей (ТП) прежде всего позволяет отказаться от создания мощных цеховых источников постоянного тока.

Кроме того, при этом наряду с возможностью регулирования скорости в широких пределах появляется возможность формирования желаемого качества переходных процессов благодаря практической безынерционности ТП.

В течение нескольких лет на Магнитогорском металлургическом комбинате успешно эксплуатируются разработанные МЭИ электроприводы основных механизмов мостового крана грузоподъемностью 15 *т*, выполненные по системе ТП—Д с двигателями независимого возбуждения. В настоящее время разработан ряд тиристорных электроприводов крановых механизмов мощностью 50—250 *квт*. Намечено увеличение выпуска тиристорных электроприводов постоянного тока, в частности для литейных кранов, мощностью 400—1 000 *квт*, механизмов подъема строительных

кранов — 80—110 *квт*, мостовых кранов весьма тяжелого режима работы — 50—200 *квт*.

Представляется также перспективным для строительных кранов использование в системе ТП—Д двигателей смешанного возбуждения с усиленной обмоткой последовательного возбуждения, включаемой в цепь якоря двигателя через выпрямительный мост, что обеспечивает повышенные скорости работы механизма подъема в режиме холостого хода.

Для некоторых типов подъемных механизмов легкого режима мощностью до 10 *квт* экономически оправданным является регулирование скорости, выполняемое путем наложения механических характеристик асинхронного двигателя и колодочного механического тормоза, работающего в режиме вибраций и управляемого электрогидравлическим толкателем. Основным преимуществом такой системы электропривода является возможность плавного регулирования скорости в тормозных режимах при минимальных потерях в асинхронном двигателе. Привод используется для выпускаемых серийно автомобильных кранов.

Развитие электропривода крановых механизмов тесно связано с процессом усовершенствования электрооборудования. В девятой пятилетке намечено обновить производство всех типов крановых электродвигателей, с тем чтобы на основе усовершенствования технологии производства новых материалов увеличить уровень их надежности в 2—3 раза. Необходимо существенно улучшить релейно-контакторную аппаратуру. С этой целью намечено до 1974 г. освоить производство аппаратов с бестоковой коммутацией, что позволит повысить уровень их износоустойчивости в 5—8 раз.

Еще не решены вопросы выпуска крановых электродвигателей мощностью свыше 200 *квт*. Рост тоннажа кранов и их производительности настоятельно диктует необходимость освоения производства таких двигателей.

Направления развития электроприводов лифтов определяются прежде всего увеличением скорости их движения и ростом производительности. Отыскиваются новые пути обеспечения заданной тахограммы движения кабины лифта, при которой обеспечивается ограничение в пределах норм ускорений и рывков, а также высокая точность остановки против уровня пола заданного этажа. И здесь наметились две тенденции: использование для быстроходных лифтов электроприводов постоянного и переменного тока. Во ВНИИ-электроприводе разработана система электроприводов с тихоходными двигателями постоянного тока и тиристорными преобразователями для лифтов со скоростью движения 2 и 4 *м/сек*. Для формирования желаемого графика изменения скорости в этих электроприводах используется последовательная коррекция, выполняемая на базе серийных блоков УБСР.

Электроприводы переменного тока для лифтов со скоростью движения более 1 *м/сек* находят ограниченное применение. Это объясняется прежде всего тем, что при традиционной системе привода с асинхронным двухскоростным двигателем не удается обеспечить ограничения рывка и ускоре-

ния при удовлетворительной точности остановки в случае перехода на пониженную скорость. Возникает труднопреодолимое противоречие, заключающееся в том, что для обеспечения точной остановки необходимо увеличить диапазон регулирования скорости, тогда как в этом случае включение многополюсной обмотки двигателя приводит к резкому повышению тормозного момента, усиливающему рывок и увеличивающему ускорение (замедление).

Исследования, проведенные ЦКПБ Союзлифтмаш, показали, что при скорости до 1,5 м/сек можно осуществить электропривод лифта на базе двухскоростного асинхронного двигателя с соотношением числа полюсов 1:4. При этом для уменьшения момента в тормозном режиме используется кратковременное отключение одной фазы обмотки статора, а для увеличения точности остановки применяется смещение точки начала замедления привода в функции загрузки кабины. Загрузка кабины контролируется с помощью магнитоанізотропных датчиков, устанавливаемых под полом кабины. Испытания этой системы электропривода были проведены на экспериментальном образце, выполненном на базе пассажирского лифта грузоподъемностью 1000 кг и скоростью 1,4 м/сек, смонтированном на испытательном стенде Карачаровского механического завода. Результаты испытаний показали, что электропривод обеспечивает высокую точность остановки при допустимых значениях рывка и ускорения независимо от загрузки кабины и направления движения. Оснащение серийных лифтов такими электроприводами намечено осуществить до 1975 г.

Для лифтов со скоростью движения более 1,5 м/сек целесообразно отказаться от осуществления точной остановки за счет предварительного снижения скорости, так как работа на пониженной скорости значительно снижает производительность лифта. Необходимо осуществить процесс контролируемого торможения с полной скорости до полной остановки. Для этого предлагается использовать асинхронный электропривод с тиристорным регулятором напряжения (ТРН), позволяющий регулировать момент двигателя во время переходных процессов пуска и торможения.

Для получения желаемой тахограммы движения управляющий сигнал на вход ТРН подается от датчика интенсивности через стандартные блоки

УБСР. При торможении процесс контролируется сравнением скорости привода со скоростью, задаваемой в функции положения кабины в шахте.

Для широкого внедрения рассматриваемой системы электропривода лифта необходимо ее дальнейшее исследование в условиях опытной эксплуатации.

В области электроприводов конвейеров и транспортеров возник ряд задач, связанных с ростом скорости, мощности, протяженности и необходимостью автоматизации работы транспортирующих машин. В ряде случаев мощность агрегатов достигает тысячи киловатт, поэтому возникает задача создания многодвигательных электроприводов, для которых необходимо обеспечить соблюдение заданного соотношения загрузки, с тем чтобы не создавать дополнительные нагрузки на тяговый орган — полотно транспортера. С этой целью, в частности, может быть использовано импульсное регулирование тока ротора асинхронного двигателя. В сочетании с релейным принципом управления в этом случае удается с большой точностью поддерживать загрузку каждого двигателя. Для многих ленточных конвейеров большой протяженности и при высокой скорости движения — 3 м/сек и выше — весьма перспективным оказывается многодвигательный электропривод, выполненный на базе линейных двигателей, расположенных вдоль ленты и обеспечивающих ее равномерную загрузку. Однако такие приводы еще мало изучены, нет широкого опыта их эксплуатации.

Весьма важно совершенствовать электропривод вибрационных транспортирующих устройств. Исследовательские и проектно-конструкторские работы в этом направлении ведутся в недостаточном объеме. Необходимо глубже изучить способы регулирования электромагнитных и электромеханических виброприводов, разработать системы автоматического управления ими.

Нетрудно видеть, что проблемы развития автоматизированных электроприводов подъемно-транспортных машин аналогичны проблемам развития электроприводов в других отраслях машиностроения. Решение этих задач позволит поднять уровень автоматизированного промышленного производства, а также решить задачу создания транспортирующих механизмов с числовым программным управлением — промышленного робота.



Асинхронный бесконтактный электропривод с тиристорным управлением

М. М. СОКОЛОВ, Л. Б. МАСАНДИЛОВ

Московский энергетический институт,

Л. П. ПЕТРОВ, Р. Г. ПОДЗОЛОВ

Одесский политехнический институт,

И. Я. БРАСЛАВСКИЙ, В. В. КУЦИН

Уральский политехнический институт

Непрерывно увеличивающаяся интенсификация технологических процессов и повышение производительности отдельных агрегатов обуславливают необходимость все более широкой замены простого неуправляемого асинхронного электропривода частично или полностью управляемым. Та или иная степень управляемости должна сочетаться с высокой надежностью, относительной простотой и невысокой стоимостью. Поэтому одной из важнейших проблем современного автоматизированного электропривода является создание управляемого электропривода с асинхронными двигателями.

Наиболее заманчивой представляется разработка электропривода с частотным управлением, способного конкурировать с регулируемым электроприводом постоянного тока. Наряду с этим применение тиристоров для коммутации статорных цепей двигателя позволяет решить важную и перспективную задачу создания простого и надежного управляемого асинхронного электропривода, хотя и уступающего частотному электроприводу по энергетическим показателям.

Такой «тиристорный» асинхронный электропривод позволяет реализовать пуско-тормозные режимы, точное позиционирование и обработку заданных законов перемещения рабочих органов, а также ступенчатое или плавное, в ограниченном диапазоне, изменение скорости. Управление производится путем регулирования величины, формы и степени несимметрии приложенного к двигателю напряжения за счет изменения угла проводимости тиристоров, коммутирующих фазы двигателя, и поэтому получило название «фазового».

При фазовом управлении электропривод все время находится в последовательно сменяющихся друг друга различных переходных режимах, вызываемых переключениями тиристоров. Сочетание переходных и квазиустановившихся режимов существенно влияет на свойства электропривода, которые значительно отличаются от известных свойств асинхронного двигателя с контактным управлением.

Развитие теории тиристорного электропривода с фазовым управлением стало возможным в результате предшествующего глубокого изучения ряда специальных режимов асинхронного электропривода и его электромагнитных переходных процессов. Последнее, в свою очередь, базируется на применении электронных вычислительных машин, позволяющих решать без существенных упрощений и допущений нелинейные дифференциальные уравнения математической модели электропривода.

Исследования, проведенные в ряде вузов и ведущих научно-исследовательских институтах, послужили основой для создания теории и разработки опытных образцов асинхронного электропривода

с фазовым управлением, а также первых промышленных серий пусковых тиристорных устройств. В настоящей статье приводятся результаты исследований, главным образом теоретических, тиристорного электропривода с фазовым управлением, выполненных на кафедрах ЭПП МЭИ, ЭПА ОПИ и УПИ. Небольшой объем обуславливает изложение только наиболее интересных из полученных в последнее время результатов. Они являются логическим продолжением исследований прошлых лет, на которые делаются ссылки.

Исследование свойств асинхронного тиристорного электропривода сводится к анализу переходных процессов, возникающих вследствие чередования симметричных и несимметричных схем подключения машины в двигательных режимах или нескольких несимметричных в режимах торможения. Для этой цели принципиально может быть использован хорошо разработанный гармонический анализ н. с. и токов, применение которого для решения данной задачи рассмотрено в [Л. 5 и 12]. Однако этот метод чрезмерно трудоемок, и поэтому при его использовании принимаются упрощающие расчет допущения, в том числе и линеаризации задачи.

Более универсальным, удобным и точным является метод математического моделирования с использованием аналоговых вычислительных машин, который позволяет проводить с единых позиций и с минимальными ограничениями всесторонний анализ свойств электропривода, расчет характеристик и определение энергетических показателей в переходных и установившихся режимах. Каждый из режимов электропривода, наступающий в результате мгновенного изменения проводимости тиристоров, описывается своей системой дифференциальных уравнений с ненулевыми начальными условиями. Последовательность решения отдельных систем уравнений определяется порядком чередования мгновенных состояний тиристоров. Поэтому основой метода является описание процессов дифференциальными уравнениями и автоматизация последовательности их решения на АВМ с помощью периодизаторов.

Математическое моделирование режимов тиристорного электропривода на базе линейной модели асинхронной машины и применения в качестве исполнительного органа периодизатора электромагнитных переключающих реле нашло широкое применение [Л. 5 и 10]. Однако ряд режимов тиристорного управления связан с значительным насыщением магнитной цепи машины и пренебрежение им приводит к значительным погрешностям. В первую очередь это относится к анализу режимов динамического торможения, фазовое управление которым вызывает значительное возрастание амплитуды не-

синусоидальных токов в обмотках двигателя и насыщение магнитной цепи.

Разработанные нелинейные математические модели асинхронной машины, учитывающие меняющееся насыщение магнитной цепи по главному пути магнитного потока и по путям рассеяния, позволили исследовать ряд специальных режимов асинхронного электропривода. Опыт исследований показал, что для большинства режимов возможно учитывать насыщение только по главному пути магнитного потока и пренебрегать потерями в стали, используя статическую кривую намагничивания [Л. 8].

Применяя разработанную методику и решая уравнения математической модели относительно тока статора, величину и характер изменения которого необходимо контролировать, можно получить более простую нелинейную модель, пригодную для анализа режимов тиристорного управления. После несложных преобразований уравнения нелинейной модели в составляющих по осям неподвижной системы координат принимают вид:

$$\left. \begin{aligned} D\Psi_{sa} &= u_{sa} - r_s i_{sa}; \\ D\Psi_{s\beta} &= u_{s\beta} - r_s i_{s\beta}; \\ D\Psi_{ra} &= -\frac{r_r}{x_m} \Psi_{ma} + r_r i_{sa} - \omega \Psi_{r\beta}; \\ D\Psi_{r\beta} &= -\frac{r_r}{x_m} \Psi_{m\beta} + r_r i_{s\beta} + \omega \Psi_{ra}; \\ \Psi_{ma} &= \Psi_{ra} - x_{ra} \frac{1}{x_m} \Psi_{ma} + x_{rs} i_{sa}; \\ \Psi_{m\beta} &= \Psi_{r\beta} - x_{rs} \frac{1}{x_m} \Psi_{m\beta} + x_{ra} i_{s\beta}; \\ i_{sa} &= \frac{1}{x_{sa}} (\Psi_{sa} - \Psi_{ma}); \quad i_{s\beta} = \frac{1}{x_{s\beta}} (\Psi_{s\beta} - \Psi_{m\beta}); \\ \Psi_m^2 &= \Psi_{ma}^2 + \Psi_{m\beta}^2; \quad \frac{1}{x_m} = f(\Psi_m^2); \\ M &= \Psi_{ma} i_{s\beta} - \Psi_{m\beta} i_{sa}; \quad D\omega = \frac{1}{J} (M - M_{н.г}). \end{aligned} \right\} (1)$$

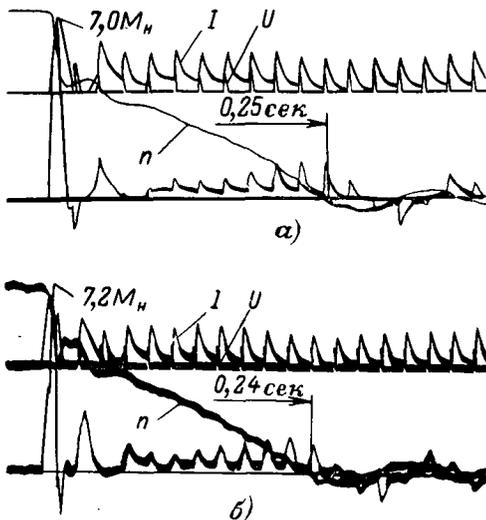


Рис. 1. Расчетная (а) и экспериментальная (б) осциллограммы динамического торможения двигателя АО2-31-4 при ненулевых начальных условиях ($\alpha=120^\circ$, $\varphi=90^\circ$).

Среднее значение выпрямленного тока равно $2I_n$.

Нелинейная зависимость магнитной проводимости от квадрата потока $1/x_m = f(\Psi_m^2)$ рассчитывается по статической кривой намагничивания. Уравнения (1) дополняются уравнениями мгновенных значений токов, э. д. с и напряжения нулевой последовательности, необходимыми для управления реле периодизатора решения [Л. 5].

При моделировании режимов динамического торможения модель и схема периодизатора упрощаются в зависимости от схемы включения коммутирующих тиристоров. Для группы схем, например, у которых ток в одной из фаз равен нулю, упрощение достигается за счет совмещения оси обесфазированной фазы с осью α координатной системы. В этом случае $i_{sa}=0$, $u_{sa}=0$ и уравнения модели принимают вид:

$$\left. \begin{aligned} D\Psi_{s\beta} &= u_{s\beta} - r_s i_{s\beta}; \\ D\Psi_{ra} &= -\frac{r_r}{x_m} \Psi_{ma} - \omega \Psi_{r\beta}; \\ D\Psi_{r\beta} &= -r_r \frac{1}{x_m} \Psi_{m\beta} + r_r i_{s\beta} + \omega \Psi_{ra}; \\ \Psi_{ma} &= \Psi_{ra} - x_{ra} \frac{1}{x_m} \Psi_{ma}; \\ \Psi_{m\beta} &= \Psi_{r\beta} - x_{rs} \frac{1}{x_m} \Psi_{m\beta} + x_{ra} i_{s\beta}; \\ i_{s\beta} &= \frac{1}{x_{s\beta}} (\Psi_{s\beta} - \Psi_{m\beta}); \\ \Psi_m^2 &= \Psi_{ma}^2 + \Psi_{m\beta}^2; \quad \frac{1}{x_m} = f(\Psi_m^2); \\ M &= \Psi_{ma} i_{s\beta}; \quad D\omega = \frac{1}{J} (\Psi_{m\beta} i_{s\beta} - M_{н.г}). \end{aligned} \right\} (2)$$

При проводящем состоянии тиристоров ток в фазах двигателя $i_{s\beta}$ и напряжение $u_{s\beta}$ определяются выражениями:

$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_B - i_C) = \frac{2}{\sqrt{3}} i_B; \quad (3)$$

$$u_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} (u'_B - u'_C), \quad (4)$$

где $u'_B - u'_C = u_{BC}$ при питании обмоток от фаз В и С.

При непроводящем состоянии тиристоров, наступающем с момента равенства нулю линейного напряжения и отсутствия тока в фазах двигателя, имеем:

$$u'_B - u'_C = \frac{x_m}{x_r} (\Psi_{rB} - \Psi_{rC}) = \frac{x_m}{x_r} D\Psi_{r\beta}. \quad (5)$$

Если обмотки двигателя шунтируются диодом для увеличения эффективности торможения, то

$$u'_B - u'_C = 0.$$

Схема управления решением также значительно упрощается.

На рис. 1 приведены осциллограммы режима динамического торможения, подтверждающие высокую сходимость результатов расчета и эксперимента и иллюстрирующие сложный физический процесс при динамическом торможении. Останавливая решение при постоянной скорости, которая в этом случае рассматривается как независимая перемен-

ная, легко получить зависимость момента и тока от скорости, которые только условно можно назвать статическими, поскольку они непрерывно изменяются. В данном случае эти характеристики лучше называть квазистатическими.

При анализе асинхронного электропривода, в том числе тиристорного, оказывается полезным применение специальной системы относительных единиц. Разработано несколько таких систем. В качестве примера приведем следующую систему относительных единиц, в которой в качестве базисных принимаются следующие величины:

для напряжения статора и ротора

$$U_{16} = U_m; U_{26} = U_m \frac{x_m}{x_s},$$

где U_m — амплитуда фазного напряжения сети, причем это напряжение может и не равняться номинальному;

для токов статора и ротора

$$I_{16} = \frac{U_m}{\sigma x_s}; I_{26} = \frac{U_m x_m}{\sigma x_s x_r};$$

для потокосцеплений статора и ротора

$$\Psi_{16} = U_m / \omega_0; \Psi_{26} = \frac{U_m x_m}{\omega_0 x_s};$$

для угловой скорости вращения $\omega_6 = \omega_0$, где ω_0 — угловая частота сети;

для времени $t_6 = 1/\omega_0$;

для электромагнитного момента $M = M_k$, где M_k — критический момент асинхронной машины в двигательном режиме при базисном напряжении,

$$M_k = \frac{3}{4} \frac{p}{\omega_0} \frac{U_m^2}{\sigma x_s} (1 - \sigma) \times \\ \times \frac{1}{\alpha'_s - \alpha_s + \sqrt{(1 + \alpha_s'^2)(1 + \alpha_s'^2)}}.$$

При использовании этой системы относительных единиц коэффициенты перед переменными в уравнениях асинхронной машины определяются минимальным количеством обобщенных параметров, равном пяти. Эти параметры следующие:

$$\alpha'_s = \frac{r_1}{\sigma x_s}; \alpha'_r = \frac{r'_2}{\sigma x_r}; \sigma = \frac{x_s x_r - x_m^2}{x_s x_r}; \\ \hat{T}_n = \frac{J \omega_0^2}{p M_k}; \hat{M}_c = \frac{M_c}{M_6}.$$

Для моделирования асинхронного электропривода с тиристорными коммутаторами в цепи статора используются уравнения двигателя в неподвижной системе координат, записанные относительно потокосцеплений статора и ротора [Л. 12]. Эти уравнения в абсолютной системе единиц и в комплексной форме имеют вид [Л. 10]:

$$\frac{d\Psi_1}{dt} = u_1 - \omega_0 \alpha'_s \Psi_1 + \omega_0 \alpha'_s k_r \Psi_2; \\ \frac{d\Psi_2}{dt} = -(\alpha'_r \omega_0 - j\omega) \Psi_2 + \omega_0 \alpha'_r k_s \Psi_1; \\ M = \frac{3}{2} p \omega_0 \frac{k_r}{x_s \sigma} \text{Im}(\Psi_1 \Psi_2^*); \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J/p} (M - M_c).$$

Соответствующие этой системе уравнения в относительных единицах выглядят следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\hat{\Psi}_1}{d\tau} &= \hat{u}_1 - \alpha'_s \hat{\Psi}_1 + \alpha'_s (1 - \sigma) \hat{\Psi}_2; \\ \frac{d\hat{\Psi}_2}{d\tau} &= -(\alpha'_r - j\hat{\omega}) \hat{\Psi}_2 + \alpha'_r \hat{\Psi}_1; \\ \hat{M} &= k_M \text{Im}(\hat{\Psi}_1 \hat{\Psi}_2^*); \\ \frac{d\hat{\omega}}{d\tau} &= \frac{1}{\hat{T}_n} (M - \hat{M}_c), \end{aligned} \right\}$$

где

$$k_M = 2[\alpha'_s (1 - \sigma) + \sqrt{(1 + \alpha_s'^2)(1 + \alpha_s'^2)}]$$

— коэффициент, определяемый обобщенными параметрами α'_s , α'_r и σ .

Особенность указанной системы относительных единиц заключается в том, что в ней используются не фиксированные для данного двигателя базисные величины, связанные с его номинальными данными, а меняющиеся при изменении его параметров. Поэтому такие базисные величины являются наиболее общими. Эта система базисных величин особенно удобна при решении уравнений асинхронного электропривода на аналоговой вычислительной машине, так как при расчетах переходных процессов с различными параметрами двигателя вместе с изменениями этих параметров будут изменяться и базисные величины. Поэтому значения переменных, выраженных в относительных единицах, будут изменяться гораздо в меньшей степени, чем при использовании уравнений, выраженных в абсолютных величинах или в общепринятой системе относительных величин, что приведет к уменьшению погрешности работы блоков производства и всей модели в целом.

Всесторонние исследования на АВМ различных режимов тиристорного электропривода позволили не только глубоко проанализировать физику и особенности статики и динамики процессов, но и явились теоретической основой разработки принципов управления (формирования) пуско-тормозными характеристиками, а также послужили основой для создания различных модификаций управляемого асинхронного бесконтактного электропривода. Критерием качества динамических характеристик является степень их соответствия заданным законам изменения момента, ускорения или их производных в процессе изменения скорости. В большинстве случаев максимум критерия может быть получен только при полном или частичном подавлении знакопеременных переходных электромагнитных моментов. Для подавления или формирования электромагнитных переходных моментов наряду с фазовым управлением тиристорами возможно применение и их «фазированной» симметричной или несимметричной коммутации, идея которой заключается в создании ненулевых начальных электромагнитных условий, необходимых для получения заданного переходного момента [Л. 6].

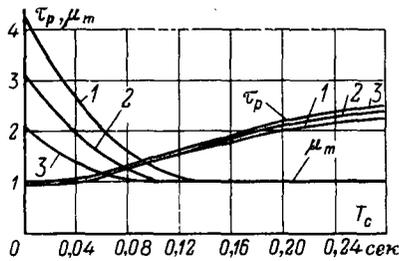


Рис. 2. Влияние постоянной времени T_c на параметры процесса реверса при экспоненциальном законе изменения угла α для двигателя МТК-11-6 при $\alpha_n = 135^\circ$.

1 — для $t_3 = 0,01$ сек; 2 — для $t_3 = 0,03$ сек; 3 — для $t_3 = 0,2$ сек.
 $\mu_m = M_{м.т}/M_K$; $M_{м.т}$ — максимальная величина пика момента при реверсе; M_K — критический момент двигателя; $\tau_p = t_{р.т}/t_{р.к}$; $t_{р.т}$ и $t_{р.к}$ — время реверса соответственно при тиристорном и контакторном управлении.

Управление тиристорным пуском в настоящее время исследовано достаточно полно и может считаться в основном изученным. Реализация режима управляемого реверса отличается рядом особенностей из-за сложной, часто случайной зависимости электромагнитных начальных условий от ряда параметров двигателя и привода [Л. 1 и 5]. В общем случае формирование заданного режима реверса возможно путем фазового управления, фазированной коммутации и принудительного гашения остаточного поля двигателя для создания нулевых начальных условий.

В частности, при реверсе с постоянным углом α открывания тиристорov рациональным оказывается его начальное значение $\alpha_n = 120 \div 135^\circ$ при изменении угла α в процессе реверса по наиболее удобному реализуемому экспоненциальному закону:

$$\alpha = \alpha_n e^{-\frac{t}{T_c}} \quad (6)$$

Постоянная времени T_c зависит от степени затухания магнитного поля ротора за время переключения статорных цепей. Когда величина паузы t_3 мала и остаточный поток составляет 0,8—0,7 начального, то благоприятное протекание процесса реверса достигается при $T_c = 0,8—0,12$. На рис. 2 приведены зависимости пиков момента и времени реверса в относительных единицах от величины T_c для такого реверса.

Для формирования режима реверса при $t_3 = 0,01—0,02$ сек целесообразно применять промежуточное короткое замыкание в течение 0,2—0,03 сек, которое может быть реализовано тиристорами реверсивного пускателя. В этом случае удается почти полностью погасить остаточное поле и управлять реверсом при нулевых начальных условиях.

Для исключения влияния случайных величин и получения высокой повторимости пути и времени реверса рекомендуется применение промежуточного магнитного (коротким замыканием) и динамического торможения. При этом должна производиться фазированная коммутация шунтирующих (или короткозамыкающих) тиристорov с углом $120—300^\circ$, режим магнитного торможения в течение 0,04—0,08 сек, несимметричное фазовое управление тиристорами для получения постоянной составляющей

щей тока и фазированная относительно оси обмотки, обтекаемой этой постоянной составляющей, коммутация тиристорov.

Управление переходным процессом может быть осуществлено в замкнутых системах при введении задержанной связи по току статора. Так как при действии токовой отсечки к двигателю приложено пониженное напряжение, это приводит также и к уменьшению ударных динамических моментов.

Для эффективной остановки тиристорного электропривода могут применяться различные способы электрического торможения. Многообразие этих способов, их сочетаний и схемных решений сделало необходимой разработку классификации и критериев их сравнения [Л. 6].

Наиболее просто реализуется динамическое торможение, которое при использовании тиристорov реверсивного коммутатора не требует дополнительных тиристорov. Однако тиристорное динамическое торможение отличается рядом особенностей, которые необходимо учитывать. К ним в первую очередь относятся:

несинусоидальная форма тока, обуславливающая полигармонический характер его составляющих и соответственно появление не только тормозных, но и двигательных составляющих момента;

вызванное несинусоидальной формой возрастание коэффициента амплитуды, которое приводит к периодическому насыщению магнитной цепи даже при небольших средних значениях тока;

многообразие схем включения тиристорov для получения постоянной составляющей тока, которое приводит к различию тормозных характеристик при равных действующих значениях тока и требует поэтому тщательного анализа и сравнения этих схем.

Необходимость увеличения тормозного момента в зоне высоких скоростей достигается как рациональными схемными решениями, так и использованием режимов конденсаторного и магнитного торможения.

При исследовании схем динамического торможения предложены критерии их сравнения по статическим, динамическим, энергетическим и экономическим показателям [Л. 6, 9 и 12]. В частности, для практического использования может быть рекомендована схема питания двух обмоток статора от двухполупериодного мостового выпрямителя, дающая эффективность, соизмеримую с эффективностью при торможении постоянным током. Изменение угла открытия тиристорov позволяет изменять величину среднего момента двигателя и интенсивность его торможения. Однако гармонические составляющие вызывают дополнительный нагрев двигателя. Величина дополнительных потерь зависит от используемой схемы выпрямления, угла открытия тиристорov и эквивалентных параметров двигателя в режиме торможения.

Дополнительные потери ΔP_d в двигателе могут быть оценены по выражению:

$$\Delta P_d = k_{н.т}^2 - 1, \quad (7)$$

где $k_{н.т} = I_d/I_n$, I_d и I_n — действующее значение тока и его постоянная составляющая [Л. 12]. На

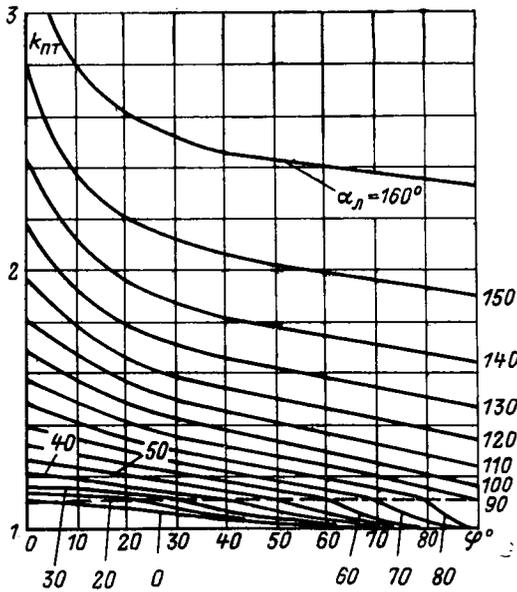


Рис. 3. Универсальные кривые для расчета дополнительных потерь в двигателе при двухполупериодной мостовой схеме выпрямления.
 φ — фазовый угол нагрузки; α_n — угол открытия тиристоров.

рис. 3 приведены расчетные кривые, показывающие, что в реальном диапазоне изменения углов α и φ величина $\Delta P_d = 0,25-0,45$.

В неререверсивных тиристорных коммутаторах применение двухполупериодного выпрямления требует значительного усложнения схемы и увеличения числа тиристоров. Поэтому обычно применяется однополупериодное выпрямление и шунтирование обмотки дополнительным тиристором для увеличения постоянной составляющей тока. Шунтирующие вентили могут увеличить тормозной эффект в зоне высоких скоростей за счет эффекта магнитного торможения. Поэтому все схемы динамического торможения с однополупериодным выпрямлением целесообразно разделить на две группы: без шунтирующих вентилях и с шунтирующими вентилями.

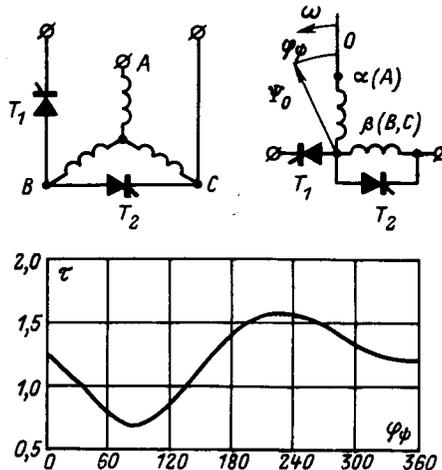


Рис. 4. Типичный график зависимости относительного времени τ динамического торможения двигателя от угла φ_ϕ пространственной ориентации вектора начального потока по схеме при неизменном угле открывания тиристора $T1 \alpha = 135^\circ$.

Особенности тиристорного динамического торможения обуславливают значительное отличие характера тормозного процесса и его параметров от определяемых по статическим характеристикам, которые поэтому для анализа режима принципиально не пригодны.

Особое влияние на характер режима торможения и его эффективность оказывают начальные электромагнитные условия, определяемые величиной и пространственной ориентацией вектора остаточного поля ротора, которое особенно заметно сказывается при углах открывания $30-150^\circ$. Как видно из графика рис. 4 при $\varphi_\phi > 180^\circ$ интенсивность торможения уменьшается, поскольку в начале торможения происходит гашение остаточного поля ротора.

Включение выпрямляющих тиристоров при оптимальных начальных условиях не только увеличивает эффективность торможения, но и в 1,5—2 раза уменьшает потери в двигателе, что позволяет значительно увеличить допустимое число пуско-тормозных циклов в час.

В замкнутых системах фазового управления оказывается возможным плавно изменять скорость и получить желаемые статические характеристики электропривода [Л. 12]. Динамические свойства при изменении управляющих и возмущающих воздействий могут определяться в области малых отклонений по разработанной методике [Л. 4]. Для такого регулируемого привода особое значение имеют энергетические показатели, поскольку потери в двигателе увеличиваются пропорционально скольжению как и при всяком способе параметрического регулирования.

В данном случае потери и нагрев двигателя обусловлены всем спектром гармоник тока, а развиваемый момент — только первой.

Если пренебречь величиной намагничивающего тока, то роторные потери ΔP_r можно представить в виде:

$$\Delta P_r = k_n^2 P_{эмс}. \quad (8)$$

Здесь $k_n = I_n / I_{1д}$ — коэффициент дополнительных потерь; I_n , $I_{1д}$ — действующие значения тока статора и его 1-й гармонической.

На рис. 5 приведены расчетные кривые, с помощью которых можно произвести учет дополнительных потерь в двигателе с соединением обмоток звездой без нулевого провода. При соединении обмоток звездой с нулем потери значительно выше.

Исходя из условия, что потери ΔP_r должны быть меньше номинальных, можно получить приближенное выражение, определяющее величину момента на пониженной скорости, при которой двигатель не будет перегреваться:

$$M = M_n \frac{s_n \beta}{s k_n^2}, \quad (9)$$

где β — коэффициент, учитывающий ухудшение условий охлаждения.

Если двигатель работает в повторно-кратковременном режиме с переменными скоростью и нагрузкой, то для определения допустимого диапазо-

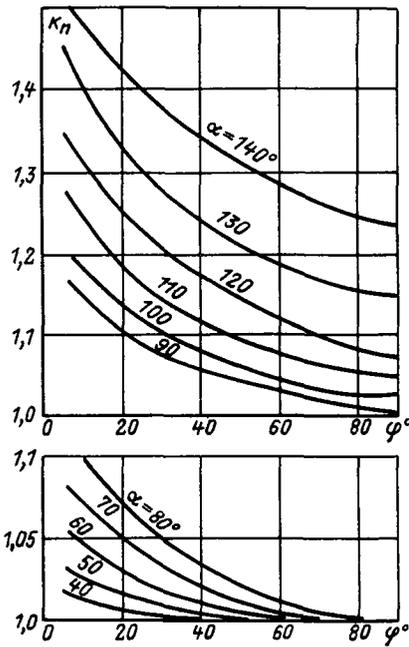


Рис. 5. Графики зависимости коэффициента дополнительных потерь от фазового угла φ нагрузки и угла α открытия тиристор.

на изменения скорости можно применять метод средних потерь с учетом гармонического состава тока [Л. 14]. Изменение скорости для механизмов с активным моментом нагрузки может производиться в режиме управляемого динамического торможения [Л. 5].

Ступенчатое изменение скорости двух и многоскоростных двигателей при тиристорном управлении значительно упрощается, если их обмотки выполняются разделенными. При управлении наиболее распространенными двухскоростными двигателями с одной обмоткой должны обязательно учитываться электромагнитные переходные процессы, особенно при переключении обмоток для перехода на высшую скорость. Результаты анализа этих режимов позволяют конструировать рациональные тиристорные устройства [Л. 7].

Успешная промышленная эксплуатация ряда разработанных модификаций опытных образцов подтверждает технико-экономическую целесообразность быстрой организации серийного промышленного выпуска как отдельных тиристорных устройств для управления асинхронными короткозамкнутыми двигателями, так и комплектов тиристорных асинхронных приводов с фазовым управлением. Базой для разработки и проектирования таких промышленных серий может служить ком-

плекс проведенных теоретических и экспериментальных исследований.

В области теоретических исследований ближайшей задачей являются анализ замкнутых систем с двигателями специального исполнения и методика схемной реализации разработанных принципов формирования динамических характеристик, что сделает технически осуществимым и практически целесообразным оптимальное бесконтактное управление наиболее распространенными в промышленности асинхронными электроприводами небольшой мощности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Браславский И. Я., Кирпичников В. М., Яснев Н. Д. О динамике реверса асинхронных двигателей при тиристорном управлении.— «Электротехника», 1972, № 1.
2. Браславский И. Я., Зубрицкий О. Б. Возможные схемы динамического торможения асинхронного двигателя при управлении от тиристорного пускателя и оценка их эффективности.— «Труды УПИ», сб. № 192, Свердловск, 1971.
3. Браславский И. Я., Зубрицкий О. Б. Замкнутые системы динамического торможения асинхронных двигателей при использовании тиристорного управления.— Сб. «Асинхронный тиристорный электропривод», Свердловск, 1971.
4. Браславский И. Я., Ширшевич А. Н., Силуков Ю. Г. Некоторые вопросы динамики плавно регулируемых асинхронных электроприводов с тиристорным управлением.— Сб. «Асинхронный тиристорный электропривод», Свердловск, 1971.
5. Асинхронный электропривод с тиристорными коммутаторами. М., «Энергия», 1970, Авт.: Петров Л. П., Ладензон В. А., Обуховский М. П., Подзолов Р. Г.
6. Петров Л. П., Подзолов Р. Г., Обуховский М. П. К выбору схем тиристорного торможения асинхронного короткозамкнутого двигателя.— Сб. «Асинхронный тиристорный электропривод», Свердловск, 1971.
7. Об особенностях динамических режимов двухскоростного асинхронного привода при тиристорной коммутации.— Сб. «Асинхронный тиристорный электропривод», Свердловск, 1971. Авт.: Петров Л. П., Обуховский М. П., Андрущенко О. А., Сакута В. Г.
8. Петров Л. П. Учет насыщения и несимметрии статорных цепей при исследовании динамики асинхронных электроприводов.— «Электричество», 1970, № 10, с. 11—16.
9. Анализ динамического торможения асинхронного электропривода с тиристорным управлением.— Сб. «Электропривод», 1972, № 4 (13). Авт.: Петров Л. П., Обуховский М. П., Подзолов Р. Г., Яковлев А. В.
10. Электромагнитные переходные процессы в асинхронном электроприводе. М., «Энергия», 1967. Авт.: Соколов М. М., Петров Л. П., Масандилов Л. Б., Ладензон В. А.
11. Чиликин М. Г., Соколов М. М., Шинянский А. В. Асинхронный электропривод с дросселями насыщения. М., «Энергия», 1964.
12. Шубенко В. А., Браславский И. Я. Тиристорный асинхронный электропривод с фазовым управлением. М., «Энергия», 1972.
13. Шубенко В. А., Браславский И. Я., Куцин В. В. К расчету механических характеристик асинхронного двигателя с тиристорным управлением.— «Электромеханика», 1971, № 9.



Модели электромеханических устройств и систем в задачах синтеза

Канд. техн. наук Н. Ф. ИЛЬИНСКИЙ, доктора техн. наук Б. А. ИВОБОТЕНКО, И. П. КОПЫЛОВ

Московский энергетический институт,

доктора техн. наук А. И. БЕРТИНОВ, Дж. А. АВЕТИСЯН,

кандидаты техн. наук В. С. СОКОЛОВ, В. Х. ХАН

Московский авиационный институт

Любое электромеханическое устройство или система представляет собою материальный объект, характеризуемый совокупностью конструктивных и физических признаков (структура, геометрические размеры, электромагнитные, тепловые нагрузки и т. п.) и обладающий рядом эксплуатационных свойств (характеристики качества движения и преобразования энергии) и технико-экономических показателей (вес, габариты, надежность, стоимость).

Задача анализа электромеханического объекта (сплошные стрелки, рис. 1,а) сводится к определению его свойств и показателей, если известны конструктивные и физические признаки. При этом обычно осуществляется переход к параметрам, обобщенно характеризующим материальный объект и входящим в систему интегрально-дифференциальных и алгебраических уравнений, описывающих его свойства, а также к параметрам, характеризующим технико-экономические показатели объекта. Анализ даже весьма сложных электромеханических систем в настоящее время успешно выполняется с использованием современных математических методов и технических средств (АВМ, ЦВМ).

Решение задачи синтеза (пунктирн. стрелки, рис. 1,а) любого электромеханического объекта предполагает определение наилучших в некотором смысле конструктивных признаков синтезируемого объекта по заданной совокупности его эксплуатационных свойств и технико-экономических показателей.

Задача синтеза несоизмеримо сложнее задачи анализа даже в тех случаях, когда структура объекта известна. Главным образом, это обусловлено тем, что электромеханические уравнения, связывающие свойства с параметрами («уравнения динамики») и параметры с физическими и конструктивными признаками («уравнения проектирования»), нелинейны и не решаются аналитически. Дополнительные трудности порождаются большим числом факторов, которые необходимо учитывать, и неоднозначностью решения любой задачи синтеза. Здесь часто не удается эффективно использовать мощные средства вычислительной техники, поэтому затраты времени и средств становятся недопустимо высокими. На практике это приводит к принятию недостаточно обоснованных решений, существенному снижению качества проектирования.

Следовательно, широко используемые математические модели электромеханических объектов (уравнения динамики, уравнения, связывающие физические признаки с параметрами — «уравнения проектирования» и т. п.) оказываются неприспособленными для решения задач синтеза. В связи с этим возникает задача перестроения известных моделей, приведения их к виду, максимально приспособленному к решению задач синтеза (рис. 1,б). Очевидно, что такими моделями могли бы быть алгебраические уравнения, связывающие параметры оптимизации или величины, на которые в процессе синтеза накладываются ограничения (Y), с величинами, изменяющимися при решении задачи синтеза (X), т. е. алгебраические уравнения вида:

$$Y = f(X). \quad (1)$$

В этом случае для решения задачи синтеза удастся применить стандартные процедуры (аналитические приемы, например, метод неопределенных множителей Лагранжа, линейное программирование, нелинейное программирование, градиентные методы и т. п.).

Для преобразования моделей электромеханических объектов к виду (1) удобно использовать стандартные приемы, разработанные в теории планирования эксперимента [Л. 1]. При этом исходная модель объекта (система исходных уравнений, аналоговая модель, физическая модель и т. п.) подвергается ряду целенаправленных испытаний, в каждом из которых («опыте») задается в соответствии с выбранным планом эксперимента набор независимых переменных X и отыскиваются значения Y . Обработка результатов, выполненная по стандартной процедуре [Л. 1], позволяет получить уравнения (1) в виде отрезков рядов:

$$Y = B_0 + \sum_{i=1}^n B_i X_i + \sum_{\substack{i=1 \\ j>i}}^n B_{ij} X_i X_j + \dots$$

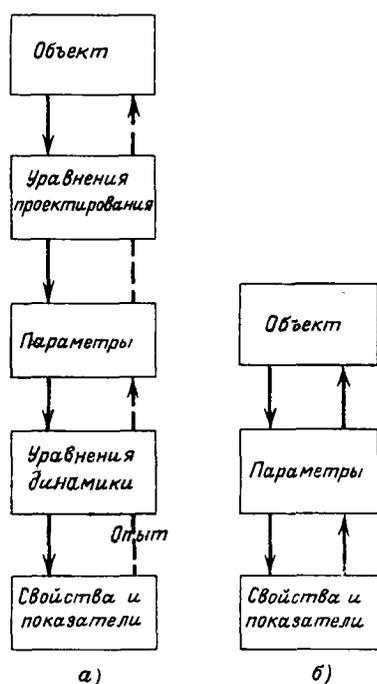


Рис. 1.

$$\dots + \sum_{i=1}^n B_{ii} X_i^2 + \dots, \quad (2)$$

где B_0, B_i, B_{ij}, B_{ii} — коэффициенты; i, j — номера независимых переменных; n — число независимых переменных.

Если величины Y подвержены случайным воздействиям, то уравнение (2) представляет собою уравнение регрессии, а B_0, B_i, B_{ij} и т. д. — коэффициенты регрессии. Одновременно оценивается значимость коэффициентов B и проверяется адекватность уравнения (2).

Указанная процедура перестроения моделей электромеханических объектов оказалась весьма эффективной при решении целого ряда разнообразных по характеру задач электромеханики. Приведем несколько примеров.

Универсальная динамическая модель шагового привода, включающая в себя нелинейные дифференциальные уравнения с обобщенными параметрами и содержащая полную информацию о поведении привода, была перестроена для целей синтеза параметров и представлена в виде (2). Задачи, решенные таким приемом, подробно рассмотрены в [Л. 2].

Для асинхронного электропривода при необходимости учета электромагнитных переходных процессов может использоваться математическая модель, представленная уравнениями:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha^s \\ u_\alpha^r \\ u_\beta^r \\ u_\beta^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_\alpha^s + \frac{d}{dt} L_\alpha^s & \frac{d}{dt} M & 0 & 0 \\ \frac{d}{dt} M & r_\alpha^r + \frac{d}{dt} L_\alpha^r & L_\beta^r \omega & M\omega \\ -M\omega & -L_\alpha^r \omega & r_\beta^r + \frac{d}{dt} L_\beta^r & \frac{d}{dt} M \\ 0 & 0 & \frac{d}{dt} M & r_\beta^s + \frac{d}{dt} L_\beta^s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha^s \\ i_\alpha^r \\ i_\beta^r \\ i_\beta^s \end{bmatrix}; \quad (3)$$

$$M_3 = M (i_\beta^s i_\alpha^r - i_\alpha^s i_\beta^r) \frac{mp}{2};$$

$$M_3 = \frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} + M_c,$$

где $u_\alpha^s, u_\beta^s, u_\alpha^r, u_\beta^r$ — напряжения статора и ротора соответственно по осям α и β ; $i_\alpha^s, i_\beta^s, i_\alpha^r, i_\beta^r$ — токи статора и ротора соответственно по осям α и β ; $r_\alpha^s, r_\beta^s, r_\alpha^r, r_\beta^r$ — активные сопротивления статора и ротора по осям α и β ; $L_\alpha^s, L_\beta^s, L_\alpha^r, L_\beta^r$ — индуктивности обмоток статора и ротора по осям α и β ; M — взаимная индуктивность между обмотками по осям α и β ; M_3 и M_c — электромагнитный момент и момент сопротивления; J — момент инерции; ω — скорость; p — число пар полюсов; m — число фаз.

Эта модель содержит в себе информацию о поведении привода в динамике и может использоваться для решения задач анализа динамических процессов. Однако найти с помощью (3) параметры, соответствующие какому-либо заданному динамиче-

скому показателю, практически невозможно. Модель (3) была перестроена с использованием АВМ и получена в виде (2). Например, для двигателя ТДУ-300-50 при изменении параметров на 50% от их основного уровня ($r^s=14 \text{ ом}, r^r=100 \text{ ом}, x_m=110 \text{ ом}, x^s=x^r=17,6 \text{ ом}$) было получено следующее уравнение, связывающее пик ударного момента $M_{уд}$ с параметрами:

$$M_{уд} = 159,7 - 2,7r^s - 0,5r^r + 0,03x_m - 2,7x^s + 0,11x^r + 0,005r^s r^r + 0,005r^s x_m + 0,04x^s r^s - 0,023r^s x^r + 0,046r^r x^s + 0,004x_m x^s. \quad (4)$$

Выражение (4) может непосредственно использоваться для определения сочетания параметров, при котором $M_{уд} < M_{уд.доп}$.

Другим примером решения задач подобного типа может служить индикаторный сельсин, при проектировании которого должны учитываться требования к переходному процессу согласования (время переходного процесса t не должно превышать некоторого допустимого значения при заданной точности согласования). Уравнение движения ротора при заторможенном роторе датчика можно записать в виде:

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} + \delta \frac{d\theta}{dt} + M_c \text{sign} \left(\frac{d\theta}{dt} \right) + M_m \sin \theta_m \sin \theta + \frac{1}{2} M_m \text{ctg} \theta_m \sin 2\theta = 0, \quad (5)$$

где θ — угловая координата; J — момент инерции ротора; δ — суммарный коэффициент демпфирования внутреннего и внешнего демпферов; M_c — момент сопротивления; M_m, θ_m — координаты максимальной статической характеристики.

Для решения задач синтеза модель сельсина (5) была перестроена и получена в виде:

$$t = t \left(\frac{J}{\delta}; \frac{M_c}{J}; \frac{M_m}{J}; \theta_m \right). \quad (6)$$

При этом факторы изменялись в следующих пределах, характерных для индикаторных сельсинов на 400 гц с габаритными диаметрами 40—50 мм: $J/\delta = 0,25 \div 1,00$; $M_c/J = 6 \div 12$; $M_m/J = 1000 \div 1500$; $\theta_m = 1,22 \div 1,57$. Для конкретных условий, представляющих практический интерес, уравнение (6) получено в виде:

$$t = 3,01 + 1,216x_1 - 0,303x_2 + 0,053x_3 - 0,034x_4 - 0,228x_1x_2 + 0,053x_1x_3 - 0,065x_2x_4 + 0,04x_3x_4 + 0,021x_1x_2x_3 + 0,021x_1x_3x_4 + 0,021x_2x_3x_4, \quad (7)$$

Таблица 1

Параметр системы	Фактор	Обозначение	Нижний уровень	Верхний уровень
Коэффициент усиления системы k_z	$(\ln k_z)^{-1}$	X_1	0,178	0,222
Изменение мощности нагрузки ΔQ	ΔQ	X_2	0,75	1,5
Активное сопротивление обмотки возбуждения r_f	r_f^{-1}	X_3	50	250
Сопротивление реакции якоря СГ по оси d x_{ad}	x_{ad}	X_4	0,9	2,4
Коэффициент мощности нагрузки $\cos \varphi$	$\cos^2 \varphi$	X_5	0,01	0,64
Коэффициент насыщения k_p по оси d	$\ln[5(k_p - 1)]$	X_6	0	1,25
Постоянная времени возбуждения T'_{ab}	T'_{ab}	X_7	0,01	0,09
Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки возбуждения x_{fs}	$x_{fs} x^{-1}_{ad}$	X_8	0,1	0,3

где

$$x_1 = 2,67 \frac{J}{\delta} - 1,667; \quad x_2 = 0,333 \frac{M_c}{J} - 3;$$

$$x_3 = 0,04 \frac{M_m}{J} - 5; \quad x_4 = 5,715 \theta_m - 7,97.$$

Натурные испытания показали, что максимальное относительное различие результатов эксперимента и расчета по (7) не превышает 8%.

Рассмотрим еще один пример получения модели электромеханической системы, учитывающей ее поведение в динамике и приспособленной для инженерного решения задачи синтеза параметров. Объектом исследования служит система автономного электроснабжения, состоящая из регулируемого по напряжению трехфазного синхронного генератора, работающего на активно-индуктивную симметричную нагрузку. Исходная модель системы включает известные дифференциальные уравнения синхронного генератора и нагрузки в осях dq , системы регулирования, состоящей из быстродействующего транзисторного регулятора напряжения и возбуждателя генератора. В аналоговой модели системы, собранной на базе АВМ, учтены насыщение генератора по продольной оси и нелинейности регулятора.

Испытания аналоговой модели проводились по плану ПФЭ для переходных режимов сброса и наброса нагрузки и восстановления напряжения после

отключения установившегося трехфазного короткого замыкания. Рассматриваемые параметры системы, изменяемые факторы и диапазоны их изменений показаны в табл. 1.

Коэффициенты уравнений полученных выражений вида (2) приведены в табл. 2.

Сравнение результатов расчета по найденным уравнениям с экспериментальными данными, полученными на нескольких реальных системах, показывает, что максимальное расхождение по ΔU_{\max} не превышает 10%, а по времени t_p переходных процессов — 13%.

Подобные приемы были успешно использованы для перестроения моделей ряда других систем: специального электропривода, электромеханической системы с упругими связями и с зазорами в передачах и т. п. Во всех случаях удавалось путем организованного моделирования исходных зависимостей исключить из рассмотрения дифференциальные уравнения, описывающие связь свойств системы с ее параметрами, и получить простые, удобные для синтеза, алгебраические зависимости свойств от параметров, т. е. свести схему на рис. 1,а к схеме, показанной на рис. 1,б (нижние части рисунков).

Типичным примером задачи, когда требуется найти прямую связь между параметрами объекта и его конструктивными признаками, может служить задача определения магнитной проводимости воздушного зазора машины как функции его геометрических размеров. Эта задача была решена для одной типичной конфигурации зазора, показанной на рис. 2.

Магнитная проводимость Λ может быть представлена в виде ряда Фурье:

$$\Lambda = \Lambda_0 + \sum_{v=1}^{\infty} \Lambda_v \cos v X_0, \quad (8)$$

где коэффициенты Λ_v зависят от параметров $X_1 \div X_5$:

$$\Lambda_v = f(X_1, X_2, X_3, X_4, X_5). \quad (9)$$

В (8) и (9) $X_0 = \frac{\theta}{\tau}$, $X_1 = \frac{\delta}{\tau}$, $X_2 = \frac{a_1}{\tau}$, $X_3 = \frac{a_2}{\tau}$,

$X_4 = \frac{h_1}{\tau}$, $X_5 = \frac{h_2}{\tau}$; v — номер гармоники. Воздуш-

ный зазор моделировался на полупроводящей бумаге, при этом факторы $X_1 \div X_5$ изменялись в следующих пределах: $X_1 = 0,015 \div 0,080$; $X_2, X_3 = 0,25 \div 0,55$,

Режим	Свойство	Коэффициенты									
		B_0	B_1	B_2	B_3	B_4	B_5	B_6	B_7	B_8	B_{12}
Наброс нагрузки	$\Delta U_{\max}/U_n, \%$	17,1	-1,39	7,37	—	5,71	-0,9	-0,6	4,34	3,66	—
	$t_p, \text{сек}$	0,214	-0,029	0,064	0,0236	0,0606	—	—	0,0663	—	0,1
Сброс нагрузки	$\Delta U_{\max}/U_n, \%$	18,4	-2,06	6,64	—	7,85	-2,025	-3,2	4,46	3,18	—
	$t_p, \text{сек}$	0,22	-0,021	0,036	0,016	0,0537	—	—	0,0364	—	—
Восстановление напряжения после короткого замыкания	$\Delta U_{\max}/U_n, \%$	28,8	1,2	—	-3,94	6,55	—	-6,05	1,98	-0,26	—
	$t_p, \text{сек}$	0,313	—	—	0,013	0,0233	—	—	0,0312	0,013	—

Таблица 3

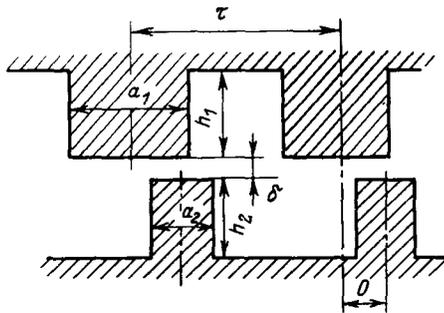


Рис. 2.

v/b	b ₀	b ₁	b ₂	b ₃	b ₁₂	b ₁₃	b ₂₃	b ₁₂₃
0	14,1	-6,9	3,2	3,2	-2,4	-2,4	1,0	-1,0
1	6,22	-5,00	0,59	0,61	-0,60	-0,62	0,32	-0,16
2	—	-0,18	-0,27	-0,27	0,26	0,26	0,93	-0,83
3	—	—	—	—	—	—	0,26	-0,29

устройства, которая отражает связь технико-экономического показателя (объема устройства) с геометрическими размерами входящих в него элементов при заданном конструктивном исполнении.

В качестве объекта выбран явнополюсный синхронный генератор. Активный объем V является сложной нелинейной функцией геометрических размеров, часть из которых (полюсное деление τ , высота паза якоря h_n , высота ярма якоря h_a , высота и ширина полюсного сердечника h_m, b_m) может задаваться независимо. Существующие методики проектирования позволяют, задавшись указанными выше размерами, найти другие размеры и определить в итоге объем V . Эти расчеты проводились на специализированной АВМ. Для решения задачи оптимального проектирования удобно получить зависимость объема от геометрических размеров в явном виде. При изменении независимых переменных в небольших пределах (6—10%) относительно базового уровня (см. табл. 4) были выполнены планируемые расчеты объема V по плану второго порядка и после обработки результатов получено уравнение в кодированных значениях независимых переменных (отмечены значками сверху):

$$V = 2189 - 269\tilde{\tau} - 56,7\tilde{h}_m + 206,8\tilde{b}_m + 1,32(\tilde{\tau}^2 - 0,73) + 100(\tilde{h}_m^2 - 0,73) + 107(\tilde{b}_m^2 - 0,73) + 77,4\tilde{\tau}\tilde{h}_m - 231\tilde{\tau}\tilde{b}_m - 74,4\tilde{h}_m\tilde{b}_m + 69\tilde{\tau}\tilde{h}_m\tilde{b}_m. \quad (11)$$

В (11) не вошли члены, содержащие h_n и h_a : их влияние на объем оказалось весьма малым и его можно не учитывать при полученной точности аппроксимации (приблизительно 5% в центре плана).

Подобное перестроение алгоритма проектирования было выполнено также для ряда других электромеханических объектов, в частности для индукторных шаговых двигателей [Л. 2]. Установление непосредственных связей целевых функций с величинами, определяемыми в процессе проектирования (рис. 1, б, верхняя часть), позволило существенно упростить процесс синтеза, сделать его контролируемым на каждом этапе, избежать ошибок и необоснованных решений.

$X_4, X_5 = 0,15 \div 0,35$. Полученные зависимости $\Lambda(X_\theta)$ раскладывались в ряд Фурье и определялись значения $\Lambda_0, \Lambda_1, \Lambda_2, \Lambda_3$. Обработка результатов эксперимента, выполненного по плану ПФЭ 2⁵, позволила получить модель объекта в виде (2). Величины коэффициентов полиномов, записанных для кодированных факторов x_{vi} , приведены в табл. 3.

Кодирование факторов произведено в соответствии с выражением:

$$x_{vi} = \frac{X_{vi} - X_{vi\text{cp}}}{X_{vi\text{cp}} - X_{vi\text{min}}}. \quad (10)$$

Для получения адекватной модели оказалось полезным произвести замену X_{01} на X_{01}^{-1} и X_{11} на $X_{11}^{-0,85}$. Было обнаружено, что ввиду весьма значительного разброса опытных данных, обусловленного несовершенством метода моделирования, влияние факторов X_4 и X_5 оказалось незначимым; этот же эффект проявился при определении коэффициента b для Λ_3 (здесь значимы лишь два коэффициента).

В данном случае перестраивалась физическая модель объекта. Вид окончательной модели и процедура перестроения остались такими же, как и в предыдущих примерах, однако в силу того, что воспроизводимость результатов, полученных на исходной физической модели была принципиально хуже, чем в предыдущих случаях, основное внимание было обращено на анализ полученных уравнений регрессии (оценка адекватности уравнений, значимости коэффициентов).

Рассмотрим еще один характерный пример перестроения исходной модели электромеханического

Таблица 2

Коэффициенты						
B_{13}	B_{14}	B_{18}	B_{24}	B_{27}	B_{34}	B_{46}
0,85	-1,45	—	1,71	—	1,0	—
0,0236	0,0164	—	—	—	0,0312	—
1,2	-2,28	—	—	—	-1,46	-1,5
—	—	—	—	0,0312	—	—
—	-0,45	0,93	—	—	-2,13	-2,54
—	-0,021	—	—	—	—	—

Таблица 4

Фактор	Нижний уровень	Базовый уровень	Верхний уровень
$\tau, \text{см}$	8,5	9,0	9,5
$h_n, \text{см}$	0,5	0,6	0,7
$h_a, \text{см}$	1,35	1,55	1,75
$h_m, \text{см}$	1,5	1,7	1,9
$b_m, \text{см}$	3,4	3,7	4,0

Динамика автоматизированного электропривода с упругой механической связью

В. И. КЛЮЧЕВ, В. И. ЯКОВЛЕВ, Л. Я. ТЕЛИЧКО, А. М. УСМАНОВ (МЭИ),
Ю. А. БОРЦОВ, Г. Г. СОКОЛОВСКИЙ (ЛЭТИ)

Одной из основных тенденций развития современной теории электропривода является углубленное изучение физики динамических процессов, происходящих в автоматизированном электроприводе, как в сложной электромеханической системе, содержащей упругие и нелинейные механические связи. Электрические и механические процессы в такой системе органически связаны, поэтому упрощенное представление механической части привода одной вращающейся массой с суммарным приведенным моментом инерции и приведенным моментом нагрузки механизма всегда в той или иной степени снижает точность анализа динамических процессов, а в ряде практических случаев недопустимо искажает их характер.

Реальный автоматизированный электропривод всегда содержит упругие механические связи между движущимися массами системы. Управляющие и возмущающие воздействия вызывают в механической части электропривода упругие механические колебания, а колебания скорости ротора двигателя вовлекают в единый электромеханический колебательный процесс всю систему (этот эффект в дальнейшем изложении называется электромеханической связью системы электропривода). Упругие механические колебания в подавляющем большинстве случаев отрицательно влияют на работу электропривода, вызывая повышение динамических нагрузок, уменьшение точности работы механизма, появление механических вибраций и опасных резонансных явлений. Упругие механические связи ухудшают устойчивость автоматизированного электропривода и затрудняют получение требуемого качества переходных процессов в системе. В то же время исследования показывают, что при определенных сочетаниях параметров благодаря взаимодействию электрической и механической части электропривод эффективно демпфирует упругие механические колебания. Поэтому задача анализа и синтеза динамики системы автоматизированного электропривода с упругой связью имеет важнейшее практическое значение.

В большинстве случаев такую систему можно рассматривать как двухмассовую, при этом электромеханическая схема привода имеет вид, представленный на рис. 1, а или б, где обозначено: J_1 — момент инерции ротора и всех движущихся масс,

жестко с ним связанных; J_2 — приведенный к двигателю суммарный момент инерции механизма; c_{12} — эквивалентная жесткость механической связи. Без учета диссипативных сил, действующих в реальном механизме, и при отсутствии электромеханической связи двухмассовая система представляет собой колебательное звено без затухания. Электромеханическая связь вносит в систему демпфирование, эффективность которого определяется параметрами электропривода.

Одним из наиболее удобных и эффективных способов оценки демпфирующей способности электропривода является оценка по логарифмическому декременту затухания

$$\lambda^* = 2\pi \frac{\alpha}{\Omega}, \quad (1)$$

где α и Ω — соответственно действительная и мнимая части той пары комплексно-сопряженных корней, которая дает наименьшее значение λ .

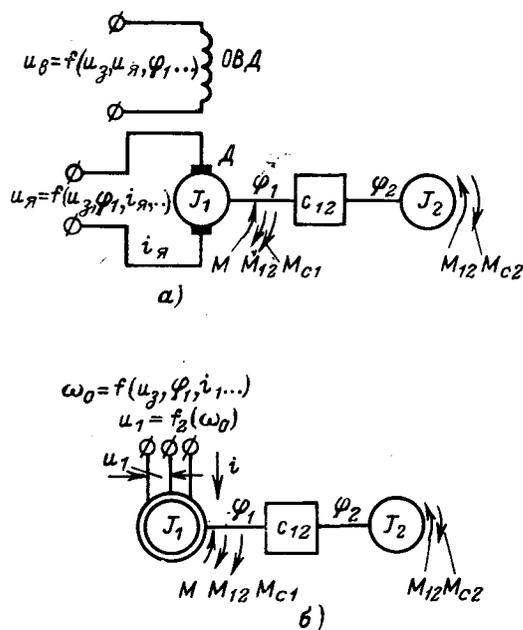


Рис. 1. Расчетные электромеханические схемы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Налимов В. В., Чернова Н. А. Статистические методы планирования экстремальных экспериментов. М., «Наука», 1963.
2. Развитие теории шагового электропривода. — «Электричество», 1973, № 3. Авт.: Чиликин М. Г., Ивоботенко Б. А., Ильинский Н. Ф. и др.



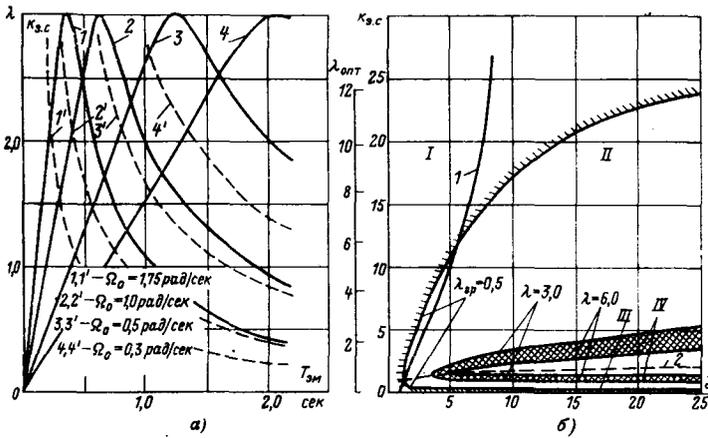


Рис. 2. Зависимости:

1 — $\lambda_{\text{опт}} = f(\gamma)$; 2 — $k_{\text{э.с.опт}} = f(\gamma)$; I, II, III — соответственно области жесткой, существенной и слабой электромеханической связи; IV — область $3 < \lambda < 6$.

Если в схеме рис. 1,а положить $U_B = \text{const}$, $U_A = f(t)$ и пренебречь индуктивностью якорной цепи, то уравнение движения системы будет уравнением третьего порядка, для которого логарифмический декремент затухания может быть получен в виде:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\sqrt{3}} \frac{\sqrt{A + \sqrt{A^2 + B^3}} + \sqrt{A - \sqrt{A^2 + B^3}} + 2}{\sqrt{A + \sqrt{A^2 + B^3}} - \sqrt{A - \sqrt{A^2 + B^3}}}, \quad (2)$$

где

$$A = 4,5 \frac{\gamma - 3}{\gamma - 1} \Omega_0^3 T_{\text{эм}}^2 - 1;$$

$$B = 3T_{\text{эм}}^2 \Omega_0^2 \frac{\gamma}{\gamma - 1} - 1;$$

$$\Omega_0 = \sqrt{\frac{c_{12}}{J_1}}; \quad \gamma = \frac{J_1 + J_2}{J_1};$$

$T_{\text{эм}} = \frac{J_1 R_{\text{я}}}{c_0 c_{\text{м}}}$ — электромеханическая постоянная времени двигателя.

Эта формула справедлива и для схемы рис. 1,б при $\omega_0 = f(t)$ или $\omega_0 = \text{const}$, если абсолютное скольжение меньше номинального.

На рис. 2,а сплошными кривыми представлены зависимости $\lambda = f(T_{\text{эм}})$ для ряда значений $\Omega_0 = \text{const}$ и $\gamma = 3,5$. Рассматривая эти зависимости, легко убедиться, что демпфирующий эффект существенно зависит от жесткости механической характеристики двигателя. Максимум демпфирующей способности определяется только величиной γ и, как показывают расчеты, не зависит от частоты свободных колебаний Ω_0 . Поэтому построенная на рис. 2,б зависимость $\lambda_{\text{опт}} = f(\gamma)$ является универсальной и позволяет весьма просто судить о максимально возможной демпфирующей способности электропривода по соотношению моментов инерции. В пределах $1 < \gamma < 5$ зависимость $\lambda_{\text{опт}} = f(\gamma)$ близка к линейной, причем $\lambda_{\text{опт}} \approx 1,2(\gamma - 1)$, а при $\gamma = 9$ значение $\lambda_{\text{опт}} \rightarrow \infty$, что свидетельствует о возможности получения аperiodического характера переходных процессов путем выбора оптимальной жесткости механической характеристики.

Таким образом, логарифмический декремент позволяет непосредственно анализировать характер

процессов и оптимизировать электромеханическую связь подбором параметров системы. Однако область рационального использования его в инженерных расчетах ограничена, как правило, простейшими системами электропривода, динамика которых описывается дифференциальным уравнением не выше третьего порядка.

Непосредственная оценка динамических свойств по резонансным пикам амплитудно-частотных характеристик также связана при высоком порядке характеристического уравнения с весьма громоздкими расчетами. Поэтому для регулируемого электропривода особый интерес представляет косвенная оценка с помощью коэффициента электромеханической связи [Л. 1]:

$$k_{\text{э.с}} = \frac{A_M(\Omega)}{A_{M12}(\Omega)} \Big|_{\Omega = \Omega_{12}},$$

где $A_M(\Omega)$, $A_{M12}(\Omega)$ — амплитудно-частотные характеристики момента двигателя M и упругого момента $M_{12} = c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2)$ при гармоническом возмущении на валу двигателя M_{c1} ; $\Omega_{12} = \Omega_0 \sqrt{\frac{\gamma}{\gamma - 1}}$ — частота свободных колебаний двухмассовой системы.

Коэффициент электромеханической связи непосредственно не характеризует демпфирующего действия электропривода, а лишь отражает степень электромеханической связи в системе электропривода при колебаниях с частотой Ω_{12} . Поэтому количественные оценки динамики электропривода по значению $k_{\text{э.с}}$, приведенные в [Л. 1], достаточны для решения вопроса о возможности пренебрежения или необходимости учета электромеханической связи, а для решения задач оптимизации электромеханической связи требуют уточнения. С этой целью на рис. 2,а пунктирными кривыми построены зависимости $k_{\text{э.с}} = f(T_{\text{эм}})$, рассчитанные по соответствующей этому случаю зависимости

$$k_{\text{э.с}} = \frac{1}{T_{\text{эм}} \Omega_0} \sqrt{\frac{\gamma - 1}{\gamma}}. \quad (3)$$

Сравнивая кривые на рис. 2,а, можно убедиться, что значения $k_{\text{э.с.опт}}$, соответствующие максимуму λ , не зависят от частоты Ω_0 , что свидетельствует о наличии однозначной зависимости между динамическими свойствами системы и степенью электромеханической связи. Значения $k_{\text{э.с.опт}}$, так же как и $\lambda_{\text{опт}}$, зависят только от γ . Это обстоятельство позволяет построить универсальную зависимость $k_{\text{э.с.опт}} = f(\gamma)$, соответствующую зависимости $\lambda_{\text{опт}} = f(\gamma)$ (рис. 2,б).

Сопоставляя непосредственную и косвенную оценки демпфирующей способности электропривода можно установить границы для жесткой, слабой и существенной электромеханической связи. За граничное значение логарифмического декремента целесообразно принять величину $\lambda_{\text{гр}} = 0,5$, так как при этом демпфирование близко к естественному. На основании анализа кривых $k_{\text{э.с}} = f(T_{\text{эм}})$ и $\lambda = f(T_{\text{эм}})$ установлено, что значения $k_{\text{э.с.гр}}$ как в области слабой, так и в области жесткой связи зависят лишь от величины γ , поэтому граничная зависимость $k_{\text{э.с.гр}} = f(\gamma)$ является также универсальной (рис. 2,б).

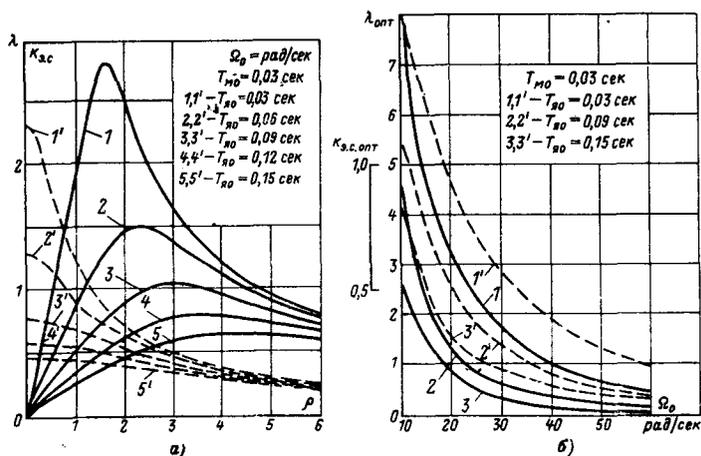


Рис. 3. Зависимости λ и $k_{a.c.} = f(\rho)$ (а) и $k_{a.c. \text{ опт}}$, $\lambda_{\text{ опт}} = f(\Omega_0)$ (б).

Нетрудно видеть, что граница слабой электро-механической связи при $\gamma \geq 1,4$ лежит в пределах $k_{a.c. \text{ гр}} = 0,2 \div 0,17$. Границу же жесткой электро-механической связи можно описать приближенным уравнением:

$$k_{a.c. \text{ гр}} = 18 \lg 0,834\gamma.$$

На практике значительный интерес представляет показанная на рис. 2,б область IV, в которой заключены значения $k_{a.c.}$, обеспечивающие пренебрежимо слабую колебательность системы ($3 \leq \lambda \leq 6$).

Учет индуктивности якорной цепи в схеме на рис. 1,а или электромагнитной инерции в схеме на рис. 1,б приводит к характеристическому уравнению четвертого порядка, определение корней которого сопряжено с трудностями, исключающими использование этого способа в инженерной практике. При анализе влияния $T_{я} = \frac{L_{я}}{R_{я}}$ можно получить решение, аналогичное (2), для случая $J_2 \rightarrow \infty$, т. е. для $\gamma = \infty$, отличающееся только выражениями коэффициентов А и В, которые имеют вид:

$$A = 4,5 \frac{T_{я0}}{T_{м0}} - 2T_{я0}^2 \Omega_0^2 \rho^2 - 1; \quad B = 3 \frac{T_{я0}}{T_{м0}} + T_{я0}^2 \Omega_0^2 \rho^2 - 1;$$

$$\rho = \frac{R_{я}}{R_{я.е}}; \quad T_{я} = \frac{T_{я0}}{\rho}; \quad T_{эм} = T_{м0} \rho.$$

На рис. 3,а сплошными кривыми представлены расчетные зависимости $\lambda = f(\rho)$ при различных значениях $T_{я0}$ и $T_{м0} = 0,03 \text{ сек}$. Рассматривая эти кривые, нетрудно видеть, что индуктивность якорной цепи оказывает весьма существенное влияние на демпфирующую способность электропривода, т. е. она увеличивает склонность к колебаниям самого двигателя, который при определенных сочетаниях $T_{я}$ и $T_{м}$ приобретает свойства колебательного звена. Если на основании полученных зависимостей $\lambda = f(\rho)$ построить соответствующие кривые $\lambda_{\text{ опт}} = f(\Omega_0)$, приведенные на рис. 3,б сплошными линиями, то можно заметить, что индуктивность якорной

цепи ослабляет демпфирование тем в большей степени, чем выше Ω_0 . При низких же частотах свободных колебаний влиянием индуктивности можно пренебрегать.

Коэффициент электро-механической связи в этом случае

$$k_{a.c.} = \frac{1}{T_{м0} \Omega_0} \cdot \frac{1}{\sqrt{\rho^2 + T_{я0}^2 \Omega_0^2}}. \quad (4)$$

Анализ кривых $k_{a.c.} = f(\rho)$, приведенных на рис. 3,а, показывает, что учет индуктивности практически не смещает границы пренебрежимо слабой электро-механической связи, однако в области жесткой и существенной электро-механической связи индуктивность резко уменьшает значения $k_{a.c.}$. Причиной уменьшения демпфирующей способности электропривода является сдвиг по фазе между колебаниями э. д. с. двигателя и колебаниями тока, который нарушает линейную связь между скоростью двигателя ω_1 и его моментом M , действие которой аналогично вязкому трению.

Следует отметить, что при $\Omega_0 > 60 \text{ рад/сек}$ оптимальное значение $k_{a.c. \text{ опт}} < 0,2$ и демпфирующая способность пренебрежимо мала даже при оптимальной жесткости механической характеристики (рис. 3,б). Поэтому в системах с высокой частотой свободных колебаний при $T_{я} > 0,03 \text{ сек}$ решение задачи оптимизации демпфирующей способности за счет выбора оптимальной жесткости характеристики двигателя лишено практического смысла.

Полученные зависимости позволяют уточнить решение задачи оптимизации динамики электропривода с упругой связью с помощью аналитических выражений $k_{a.c.}$, получение которых не представляет затруднений даже для сложных замкнутых систем регулируемых электроприводов.

В связи с широким распространением быстродействующих унифицированных систем тиристорного электропривода, выполненных с подчиненным контуром регулирования тока [Л. 2], большое значение приобретает анализ влияния упругих связей на их работу. Влияние упругости часто заставляет отходить от стандартных настроек по оптимум-модулю и симметричному оптимуму и применять в системе дополнительные корректирующие связи. Преобразованная структурная схема двухконтурной системы подчиненного регулирования в относительных единицах без учета диссипативных сил приведена на рис. 4. На схеме обозначено: ω_1 и ω_2 — угловые скорости вала двигателя и механизма; M_{c1} и M_{c2} — моменты нагрузки, действующие соответственно на двигатель и механизм.

Характер настройки регуляторов, а иногда и способ коррекции системы определяется в значительной мере соотношением между малыми постоянными времени контуров скорости $T_{\mu\omega}$ и тока $T_{\mu i}$ и постоянной времени упругости $T_y = \frac{1}{\Omega_{12}}$.

Если быстродействие токового контура достаточно высоко и $T_{\mu\omega} \ll T_y$, то, полагая $T_{\mu\omega} = T_{\mu i} = 0$ и не учитывая диссипативных сил, можно привести замкнутую систему регулирования скорости к систе-

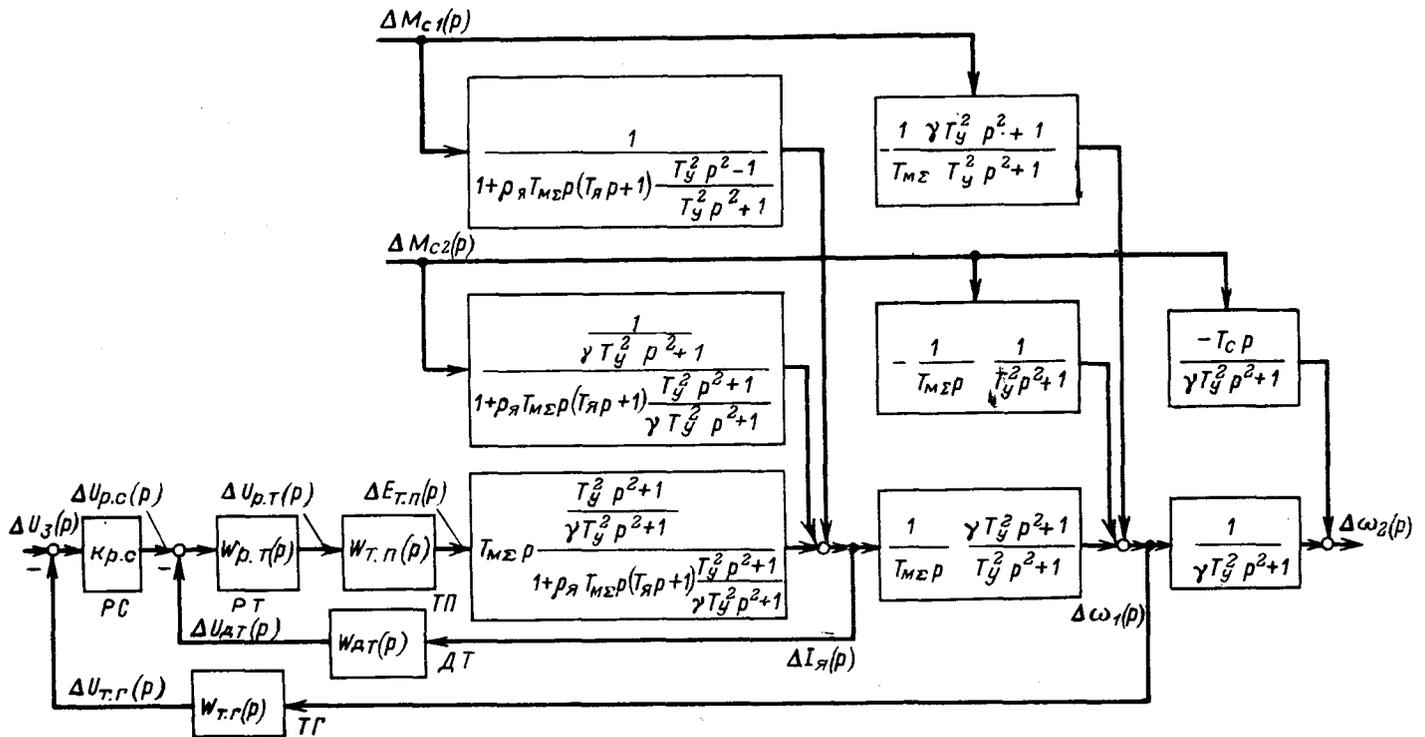


Рис. 4. Структурная схема системы регулирования с подчиненным токовым контуром при упругой связи двигателя и механизма.

PT и PC — регуляторы тока и скорости; ДТ и ТГ — датчик тока и тахогенератор; ТП — тиристорный преобразователь.

ме третьего порядка с передаточной функцией:

$$W_3(p) = \frac{\Delta\omega_2(p)}{\Delta U_3(p)} = \left[\frac{T_{M\Sigma} T_y^2}{k_{p.c.}} p^3 + \gamma T_y^2 p^2 + \frac{T_{M\Sigma}}{k_{p.c.}} p + 1 \right]^{-1}, \quad (5)$$

где $T_{M\Sigma} = (J_1 + J_2) \frac{\omega_{1H}}{M_H}$ — механическая постоянная времени привода; ω_{1H} , M_H — номинальные скорость и момент двигателя.

Анализ показывает, что при $\gamma < 9$ эта передаточная функция может быть переписана в виде:

$$W_3(p) = [(T_1 p^2 + 1)(T_2^2 p^2 + 2\xi_2 T_2 p + 1)]^{-1}.$$

Стремление при каждом данном значении γ обеспечить максимальное значение логарифмического декремента затухания λ приводит к необходимости выбрать коэффициент усиления регулятора скорости

$$k_{p.c.o} = \frac{T_{M\Sigma} \Omega_{12}}{\sqrt{\gamma^3}}. \quad (6)$$

Однако и при такой настройке регулятора скорости при значениях γ , близких к единице, электромеханическая связь ничтожна, и движение вала механизма происходит со значительными колебаниями. При больших значениях γ процесс носит апериодический характер, но затягивается. Поэтому можно считать оптимальным соотношение масс, соответствующее $\gamma_{opt} \approx 3 \div 5$, при котором переходные процессы будут достаточно быстрыми

и малоколебательными. Характер переходных процессов при $k_{p.c.} = k_{p.c.o}$ и $\gamma = 3$ и 5 показан на рис. 5, а. О реальной длительности переходного процесса можно судить, если учесть, что среднегеометрический корень нормированного уравнения Вышнеградского [Л. 3] определяется формулой:

$$\Omega_{c.r} = \frac{\Omega_{12}}{\sqrt{\gamma}}.$$

На рис. 5, б показана логарифмическая амплитудно-частотная характеристика (ЛАХ) для этого случая. Изложенный способ выбора коэффициента усиления регулятора скорости был использован при настройке контура скорости тиристорного следящего привода на одном из действующих радиотелескопов. При близкой к оптимальной величине $\gamma = 2,3$, $T_{M\Sigma} = 1$ сек и $\Omega_{12} = 9$ рад/сек был выставлен

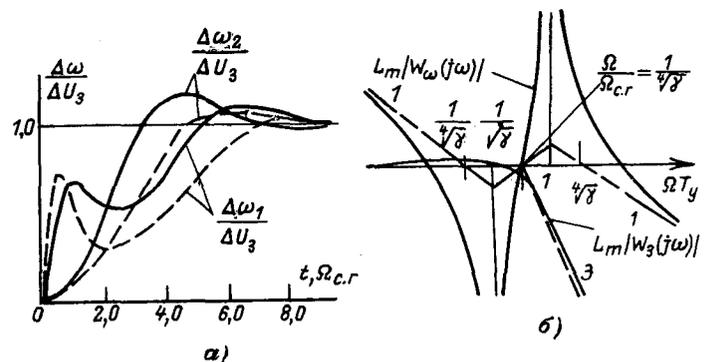


Рис. 5. Переходные процессы при управляющем воздействии. (— $\gamma=3$; - - - $\gamma=5$) (а) и вид ЛАХ разомкнутого $L_m/W(j\omega)$ и замкнутого $L_m/W_3(j\omega)$ контуров (б).

Таблица 1

Настройка регулятора скорости и обратных связей при

$$T_{\mu i} \approx 0; T_{\mu \omega} \approx 0$$

Вид корректирующей обратной связи	Область применения	Рекомендуемая настройка		$\Omega_{с.г}$
		Коэффициент усиления регулятора скорости $k_{p.c.o}$	Параметры обратной связи	
По ускорению вала механизма, введенная на регулятор скорости	$\gamma < \gamma_{опт}$	$T_{M\Sigma} \Omega_{12} \left(\frac{\sqrt[4]{\gamma_{опт}}}{\sqrt{\gamma}} \right)^3$	$T_{o.c1} = \frac{\gamma_{опт} - \gamma}{\gamma} \left(\frac{\sqrt{\gamma}}{\sqrt[4]{\gamma_{опт}}} \right)^3$	$\Omega_{12} \frac{\sqrt[4]{\gamma_{опт}}}{\sqrt{\gamma}}$
По разности скоростей вала двигателя и вала механизма на регулятор тока		$T_{M\Sigma} \Omega_{12} \frac{1}{\sqrt[4]{\gamma_{опт}^3}}$	$k_{o.c} = T_{M\Sigma} \Omega_{12} \frac{\gamma_{опт} - \gamma}{(\sqrt{\gamma} \gamma_{опт})^3}$	$\Omega_{12} \frac{1}{\sqrt[4]{\gamma_{опт}}}$
То же по разности углов поворота двигателя и вала механизма		$T_{M\Sigma} \Omega_{12} \left(\frac{\sqrt[4]{\gamma_{опт}}}{\sqrt{\gamma}} \right)^3$	$T_{o.c2} = \frac{\gamma^2}{T_{M\Sigma} \Omega_{12}^2 (\gamma_{опт} - \gamma)}$	$\Omega_{12} \frac{\sqrt[4]{\gamma_{опт}}}{\sqrt{\gamma}}$
По ускорению вала двигателя, введенная на регулятор тока	$\gamma > \gamma_{опт}$	$T_{M\Sigma} \Omega_{12} \left(\frac{\sqrt[4]{\gamma_{опт}}}{\sqrt{\gamma}} \right)^3 \frac{\gamma - 1}{\gamma_{опт} - 1}$	$T_{o.c3} = \frac{T_{M\Sigma}}{\gamma} \frac{\gamma - \gamma_{опт}}{\gamma_{опт} - 1}$	$\Omega_{12} \frac{\sqrt[4]{\gamma_{опт}}}{\sqrt{\gamma}}$

расчетный коэффициент усиления $k_{p.c.} = 4,9$. Полученные переходные процессы оказались весьма близкими к расчетным.

Если γ значительно отличается от $\gamma_{опт}$, целесообразно ввести в систему одну из корректирующих связей, указанных в табл. 1. Анализ уравнений третьего порядка, получающихся в этом случае, позволил подразделить эти связи по рациональной области их применения. При этом предполагалось, что обратные связи осуществляют чистое дифференцирование: $\Delta v_{o.c}(p) = T_{o.c} p \Delta \omega(p)$ или интегрирование скорости:

$$\Delta v_{o.c}(p) = \frac{\Delta \omega(p)}{T_{o.c}(p)}$$

Обратная связь по разности скоростей является жесткой с коэффициентом передачи $k_{o.c}$. Если стремиться к тому, чтобы вид переходного процесса по уравнению после введения корректирующих связей был таким же, как и при $\gamma = \gamma_{опт}$, и соответствовал максимально возможному значению λ , то $k_{p.c}$ и параметры связей надо выбрать так, как указано в табл. 1. Там же указана величина $\Omega_{с.г}$, характеризующая длительность переходного процесса.

Статическая ошибка при набросе момента нагрузки ΔM_{c1} или ΔM_{c2} во всех случаях, кроме наброса момента ΔM_{c2} в системе с обратной связью по разности углов, определится выражением

$$\left(\frac{\Delta \omega}{\Delta M_c} \right)_{уст} = - \frac{1}{k_{p.c}}$$

В системе со связью по разности углов изменение момента на валу механизма на ΔM_{c2} вызовет появление ошибки

$$\Delta \omega_{уст} = - \frac{1}{k_{p.c}} \frac{\gamma_{опт} - 1}{\gamma - 1} \Delta M_{c2}$$

Сравнение величин статических ошибок показывает, что с этой точки зрения наиболее целесообразно при $\gamma < \gamma_{опт}$ использовать систему с обратной связью по ускорению вала механизма.

При $\gamma > \gamma_{опт}$ для получения эффекта, аналогичного изменению соотношения масс, целесообразно применить отрицательную обратную связь по производной от скорости двигателя (в некоторых случаях совместно с введением сигнала по разности скоростей двигателя и механизма).

Если $T_{\mu \omega} > (0,35 - 0,5) \frac{T_y}{\sqrt{\gamma}}$ и тем более $T_{\mu \omega} \geq T_y$, контур скорости может быть недопустимо колебательным или даже неустойчивым.

При наличии диссипативных сил внутреннего трения, что присуще любой реальной системе, сомножители, отражающие влияние упругости в передаточных функциях объектов регулирования (рис. 4), примут вид: $T_y^2 p^2 + 2\xi T_y p + 1$ и $\gamma T_y^2 p^2 + 2\xi \gamma T_y p + 1$

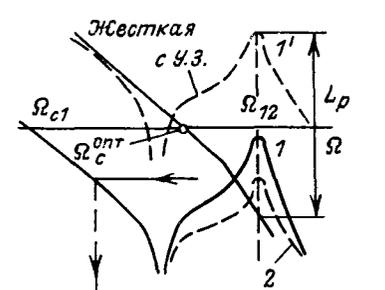
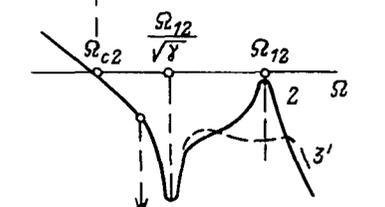
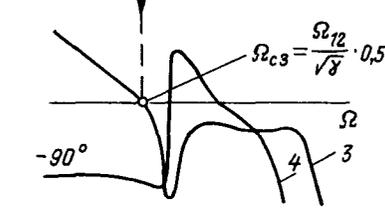
В этом случае для достижения устойчивости нужно настолько уменьшить $k_{p.c}$, чтобы «всплеск» ЛАХ скорости двигателя при частоте Ω_{12} располагался ниже оси частот. Для получения рекомендаций по настройке регуляторов при заметном влиянии суммарных малых постоянных времени $T_{\mu \omega}$ и $T_{\mu i}$ и для сравнения быстродействия такой системы регулирования скорости с быстродействием жесткой системы, обладающей теми же малыми постоянными времени $T_{\mu i}$ и $T_{\mu \omega}$, необходимо оценить превышение ЛАХ разомкнутого контура скорости двигателя системы с упругой связью над ЛАХ жесткой системы при $\Omega = \Omega_{12}$. Такое превышение резонансного «всплеска» A_p определяется суммарным влиянием соотношения масс и внутреннего трения упруго-вязкой двухмассовой системы:

$$L_p = 20 \lg A_p = 20 \lg \frac{\gamma}{2\xi}, \text{ дб.} \quad (7)$$

Из (7) и табл. 2 видно, что снижение только коэффициента регулятора скорости при сохранении быстродействующего регулятора тока (кривая 1, табл. 2) нецелесообразно для систем с большим

Таблица 2

Настройка регуляторов и оценки времени регулирования по управлению
(при значительных величинах $T_{\mu i}$ и $T_{\mu \omega}$)

Способ настройки и коррекций	Настройка регулятора		Время регулирования при управлении	Вид ЛАХ разомкнутого контура скорости
	$k_{p.c}$	$k_{p.t}$		
Уменьшение коэффициента усиления скоростного контура	$\alpha_1 \beta_{p.c}^{opt}$ $\alpha_1 = 2\xi \frac{\Omega_{12}^2 T_{\mu \omega}^2}{\gamma}$	$\beta_{p.t}^{opt}$	$t_{p1} \geq \frac{\pi \gamma}{T_{\mu \omega} \xi \Omega_{12}^2}$	
Одновременная перестройка регуляторов скорости и тока	$\alpha'_1 \beta_{p.c}^{opt}$ $\alpha'_1 = 2\xi \frac{\Omega_{12} T_{\mu \omega}}{\sqrt{\gamma}}$	$\alpha'_2 \beta_{p.t}^{opt}$ $\alpha'_2 = 4T_{\mu i} \frac{\Omega_{12}}{\sqrt{\gamma}}$	$t_{p2} \geq \frac{\pi \sqrt{\gamma}}{T_{\mu \omega} \xi \Omega_{12}^2}$	
Включение ГОС по скорости двигателя в регулятор тока	$\alpha''_1 \beta_{p.c}^{opt}$ $\alpha''_1 = \frac{T_{\mu \omega} \Omega_{12}}{\sqrt{\gamma}}$	$\beta_{p.t}^{opt}$	$t_{p3} \geq \frac{2\pi \sqrt{\gamma}}{\Omega_{12}}$	

соотношением масс ($\gamma > 10$) и слабым демпфированием ($\xi < 0,1$). Так, например, для электроприводов быстроходных секций бумагоделательных машин, у которых $L_p \approx 50$ дБ, потребовалось в 20—80 раз уменьшить $k_{p.c}$, снизив тем самым быстродействие в десятки раз по сравнению с расчетным для жесткой системы.

Сравнительное исследование показало, что эффективным способом настройки двухконтурных САР скорости является одновременное снижение динамических коэффициентов передачи ПИ-регуляторов скорости $\beta_{p.c}$ и тока $\beta_{p.t}$ относительно величин $\beta_{p.t}^{opt}$ и $\beta_{p.c}^{opt}$, соответствующих стандартным настройкам. Увеличение инерционности подчиненного токового контура, полученное уменьшением $\beta_{p.t}$, позволит снизить «всплеск» ЛАХ контура скорости, повысить $\beta_{p.c}$ и предельное быстродействие системы с упругой связью без дополнительной коррекции (кривая 2, табл. 2). Для всех случаев, когда

$$T_{\mu \omega} > T_y = \frac{1}{\Omega_{12}},$$

рекомендуется выбирать:

$$\beta_{p.c} = \alpha'_1 \beta_{p.c}^{opt}; \beta_{p.t} = \alpha'_2 \beta_{p.t}^{opt}, \quad (8)$$

где

$$\alpha'_1 = 2\xi \frac{\Omega_{12}^2 T_{\mu \omega}^2}{\sqrt{\gamma}}; \alpha'_2 = 4T_{\mu i} \frac{\Omega_{12}}{\sqrt{\gamma}}.$$

При настройке (8) замкнутый токовый контур становится более инерционным и демпфирует резонансный «всплеск». Это позволяет примерно в $\sqrt{\gamma}$ раз повысить быстродействие при сохранении достаточных запасов устойчивости ($\Delta L = 6$ дБ, $\Delta \varphi_3 = 45^\circ$). Однако и в этом случае, который можно полагать предельным по быстродействию для систем с упругой связью, если $T_{\mu \omega} > T_y$, время регулирования остается значительным и близким к предельному быстродействию электромашинных систем. Например, реализация подобной настройки на быстроходной бумагоделательной машине не позволила получить время регулирования меньше 4 сек. К тому же и увеличение инерционности токового контура в унифицированных тиристорных системах нельзя признать рациональным решением.

Дальнейшее улучшение качества САР с $\gamma > \gamma_{opt}$, как было указано выше, достигается введением гибкой отрицательной обратной связи по скорости двигателя на вход быстродействующего регулятора тока и некотором снижении в $\alpha_1 = \frac{T_{\mu \omega} \Omega_{12}}{\sqrt{\gamma}}$ раз ди-

намического коэффициента усиления регулятора скорости. Соответствующие этой коррекции ЛАХ и ЛФХ приведены в табл. 2 (кривые 3 и 4). Передаточная функция такой параллельной коррекции, как показал синтез частотным методом, имеет вид:

$$W_{г.о.с}(p) = \beta_{г.о.с} \frac{\tau_{г.о.с} p}{\tau_{г.о.с} p + 1}, \quad (9)$$

где

$$\beta_{г.о.с} = T_{м\sigma} \Omega_{12}; \quad \tau_{г.о.с} = 0,5 \frac{V\sqrt{\gamma}}{\Omega_{12}} \quad \text{— для систем с } \gamma < 20;$$

$$\beta_{г.о.с} = T_{м\sigma} \Omega_{12}; \quad \tau_{г.о.с} = \frac{2}{\Omega_{12}} \quad \text{— для систем с } \gamma \geq 20.$$

Такую корректирующую цепь нетрудно реализовать на элементах УБСР. Она была применена

на одной быстроходной бумагоделательной машине, что позволило устранить имевшие место автоколебания скорости двигателя и вибрации редукторов, а также уменьшить время регулирования с 4—6 сек до 0,7—1,0 сек.

В разработке и исследовании различных способов коррекции унифицированных систем с упругой связью принимали участие аспиранты кафедры ЛЭТИ Ю. В. Постников и В. А. Чистяков.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ключев В. И. Ограничение динамических нагрузок электропривода. М., «Энергия», 1971.
2. Лебедев Е. Д. и др. Управление вентилями электроприводами постоянного тока. М., «Энергия», 1970.
3. Бессекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. М., «Наука», 1972.



УДК 62-83

Методы исследования электромагнитных переходных процессов асинхронных вентильных каскадов

Кандидаты техн. наук Г. Б. ОНИЩЕНКО, И. Л. ЛОКТЕВА, инж. В. И. НОВИКОВ

Москва

Развитие систем регулируемых тиристорных электроприводов на базе асинхронных двигателей сделало актуальными задачи изучения электромагнитных переходных процессов асинхронных двигателей, управляемых посредством тиристорных преобразователей. Необходимость изучения переходных процессов в тиристорных, асинхронных электроприводах обусловлена рядом обстоятельств, главные из которых следующие:

применение тиристорных — приборов весьма чувствительных к пиковым значениям напряжения и тока — требует знания этих величин в нестационарных режимах, когда пики токов и напряжений значительно превосходят их установившееся значение;

применение регулируемых асинхронных электроприводов в составе сложных систем автоматического управления требует знания динамических свойств этих электроприводов как объекта или звена системы автоматического регулирования;

использование тиристорных асинхронных электроприводов для установок повышенной ответственности требует знания поведения привода в коммутационных, аварийных и аномальных режимах.

С другой стороны, условия работы асинхронного двигателя при тиристорном его управлении существенно отличаются от условий работы в обычных схемах включения. При этом общая теория переходных процессов машин переменного тока оказывается неполной для выявления особенностей переходных процессов тиристорного асинхронного привода.

В статье рассмотрены общие методы исследования переходных процессов одного класса регулируемых асинхронных тиристорных электроприводов — вентильных каскадов. Предлагаемые методы основаны на использовании общей теории переходных процессов машин переменного тока [Л. 1 и 2] и заключаются в нахождении специальных приемов, позволяющих применить общую теорию для аналитического описания и моделирования вентильных каскадов. Постановка задачи предусматривает, чтобы методы были достаточно общими и пригодными для анализа всех или большинства каскадных схем асинхронного привода и могли бы быть использованы для анализа различных ситуаций, вызывающих нестационарные режимы в этих схемах.

Рассмотрение методов проведем применительно к основной схеме вентильного каскада. Впоследствии нетрудно будет убедиться, что они пригодны для всего многообразия схем вентильного каскада и могут оказаться эффективными для анализа переходных процессов машин двойного питания (пользуясь терминологией М. М. Ботвинника [Л. 3], для управляемых машин переменного тока).

В машинах двойного питания, в том числе в вентильных каскадах, регулирование режима (скорости, момента, активной и реактивной мощности) осуществляется введением в цепь ротора добавочной э. д. с., величина и фаза которой определяют режим работы привода. Если в машине двойного питания регулируемые и независимыми

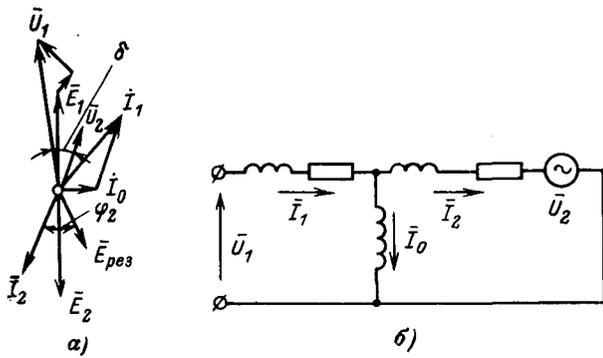


Рис. 1. Векторная диаграмма (а) и схема замещения (б) вентильного каскада.

параметрами являются и величина, и фаза добавочной э. д. с. (полностью управляемая машина переменного тока), то в асинхронном вентильном каскаде, который может рассматриваться как машина двойного питания с ограниченными возможностями управления, независимым параметром является только величина вектора добавочной э. д. с. \bar{u}_2 , в то время как его фаза детерминирована, что следует из векторной диаграммы вентильного каскада (рис. 1,а).

Противо-э. д. с., введенная в цепь выпрямленного тока ротора, всегда находится в противофазе с вектором тока ротора:

$$\bar{u}_2 = -\bar{I}_r \left(E_{доб} + L_d \frac{d|\bar{i}_2|}{dt} \right). \quad (1)$$

Когда вектор тока \bar{i}_2 изменяется по фазе, что имеет место как при изменении скорости, так и при изменении нагрузки, то вектор \bar{u}_2 также поворачивается, осуществляя слежение за вектором тока \bar{i}_2 . В других схемах вентильного каскада (например, в схемах с управляемой роторной группой), также существует определенная зависимость между величиной и фазой векторов \bar{u}_2 и \bar{i}_2 . В управляемой машине переменного тока эта зависимость определяется функцией регулятора машины. Таким образом, в схемах машин двойного питания мы сталкиваемся с функциональной зависимостью фазы тока ротора и фазы добавочной э. д. с. от амплитуды тока ротора. Наличие такой зависимости принципиально усложняет математическое описание электромагнитных переходных процессов.

Вторая особенность вентильных каскадов заключается в квазисимметричном режиме ротора. Из-за наличия вентилей в роторной цепи вынужденные составляющие токов в фазах ротора содержат высшие гармонические. При анализе установившихся режимов влияние несинусоидальности токов учитывается определенными коэффициентами, зависящими от величины токов ротора.

Правомерность этого допущения связана с тем, что, во-первых, искажение тока невелико (коэффициент искажения для вынужденных составляющих токов при их малых значениях не превышает 0,955) и, во-вторых, по мере увеличения токов степень искажения уменьшается. Практически целесообразно и при исследовании неустановившихся режимов искажения, вносимые вентилями, учиты-

вать аналогичным образом. Экспериментальные исследования не показывают на появление качественных отличий, связанных с влиянием нарушения симметрии.

Благодаря принятию указанного допущения и использованию правила (1) получаем упрощенную модель вентильного каскада, соответствующую схеме замещения (рис. 1,б), где противо-э. д. с. в цепи ротора имеет две особенности: она всегда находится в противофазе с током ротора, а по амплитуде состоит из двух составляющих — независимой, представляющей собой управляющее воздействие и динамической, учитывающей влияние индуктивности цепи выпрямленного тока.

Для данной модели можно принять как исходную известную из общей теории систему дифференциальных уравнений машины двойного питания:

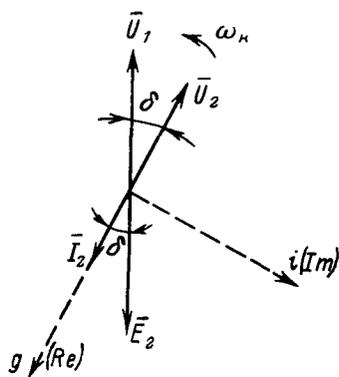
$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_1 &= L_s \frac{d\bar{i}_1}{dt} + L_m \frac{d\bar{i}_2}{dt} + j\omega_k L_s \bar{i}_1 + j\omega_k L_m \bar{i}_2 + r_1 \bar{i}_1; \\ \bar{u}_2 &= L_r \frac{d\bar{i}_2}{dt} + L_m \frac{d\bar{i}_1}{dt} + j(\omega_k - \omega) L_r \bar{i}_2 + \\ &\quad + j(\omega_k - \omega) L_m \bar{i}_1 + r_2 \bar{i}_2; \\ M &= \frac{3}{2} p L_m \text{Im}(\bar{i}_1 \cdot \bar{i}_2^*). \end{aligned} \right\} (2)$$

Здесь \bar{u} и \bar{i} — обобщенные векторы токов и напряжений; ω_k — скорость вращения осей координат, в которых записаны данные уравнения.

Методы дальнейших преобразований и решения уравнений (2) в значительной степени зависят от выбора системы осей координат. Обычно используют оси координат, неподвижные относительно статора ($\omega_k = 0$) или вращающиеся в пространстве с синхронной скоростью ($\omega_k = \omega_0$). Однако применение обычных методов моделирования или аналитического разрешения системы (2) встречает трудности ввиду того, что положение вектора \bar{u}_2 в пространстве не определено. Для его определения нужно найти вектор \bar{i}_2 , что требует, в свою очередь, знания параметров вектора \bar{u}_2 , т. е. необходимо дополнение системы (2) нелинейными уравнениями, реализующими условие (1).

Представляется целесообразным упростить решение задачи введением новой системы осей координат, при которой оси вращаются в пространстве не с постоянной скоростью, а с переменной, являющейся определенной функцией времени. Смысл преобразования для перехода к новой системе координат заключается в нахождении такой функции $\omega_k = f(t)$, которая позволит упростить решение интересующей нас системы дифференциальных уравнений.

Такую функцию можно найти, если потребовать, чтобы положительное направление действительной оси координат всегда совпадало с вектором, параметры которого являются определяющими для данной системы. В нашем случае таким вектором является вектор \bar{i}_2 (рис. 2). Тогда очевидно, что оси координат должны совершать два движения: одно — вращательное со скоростью ω_0 и другое — колебательное с угловой скоростью $d\delta/dt$. Поскольку этот же принцип может быть применен и для случая, когда первое движение отсутствует, то ус-

Рис. 2. Система осей координат $g-i$.

ловно назовем предлагаемую систему координат $g-i$ системой ортогональных координат, колеблющихся в пространстве. В рассматриваемом случае (для вентильного каскада) имеем:

$$\omega_k = \omega_0 - \frac{d\delta}{dt}. \quad (3)$$

Между реальными значениями токов в системе неподвижных координат $\alpha-\beta$ и преобразованных в системе колеблющихся координат $g-i$ будут иметь место следующие соотношения:

$$\left. \begin{aligned} i_{\alpha} &= -i_g \cos(\omega_0 t - \delta); \\ i_{\beta} &= -i_g \sin(\omega_0 t - \delta), \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где

$$\delta = f(i_g, t).$$

Система колеблющихся координат дает то преимущество, что позволяет определить положение вектора \bar{u}_2 в координатах $g-i$ и упростить систему уравнений, поскольку проекции тока \bar{i}_2 и его производных на мнимую ось будут равны нулю.

Дифференциальные уравнения вентильного каскада в координатах $g-i$ будут:

$$\left. \begin{aligned} u_{g1} &= L_s \frac{di_{g1}}{dt} + L_m \frac{di_{g2}}{dt} - \left(\omega_0 - \frac{d\delta}{dt} \right) L_s i_{i1} + r_1 i_{g1}; \\ u_{i1} &= L_s \frac{di_{i1}}{dt} + \left(\omega_0 - \frac{d\delta}{dt} \right) L_s i_{g1} + \\ &+ \left(\omega_0 - \frac{d\delta}{dt} \right) L_m i_{g2} + r_1 i_{i1}; \\ u_{g2} &= L_r \frac{di_{g2}}{dt} + L_m \frac{di_{g1}}{dt} - \\ &- \left(\omega_0 s - \frac{d\delta}{dt} \right) L_m i_{i1} + r_2 i_{g2}; \\ 0 &= L_m \frac{di_{i1}}{dt} + \left(\omega_0 s - \frac{d\delta}{dt} \right) L_r i_{g2} + \\ &+ \left(\omega_0 s - \frac{d\delta}{dt} \right) L_m i_{g1}; \\ M &= \frac{3}{2} \rho L_m \text{Im}(\bar{i}_1 \bar{i}_2^*). \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

В векторной форме выражения (5) примут вид:

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_1 &= L_s \frac{d\bar{i}_1}{dt} + L_m \frac{d\bar{i}_2}{dt} + j \left(\omega_0 - \frac{d\delta}{dt} \right) L_s \bar{i}_1 + \\ &+ j \left(\omega_0 - \frac{d\delta}{dt} \right) L_m \bar{i}_2 + r_1 \bar{i}_1; \\ \bar{u}_2 &= L_r \frac{d\bar{i}_2}{dt} + L_m \frac{d\bar{i}_1}{dt} + j \left(\omega_0 s - \frac{d\delta}{dt} \right) \times \\ &\times L_r \bar{i}_2 + j \left(\omega_0 s - \frac{d\delta}{dt} \right) L_m \bar{i}_1 + r_2 \bar{i}_2; \\ M &= \frac{3}{2} \rho L_m \text{Im}(\bar{i}_1 \bar{i}_2^*). \end{aligned} \right\} \quad (5a)$$

Подчеркнем, что уравнения (5a) являются общими для любой системы асинхронного привода, где регулирование осуществляется введением добавочной э. д. с. во вторичную цепь.

Для вентильного каскада имеем:

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_2 &= -U_2 e^{-j0} = - \left(E_{\text{доб}} + L_d \frac{d|\bar{i}_2|}{dt} \right) e^{-j0}; \\ \bar{u}_1 &= U_1 e^{-i(\pi-\delta)}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Разрешая систему (5a) относительно \bar{i}_2 с учетом условий (6), получаем:

$$\begin{aligned} j \frac{d^2 \bar{i}_2}{dt^2} \sigma_1 + \frac{d\bar{i}_2}{dt} \left\{ -2\tau_1 \frac{d\delta}{dt} + \omega_0 \sigma_1 (1+s) \right\} + \\ + j(k_1 + k_2) \} + \bar{i}_2 \left\{ -\sigma_1 \frac{d^2 \delta}{dt^2} + k_1 \left(\omega_0 - \frac{d\delta}{dt} \right) + \right. \\ \left. + k_2 \left(\omega_0 s - \frac{d\delta}{dt} \right) \right\} + j \left[k_3 - \sigma_1 \left(\omega_0 - \frac{d\delta}{dt} \right) \times \right. \\ \left. \times \left(\omega_0 s - \frac{d\delta}{dt} \right) \right] \} + \bar{u}_2 \left[-k_4 \left(\omega_0 - \frac{d\delta}{dt} - jk_5 \right) - \right. \\ \left. - jk_4 \frac{d\bar{u}_2}{dt} + U_{1m} s (-\cos \delta + j \sin \delta) \right] = 0, \quad (7) \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} \sigma_1 &= \frac{L_s L_r - L_m^2}{\omega_0 L_m}; \quad k_1 = \frac{L_s r_2^2}{\omega_0 L_m}; \quad k_2 = \frac{L_r r_1}{\omega_0 L_m}, \\ k_3 &= \frac{r_1 r_2}{\omega_0 L_m}; \quad k_4 = \frac{L_s}{\omega_0 L_m}; \quad k_5 = \frac{r_1}{\omega_0 L_m}. \end{aligned}$$

Решение дифференциального уравнения (7) будет иметь вид: $i_2(t) = f_1(t) + jf_2(t)$

Так как в осях $g-i$ вектор i_2 не может иметь мнимых составляющих, то $f_2(t) = 0$, и процесс изменения тока $i_{2g}(t) = \bar{i}_2(t) = I_2(t)$ будет описываться действительной частью уравнения (7). Это уравнение содержит два неизвестных: I_2 и δ . Функциональная связь между ними в общей форме выражается мнимой частью уравнений (7). Решение уравнения (7) может осуществляться либо приближенными методами, либо численными с использованием ЦВМ.

Наибольший интерес представляет собой начальный участок переходного процесса — возрастание тока до максимального значения. На этом же участке достигают своих максимальных значений э. д. с. ротора и момент. На этом участке с определенными допущениями уравнение (7) может быть решено аналитически.

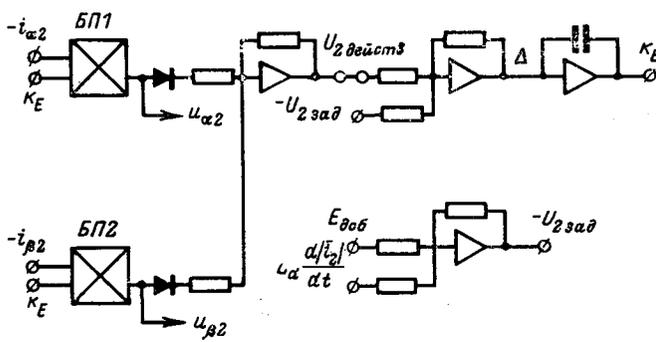


Рис. 3. Блок-схема формирования напряжения \bar{u}_2 при моделировании в осях α — β .

Кроме аналитических способов анализа электромагнитных переходных процессов в вентильном каскаде могут с успехом использоваться методы моделирования на аналоговых машинах. Моделирование вентильного каскада может проводиться на основе систем уравнений, записанных как в координатных осях α — β , неподвижных относительно статора [положив в (2) $\omega_k=0$], так и в осях, вращающихся в пространстве с синхронной скоростью [уравнение (2), где $\omega_k=\omega_0$]. Моделирование может также выполняться и на основе уравнений (5), записанных в осях g — i .

Аналоговые модели вентильного каскада отличаются от известных [Л. 2 и 4] моделей асинхронного двигателя в осях α — β и x — y схемой формирования напряжений, вводимых в цепь ротора. Назначение этой схемы состоит в реализации условия (1).

В модели для осей α — β реализация условия (1) осуществляется использованием следящей системы,

благодаря которой напряжение \bar{u}_2 всегда остается в противофазе с вектором \bar{i}_2 . Схема формирования напряжений $u_{\alpha 2}$ и $u_{\beta 2}$ ясна из рис. 3. Искомые напряжения выражаются как $u_{\alpha 2} = -i_{\alpha 2} k_E$ и $u_{\beta 2} = -i_{\beta 2} k_E$, где первый множитель определяет фазу вектора \bar{u}_2 , а второй (k_E) — его модуль. В результате сравнения заданной величины модуля ($U_{2\text{зад}} = E_{\text{доб}} + L_d \frac{dI_2}{dt}$) с его величиной на выходе узла формирования $U_{2д}$, определяемой как огибающая $u_{\alpha 2}$ и $u_{\beta 2}$, находится ошибка Δ . Сигнал $k_E = \int \Delta dt$ обеспечивает компенсацию ошибки с достаточной точностью.

В модели, базирующейся на уравнениях в синхронных осях координат, составляющие вектора по осям находятся в виде:

$$x_{x2} = -U_{2\text{зад}} \frac{i_{x2}}{\sqrt{i_{x2}^2 + i_{y2}^2}};$$

$$u_{y2} = U_{2\text{зад}} \frac{i_{y2}}{\sqrt{i_{x2}^2 + i_{y2}^2}}.$$

На моделях могут рассматриваться такие практически часто встречающиеся переходные процессы, как включение каскада при скорости, отличной от нуля, повторное включение после перерыва питания, пуск при заданном сигнале управления и другие, а также влияние параметров схемы на эти процессы. Ниже в качестве примера использования рассмотренных методов приводятся некоторые характеристики переходных процессов в вентильном каскаде.

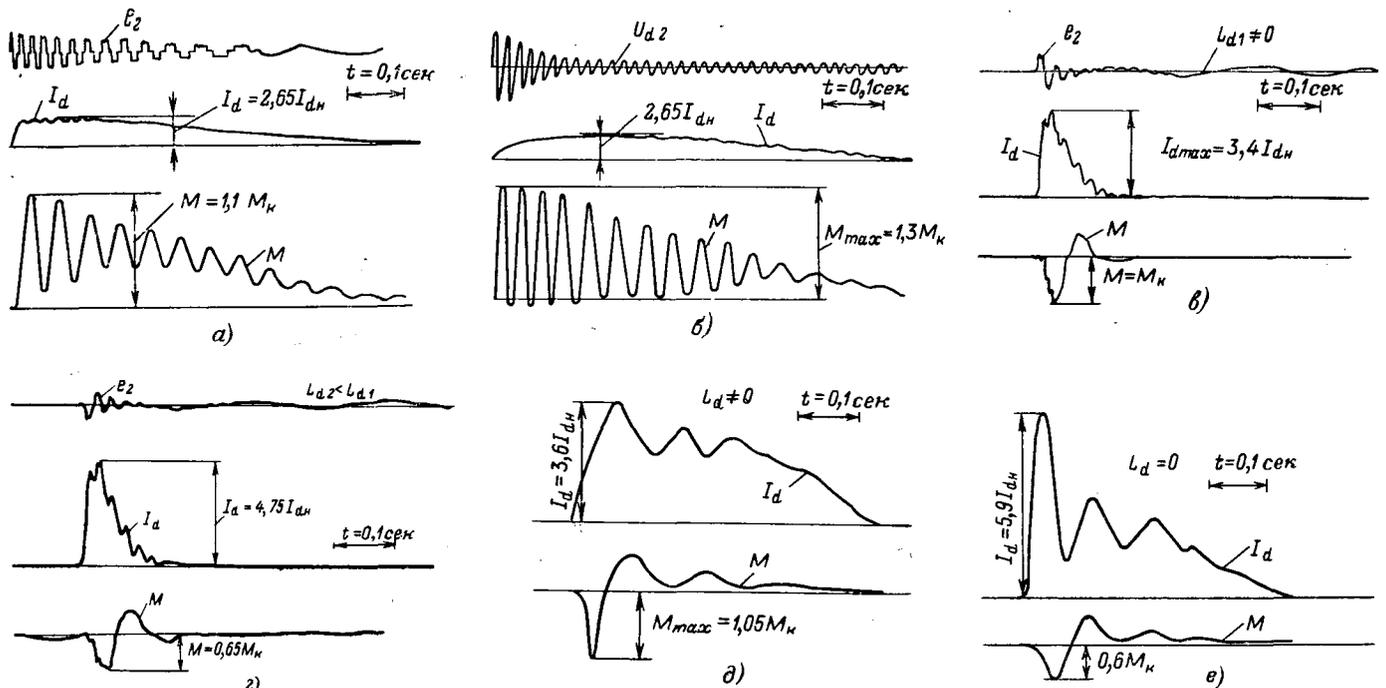


Рис. 4. Осциллограммы переходных процессов в каскаде.

а — пуск каскада (эксперимент); б — пуск каскада (модель); в — включение на скорости $0,9\omega_0$ (эксперимент); г — включение на скорости $0,9\omega_0$ (эксперимент); д — включение на скорости $0,9\omega_0$ (модель); е — включение на скорости $0,9\omega_0$ (модель).

Моделирование и экспериментальные исследования показывают, что при пуске в каскаде, так же как и в двигателе с закороченным ротором, зависимость момента от времени носит колебательный характер (см. рис. 4, а и б), причем момент достигает максимальных значений в начале процесса. По мере разгона колебания затухают. Максимальный пик момента может достигать значений $(2,5 \div 3)M_k$. Введение добавочной противо-э. д. с. в цепь ротора приводит к смещению характеристики момента в сторону положительных значений и в результате к увеличению пиков момента в начале переходного процесса и ускорению разгона.

При введении в цепь ротора добавочного активного сопротивления максимальный пик момента по мере увеличения сопротивления сначала увеличивается, а затем уменьшается. Введение индуктивности в цепь выпрямленного тока в начале переходного процесса влияет так же, как и введение активного сопротивления.

Аналогичный характер имеет переходный процесс при включении каскада на скорости, отличной от нуля (рис. 4, в — е). При начальной скорости ниже $0,5\omega_0$ первый пик момента — положительный, при более высоких скоростях — отрицательный. Величина максимального отрицательного пика момента возрастает с приближением скорости к синхронной. Максимальная величина перенапряжений на кольцах ротора равна примерно амплитудному значению номинальной э. д. с. ротора.

Характер процесса автоматического повторного включения двигателя после перерыва питания зависит от ряда обстоятельств: времени перерыва питания, параметров каскада, момента (фазы) включения и значения тока ротора I_{d0} в момент отключения. Переходный процесс для этого случая может быть разбит на ряд участков. Для участков, соответствующих разомкнутой цепи статора, важное значение имеет то обстоятельство, сохраняется ли противо-э. д. с. в цепи ротора (как, например, в машинно-вентильном каскаде) или она на время перерыва питания отсутствует.

При наличии противо-э. д. с. и достаточно больших значениях L_d энергия, запасенная в L_d , разряжается в контуре, образованном вентилями ротор-

ной группы и цепью выпрямленного тока. При этом ток в обмотках ротора сразу падает до значения $i_{2x,x}$ и продолжает уменьшаться с постоянной времени $T_r = \frac{L_2}{r_2}$, а ток I_d уменьшается от значе-

ния I_{d0} с постоянной времени $T_d = \frac{L_d}{r_d}$. До тех пор,

пока $I_d > i_2$, цепь ротора оказывается замкнутой и АПВ на этом участке приводит к тем же броскам тока и момента, что и в машине с закороченным ротором ($M_{\max} = 4,0 - 4,5 M_k$). Этот режим повторного включения является наименее благоприятным. Однако расчеты показывают, что при исчезновении напряжения только на шинах двигателя (противо-э. д. с. в цепи ротора остается) время уменьшения тока I_d до значения i_2 невелико и при всех реальных значениях параметров каскада не превышает $0,25$ сек даже для мощных приводов.

При снижении $I_d < i_2$ двигатель вновь переходит на работу в схеме каскада. Темп затухания тока в обмотках ротора зависит при этом от величины $E_{\text{доб}}$ и L_d . Процесс затухания тока в каскаде происходит тем форсированнее, чем больше величина противо-э. д. с. С этой точки зрения целесообразно на время протекания переходных процессов вводить в цепь ротора максимальную противо-э. д. с. По расчетам при сохранении в цепи ротора противо-э. д. с. поле двигателя всегда падает до нуля за время, меньшее $0,5$ сек, т. е. практически АПВ будет всегда происходить при нулевых начальных условиях. При снятии напряжения как со стороны статора, так и ротора процесс АПВ по своему характеру идентичен такому процессу для двигателя с закороченным ротором.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ковач К. П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. М., Госэнергоиздат, 1963.
2. Соколов М. М., Петров Л. П., Масандилов Л. Б., Ладензон В. А. Электромагнитные переходные процессы в асинхронном электроприводе. М., «Энергия», 1967.
3. Ботвинник М. М., Шакарян Ю. Г. Управляемая машина переменного тока. М., «Наука», 1969.
4. Копылов И. П., Беспалов В. Я., Мамедов Ф. А. Математическое моделирование асинхронных машин. М., «Энергия», 1969.

* * *

Бакинская конференция была организована Министерством электротехнической промышленности СССР, Министерствами высшего и среднего специального образования СССР и АзССР, Азербайджанским институтом нефти и химии им. М. Азизбекова, Московским энергетическим институтом, Всесоюзным научно-исследовательским институтом электропривода и Информэлектро. В ней приняли участие около 600 специалистов из 48 городов страны — представители вузов, научно-исследовательских институтов, проектных организаций и предприятий.

Конференция проходила в помещении Азербайджанского института нефти и химии им. М. Азизбекова, в его аудиториях заседали пять секций: 1. Общие вопросы автоматизированного электропривода (председатель — М. Г. Чиликин); 2. Средства и системы автоматизированного электропривода (председатель — О. В. Слезановский); 3. Автоматизированный электропривод металлургического производства (председатель — Н. Н. Дружинин); 4. Автоматизированный электропривод в машиностроении I (председатель — М. М. Соколов); 5. Автоматизированный электропривод в машиностроении II (председатель — Г. Б. Онищенко).

◇ ◇ ◇

В пяти секциях было заслушано свыше 100 докладов. Это меньше, чем на предыдущей, тбилисской конференции, однако следует учесть, что авторами большинства докладов являлись специалисты различных научных, проектных и производственных организаций, занимающиеся одной и той же проблемой. В таких докладах были как бы сконцентрированы усилия представителей разных организаций в разрешении отдельных проблем автоматизированного электропривода.

На заключительном пленарном заседании с большим вниманием был заслушан и одобрен доклад д. т. н. И. И. Петрова «Подготовка специалистов по электроприводу и автоматизации промышленных установок»; о состоянии и перспективах развития электропривода в сельском хозяйстве доложил чл.-корр. ВАСХНИЛ Г. И. Назаров; были приняты рекомендации и решение конференции.

Успешному проведению конференции, а также приятным впечатлениям от посещения столицы Советского Азербайджана участники конференции обязаны членам оргкомитета (председатель — д. т. н. М. Г. Чиликин, ученый секретарь — к. т. н. А. В. Шинянский) и оргкомитета Азербайджанской ССР (д. т. н. К. Н. Кулизаде, к. т. н. А. Р. Мамедзаде).

Статистический анализ режима напряжения сетей 500 кв¹

Канд. техн. наук Ю. И. ЛЫСКОВ, инж. И. Я. МЕЛЬЗАК

Москва

Одним из основных параметров режима работы электрических сетей высокого напряжения, влияющим на перенапряжения, радиопомехи, помехи каналов высокочастотной связи, потери мощности на нагрев и корону проводов, устойчивость и т. д., является режим напряжения. В общем случае отклонение напряжения в узлах сети является следствием изменения активной и реактивной мощности, степени компенсации реактивной мощности, плановых и аварийных отключений основного оборудования и участков линий, специфических особенностей отдельных узлов сети. Большая часть из перечисленных факторов являются случайными, следовательно, и напряжение есть величина случайная, что в большинстве случаев ввиду отсутствия данных вообще не учитывается либо учитывается весьма приближенно.

В объединенных энергосистемах (ОЭС) ВЛ 500 кв являются не только системообразующими, но и частью разветвленной сети внутрисистемных связей. Можно ожидать, что в перспективе аналогично будут развиваться ВЛ более высокого напряжения. Поэтому для них в той или иной степени могут быть использованы закономерности изменения режима напряжения, приведенные в настоящей статье на основе статистического анализа сетей 500 кв.

С целью выявления общих закономерностей были получены данные об изменении в течение года напряжения на шинах 500 кв шести электростанций и восьми подстанций, эксплуатируемых в различных районах Советского Союза. Источниками информации послужили суточные ведомости за 1968—1969 гг. Обработка данных велась по программе, составленной для ЦВМ «Урал-2». В объем исследований входило:

1. Построение функций распределения вероятностей напряжения для каждой электростанции и подстанции.

2. Проверка гипотезы нормальности закона распределения вероятностей.

3. Анализ отклонений рабочего напряжения от номинального.

4. Построение усредненных функций распределения вероятностей напряжения для электростанций и подстанций.

5. Проверка гипотезы о наличии взаимной корреляционной связи между напряжениями на шинах соседних и удаленных распределительных устройств 500 кв.

Все рассматриваемые электростанции являются мощными источниками электроэнергии, которая распределяется преимущественно на напряжении 500 кв. Сведения, характеризующие электростанции и подстанции, приведены в табл. 1 и 2.

Все шунтирующие реакторы на ВЛ 500 кв, отходящих от электростанций, неотключаемые.

Все подстанции являются промежуточными. Исключение составляет лишь тупиковая подстанция 8.

¹ В порядке обсуждения.

Таблица 1

Электростанция	Местоположение	Тип	Участие станции в покрытии графика нагрузок (часть суточного графика)	Отходящие ВЛ		Мощность шунтирующих реакторов, Мвар
				Количество, шт.	Длина, км	
1	Европейская часть СССР	ГРЭС	Базисная	1	90	—
2	Сибирь	ГРЭС	Базисная	2	460	—
3	Европейская часть СССР	ГЭС	Базисная и полупиковая	2	590	330
4	Урал	ГЭС	Пиковая	1	400	165
5		ГЭС	Базисная и полупиковая	4	990	330
6	Сибирь	ГЭС	Базисная и полупиковая	4	490	—

¹ До ближайших распределительных устройств 500 кв.

Таблица 2

Подстанция	Местоположение	Степень развития прилегающей энергосистемы	Нагрузка подстанции	Отходящие ВЛ		Мощность шунтирующих реакторов, Мвар
				Количество, шт.	Длина, км	
1	Европейская часть СССР	Слабая	Средняя	4	1 030	495
2		Слабая	Средняя	4	860	—
3		Средняя	Средняя	3	250	—
4	Урал	Слабая	Небольшая	2	500	—
5		Средняя	Небольшая	2	600	—
6	Сибирь	Слабая	Небольшая	4	980	470
7		—	—	4	1 160	330
8		Сильная	Большая	2	680	—

¹ До ближайших распределительных устройств 500 кв.

Подстанции 1 и 2 связаны между собой двухцепной ВЛ 500 кв, а подстанции 2 и 3 — одноцепной. На подстанции 1 имеется устройство продольной емкостной компенсации. Между подстанциями 4 и 5 непосредственная электрическая связь отсутствует. Подстанция 5 связана одноцепной ВЛ 500 кв со станцией 4. Подстанции 7 и 8 связаны между собой двухцепной ВЛ 500 кв. Кроме того, подстанции 6 и 7 связаны двухцепными ВЛ 500 кв со станцией 5.

Все шунтирующие реакторы на ВЛ 500 кв, отходящих от подстанций, отключаемые.

Результаты исследований. Основные показатели, характеризующие режим напряжения на шинах 500 кв электростанций, приведены в табл. 3. Представленные данные показывают, что отклонение напряжения от номинального на станциях 1 и 4 не выходит за пределы $\pm 5\%$, тогда как на станциях

Таблица 3

Электростанция	Число часов наблюдения (1969 г.)	Значения напряжения, кв				
		минимальное	максимальное	среднее	средне-квадратическое отклонение	(с вероятностью 0,9)
1	8 760	485	520	500	4	504
2	8 736	480	540	516	6	525
3	8 760	460	515	490	12	500
4	8 707	472	503	489	7	499
5	7 250	500	527	522	4	525
6	6 571	492	539	521	6	525

2, 3 и 6 достигает 8%. Из анализа функций распределения вероятностей изменения напряжения следует, что напряжение выше 525 кв на станции 2 фиксировалось менее 1% всех случаев, на станции 6 — менее 3%, а на станции 3 напряжение ниже 475 кв фиксировалось в 19% случаев.

Электростанции 2, 5 и 6, формирующие режим работы ОЭС Сибири, характеризуются высоким средним значением напряжения. Причем последнее на перечисленных электростанциях было равно наибольшему длительно допустимому значению. Для электростанций, эксплуатируемых в ОЭС Центра (станции 1 и 3) и Урала (станция 4), значение рабочего напряжения (с вероятностью 0,9) близко к номинальному. Это различие обусловлено в основном двумя причинами.

Во-первых, для обеспечения в режимах больших нагрузок устойчивой работы сильно загруженных ВЛ 500 кв в ОЭС Сибири на шинах 500 кв электростанций необходимо поддерживать наиболее высокие значения напряжения.

Во-вторых, вследствие большей (по сравнению с европейской частью СССР и Уралом) протяженности ВЛ 500 кв, примыкающих к электростанциям ОЭС Сибири, и меньшей степени компенсации зарядной мощности этих линий, как это показано в табл. 1, ее избыток не позволяет заметно снизить напряжение на шинах 500 кв электростанций при уменьшении передаваемых по линиям мощностей.

Статистические функции распределения вероятностей изменения напряжения каждой электростанции сравнивались с функциями, имеющими нормальный закон распределения вероятностей и вполне определяемыми средними и среднеквадратическими значениями отклонений напряжения, приведенными в табл. 3.

Функция распределения вероятностей напряжения электростанции 1 в наибольшей степени приближается к функции нормального распределения вероятностей, поэтому для нее с помощью критерия согласия Пирсона была выполнена проверка гипотезы о согласованности полученного статистического и теоретического закона распределения вероятностей изменения напряжения. Результаты расчетов свидетельствуют о неправомерности при-

нятой гипотезы, т. е. распределение вероятностей изменения напряжения на станции 1 и всех остальных рассматриваемых станций не соответствует нормальному закону.

Данные табл. 3 показывают, что абсолютные значения напряжения на шинах 500 кв электростанций могут значительно отличаться друг от друга. Поэтому с целью получения усредненной функции распределения вероятностей изменения напряжения каждой электростанции были перестроены в относительных единицах (за базисное напряжение приняты соответствующие среднегодовые напряжения) и совмещены (рис. 1).

Зона разброса, ограниченная огибающими отдельных функций распределения вероятностей напряжения, довольно узкая. Исключением является функция распределения вероятностей напряжения электростанции 3, которая значительно выходит за пределы этой зоны. Выше отмечалось, что изменение напряжения каждой отдельно взятой электростанции, строго говоря, не подчиняется нормальному закону распределения. Однако усредненная функция распределения вероятностей изменения напряжения для большинства рассматриваемых электростанций может быть довольно хорошо описана нормальным законом с параметрами $\bar{U}^* = 1,0$ и наибольшими отклонениями $\pm 3\sigma_u^* = (3-4)\%$.

Для подстанций 1 и 2 данные о напряжении были собраны для отдельных часов суток, когда суммарная нагрузка ОЭС Центра равна или близка к своим экстремальным значениям. Причем ввиду наличия на подстанции 1 устройства продольной емкостной компенсации (УПК) изменение напряжения учитывалось как до, так и после УПК. На подстанциях 3, 4, 5 и 6 замеры напряжения производились ежечасно, а на подстанциях 7 и 8 — 12 раз в сутки.

Основные показатели, характеризующие режим напряжения на шинах 500 кв подстанций, приведены в табл. 4 и 5. Данные показывают, что на всех подстанциях отклонения рабочего напряжения от номинального достигают +10% (подстанция 6) и -12% (подстанции 1 и 8).

Функции распределения вероятностей напряжения, построенные для каждой из рассматриваемых подстанций, также не согласуются с соответствующими им функциями нормального распределения.

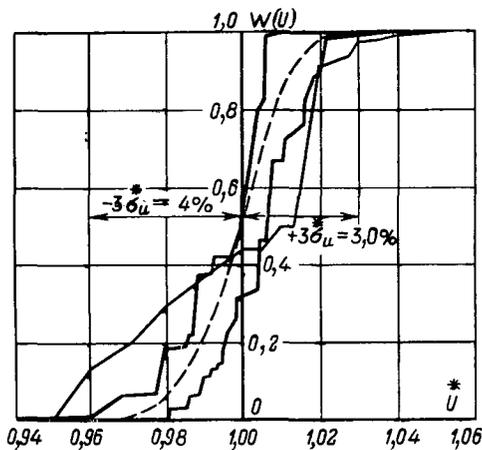


Рис. 1. Усредненная функция распределения вероятностей напряжения на шинах 500 кв электрических станций.

Таблица 4

Подстанция	Часы суток	Число дней наблюдения за 1968 г.	Значения напряжения, кв			
			минимальное	максимальное	среднее	(с вероятностью 0,9)
1, до УПК	4	366	460	510	486	499
	9	366	440	510	489	499
	20	366	440	515	492	500
1, после УПК	4	366	460	520	501	509
	9	366	455	520	498	506
	20	366	475	520	500	509
2	4	366	500	530	519	522
	9	361	498	533	514	520
	20	363	500	535	518	522

Таблица 5

Подстанция	Число часов наблюдения за 1969 г.	Значения напряжения, кв					(с вероятностью 0,9)
		минимальное	максимальное	среднее	средне-квадратическое отклонение		
3	8 760	470	502	487	4	497	
4	8 630	468	535	504	10	518	
5	8 760	454	515	491	6	499	
6	8 653	510	550	530	9	540	
7	4 344	470	520	501	4	509	
8	4 326	440	485	469	6	475	

Анализ функций распределения вероятностей напряжения показывает, что напряжение ниже 475 кв фиксировалось менее чем в 10% случаев, а выше 525 кв — менее чем в 5% случаев. Исключения составили лишь подстанции 6, где в течение 54% времени года напряжение было выше 525 кв, и 8, где в течение 90% времени года напряжение было ниже 475 кв.

Среднегодовые значения напряжения были ниже или незначительно выше номинального, что свидетельствует о достаточной степени компенсации зарядной мощности ВЛ 500 кв на соответствующих подстанциях. В то же время повышенные средние значения напряжения на подстанциях 2 и 6 указывают на необходимость установки на этих подстанциях дополнительных шунтирующих реакторов. Значительно низкое среднее напряжение на подстанции 8 объясняется сильной нагрузкой в большую часть времени года ВЛ «станция 5 — подстанция 7 — подстанция 8».

Усредненная функция распределения вероятностей изменения напряжения на подстанциях может быть довольно хорошо описана нормальным законом с параметрами $\bar{U}^* = 1$ и $\pm 3\sigma_u^* = 5\%$.

Задачи расчета устойчивости, перенапряжений при отключении линий, потерь на корону, помех высокочастотным каналам связи и т. д. требуют знания изменения напряжения вдоль линии или,

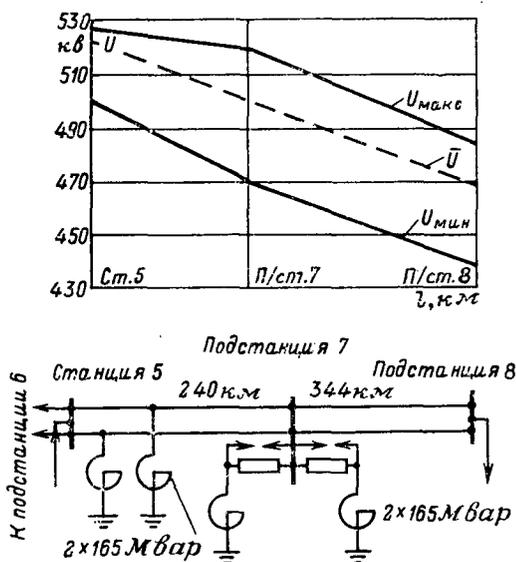


Рис. 2.

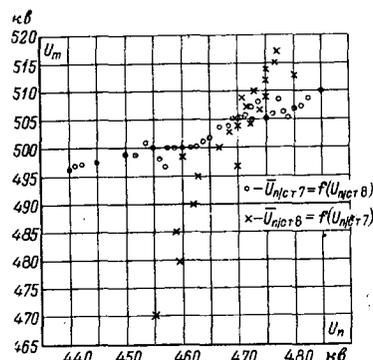


Рис. 3.

по крайней мере, связи между функциями распределения вероятностей изменения напряжения по концам линии.

На рис. 2 приведен график изменения напряжения вдоль ВЛ 500 кв «электростанция 5 — подстанция 7 — подстанция 8». Из рисунка видно, что даже при наличии двух участков напряжения в узлах заметно отличаются друг от друга.

Для проверки гипотезы о наличии корреляционной связи между напряжением в удаленных друг от друга и соседних узлах сети 500 кв их значения для электростанции 5 и подстанции 8, а также для подстанций 7 и 8 были получены в виде полей корреляции (рис. 3). Представленные зависимости показывают, что корреляционная связь между напряжениями в соседних узлах сети 500 кв, отстоящих друг от друга на расстоянии 250 км, проявляется весьма слабо и полностью отсутствует в более удаленных узлах.

Для сетей 500 кв характерны относительно небольшая нагрузка и невысокая степень компенсации реактивной мощности². Поэтому в условиях эксплуатации крайне редко прибегают к отключениям шунтирующих реакторов 500 кв. Примером тому может служить подстанция 1, каждый из трех реакторов которой в 1968 г. находился в отключенном состоянии в течение не более 5—7% времени года. Еще более редко отключаются участки ВЛ и автотрансформаторы 500 кв. Так, каждая из четырех линий, примыкающих к подстанциям 1 и 2, в 1968—1969 гг. была отключена менее 2—4% времени года, а каждый из двух автотрансформаторов, установленных на подстанции 2, менее 1% времени года. Таким образом, отключение основного оборудования и участков ВЛ 500 кв не может оказать сколько-нибудь существенного влияния на характер изменения в течение года режима напряжения в отдельных узлах сетей 500 кв.

Анализ опыта эксплуатации показывает, что в развитых сетях 500 кв регулирование напряжения устройствами РПН автотрансформаторов используется мало. Основной причиной этого является встречное изменение уровней напряжения в сетях 500 и 220 (110) кв при переключении устройств РПН автотрансформаторов. Так, в режиме

² Давыдов И. С., Мельзак И. Я., Шеренцис А. Н. Современное состояние сетей 500 кв в СССР. — «Электричество», 1971, № 2, с. 6—10.

малых нагрузок ввиду наличия избыточной зарядной мощности ВЛ 500 кВ одновременно повышает напряжение на шинах 500 и 220 (110) кВ. Для снижения напряжения на шинах 500 кВ необходимо уменьшить коэффициент трансформации автотрансформаторов, что приводит к дополнительному повышению напряжения на шинах 220 (110) кВ. Наоборот, в режимах больших нагрузок происходит одновременное снижение напряжения на шинах 500 и 220 (110) кВ.

Усредненные функции распределения вероятностей напряжения справедливы для электростанций и подстанций, являющихся узлами сетей 500 кВ с широким диапазоном числа часов использования максимума нагрузок (1 000—7 000 ч). Это косвенно свидетельствует о том, что напряжение в сетях 500 кВ практически не регулируется и определяется только изменением графиков нагрузок ОЭС.



[20.06.1972]

УДК 621.311.3.016.35

Исследование управления переходными процессами, обеспечивающего результирующую устойчивость энергосистем

Ю. А. ТИХОНОВ, А. А. ХАЧАТУРОВ

Москва

Качественно новый подход в решении проблемы повышения надежности работы современных энергосистем и энергообъединений связан с использованием кратковременных асинхронных режимов [Л. 1]. Применение асинхронных режимов в практике эксплуатации энергосистем вместе с тем требовало решения ряда задач, основными из которых являются: определение условий и критериев допустимости их применения; исследование возможности успешной ресинхронизации и сокращения длительности асинхронного хода; определение управляющих воздействий, способствующих ресинхронизации или обеспечивающих ее.

Первые два вопроса в литературе рассмотрены достаточно подробно и по ним имеются рекомендации. Что касается последнего вопроса, то он рассмотрен, главным образом, для энергосистем простой структуры и применительно к оценке возможности «естественной» ресинхронизации, т. е. с помощью существующих в энергосистемах и на агрегатах регуляторов и устройств автоматики.

Между тем использование этих средств оказывается недостаточным для обеспечения ресинхронизации, так как известны случаи возникновения длительных асинхронных режимов, которые завершались разрывом связи персоналом через несколько минут после их возникновения.

Поэтому исследование условий ресинхронизации в сложных электрических системах, какими являются современные объединенные энергосистемы, и разработка способов, обеспечивающих результирующую устойчивость в таких системах с помощью дополнительного воздействия, является актуальной задачей.

Выводы. 1. Максимальные отклонения рабочего напряжения сети от номинального значения нередко выходят за пределы $\pm 5\%$. Напряжения выше 525 кВ отмечаются менее чем в 5% случаев, а ниже 475 кВ — менее чем в 10% случаев.

2. Корреляционная связь между напряжениями в соседних узлах сетей 500 кВ, отстоящих друг от друга на расстоянии 250 км, проявляется весьма слабо и полностью отсутствует в более удаленных узлах.

3. Режим напряжения в узлах сетей 500 кВ не подчиняется нормальному закону распределения. Однако усредненные функции распределения вероятностей изменения напряжения могут быть довольно хорошо описаны этим законом с параметрами, полученными в статье.

В статье рассмотрено специальное управление, обеспечивающее ресинхронизацию частей энергосистемы после нарушения устойчивости. Исследование проводится для многомашинной энергосистемы, в общем случае при многочастотном асинхронном ходе. Основное внимание уделяется наиболее доступным и эффективным средствам управления электромеханическими переходными процессами, к которым относятся воздействия на изменение моментов первичных двигателей генераторов и мощностей (моментов) потребителей. При этом не рассматриваются вопросы выявления асинхронного режима, а также вопросы перевода системы в состояние послеаварийного установившегося режима, который может отличаться от исходного и должен осуществляться под контролем специальной подсистемы.

Основную цель рассматриваемого управления можно сформулировать следующим образом: обеспечить восстановление в энергосистеме одного из рабочих (длительно допустимых) режимов, для чего достаточно привести систему в состояние, принадлежащее области притяжения положения равновесия при отключенном управлении. При этом жестких ограничений на качество процесса не устанавливается, регламентируется в основном только длительность асинхронного хода, которая согласно существующим директивным материалам допускается до 2—3 мин, а при действии устройств автоматики она должна составлять 15—30 сек.

Аналитическое исследование проведено с помощью упрощенной модели электрической системы, соответствующей обычно принимаемым при исследовании асинхронных режимов допущениям [Л. 2]:

генераторы замещены постоянными по амплитуде э. д. с. за некоторыми реактивностями, нагрузки — постоянными сопротивлениями при пренебрежении активными составляющими взаимных сопротивлений между генераторами. При этом асинхронные моменты и частотный эффект нагрузки учтены по статическим характеристикам. Соответствующие уравнения для системы из n синхронных машин при наличии управляющих моментов произвольной природы могут быть записаны в виде:

$$\left. \begin{aligned} T_{ji} \dot{s}_i &= M_i^0 - \sum_{j=1}^n M_{ij} \sin \delta_{ij} - D_i s_i - \\ &- \sum_{j=1}^n M_{ij}^{ac}(s_{ij}) + u_i; \\ \dot{\delta}_i &= s_i; \quad i = 1, \dots, n, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $M_i = M_{Ti} - M_{ii}$; M_{Ti} , M_{ii} , T_{ji} — соответственно момент турбины, собственный момент и постоянная инерции i -го генератора; M_i^0 — начальное значение M_i ; M_{ij} , $M_{ij}^{ac}(s_{ij})$ — соответственно амплитуда взаимного момента и средний асинхронный момент между i -м и j -м генераторами; D_i — демпферные коэффициенты, учитывающие частотный эффект нагрузки; u_i — управляющий момент, действующий на i -й генератор; δ_i — угол оси ротора i -го генератора с синхронной осью; $\delta_{ij} = \delta_i - \delta_j$.

Простейшая энергосистема. Для энергосистемы, состоящей из передающего синхронного генератора 1, работающего через линию передачи на приемную систему 2 «бесконечной мощности», при неучете демпфирующих моментов соответствующие уравнения запишутся в виде:

$$\left. \begin{aligned} T_{j1} \dot{s}_{12} &= M_1 - M_{12} \sin \delta_{12}; \\ \dot{\delta}_{12} &= s_{12}, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где $\delta_{12} = \delta_1$; $s_{12} = s_1$.

Ограничимся здесь управляющими воздействиями на момент турбины или собственный момент генератора, т. е. положим $M_i = M_i^0 + u_i$.

Известно, что для успешной ресинхронизации необходимо обеспечить переход скольжения s_i через нуль. В свою очередь для этого необходимо, чтобы при асинхронном ходе средний момент на валу машины имел знак, противоположный знаку скольжения:

$$\text{sign } M_i = - \text{sign } s_i. \quad (3)$$

Последнее условие всегда выполняется, если асинхронный ход происходит с отрицательным скольжением (так как $M_1^0 > 0$), а для выполнения его в случае $s_1 > 0$ требуется изменение знака M_1 за счет уменьшения M_{T1} или увеличения M_{11} (например, за счет действия электрического торможения).

Выполнение условия (3) гарантирует переход скольжения через нуль, однако достаточным для ресинхронизации, как известно, это условие не является — возможно проскакивание синхронизма. Как показано в [Л. 3], для наступления ресинхронизации достаточно, чтобы к моменту перехода

скольжения через нуль средний момент M_1 успел сменить знак, т. е. вновь должно быть выполнено условие (3), а в дальнейшем был обеспечен достаточно медленный набор нагрузки, что для гидротурбины всегда выполняется (то же относится и к паровой турбине, где медленное открытие регулирующих клапанов всегда можно делать принудительно).

Отсюда следует, что желательно изменять M_1 таким образом, чтобы все время было выполнено условие (3), при этом состояние системы асимптотически приближается к положению равновесия при разгруженной передаче (т. е. положению равновесия, соответствующему $M_1 = 0$ или $M_{T1} = M_{11}$). В дальнейшем постепенным набором нагрузки система может быть переведена в положение равновесия, соответствующее послеаварийной нагрузке передачи, вообще говоря, отличающейся от исходной. При этом для простейшей энергосистемы начинать восстановление нагрузки передачи можно в момент первого перехода скольжения через нуль, а допустимый темп восстановления зависит от величины демпфирующих моментов и может выбираться как при программном аварийном управлении паровыми турбинами, где увеличение момента турбины производится по экспоненциальному закону с постоянной времени 1—3 сек. Для гидрогенераторов допускается открытие направляющего аппарата с максимальной скоростью.

Все вышесказанное относится к двухмашинной энергосистеме при произвольной мощности приемной системы, так как взаимное движение генераторов, как известно, описывается уравнением (2) при замене M_1 на $m_1 = \mu_2 M_1 - \mu_1 M_2$ и T_{j1} на $T_{j12} = \mu_2 T_{j1}$, где

$$\mu_i = \frac{T_{ji}}{\sum_{k=1}^n T_{jk}} \quad (4)$$

Соответствующая замена должна быть произведена и в (3)

$$\text{sign } m_1 = - \text{sign } s_{12}. \quad (5)$$

Как видно, здесь можно использовать дополнительно управление моментами турбин (M_{T2}) и потребителей (M_{22}) приемной системы. Следует отметить, что для выполнения (5) достаточно, чтобы

$$\text{sign } M_i = - \text{sign}(s_i - s_{св}), \quad i = 1, 2, \quad (6)$$

где $s_{св}$ — средневзвешенное скольжение [Л. 4],

$$s_{св} = \sum_{j=1}^n \mu_j s_j, \quad (7)$$

так как для двухмашинной энергосистемы

$$s_i - s_{св} = \mu_j s_{ij}, \quad i, j = 1, 2, \quad i \neq j.$$

Указанный закон управления можно получить с помощью метода функции Ляпунова, рассматривая в качестве такой функции сумму механической кинетической энергии во взаимном движении системы T_m и потенциальной энергии взаимных моментов Π_a [Л. 4]:

$$V = T_m + \Pi_a = \frac{1}{2} T_{j12} s_{12}^2 - M_{12} \cos \delta_{12}. \quad (8)$$

Функция V ограничена снизу и ее минимумы являются устойчивыми положениями равновесия системы при $m_1=0$.

Производная по времени от функции V в силу уравнения (2) при указанной замене запишется в виде:

$$\dot{V} = \frac{\partial V}{\partial s_{12}} \dot{s}_{12} + \frac{\partial V}{\partial \delta_{12}} \dot{\delta}_{12} = m_1 s_{12}.$$

Производная \dot{V} неположительна, если выполнено условие (5) или (6). Поэтому траектории системы при управлении (5) закончатся непременно в указанных точках минимума V^* .

Все вышесказанное распространяется и на случай $\alpha_{12} \neq 0$, так как при соответствующей замене переменной δ_{12} вид уравнения движения сохраняется. Однако предположение $\alpha_{ij}=0$ является существенным при распространении указанного подхода на многомашинную систему.

Многомашинная энергосистема. В качестве функции Ляпунова для многомашинной системы (1) во взаимном ее движении вновь можно рассмотреть сумму кинетической и потенциальной энергии взаимных моментов [Л. 4 и 5]:

$$V = \frac{1}{2} \left[\sum_{i=1}^n T_{J_i} s_i^2 - \left(\sum_{k=1}^n T_{J_k} \right) s_{св} - \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n M_{ij} \cos \delta_{ij} \right]. \quad (9)$$

При учете демпфирующих моментов ($D_i \neq 0$, $M_{ij}^{ac} \neq 0$) производная по времени от функции (9) в силу (1)

$$\dot{V} = \sum_{i=1}^n (s_i - s_{св}) (M_i^0 + u_i - D_i s_{св}) + v, \quad (10)$$

где

$$v = - \sum_{i=1}^n D_i (s_i - s_{св})^2 - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n M_{ij}^{ac} (s_{ij}) s_{ij} \leq 0. \quad (11)$$

При выполнении условия, обобщающего (6),

$$\text{sign}(M_i^0 - D_i s_{св} + u_i) = - \text{sign}(s_i - s_{св}) \quad (12)$$

производная $\dot{V} \leq 0$ и функция V на траектории системы почти всюду убывает. Так как V ограничена снизу, то движение заканчивается в окрестности одной из точек минимума, являющихся положениями (устойчивого) равновесия при полностью разгруженных передачах (см. сноску). После этого за счет достаточно медленного восстановления нагрузки возможен переход к послеаварийному установившемуся режиму с теми же оговорками, которые были сделаны выше. Так же, как и в случае $n=2$, для неположительности \dot{V} достаточно выполнения более слабого, чем (12), условия, подобного (5),

$$\text{sign}(m_i - d_i s_{св}) = - \text{sign} s_{in}, \quad i=1, \dots, n-1, \quad (13)$$

* Точнее, траектории системы стремятся к целым траекториям, содержащимся во множестве $V=0$, которые практически исчерпываются точками минимума \dot{V} при определенных условиях, например, достаточно, чтобы управляющий момент был непрерывной функцией скольжения в окрестности его нуля.

где

$$m_i = (M_i^0 + u_i) - \mu_i \sum_{j=1}^n (M_j^0 + u_j);$$

$$d_i = D_i - \mu_i \sum_{j=1}^n D_j.$$

Условия типа (12) могут быть условно сформулированы в виде следующего физического наглядного принципа: для обеспечения ресинхронизации достаточно управлять параметрами таким образом, чтобы

а) полностью разгрузить передачи, т. е. выполнить в среднем

$$\Delta_i = M_i^0 + u_i - D_i s_{св} = 0; \quad (14)$$

б) создать дополнительные демпфирующие моменты, т. е. обеспечить изменение Δ_i около среднего значения (нуля) в «противофазе» с отклонением соответствующего скольжения от средневзвешенного (дополнительные моменты должны быть знака, противоположного скольжению, в частности одновременно со скольжением переходить через нуль).

Природа управляющих моментов может быть различна, и они могут быть в разной степени пригодны для решения задачи а) или б).

Разгрузка передачи может осуществляться главным образом за счет управления мощностью первичных двигателей генераторов и потребителя. Для ее осуществления в дефицитных узлах ($M_i^0 < 0$) мобилизуется горячий резерв и отключается часть потребителей, в частности могут быть использованы очереди АЧР; в избыточных узлах ($M_i^0 > 0$) производится разгрузка турбин (возможно также отключение генераторов, включение устройств торможения и т. п.).

Существенную роль играет саморазгрузка потребителей при понижении частоты, которая дает возможность выполнить разгрузку в большей степени за счет избыточных узлов, что следует также из (12). При этом послеаварийный режим устанавливается быстрее, так как уменьшается мощность отключаемых потребителей.

Следует подчеркнуть, что частотная разгрузка совместно с регулированием скорости турбин и саморазгрузкой потребителей обеспечивает стабилизацию частоты, т. е. необходимую разгрузку электропередач. Поэтому использование очередей АЧР для целей управления при асинхронном ходе вполне оправдано.

Рассмотрим способы решения задачи б). Если сделать за счет управления все $\Delta_i=0$, то благодаря наличию «естественных» демпфирующих моментов в системе (асинхронных моментов, механического демпфирования и т. п.) производная функции V останется отрицательной, что видно из выражений (10) и (11), и движение все равно закончится ресинхронизацией. Практически выполнение условия (12) означает, что и u_i изменяются таким образом, чтобы создавать дополнительные демпфирующие моменты и тем самым ускорять ресинхронизацию.

Для цели демпфирования можно использовать управление возбуждением синхронных машин, мощностью турбин, а также мощностью вентильной нагрузки, линий постоянного тока и т. п.

В случае, когда воздействие практически безынерционно меняет момент, приложенный к генератору, для обеспечения необходимого эффекта управление в каждый момент может непосредственно выбираться в соответствии с выражением (12). При управлении турбиной или возбуждением генератора дополнительный момент является не только непрерывной, но и гладкой функцией времени, так как воздействие осуществляется через элементы, обладающие ограниченной мощностью и существенной инерционностью. Поэтому выполнение условия (12) в этом случае представляет известные трудности.

Отметим, что существующие системы регулирования турбины частично осуществляют разгрузку передачи при асинхронном ходе и в некоторых случаях обеспечивают создание дополнительных демпфирующих моментов. Однако известно, что разгрузка не всегда бывает достаточной, а дополнительные моменты могут быть и раскачивающими. Особенно это относится к мощным турбинам с промперегревом пара и с большим количеством каскадов усиления в системе регулирования.

Особенно большие трудности вызывает анализ суммарного воздействия от штатной системы регулирования в энергосистеме, модель которой содержит более двух машин. Поэтому целесообразно обеспечивать создание управляющих моментов, удовлетворяющих сформулированному выше достаточному условию ресинхронизации, так как при этом ресинхронизация надежно обеспечивается.

Анализ, который выходит за рамки данной статьи, показывает, что достижимое значение коэффициента пропорциональности между скольжением и дополнительным моментом составляет: для паровых турбин и быстродействующих систем возбуждения с высоким потолком 5—10, для гидротурбин 1—2 (заметные управляющие моменты гидротурбина может создавать лишь пока существует асинхронный ход с большим скольжением).

Результаты расчетов. Эффективность рассмотренного способа управления переходным процессом для простой и сложных энергосистем проверена расчетами на физической модели энергосистемы и специализированной аналоговой машине, представляющей собой сочетание электронных моделей генераторов с расчетным столом переменного тока [Л. 6].

Для иллюстрации приведены осциллограммы процессов в трехмашинной энергосистеме (рис. 1), где параметры двух машин (1 и 2) соответствуют турбоагрегатам, различающимся по мощности в 2 раза ($P_{1н}=1,0$; $P_{2н}=0,5$), и третья машина имеет мощность значительно (в 20 раз) большую; асинхронные моменты отсутствуют. Модель электрической системы отличается от (1) учетом активных составляющих всех сопро-

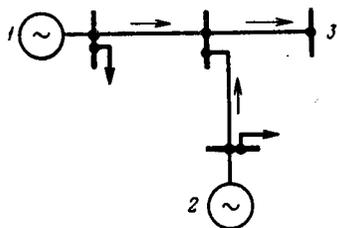


Рис. 1. Расчетная схема энергосистемы.

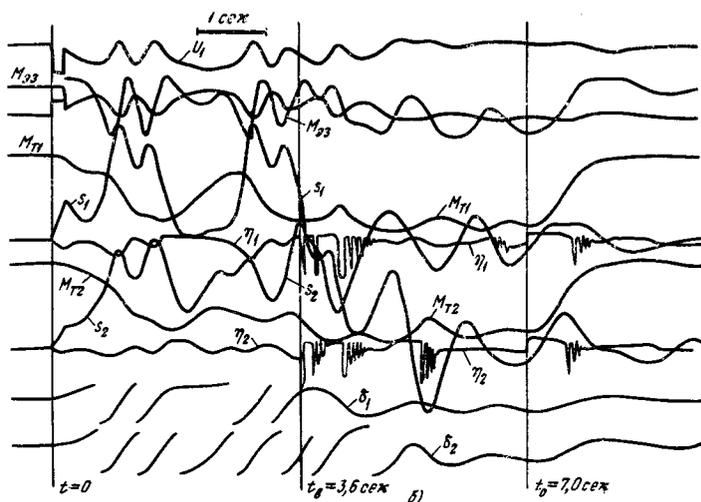
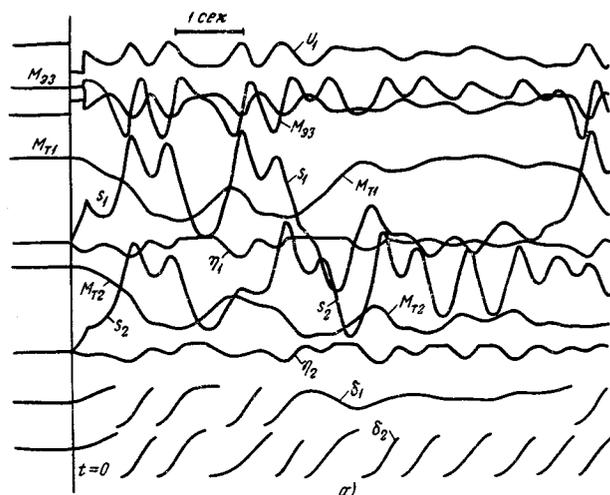


Рис. 2. Осциллограммы переходных процессов в трехмашинной энергосистеме.

a — специальное управление отсутствует; *б* — специальное управление моментами турбин 1 и 2 включено; M_{23} — момент электрический генератора 3; U_1 — напряжение шин генератора 1; γ_i — управляющие сигналы на входе системы регулирования турбины (положение золотника главного сервомотора) $i=1,2$.

тивлений сети. Параметры системы: $M_{12}=0,4$; $M_{13}=1,0$; $M_{23}=-0,5$; $M_{22}=0,25$; $M_{11}=0,25$; $D_1=D_2=1$; $D_3=0$. Модели турбин с системами регулирования — упрощенные (третьего порядка, с ограничениями [Л. 7]). Возмущением является двухфазное короткое замыкание на землю на шинах высокого напряжения станции 1. Рис. 2, *a* соответствует случаю, когда специальное управление отсутствует (включен регулятор скорости со статизмом $\sim 5\%$); рис. 2, *б* — имеется аварийное управление, воздействующее на турбины 1 и 2. Управление включается при возникновении асинхронного хода ($t_b=3,6$ сек) и после достаточного затухания процесса ($t_0=7$ сек) отключается канал разгрузки. Видно, что управление ликвидирует перемежающийся трехчастотный асинхронный ход, который имеет место при его отсутствии и обеспечивает быструю ресинхронизацию.

Рассмотренное управление остается эффективным, если по какой-либо причине при асинхронном ходе теряется связь одного из генераторов с остальной частью системы, при этом включение связи можно произвести после уменьшения скольжения отделившегося генератора, в частности, с улавливанием синхронизма. Очевидно, это же управление можно использовать для автоматического повтор-

ного включения агрегатов, отключенных для сохранения динамической устойчивости перехода.

Анализ показывает, что подобное управление реализуемо и с его помощью даже при наличии гидрогенераторов с их медленнодействующей системой регулирования синхронизм в системе после любого возмущения может быть восстановлен не более чем за 20 сек, т. е. рассматриваемое управление удовлетворяет сформулированному выше условию. Причем, чем более мощными являются управляющие моменты, тем с большей надежностью можно распространить на реальный объект выводы, полученные с помощью сравнительно упрощенной модели (1) электрической системы, так как управляющие моменты компенсируют и погрешности модели.

Достоинством описываемого способа управления является легкость согласования между собой управляющих воздействий различного рода и в различных точках энергосистемы.

Кроме того, эффективность управления (в смысле обеспечения ресинхронизации) не зависит от величин взаимных моментов между синхронными машинами и сохраняется при изменении структуры энергосистемы, делении ее, гашении поля на части генераторов на время асинхронного хода. В этом смысле управление применимо для автоматического восстановления синхронизма в энергосистеме во всех случаях его нарушения.

Некоторый недостаток рассмотренного способа управления заключается в том, что он не обеспечивает ресинхронизации за минимальное время. С другой стороны, в ряде случаев ресинхронизация может сопровождаться излишней разгрузкой передач, хотя и кратковременной.

Следует подчеркнуть, что для обеспечения эффективности управления необходимо выполнить определенные требования, главным из которых является наличие достаточно мощных средств управления и контроля частоты во всех частях энерго-

системы, которые могут быть в результате какого-либо возмущения переведены в несинхронный режим относительно других частей.

Таким образом, рассмотренный способ управления может применяться для создания глобальной аварийной системы стабилизации режима, являющейся второй ступенью противоаварийной автоматики общесистемного уровня. Она предназначена для ликвидации последствий большого возмущения, приводящего к возникновению асинхронного хода в системе, делению системы на части и т. д. и может вводиться в действие по признаку асинхронного хода. При этом ложное ее включение по принципу действия не может привести к нарушению устойчивости (возможна лишь кратковременная разгрузка передач). В ряде случаев действие этой системы может заменить работу основной автоматики, обеспечивая не только результирующую, но и синхронную динамическую устойчивость.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мамокоянц Л. Г., Сыромятников И. А. Асинхронный ход в электрических системах.— «Доклады СИГРЭ», Париж, 1960, № 23.
2. Веников В. А. Электромеханические переходные процессы в электрической системе. М., «Высшая школа», 1971, 471 с.
3. Жуков Л. А., Хачатуров А. А. Расчет длительности асинхронного режима гидрогенераторов и качественное исследование условий ресинхронизации.— «Труды ВНИИЭ», вып. 9. М., Госэнергоиздат, 1959, с. 252—277.
4. Горев А. А. Избранные труды по вопросам устойчивости электрических систем. М., Госэнергоиздат, 1960, 255 с.
5. Тихонов Ю. А. О критерии Горева устойчивости перехода при отсутствии баланса мощности в энергосистеме.— «Труды ВНИИЭ», вып. 37, 1970, с. 50—56.
6. Новаковский А. Н. Специализированная вычислительная машина для расчета электромеханических переходных процессов в энергосистемах.— В кн.: Средства аналоговой и аналого-цифровой вычислительной техники. М., «Машиностроение», 1968, с. 358—364.
7. Применение аналоговых вычислительных машин в энергетических системах, под ред. Н. И. Соколова. М., «Энергия», 1969, 399 с.

[12.10.1972]



УДК 621.316.925.2

Синтез оптимальных устройств распознавания аварийных ситуаций в автономных энергосистемах при неполной априорной информации

Инж. А. В. КУТЫРКИН

Москва

Синтез оптимальных устройств распознавания аварийных ситуаций в автономных энергосистемах (АЭС), оценка качества их работы, а также количественное сравнение построенных устройств с теоретически оптимальными в условиях полной априорной информации не вызывают принципиальных затруднений [Л. 1]. Однако следует отметить, что в модели распознавания не учитывается восстановление поврежденного элемента после аварийной ситуации.

Априорная или, иначе, начальная информация представляет собой совокупность известных сведе-

ний об условном распределении $W(X/S_i)$ признаков X , соответствующем ситуации S_i в АЭС, и вероятности наступления этой ситуации q_i и функции потерь P_{ij} , где $i, j=1, \dots, m$. Она является исходной при проектировании оптимальных устройств распознавания аварийных ситуаций.

Критерии синтеза оптимальных алгоритмов распознавания существенно зависят от объема априорной информации. Случай, когда заданы априорные вероятностные характеристики, в литературе иногда называется байесовым. Тогда функции потерь принимаются постоянными и для наилучшей

системы защиты обращается в минимум математическое ожидание или среднее значение риска [Л. 1]:

$$R = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m q_i \Pi_{ij} P \{X \in V_j / S_i\} = \min. \quad (1)$$

Средний риск представляется наиболее удобным критерием, когда определяющий фактор эффективности функционирования системы защиты является стоимостным. Единицы, которыми измеряются потери или стоимости, не имеют значения, но имеют значение относительные стоимости, соответствующие возможным решениям. Следует подчеркнуть, что с объективной точки зрения задача оценки потерь Π при авариях в энергосистеме затруднительна и при ее решении непременно вкрадывается элемент субъективности. Важным смягчающим обстоятельством при этом является практическая инвариантность структуры оптимальной системы распознавания по отношению к некоторым ошибкам в оценке стоимостей [Л. 2].

Для некоторых АЭС специальных объектов стоимостной фактор не является определяющим. Основной целью таких объектов является выполнение определенного оперативного задания. В этом случае как ложная тревога, так и несрабатывание в аварийных ситуациях имеют одинаковый вес, потому что в одинаковой степени ведут к срыву выполнения задания.

Тогда из общих решающих правил и структурных схем, реализующих средний риск, вытекают различные частные решающие правила и соответствующие структурные схемы. В тех случаях, когда известно априорное распределение ситуаций S_i , но имеются какие-либо соображения относительно равенства величин потерь Π , используется критерий «максимума апостериорной вероятности» [Л. 2]. Из этого критерия следует алгоритм распознавания. К ситуации S_k относят те выборки $\{X\}$, для которых при всех $j \neq k$:

$$P\{S_k/X\} \geq P\{S_j/X\},$$

где

$$P\{S_i/X\} = \frac{q_i W(X/S_i)}{\sum_{l=1}^m q_l W(X/S_l)}, \quad i = 1, \dots, k, \dots, j, \dots, m.$$

Другую возможность распознавания аварийных ситуаций при равных потерях указывает критерий Зигерта — Котельникова [Л. 1].

В некоторых случаях трудно бывает не только задать матрицу стоимостей, но и определить априорное распределение ситуаций. Тогда можно воспользоваться критерием «максимального правдоподобия», согласно которому при наблюдении выборки $\{X\}$ принимается та гипотеза о ситуации S_k , относительно которой функция правдоподобия $W(X/S_k)$ больше других функций правдоподобия:

$$W(X/S_k) \geq W(X/S_j), \quad \text{где } j \neq k. \quad (2)$$

При использовании критерия Неймана — Пирсона априорное распределение ситуаций знать также необязательно. Этот критерий представляется наиболее удобным для практического применения [Л. 1].

Однако при проектировании системы защиты приходится иметь дело со случаями, когда априор-

ная информация полностью или, в лучшем случае, частично неизвестна и непосредственное применение теории статистических решений невозможно. Преодолеть недостаток априорной информации можно несколькими способами.

Первый из них, как правило, трудно осуществимый, состоит в предварительной обработке информации, полученной в результате теоретического расчета или экспериментального исследования на физической модели или реальном защищаемом энергообъекте. Другой путь преодоления трудностей, вызванных отсутствием априорной информации, указывает теория игр.

Игровой подход к синтезу. При синтезе оптимального алгоритма распознавания аварийных ситуаций в условиях неполной априорной информации можно предположить, что защита ведет игру с нейтральным противником (природой), стратегия которого в вероятностном смысле ему неизвестна. Игры с природой относятся к классу неантагонистических игр, когда один из противников не стремится к максимизации своего выигрыша [Л. 3]. Таким противником и является защищаемый объект, «предъявляющий» защите различные нормальные и аварийные режимы работы, на которые она отвечает соответствующим действием [Л. 4].

Пусть при синтезе системы защиты неизвестна часть априорной информации, в числе которой может быть закон распределения $W(X/S_i)$, его параметры, априорные распределения ситуаций q_i , а также функция потерь Π . Однако при этом можно высказать некоторые требования к возможным ее значениям. Обозначим предположительные значения априорной информации через O_j , которые в дальнейшем будем называть стратегиями защищаемого объекта (природы), а через Z_i стратегию защиты, которая заключается в выборе алгоритма распознавания аварийных ситуаций. В зависимости от числа возможных стратегий игроков различают конечные и бесконечные (непрерывные) игры.

Рассмотрим вначале синтез защиты, когда каждый игрок располагает только конечным числом стратегий. Пусть защищаемый объект имеет стратегии O_1, O_2, \dots, O_m , а защита — Z_1, Z_2, \dots, Z_n .

Целью игрока — защиты является получение наименьшего среднего значения риска распознавания. Для отыскания решения игры необходимо прежде всего составить матрицу игры, элементы которой равны соответствующим значениям выбранного критерия эффективности защиты, вычисляемым при условии использования возможных стратегий игроков O и Z . Так, элемент матрицы R_{ij} равен среднему значению риска распознавания при условии, что защита обладает алгоритмом Z_i , а природа имеет распределение O_j :

Защита	Объект			
	O_1	O_2	\dots	O_m
Z_1	R_{11}	R_{12}	\dots	R_{1m}
Z_2	R_{21}	R_{22}	\dots	R_{2m}
\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots
Z_n	R_{n1}	R_{n2}	\dots	R_{nm}

Стратегия защиты может строиться на предположении, что природа выбирает всегда наименее благоприятное для нее распределение вероятностей. В этих случаях теория игр руководствуется минимаксным правилом выбора решения, сущность которого заключается в том, что алгоритм распознавания отыскивается из условия минимума среднего риска, вычисленного для случая, когда ожидаемый проигрыш максимален.

Рассмотрим стратегию игрока Z более подробно. Выбирая стратегию Z_i , игрок Z должен принять, что игрок O ответит на нее такой стратегией O_j , которая дает максимальный проигрыш R_{ij} игроку Z . Обозначим максимальное значение проигрыша R_i . Это значение — максимальный элемент в i -й строке матрицы игры $R_i = \max_j R_{ij}$. Тогда игрок Z должен выбрать ту из своих стратегий (строк матрицы), которой соответствует минимальное значение из R_i . Пусть это минимальное число $R_{\text{опт}} = \min_i R_i$. Тогда запишем $R_{\text{опт}} = \min_i \max_j R_{ij}$.

Минимаксная стратегия защиты обеспечивает ей потери, не меньшие, чем $R_{\text{опт}}$ при любой стратегии защищаемого объекта. Если возможные стратегии игроков образуют непрерывные множества, то определение оптимальной игровой системы сводится к нахождению решения непрерывной игры.

Среди априорной информации особую трудность составляет получение априорных вероятностей q_1, \dots, q_m появления нормальных и аварийных ситуаций. Поэтому в качестве примера непрерывной игры рассмотрим синтез оптимального алгоритма распознавания, когда они неизвестны. Если для простоты не определять вид нормальной или аварийной ситуации, то задача сводится к двухальтернативному случаю, для которого $m=2$. Пусть q_1 — вероятность появления аварийной ситуации S_1 на защищаемом объекте, а $q_2 = (1 - q_1)$ — вероятность появления нормальной ситуации S_2 .

Ставится задача определить неизвестные вероятности q_1 и q_2 , а также построить оптимальный алгоритм $D(X)$ распознавания аварийных ситуаций. Для решения задачи запишем среднюю функцию риска (1) при $\Pi_{11} = \Pi_{22} = 0$ [Л. 1]:

$$R = q_1 \Pi_{12} P \{X \in V_2 / S_1\} + q_2 \Pi_{21} P \{X \in V_1 / S_2\} = \\ = q_1 \Pi_{12} P \{X \in V_2 / S_1\} + (1 - q_1) \Pi_{21} P \{X \in V_1 / S_2\}. \quad (3)$$

Если задаваться возможными значениями q_1 , то при заданных Π_{21} и Π_{12} значения R будут меняться по некоторому закону и достигать максимума при каком-то значении $q_{1\text{max}}$. Примеры подобных изменений представлены на рис. 1. Если исходить из предположения самого неблагоприятного значения априорной вероятности и выбрать такую границу распознавания, при которой R окажется минимальным, то он и при любой q_1 не будет превосходить это значение. Поэтому минимаксная стратегия и является осторожной. Она гарантирует, что даже в худшем случае минимум среднего риска $\min R$ не превысит величины $\min R_{\text{max}}$.

Для определения оптимального алгоритма распознавания аварийных ситуаций $D(X)$ по минимаксному критерию используется то обстоятельство, что производная от среднего риска (3) по q_1 в точке максимума (рис. 1) равна нулю, т. е.

$$\frac{\partial R}{\partial q_1} = \Pi_{12} P \{X \in V_2 / S_1\} - \Pi_{21} P \{X \in V_1 / S_2\} = 0. \quad (4)$$

Используя обозначение [Л. 1], можно представить (4) в виде:

$$\frac{\partial R}{\partial q_1} = \Pi_{12} P_3 - \Pi_{21} P_4 = 0. \quad (5)$$

В координатах P_3 и P_4 это уравнение прямой:

$$P_3 = \frac{\Pi_{21}}{\Pi_{12}} P_4 \quad (6)$$

с угловым коэффициентом $\beta = \Pi_{21} / \Pi_{12}$. Если воспользоваться критерием Зигерта — Котельникова [Л. 1], то $\Pi_{21} = \Pi_{12}$ и (6) принимает вид:

$$P_3 = P_4. \quad (7)$$

При этом необходимо построить зависимость $P_3 = f(P_4)$ в «пространстве риска» $\{P_3, P_4\}$. Для этой цели используется критерий Неймана — Пирсона [Л. 2].

Пример подобной зависимости приводится на рис. 2, кривая a . Координаты точки пересечения прямой (7) с $P_3 = f(P_4)$ дают значения P_3 и P_4 для минимаксного критерия. Тангенс угла наклона касательной в этой точке равен $\text{tg } \alpha = \frac{1 - q_1}{q_1}$. При известном $\text{tg } \alpha$ вычисляются вероятности q_1 и $q_2 = 1 - q_1$, которые затем используются для нахождения оптимального алгоритма распознавания. Величина риска для этого алгоритма пропорциональна длине перпендикуляра, опущенного на прямую из начала координат [Л. 2].

Наименее благоприятные вероятности возможно определить из (7). Поскольку ошибки P_3 и P_4 зависят от границы между областями ситуаций, то они также зависят от вероятности q_1 . Следовательно, (7) представляет собой трансцендентное уравнение относительно q_1 .

Минимаксное правило выбора решения являлось предметом многих исследований, а также критики. Указывалось, что это правило часто бывает слишком консервативным, так как, гарантируя наилучшее ре-

шение, оно не гарантирует наилучшее ре-

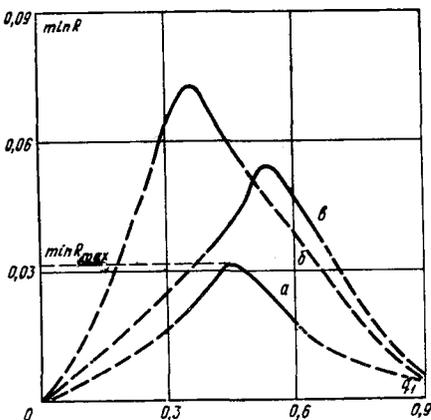


Рис. 1.

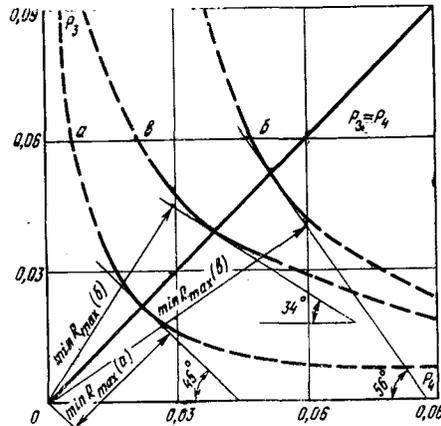


Рис. 2.

шение при наиболее неблагоприятных условиях, оно может дать неоптимальное решение для других условий. Справедливо также, что во многих случаях минимаксное правило имеет несомненное превосходство и его использование разумно. Рис. 3,а иллюстрирует эти замечания. Здесь представлен случай, когда максимум среднего риска при всех других алгоритмах распознавания $\delta_1, \delta_2, \dots$ превышает максимум при правиле минимакса $\delta_{\min \max}$ и большая часть минимумов среднего риска также значительно превышает соответствующий минимум при правиле $\delta_{\min \max}$. Кроме этого, нет оснований возражать против применения минимаксного критерия, если в каждом конкретном случае этот критерий гарантирует очень малый риск. Однако иногда может встретиться случай, изображенный на рис. 3,б, когда алгоритм $\delta_{\min \max}$ приводит к слишком высоким оценкам потерь, за исключением относительно узкого интервала значений (S_1, S_2) априорной информации S . В таком случае возможно, что алгоритм $\delta_{\min \max}$ является излишне осторожным и следует искать другой, более приемлемый алгоритм распознавания [Л. 3]. В частности, целесообразно отдать предпочтение алгоритму δ_1 (рис. 3,б).

Следует отметить, что байесову теорию решений можно рассматривать как специальный раздел теории игр, когда игра ведется против слабого противника, стратегия которого в вероятностном смысле заранее известна проектировщику.

Пример 1. Рассмотрим пример [Л. 1], когда априорная информация известна, за исключением коэффициентов корреляции между рабочими и тормозными токами в аварийных и нормальных режимах, которые могут иметь следующие возможные значения: 1) $r_1=r_2=0,9; r_1=0,1; r_2=0,9$. Требуется определить оптимальный алгоритм распознавания и значение оценки его эффективности. В условиях данной задачи нельзя определить оптимальный алгоритм, используя только способы, основанные на теории статистических решений. Эти способы позволяют найти его с точностью до параметров r_1 и r_2 . Выбрать конкретные значения этих параметров можно, если рассматривать защиту как игровую систему.

Возможные стратегии игрока З:

Z_1 — принять алгоритм при значении $r_1=r_2=0,9$;

Z_2 — при $r_1=0,1; r_2=0,9$.

Стратегии игрока О:

O_1 — использовать стратегию $r_1=r_2=0,9$;

O_2 — стратегию $r_1=0,1; r_2=0,9$. Матрица игры имеет вид:

Защита	Объект	
	O_1	O_2
Z_1	0,022	0,051
Z_2	0,026	0,035

Минимаксной стратегией защиты является стратегия Z_2 , которая ей гарантирует минимум среднего риска $\min R_{\max}=0,035$.

Пусть в условиях примера [Л. 1] априорные вероятности q_1 и q_2 неизвестны. Требуется, воспользовавшись минимаксным критерием, определить оптимальный алгоритм распознавания. Для решения задачи строится характеристика $P_3=f(P_4)$ (случай $r_1=0,1; r_2=0,9$) в пространстве риска, которая представлена на кривой a рис. 2. Целесообразно восстановить эту характеристику лишь в окрестности ее пересечения с прямой $P_3=P_4$. Тангенс угла наклона касательной в точке пересечения ее с прямой $P_3=P_4$ равен $\operatorname{tg} \alpha \approx 1$. Учитывая, что

$\operatorname{tg} \alpha = \frac{1-q_1}{q_1}$, получим $q_1=1-q_2 \approx 0,5$. Используя [Л. 1], можно после преобразований определить и оптимальный алгоритм распознавания, который гарантирует, что даже при самом неблагоприятном распределении минимум среднего риска не превысит величины $\min R_{\max}=0,035$; ($P_{12}=P_{21}=1$). Для сравнения на рис. 3,а показана зависимость среднего риска $R(\delta, q_1)$ от возможных значений априорной вероятности q_1 и применяемого алгоритма распознавания δ .

В том случае, когда вид алгоритмов, аппроксимирующих оптимальный алгоритм распознавания, известен, задача сводится к определению параметров и сравнению алгоритмов распознавания между собой. Применительно к токовой защите такими алгоритмами являются алгоритмы работы систем защит с блокировкой и торможением. Параметрами, требующими оптимизации для системы защиты с блокировкой, являются уставки токов $I_{p.o}$ и $I_{т.о}$, а с торможением — $k_{т}$ [Л. 1].

Характеристики $P_3=f(P_4)$ для случая защиты с блокировкой и торможением представлены на кривых b и $в$ рис. 2 соответственно. Минимаксная стратегия для системы защиты с блокировкой дает оптимальные уставки $I_{p.o}=I_{т.о}=9,1 I_{ном}$ и гарантирует $\min R_{\max}=0,08$; а для системы защиты с торможением $k_{т}=1,12$ и $\min R_{\max}=0,06$. На кривых b и $в$ рис. 1 приводятся зависимости $\min R$ от q_1 для случая защит с блокировкой и торможением.

Можно отметить, что оптимальный алгоритм распознавания для примера, приведенного в [Л. 1], был получен при предположении самого неблагоприятного распределения априорных вероятностей q_1 и q_2 (т. е. по минимаксному критерию). Сравнительная оценка алгоритмов работы систем защит с блокировкой и торможением, выбранных по минимаксному критерию, позволяет сделать вывод, что и в этом случае защита с торможением обладает преимуществом перед защитой с блокировкой (см. рис. 1 и 2).

Синтез, основанный на адаптации и обучении.

При весьма малой априорной информации, когда неизвестны ни q_i , ни $W(X/S_i)$, выход из условия недостаточной априорной информации может быть найден на пути применения адаптации и обучения [Л. 5]. Адаптивный подход позволяет в этих условиях без предварительного определения вероятностных характеристик и не прибегая к минимаксному правилу обучить систему защиты распознаванию аварийных ситуаций. Под адаптацией понимается процесс изменения параметров и структуры системы защиты с целью достижения их оптимума при начальной неопределенности на основе немедленного использования поступающей информации о состоянии энергосистемы в нормальных и аварийных ситуациях. Неопределенность преодолевается обучением. При обучении системы защиты ей последовательно «показываются» состояния энергосистемы, принадлежность которых к нормальным и аварийным ситуациям известна. Это обстоятельство используется для формирования в процессе обучения системы защиты ошибки рас-

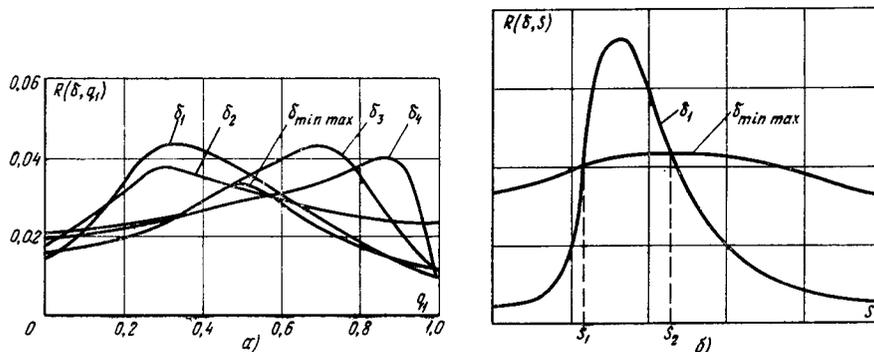


Рис. 3.

познавания с целью изменения в нужном направлении ее свойств. Обучение основано на использовании вероятностных итеративных алгоритмов.

Ограничимся случаем, который обычно называется дихотомией, когда защите требуется распознать аварийную ситуацию и выдать сигнал на отключение защищаемого объекта.

Для построения обучающейся системы защиты можно воспользоваться адаптивным подходом, который называется традиционным. Обозначим функцию, разделяющую области S_1 и S_2 через:

$$\hat{D} = f(X, C) = \sum_{k=1}^N c_k \varphi(X) = C^T \Phi(X), \quad (8)$$

где C — неизвестный N -мерный вектор коэффициентов; $\Phi(X)$ — известный N -мерный вектор линейно независимых функций.

Пусть имеются дополнительные указания «учителя» о принадлежности обучающей последовательности состояний к ситуации S_1 или S_2 :

$$y = \begin{cases} 1, & \text{если } X \text{ является ситуацией } S_1; \\ -1, & \text{если } X \text{ является ситуацией } S_2. \end{cases}$$

В качестве функции потерь выбирается некоторая выпуклая функция от разности y и \hat{D} , т. е. $P(y - f(X, C))$. Алгоритм определения оптимального значения C^* по методу стохастической аппроксимации имеет вид [Л. 5]:

$$C[n] = C[n-1] + \Gamma[n] P^1(y[n] - C^T[n-1] \Phi(X[n])) \Phi(X[n]), \quad (9)$$

где P^1 — производная функции P по ее аргументу; $\Gamma[n]$ — матрица, определяющая различные формы итеративных методов.

Выбирая различные функции P и матрицы $\Gamma[n]$, получим соответствующие им алгоритмы обучения. Если воспользоваться адаптивным байесовым подходом, то можно получить следующие алгоритмы определения C^* [Л. 6]:

$$C[n] = C[n-1] - \frac{1}{n} (C[n-1] - (P_{11} - P_{12}) \times \Phi(X[n])), \quad (10)$$

если X принадлежит ситуации S_1 ;

$$C[n] = C[n-1] - \frac{1}{n} (C[n-1] - (P_{21} - P_{22}) \times \Phi(X[n])), \quad (11)$$

если X принадлежит ситуации S_2 .

Для получения алгоритма, который бы обучался правилу идеального наблюдателя Зигерта — Котельникова, надо положить в алгоритмах (10) и (11) $P_{11} = P_{22} = 0$; $P_{12} = P_{21} = 0$. Тогда

$$C[n] = C[n-1] - \frac{1}{n} (C[n-1] + y[n] \Phi(X[n])).$$

Аналогичные алгоритмы можно построить и для обучения правилу Неймана — Пирсона.

Для определения числа шагов n_0 , при котором можно считать, что C^* определено с достаточной степенью точности ε (где $\varepsilon > 0$ — достаточно малая величина), используют правило скользящего среднего [Л. 5]. Если, начиная с какого-то номера k_0 , для всех $k \geq k_0$:

$$\|m_N[kN] - m_N[(k+1)N]\| \leq \varepsilon,$$

то $n_0 = k_0 N$, где

$$m_N[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=n}^{n+N} C[k], \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

Пример 2. Рассмотрим обучение токовых защит распознаванию аварийных ситуаций. Поставим задачу обучить уставку тока I_0 различать аварийные ситуации на защищаемом объекте от нормальных ситуаций.

Введем характеристическую функцию:

$$\theta(I, I_0) = \text{sgn}(I - I_0) = \begin{cases} 1, & \text{если } I \geq I_0; \\ 0, & \text{если } I < I_0. \end{cases} \quad (12)$$

и запишем следующий простой скалярный алгоритм обучения [Л. 5]:

$$I_0[n] = I_0[n-1] + \gamma[n] (\text{sgn}(I[n] - I_0[n-1]) - y_0[n]), \quad (13)$$

где $y_0 = \frac{1+y}{2}$.

Работая по такому алгоритму, токовая защита способна, обучаясь и адаптируясь, установить оптимальное значение I_0^* .

В свою очередь рассмотрим возможность обучения защиты с торможением распознаванию аварийных ситуаций, что сводится к обучению коэффициента торможения k_T . Алгоритм работы этой защиты следующий [Л. 1]:

$$I_p \geq k_T I_T \text{ — аварийная ситуация } S_1.$$

Запишем для нее характеристическую функцию (12):

$$\theta(I_p, I_T, k_T) = \text{sgn}(I_p - k_T I_T) = \begin{cases} 1, & \text{если } I_p \geq k_T I_T; \\ 0, & \text{если } I_p < k_T I_T. \end{cases}$$

Тогда в результате получается такой алгоритм обучения k_T :

$$k_T[n] = k_T[n-1] + \gamma[n] (\text{sgn}(I_p[n] - k_T[n-1] I_T[n]) - y_0[n]). \quad (14)$$

Выбирая $\gamma[n] = 1/n$, можно показать, что алгоритмы (13) и (14) сходятся к оптимальным значениям параметров даже при наличии помех распознаванию [Л. 5]. На рис. 4 и 5 приведены структурные схемы алгоритмов (12) и (13) соответственно, где буквой Δ обозначен дискретный интегратор, а кружком с затемненным сектором — операция вычитания.

Таким образом, задачу проектирования защиты можно представить как обучение защиты распознаванию аварийных ситуаций. В ходе расчета защиты «предъявляются» различные режимы защищаемого объекта и даются указания, к нормальной или аварийной ситуации они принадлежат. Подобная информация может быть получена в ходе активного или пассивного эксперимента. Под активным экспериментом понимается результат, полученный в ходе физического или математического моделирования, а под пассивным — результат действительной аварии на защищаемом объекте. После обучения защита может быть реализована на физических элементах и установлена на защищаемом объекте. Имеется возможность с помощью алгоритмов адаптации подстраивать параметры уже установленной защиты с целью достижения оптимальности ее работы.

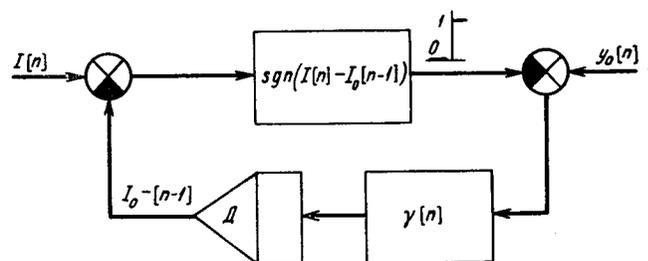


Рис. 4.

Восстановление плотности распределения $W(X/S_i)$. Алгоритмы адаптации и обучения могут оказаться полезными и тогда, когда ставится задача определения функции распределения $W(X/S_i)$ на основе ограниченного числа наблюдений. Это выгодно, например, в тех случаях, когда стоимость опыта велика. Плотность распределения $W(X/S_i)$ может быть использована для синтеза оптимальных алгоритмов распознавания и оценки эффективности работы релейной защиты по методике [Л. 1], а также при выборе наиболее информативных признаков для распознавания аварийных ситуаций. Кроме этого, задача определения $W(X/S_i)$ может иметь и самостоятельное значение.

Пусть в результате активного или пассивного эксперимента получена совокупность реализаций X_1, X_2, \dots . Задача состоит в аппроксимации плотности распределения по этим реализациям.

Предполагается, как и ранее (8), что $W(X/S_i)$ можно аппроксимировать конечным набором ортонормированных функций [Л. 6]:

$$\hat{W}(X/S_i) = \sum_{k=1}^N C_k \varphi_k(X) = C^T \Phi(X).$$

Особый интерес имеет представление закона распределения $W(x/S_i)$ в виде ряда, члены которого основаны на нормальном законе распределения. Решение ряда задач в значительной степени упрощается, если можно считать нормальными законы распределения исследуемых случайных величин. Указанный ряд позволяет сравнительно просто оценить степень отличия распределения $W(x/S_i)$ от нормального. При графическом построении $W(x/S_i)$ также удобно пользоваться этим рядом.

Рассмотрим разложение закона $W(x/S_i)$ в ряд вида

$$W(x/S_i) = c_1 \varphi(x) + \frac{c_2}{1!} \frac{d\varphi(x)}{dx} + \frac{c_3}{2!} \frac{d^2\varphi(x)}{dx^2} + \dots + \frac{c_N}{N!} \frac{d^N\varphi(x)}{dx^N}, \quad (15)$$

где

$$\varphi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}}.$$

◇ ◇ ◇

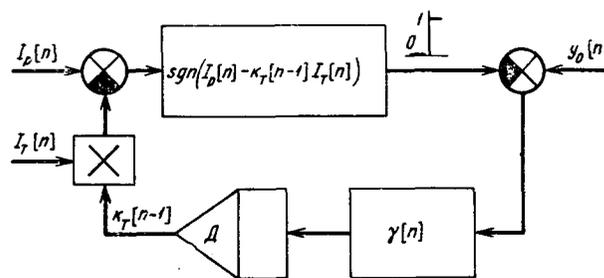


Рис. 5.

Функция $\varphi(x)$ со своей n -й производной связана следующим соотношением:

$$\frac{d^n \varphi(x)}{dx^n} = (-1)^n H_n(x) \varphi(x), \quad (16)$$

где $H_n(x)$ — полином Чебышева — Эрмита n -й степени. Используя (16), разложение (15) можно записать в виде:

$$w(x/S_i) = \sum_{k=1}^N c_k \frac{(-1)^k}{k!} H_k(x) \varphi(x).$$

Алгоритм определения C^* запишется в виде:

$$C[n] = C[n-1] - \frac{1}{n} (C[n-1] - \Phi(x[n])).$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кутыркин А. В., Михайлов В. В., Шишкин В. Н. Алгоритм распознавания аварийных ситуаций в автономных электроэнергетических системах. — «Электричество», 1971, № 4, с. 29—34.
2. Мидлтон Д. Введение в статистическую теорию связи, т. 2. М., «Советское радио», 1962, 832 с.
3. Льюс Р. Д., Райфа Х. Игры и решения. М., Изд-во иностр. лит., 1961, 642 с.
4. Мамонтов О. В. Методы кибернетики в теории электронных защит. М., «Энергия», 1968, 296 с.
5. Цыпкин Я. З. Адаптация и обучение в автоматических системах. М., «Наука», 1968, 400 с.
6. Цыпкин Я. З. Основы теории обучающихся систем. М., «Наука», 1970, 252 с.

[3.4.1972]

УДК 621.316.95.001.57

Об ориентировке канала длинной искры

Г. Н. АЛЕКСАНДРОВ, В. Л. ИВАНОВ

Ленинградский политехнический институт им. М. И. Калинина,

Э. М. БАЗЕЛЯН, Е. А. САДЫХОВА

Энергетический институт им. Г. М. Кржижановского

Переход к исследованиям защитного действия молниеотводов на лабораторных моделях при использовании пологих импульсов напряжения с длительностью фронта свыше 100 мксек [Л. 1] позволил увеличить длину разрядного промежутка до 10—15 м при сравнительно низких средних разрядных напряженностях промежутка (200—150 кв/м). При этом было выявлено ряд характерных особенностей развития разряда в промежутке, представляющих

интерес для оценки результатов модельных испытаний.

Исследования вероятности поражения стержня (модели молниеотвода), расположенного на заземленной плоскости, выполненные в ЛПИ [Л. 1], показали¹, что при длине промежутка $H=10$ и 15 м

¹ Опыты проводились с импульсом колебательного затухающего напряжения при длине фронта первого полупериода положительной полярности $t_{\phi}=3000$ мксек.

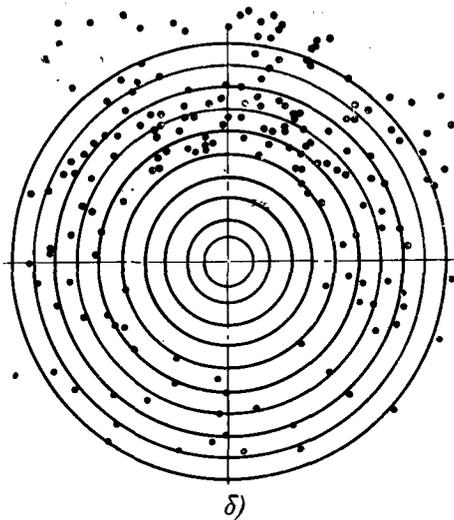


Рис. 1. Поражаемость плоскости при наличии на плоскости стержня высотой $h=2$ м и высоте верхнего стержня $H=10$ м. а — фотография разрядов (совмещены фотографии разрядов при большом числе опытов); б — точки поражения плоскости (всего 186) при общем числе разрядов $n=500$.

и отношении высот модели молниеотвода h к высоте верхнего электрода (вертикального стержня) $H/h=5$ и 10 вероятность попадания разряда в модель молниеотвода (поражения молниеотвода) даже при расположении высоковольтного электрода непосредственно над моделью не превышала 0,62 и 0,5 соответственно.

Таким образом, несмотря на наличие возвышающегося заземленного стержня, значительная часть разрядов попадает в плоскость (рис. 1). Горизонтальное смещение модели молниеотвода относительно верхнего стержня на значительное расстояние x практически не влияло на вероятность ее поражения. Соответственно мало зависела от расстояния x и вероятность поражения защищаемого объекта, устанавливаемого рядом с моделью молниеотвода. Лишь при значениях x , сравнимых с H , вероятность поражения защищаемого объекта начинала уменьшаться. Аналогичные результаты получены и при исследовании эффективности молниезащиты двойными молниеотводами (рис. 2). Следовательно, пе-

реход к исследованиям молниезащиты на моделях при пологих импульсах обеспечивает возможность отказа от поисков «наиболее опасного» взаимного расположения электродов, которые обычно находятся при использовании крутых импульсов напряжения [Л. 2]. Как показали опыты с пологими импульсами, наиболее опасна зона с центром над защищаемым объектом.

Приведенные данные свидетельствуют о существенных изменениях в процессе ориентировки искрового канала при переходе к пологим импульсам напряжения в случае длинных разрядных промежутков, связанных с изменениями механизма формирования искрового канала.

Выполненные совместно лабораторией ТВН ЛПИ и лабораторией ВГРиМ ЭНИН исследования оптической картины разряда в длинных воздушных промежутках при пологих импульсах напряжения показали, что в начальной фазе развития лидера его стримерная зона не достигает заземленной плоскости или установленного на ней стержня, а занимает лишь небольшую часть промежутка [Л. 3—5]. При приближении лидера к заземленному электроду длина стримерной зоны возрастает и в начале сквозной фазы (в момент достижения стримерами заземленного электрода) не превышает $(0,4—0,5)H$. Можно полагать, что именно это обстоятельство определяет различие ориентировки искры в длинных воздушных промежутках при длинных и коротких ($t_{\phi} \approx 1,5$ мксек) импульсах, когда стримерная зона уже в начале развития лидера пересекает практически весь разрядный промежуток.

Различие размеров стримерной зоны при коротких и длинных импульсах является следствием существенного различия средней пробивной напряженности ($\bar{E}_p \approx 500$ и $150—200$ кв/м соответственно) воздушных промежутков длиной до 10—15 м при практически полной независимости средней напряженности поля вдоль стримеров, равной для положительной полярности $E_{\text{стр}}^+ = 5,5$ кв/см [Л. 3 и 4] и для отрицательной $E_{\text{стр}}^- = 8$ кв/см [Л. 5]. Таким образом, при коротких импульсах средняя разрядная напряженность приблизительно совпадает со средней напряженностью в стримерной зоне, тогда как при пологих импульсах \bar{E}_p значительно меньше, чем $E_{\text{стр}}$.

Первые оптические исследования процесса ориентировки искры в промежутке длиной $H=0,5—3$ м при длинах фронта импульса до 250 мксек выполнены в ЭНИН и подробно изложены в [Л. 6]. Статистическая обработка результатов наблюдений показала, что ориентировка искрового канала на возвышающийся объект начинается только тогда, когда объект попадает в стримерную зону лидера. На-

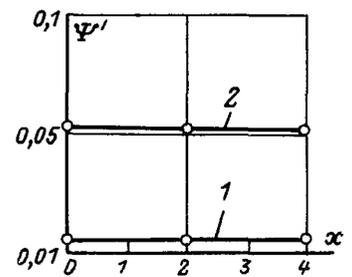


Рис. 2. Зависимость коэффициента поражаемости Ψ' [Л. 1] стержня высотой $h_0=1$ м, защищаемого двойным молниеотводом при $h=2$ м и $H=10$ м, от величины смещения x при различных отношениях S/h_0 . (Длина фронта импульса 3 000 мксек.)
1 — $S/h_0=2$; 2 — $S/h_0=2,5$, где S — расстояние между молниеотводами.



Рис. 3. Фотография искрового канала в промежутках стержень — стержень — плоскость при $H=5$ м и высоте стержня $h=0,85$ м.

чиная с этого момента, направление дальнейшего развития лидера в среднем изменяется: наблюдается отклонение средней (из большого числа опытов) траектории лидера на соответствующей высоте в сторону объекта.

Закономерности ориентировки длинной искры были исследованы на стенде ЛПИ при длине разрядных промежутков до 10 м. Высота заземленного стержня h и его смещение от оси промежутка r задавались соотношениями $H/h=6$ и $r/h=2$. Начало ориентировки определялось по методике статистической обработки траекторий искрового канала, сходной с изложенной в [Л. 6]. В каждом промежутке снималось не менее 200 фотографий разряда. Характерная статическая фотография разряда приведена на рис. 3, где даны необходимые обозначения. В результате обработки получены зависимости среднего отклонения в сторону заземленного стержня от длины лидерного канала:

$$\Delta r = f\left(\frac{l_{л.кр}}{H-h}\right).$$

Для оценки значения критической длины лидера, соответствующей началу ориентировки искры $l_{л.кр}$, строилась зависимость (рис. 4):

$$\frac{\sum \Delta r}{\sum |\Delta r|} = f\left(\frac{l_{л.кр}}{H-h}\right),$$

где по оси ординат откладывалось отношение суммы отклонений траекторий в рассматриваемом сечении к сумме модулей отклонений.

В случае отсутствия ориентировки искры сумма отклонений траекторий по длине промежутка не должна сколько-нибудь существенно отличаться от нуля (отклонения в сторону стержня принимались со знаком плюс, а отклонения в противоположную сторону от оси промежутка со знаком минус). Критическая длина лидера может быть определена по моменту начала роста отношения $\frac{\sum \Delta r}{\sum |\Delta r|}$ (рис. 4),

а высота ориентировки лидера H_0 как $H_0 = H - l_{л.к.}$

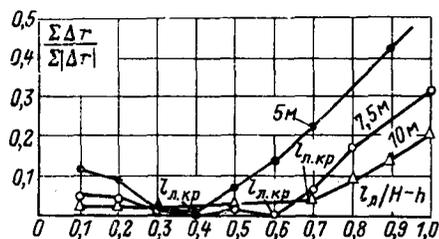


Рис. 4. Зависимости суммы отклонений от оси промежутка траектории искрового канала от относительной длины лидера при различных высотах H .

Результаты эксперимента показали, что начало ориентировки канала лидера зависит от длины исследуемого промежутка. Заметное отклонение траекторий искры в сторону заземленного стержня началось тем позднее, чем больше длина разрядного промежутка. Относительная длина $l_{л.кр}$ приведена в таблице (в таблице указаны для удобства расчетов отношения $l_{л.кр}/H$, а не $l_{л.кр}/H-h$, как на рис. 4).

Длина промежутка H , м	5	7,5	10
Среднее разрядное напряжение \bar{U}_p , кВ	1 400	—	1 850
Высота стержня h , м	0,85	1,25	1,7
Смещение стержня относительно вертикальной оси r , м	1,7	2	2,5
Число опытов	213	210	353
Вероятность поражения стержня	0,42	0,45	0,38
$l_{л.кр}/H$	0,35	0,48	0,56
$l_{л.скв}/H$	0,38	0,46	0,53
H_0/H	0,65	0,52	0,44

Одновременно с фотографированием траекторий искры электронно-оптическим преобразователем регистрировались временные развертки развития разряда (рис. 5). С увеличением длины промежутка относительная длина стримерной зоны в начале сквозной фазы S_1/H сокращается, а относительная длина канала лидера, измеренная в начале сквоз-

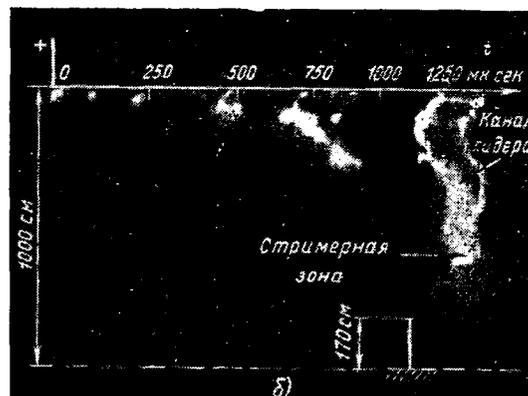


Рис. 5. Фоторазвертки развития разряда (рис. 3) в промежутке длиной $H=5$ (а) и 10 м (б) при наличии заземленного стержня высотой 0,85 и 1,7 м соответственно.

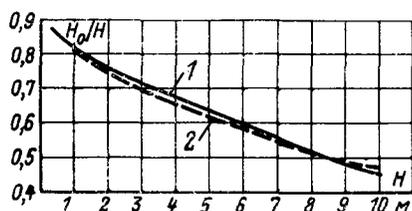


Рис. 6. Зависимости относительной высоты ориентировки лабораторной искры H_0/H от длины разрядного промежутка.

1 — экспериментальная; 2 — вычисленная по эмпирической формуле (2).

ной фазы $l_{л.скв}$, соответственно увеличивается (см. таблицу). Причем значения $l_{л.кр}$ и $l_{л.скв}$ оказались весьма близки, что подтвердило данные [Л. 6] о начале ориентировки канала искры в момент попадания заземленного стержня в стримерную зону развивающегося лидера.

Полученные результаты позволяют оценить высоту ориентировки выражением:

$$H_0 = S_1 + h, \quad (1)$$

где S_1 — длина стримерной зоны в начале сквозной фазы. Величина S_1 может быть оценена из соотношения:

$$S_1 = \frac{\bar{U}_p}{E_{стр}},$$

где $E_{стр}$ — напряженность поля в момент установления сквозной фазы [Л. 4 и 6].

Для промежутка «стержень — стержень на плоскости» длиной 4—8 м среднее значение $E_{стр}$ составляет 660 кВ/м [Л. 4]. Поэтому выражение (1) можно записать в виде:

$$H_0 = \frac{\bar{U}_p}{660} + h. \quad (2)$$

Рассчитанная по (2) зависимость $H_0 = f(H)$ хорошо совпадает с экспериментальной (рис. 6).

В выполненных ранее работах [Л. 2] методика моделирования условий молниезащиты основывалась на масштабном соответствии длины лабораторного промежутка H высоте ориентировки молнии H_0 . Полученные результаты, а также данные [Л. 6] показали, что при пологих импульсах подобное соответствие не имеет места. В промежутке большой длины при пологих импульсах напряжения высота ориентировки искры может быть значительно меньше межэлектродного расстояния. По этой причине масштаб испытываемой модели должен определяться соотношением высоты ориентировки молнии $H_{0,м}$ к высоте ориентировки моделирующей искры ($k_M = H_{0,м}/H_{0,и}$), а не к длине лабораторного промежутка, как это обычно принималось.

Сопоставление результатов исследований молниезащиты объектов при больших длинах промежутков и пологих импульсах [Л. 1] с аналогичными данными при крутых импульсах [Л. 2] для одинакового масштаба моделирования по отношению к высоте ориентировки искры (в условиях опытов [Л. 2] высота ориентировки равна длине разрядного промежутка) показало удовлетворительное соответствие зон защиты молниеотводов. На рис. 7 приведена зависимость расстояния S между двумя стержнями высотой h , обеспечивающая коэффициент поражаемости стержня высотой h_0 , расположенного посередине между моделями стержневых мол-

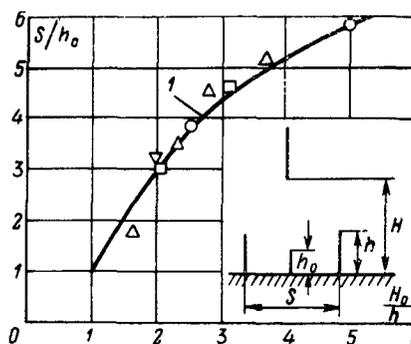


Рис. 7. Зависимость расстояния между двумя стержнями, необходимая для обеспечения коэффициента поражаемости $\Psi' = 0,005$ от отношения H_0/h .

○ — $H=2,5$ м; □ — $H=5$ м; △ — $H=10$ м; ▽ — $H=15$ м; кривая 1 — по данным А. А. Акопяна [Л. 2].

ниеотводов, $\Psi' = 0,445$ [Л. 1] от масштаба моделирования.

Как видно из рис. 7, изменение размеров разрядного промежутка (H) от 2,5 до 15 м практически не влияет на защитное действие простейшей модели молниезащиты при условии сохранения неизменным отношения H_0/h . При этом, как уже указывалось, имеет место хорошее совпадение результатов с данными А. А. Акопяна (кривая 2 [Л. 2]). Таким образом, при исследованиях защитного действия молниеотводов на модели наиболее важным критерием подобия является соответствие высот ориентировки молнии и искры с размерами молниеотводов и объекта и модели молниеотводов и объекта.

Для очень высоких объектов ($h > 50$ м) выполнение только этих условий, видимо, не является достаточным. При моделировании следует учесть увеличение высоты ориентировки вследствие искажения поля высоким объектом и развития встречного разряда с его вершины. Кроме того, по-видимому, необходимо воспроизвести стадию свободного развития лидера (до сквозной фазы), поскольку вероятность поражения высоких объектов (в том числе ниже их вершины) может быть связана с большими случайными отклонениями лидера в процессе развития молнии. Эти требования удаётся выполнить, если вести испытания модели высоких молниеотводов в промежутке длиной несколько десятков метров, где стримерная зона занимает меньшую часть промежутка.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. К вопросу о методике оценки защитного действия молниеотводов. — Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1970, № 3. Авт.: Александров Г. Н., Зеленецкий М. М., Иванов В. Л. и др.
2. Акопян А. А. Исследование защитного действия молниеотводов. — Труды ВЭИ, М., Госэнергоиздат, 1940, вып. 36.
3. Особенности картины электрического пробоя весьма длинных воздушных промежутков. — «ДАН СССР», 1968, № 5. Авт.: Александров Г. Н., Горин Б. Н., Редков В. П. и др.
4. Исследование развития искрового разряда в длинных воздушных промежутках. — «Электричество», 1971, № 3. Авт.: Александров Г. Н., Базелян Э. М., Горин Б. Н. и др.
5. Картина электрического пробоя длинных промежутков при отрицательном напряжении. — Изв. вузов СССР, «Энергетика», 1970, № 10. Авт.: Александров Г. Н., Редков В. П., Горин Б. Н. и др.
6. Базелян Э. М., Садыхова Е. А. Ориентировка длинной искры. — «Электричество», 1970, № 10.

[16.10.1972]

Импульсные характеристики заземлителей подстанций

Канд. техн. наук Е. Я. РЯБКОВА

Московский энергетический институт

Заземление стержневых молниеотводов открытых распределительных устройств выполняется присоединением их к заземлителю подстанции или к обособленным заземлителям, электрически не связанным с заземлителем подстанции. Наиболее простым решением является расположение молниеотводов на порталах и, следовательно, с присоединением их к заземлителю подстанции. Однако в этом случае при ударе молнии в молниеотвод возникает вероятность обратного перекрытия изоляции оборудования с заземленного корпуса на провод при недостаточно низком импульсном сопротивлении заземлителя подстанции. Поэтому для выяснения возможности использования для заземления молниеотводов заземлителей подстанций необходимо знать их импульсные характеристики.

Особенности растекания импульсного тока с заземлителем обусловлено, как известно, значительной амплитудой и скоростью нарастания тока молнии.

Рассматривая простой линейный заземлитель в условиях отвода небольших токов молнии, т. е. при отсутствии искровых процессов в земле, и решая схему его замещения с параметрами L' , $g' = \frac{1}{Rl}$ (соответственно индуктивностью и проводимостью единицы длины заземлителя длиной l при стационарном сопротивлении R) для грунта с удельным сопротивлением $\rho < 5000$ ом·м, получаем постоянную времени его переходного процесса:

$$T \approx \frac{L'g'l^2}{\pi^2} = \frac{L}{R\pi^2}.$$

Очевидно, что влияние индуктивности для момента времени τ на фронте волны тока тем значительнее, чем меньше отношение τ/T .

При косоугольной волне тока молнии $I = at$ для момента времени $\tau \geq T$ имеем простое выражение для импульсного сопротивления заземлителя [Л. 1]:

$$z = R + \frac{L'l}{3\tau}.$$

Отсюда следует, что превышение импульсного сопротивления заземлителя над его стационарным сопротивлением R тем значительнее, чем больше линейный размер заземлителя, меньше удельное сопротивление грунта и время τ .

Сложнее приближенное решение для импульсного сопротивления того же заземлителя, но при наличии искровых процессов в земле, т. е. при нелинейном параметре импульсной проводимости $g'_k = f(U_x)$, зависящей от U_x — потенциала рассматриваемой точки заземлителя.

Однако для импульсного сопротивления сложно заземлителя подстанции из горизонтальных полюсов в виде сетки с вертикальными электродами по ее периметру, где имеет место взаимное влияние электродов при наличии искрообразования в земле и их взаимное индуктивное влияние, на данном этапе исследований аналитического расчета не имеет

ся. Поэтому для исследования таких заземлителей используется метод их физического моделирования с измерением импульсных характеристик моделей в ванне, заполненной грунтом.

С помощью теории подобия были определены критерии подобия для моделирования протяженных заземлителей в условиях растекания больших токов молнии при грунтах с удельным сопротивлением $\rho < 5000$ ом·м, и была установлена связь между масштабами [Л. 2 и 3]:

$$\frac{m_l m_p}{m_E m_l^2} = 1; \quad \frac{m_z m_l}{m_p} = 1; \quad \frac{m_U}{m_E m_l} = 1; \quad \frac{m_l m_L}{m_p m_t} = 1.$$

Масштабы удельного сопротивления грунта m_p , напряженности поля m_E и времени m_t были приняты равными единице при масштабе длины $m_l = 1/40$.

Уменьшение в модели индуктивности протяженного заземлителя привело к необходимости отдельно моделировать его распределенную индуктивность. Она определялась аналитически с учетом собственной и взаимной индуктивностей между параллельными элементами заземлителя подстанции. Полная индуктивность на единицу длины полосы заземлителя — сетки в натуре вычислялась по выражению:

$$L = 0,2 \left(2,3 \lg \frac{l}{r_m} - 0,31 \right) p, \quad \frac{\text{мкГн}}{\text{м}}.$$

Здесь l — длина полосы; p — число параллельных полюсов; r_m — средний геометрический радиус системы из p параллельных полюсов [Л. 4]. Катушки индуктивности, соответствующие пяти метрам длины горизонтального электрода, включались в его расщелку и располагались над ванной.

Измерения¹ проводились в ванне размером $2 \times 2 \times 1$ м³ при размерах моделей до $1 \times 1 \times 0,5$ м³. Ванна заполнялась однородной смесью из песка с черноземом, увлажняемой водой без соли и с солью до получения требуемого удельного сопротивления грунта. Вводилась поправка на конечные размеры ванны. Сопротивление модели заземлителя определялось из выражений:

$$R = R_{\text{изм}} + \Delta R; \quad z = z_{\text{изм}} + \Delta R,$$

где $R_{\text{изм}}$ и $z_{\text{изм}}$ — сопротивления модели, измеренные в ванне при токе 50 эц или импульсном токе; $\Delta R = \frac{\rho}{2\pi r}$ — поправка на конечные размеры ванны, принимаемой за полусферу радиусом $r = 1$ м, равная ее сопротивлению в среде с удельным сопротивлением, заполняющей ванну.

Удельное сопротивление грунта в ванне ρ находилось по измерениям при 50 эц сопротивления модели в ванне с грунтом R и в ванне с водой R_b , удельное сопротивление которой ρ_b было известно:

$$\rho = \frac{R}{R_b} \rho_b.$$

¹ Измерения выполнены при участии Н. К. Сергеевой.

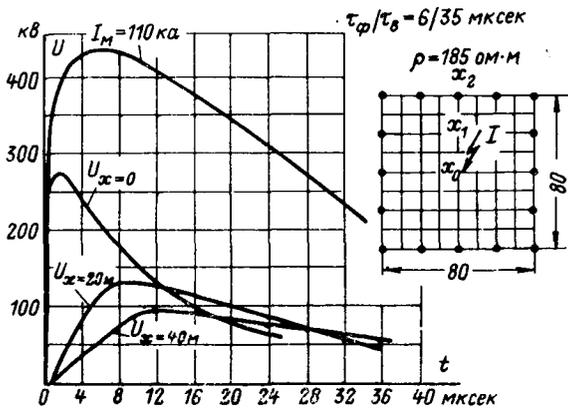


Рис. 1. Форма волны тока и напряжения на заземлителе в его начале и на разном расстоянии от места ввода тока.

Импульсное сопротивление заземлителей определялось для момента максимума апериодической ванны тока при соответствующем ему напряжении (рис. 1), т. е.

$$z_{и} = \frac{U_{I_M}}{I_M}$$

Исследовались импульсные характеристики квадратных заземлителей подстанций с размером стороны $\sqrt{s} = 20; 40; 60; 80$ м из сеток с ячейками 10×10 м² и из сеток с вертикальными электродами $l = 8$ м при относительном расстоянии между ними $a/l = 2,5$ и расположении их по периметру заземлителя.

Измерения импульсных сопротивлений заземлителей проводились при вводе тока в центре заземлителя и на одной из его сторон.

Заземлитель с размером $\sqrt{s} = 60; 80$ м исследовался лишь при вводе тока в центре заземлителя путем моделирования его четвертой части (одного квадранта). Такая модель помещалась в углу электрической ванны, обе стенки которой были изолированы.

Импульсные сопротивления измерялись при амплитудах волны тока до 150 кА с фронтом $\tau = 1,5-12$ мксек в грунте с удельным сопротивлением от 100 до 1 000 ом·м.

Исследования показали, что заземлители подстанций в общем случае являются протяженными заземлителями с зависимостью импульсного сопротивления не только от амплитуды тока из-за искровых процессов в земле, но также и от длины фронта волны тока τ , как следствие влияния индуктивности (рис. 2).

Зависимость импульсного сопротивления $z_{и}$ от тока I значительна у заземлителя малых размеров ($\sqrt{s} = 20$ м) в плохом грунте ($\rho = 450$ ом·м) и мала у заземлителя размером $\sqrt{s} = 80$ м в грунте с $\rho = 286$ ом·м.

Влияние на импульсное сопротивление $z_{и}$ уменьшения длины фронта волны тока τ с 6 до 3 мксек становится значительным при увеличении размера заземлителя \sqrt{s} и уменьшении удельного сопротивления грунта ρ , т. е. в тех условиях,

когда длительность переходного процесса в заземлителе возрастает по отношению к длине фронта волны тока.

Отсюда следует, что потенциал на заземлителе подстанции, опасный для изоляции оборудования, может быть как из-за большой амплитуды тока молнии, так и из-за большой его крутизны при меньшей амплитуде тока.

Например, потенциал заземлителя — сетки с $\sqrt{s} = 80$ м в грунте с $\rho = 286$ ом·м при $I = 100$ кВ и $\tau = 6$ мксек составляет:

$$U = Iz_{и} = 210 \text{ кВ.}$$

Но такой же потенциал может быть и при меньших токе и фронте волны ($\tau = 3$ мксек): при $I = 70$ кА и $z_{и} = 3,0$ ом.

Добавление вертикальных электродов по контуру сетки уменьшает зависимость импульсного сопротивления от тока и увеличивает ее от фронта волны. Поэтому добавление вертикальных электродов влияет на снижение $z_{и}$ менее эффективно, чем на снижение стационарного сопротивления R , и ведет к увеличению импульсного коэффициента $\alpha = z_{и}/R$.

Например, для сетки с $\sqrt{s} = 20$ м в грунте с $\rho = 450$ ом·м при $I = 100$ кА и $\tau = 3$ мксек имеем $\alpha = 0,695$, а для той же сетки, но с вертикальными электродами (при $\rho = 463$ ом·м), $\alpha = 0,868$.

Характерным для импульсного сопротивления протяженного заземлителя подстанции является его зависимость от места ввода тока молнии в заземлитель, т. е. от места расположения молниеотвода. При вводе тока в центре заземлителя его импульсное сопротивление меньше, чем при вводе тока на его стороне, вследствие уменьшения индуктивности из-за увеличения числа параллельных полюсов сетки уменьшенной длины относительно места ввода тока. Длительность переходного процес-

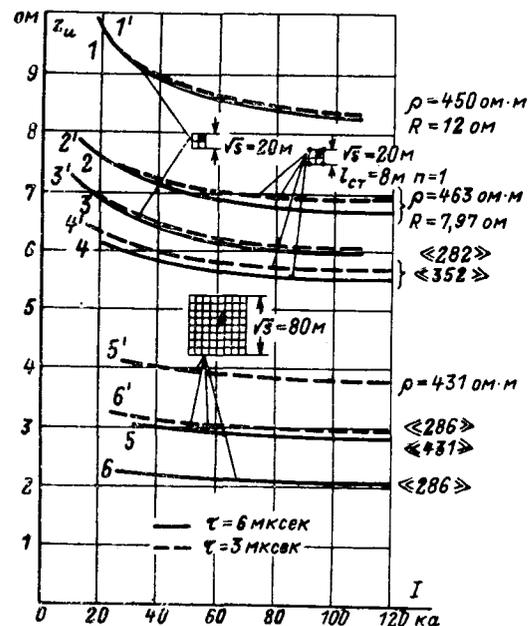


Рис. 2. Зависимости импульсного сопротивления заземлителей — сеток без вертикальных электродов и с ними от тока при разных длинах фронта и удельных сопротивлениях грунта.

са при этом меньше и к интересующему нас моменту времени τ проводимость заземлителя используется в большей мере, чем при вводе тока на стороне контура. Разница между величинами сопротивлений при вводе тока на стороне и в центре заземлителя возрастает с увеличением размера заземлителя, уменьшения удельного сопротивления грунта и величины тока молнии.

Так, например, для заземлителя из сетки с ячейками $10 \times 10 \text{ м}^2$ и размером стороны $\sqrt{s} = 40 \text{ м}$ при $\rho = 100 \text{ ом} \cdot \text{м}$, $\tau = 6 \text{ мксек}$ и $I = 5 - 100 \text{ ка}$ эта разница составляет соответственно 50—30%.

Отсюда следует, что целесообразно стремиться к расположению и подсоединению молниеотвода ближе к центру заземлителя и, по крайней мере, в том месте, где обеспечено растекание тока по трем-четырем горизонтальным магистралям.

При увеличении удельного сопротивления грунта импульсное сопротивление заземлителя подстанции $z_{и}$ растет медленнее, чем стационарное R , как следствие уменьшения относительного влияния индуктивности и увеличения интенсивности искровых процессов (рис. 3). Импульсный коэффициент α заземлителя при этом уменьшается, что говорит об улучшении использования проводимости протяженного заземлителя подстанции в более плохих грунтах.

Противоположная картина получается при увеличении размера заземлителя, когда влияние индуктивности возрастает, а влияние искровых процессов ослабевает. В результате этого импульсное сопротивление $z_{и}$ заземлителя снижается медленнее и достигает своего практически предельного минимального значения много раньше, чем сопро-

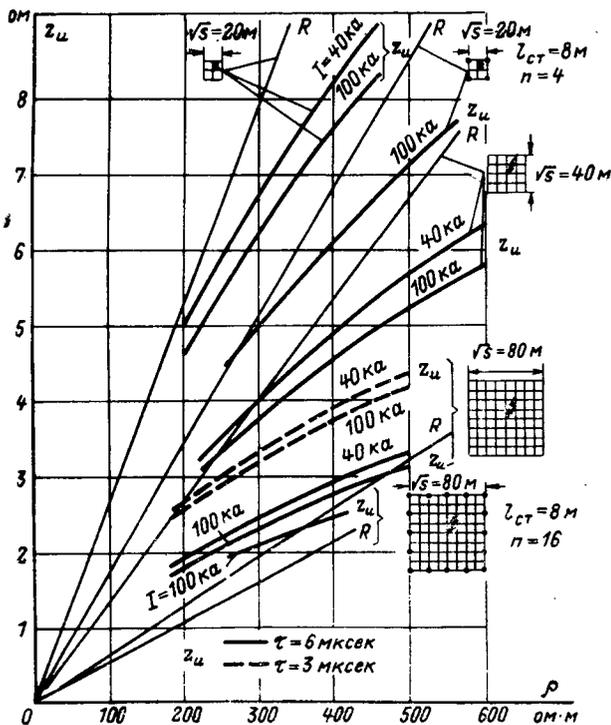


Рис. 3. Зависимости стационарного и импульсного сопротивлений заземлителей — сеток без вертикальных электродов и с ними от удельного сопротивления грунта.

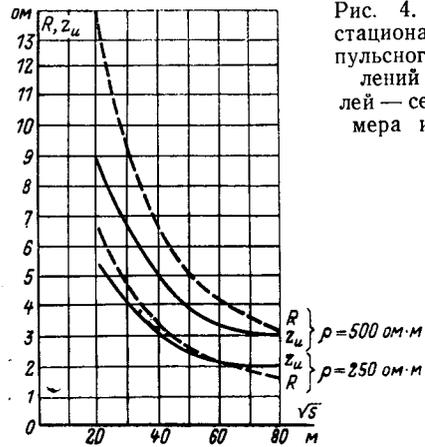


Рис. 4. Зависимости стационарного и импульсного сопротивлений заземлителей — сеток от размера их стороны.

тивление R , т. е. при меньшем размере заземлителя (рис. 4). Импульсный коэффициент при этом, естественно, возрастает.

Как видно из рис. 4, предельное минимальное импульсное сопротивление сетки в грунтах с $\rho = 250 - 500 \text{ ом} \cdot \text{м}$ при $I = 100 \text{ ка}$ и $\tau = 6 \text{ мксек}$ составляет $z_{и} = 2 - 3 \text{ ом}$ и достигается при размерах заземлителя с $\sqrt{s} = 60 - 80 \text{ м}$. Исследования показали также, что добавление к сетке вертикальных электродов по периметру заземлителя уменьшает предельный целесообразный размер заземлителя.

Таким образом, снизить импульсный потенциал на заземлителе подстанции путем увеличения его размера выше предельного для данного грунта не представляется возможным.

Небольшое влияние на снижение импульсного сопротивления заземлителя подстанции оказывают и вертикальные электроды вблизи молниеотвода, расположенного в центре заземлителя. Причиной этого является сильное экранирование электродов, в особенности при наличии вертикальных электродов по периметру заземлителя и при больших токах молнии.

Существенное снижение потенциала на заземленных корпусах оборудования, а следовательно, и напряжения на его изоляции в определенных условиях может быть достигнуто путем удаления места присоединения к заземлителю корпусов оборудования от места подсоединения к нему молниеотвода; например, путем использования для их присоединений разных магистралей. Действительно, при удалении от места ввода тока волна напряжения на заземлителе растягивается по фронту и снижается по амплитуде (рис. 1).

В таблице приводятся величины снижения потенциала

$$\Delta U_x = \frac{U_0 - U_x}{U_0} \cdot 100 \%$$

по заземлителям — сеткам с $\sqrt{s} = 40$ и 80 м и по

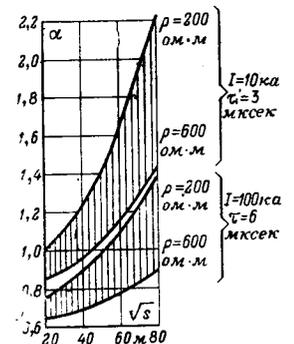


Рис. 5. Области импульсных коэффициентов сеток.

Заземлители сетки из ячеек 10×10 м ²	$V_s=40$ м												$V_s=80$ м											
	без вертикальных электродов						с вертикальными электродами						без вертикальных электродов						с вертикальными электродами					
$x, м$	20			40			20			40			20			40			20			40		
$\rho, Ом \cdot м$	200	300	450	200	300	450	200	300	450	200	300	450	200	300	450	200	300	450	200	300	450	200	300	450
$\Delta U_x, \%$	25	11	8	—	15	9	39	17	13	45	21	15	49	36	32	55	42	36	51	37	33	60	45	40

Примечание. Для заземлителя с $V_s=40$ м параметр $x=20$ м — расстояние от его центра до середины стороны и $x=40$ м — до угла заземлителя.

таким же сеткам, но с вертикальными электродами ($l=8$ м, $a/l=2,5$) по периметру в грунтах с $\rho=200; 300$ и 450 Ом·м, при вводе тока ($I=100$ ка, $\tau=6$ мксек) в центре заземлителя.

Как видно из таблицы, наибольшее снижение ΔU_x приходится на первые 20 м от места ввода тока и тем более значительное, чем больше размер заземлителя и меньше удельное сопротивление грунта, т. е. чем больше длительность переходного процесса в заземлителе. При этом наличие вертикальных электродов существенно влияет лишь при малых размерах заземлителей.

На рис. 5 приводятся области импульсных коэффициентов для заземлителей — сеток в зависи-

мости от их размеров в грунтах с $\rho=200—600$ Ом·м при $I=10$ ка, $\tau=3$ мксек и при $I=100$ ка, $\tau=6$ мксек.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Техника высоких напряжений. Под ред. Д. В. Разевига. М., Госэнергоиздат, 1963.
2. Корсунцев А. В. Применение теории подобия к расчету импульсных характеристик сосредоточенных заземлителей. — «Электричество», 1958, № 5, с. 31—35.
3. Рябкова Е. Я. Импульсные исследования заземлителей на моделях. — «Электрические станции», 1963, № 12, с. 52—56.
4. Марголин Н. Ф. Токи в земле. М., Госэнергоиздат, 1947.

[5.6.1972]



УДК 621.315.015.38.001.24

Определение пространственной функции распределения нестационарных квазидетерминированных случайных процессов при расчете перенапряжений

Ч. М. ДЖУВАРЛЫ, Т. А. ЮСИФ-ЗАДЕ

Баку

Разброс значений амплитуд перенапряжений, возникающих в линиях электропередачи при повторении какой-либо коммутации, объясняется действием ряда факторов, количественные характеристики которых случайно меняются от опыта к опыту. Одним из таких факторов является фазовый угол напряжения при включении той или иной фазы линии электропередачи. Вероятностное распределение угла включения зависит от конструкций, характеристик, качества и регулировки коммутирующих аппаратов и их систем управления [Л. 1]. Проведенные испытания показывают, что угол включения в основном распределяется по нормальному закону или близко к нормальному; различными получаются лишь математическое ожидание и дисперсия. В статье приводится метод для расчета вероятностных значений перенапряжений при случайно изменяющейся величине φ , которая имеет кусочно-нормальное распределение в пределах от 0 до 2π .

Допустим, что случайный процесс описывается выражением:

$$u(t) = \varphi^*_1(t) \sin \varphi + \varphi^*_2(t) \cos \varphi, \quad (1)$$

где $\varphi^*_1(t)$, $\varphi^*_2(t)$ — достаточно гладкие функции времени, включающие в себя как периодические, так и аperiodические составляющие; φ — случай-

ная величина, имеющая кусочно-нормальное распределение и изменяющаяся в пределах от 0 до 2π .

В большинстве случаев процесс после коммутации можно представить в виде (1). Для момента времени $t=t_i$ можно написать:

$$u(t_i) = \varphi^*_1(t_i) \sin \varphi + \varphi^*_2(t_i) \cos \varphi$$

или

$$u_i = \xi_i \sin(\varphi + \psi_i), \quad (2)$$

где

$$\xi_i = \sqrt{\varphi^*_{1i}{}^2 + \varphi^*_{2i}{}^2}; \quad \psi_i = \text{arctg} \frac{\varphi^*_{2i}}{\varphi^*_{1i}}.$$

Здесь и в дальнейшем для краткости принимается f_i вместо $f(t_i)$.

Так как угол ψ_i есть детерминированная величина, то закон распределения случайной величины $\varphi + \psi_i$ не изменится, т. е. останется нормальным. Меняются лишь пределы изменения и математическое ожидание:

$$\varphi + \psi_i = \varphi^*_i; \quad (3)$$

$$m_{\varphi_{1,2}} + \psi_i = m_{\varphi^*_{i(1,2)}}. \quad (4)$$

Если в (3) $\psi_i \leq \varphi^*_i \leq \pi + \psi_i$, то в (4) применяется $m_{\varphi^*_{i1}}$, если же $\pi + \psi_i \leq \varphi^*_i \leq 2\pi + \psi_i$, то используется $m_{\varphi^*_{i2}}$.

Учитывая, что обратная функция от (2) неоднозначна, воспользуемся формулой из [Л. 2]:

$$f_1(y) = \frac{1}{a\sqrt{1-y^2/a^2}} \sum f_1(\pi k + (-1)^k \arcsin \frac{y}{a}),$$

где $|y| < a$, и запишем плотность вероятности $f(u_i)$ с приведением к интервалу периодичности:

$$f(u_i) = \frac{1}{\xi_i \sqrt{1 - \frac{u_i^2}{\xi_i^2}}} \left[f_1\left(\arcsin \frac{u_i}{\xi_i} - \psi_i\right) + f_1\left(\pi - \arcsin \frac{u_i}{\xi_i} - \psi_i\right) + f_1\left(-\pi - \arcsin \frac{u_i}{\xi_i} - \psi_i\right) \right].$$

Тогда

$$f(u_i) = \frac{2}{\sqrt{2\pi} \sigma_\varphi \xi_i \sqrt{1 - u_i^2/\xi_i^2}} \exp\left[-\frac{(\psi_i^* - m_{\varphi^*_{i(1,2)}})^2}{2\sigma_\varphi^2}\right], \quad (5)$$

где $f(u_i)$ — плотность распределения напряжения в момент времени t_i , а $m_{\varphi^*_{i(1,2)}}$ выбирается из вышеизложенных условий.

Перейдем к определению пространственной функции распределения. Для момента времени $t_{i+1} = t_i + \Delta t$ можно написать:

$$u_{i+1} = \xi_{i+1} \sin\left(\arcsin \frac{u_i}{\xi_i} - \psi_i + \psi_{i+1}\right). \quad (6)$$

Из (6) по известному $f(u_i)$ определим функцию распределения $f(u_{i+1})$; для этого запишем совместную плотность вероятности u_i и u_{i+1} :

$$f(u_i, u_{i+1}) = f(u_i) f(u_{i+1}/u_i) = f(u_i) \delta(u_{i+1} - \eta_i). \quad (7)$$

Интегрируя выражение (7) по u_i , можно получить формулу для $f(u_{i+1})$:

$$f(u_{i+1}) = \int_{-\infty}^{\infty} f(u_i) \delta(u_{i+1} - \eta_i) du_i. \quad (8)$$

Учитывая свойства δ -функции и производя замену переменных в интеграле (8), получаем:

$$f(u_{i+1}) = f[W_1(u_{i+1})] \left| \frac{\partial W_1(u_{i+1})}{\partial u_{i+1}} \right| \quad (9)$$

или

$$f(u_{i+1}) = \frac{2}{\sqrt{2\pi} \sigma_\varphi \xi_{i+1} \sqrt{1 - \frac{[W_1(u_{i+1})]^2}{\xi_i^2}} \sqrt{1 - \frac{u_{i+1}^2}{\xi_{i+1}^2}}} \times \left| \cos\left(\arcsin \frac{u_{i+1}}{\xi_{i+1}} - \psi_{i+1} + \psi_i\right) \right| \times \exp\left[-\frac{(\psi_{i+1}^* - m_{\varphi^*_{i+1(1,2)}})^2}{2\sigma_\varphi^2}\right], \quad (10)$$

где

$$W_1(u_{i+1}) = \xi_i \sin\left(\arcsin \frac{u_{i+1}}{\xi_{i+1}} - \psi_{i+1} + \psi_i\right).$$

Для моментов времени $t_{i+2} = t_{i+1} + \Delta t$ и $t_{i+3} = t_{i+2} + \Delta t$ имеем:

$$f(u_{i+2}) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(u_i, u_{i+1}, u_{i+2}) du_i du_{i+1} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(u_i) f(u_{i+1}/u_i) f(u_{i+2}/u_{i+1}) du_i du_{i+1} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(u_i) \delta(u_{i+1} - \eta_i) \delta(u_{i+2} - \eta_{i+1}) du_i du_{i+1}; \quad (11)$$

$$f(u_{i+3}) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(u_i, u_{i+1}, u_{i+2}, u_{i+3}) du_i du_{i+1} du_{i+2} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(u_i) f(u_{i+1}/u_i) f(u_{i+2}/u_{i+1}) \times f(u_{i+3}/u_{i+2}) du_i du_{i+1} du_{i+2} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(u_i) \delta(u_{i+1} - \eta_i) \delta(u_{i+2} - \eta_{i+1}) \delta(u_{i+3} - \eta_{i+2}) du_i du_{i+1} du_{i+2}. \quad (12)$$

Здесь

$$\eta_i = \xi_i \sin\left(\arcsin \frac{u_{i+1}}{\xi_{i+1}} - \psi_{i+1} + \psi_i\right);$$

$$\eta_{i+1} = \xi_{i+1} \sin\left(\arcsin \frac{u_{i+2}}{\xi_{i+2}} - \psi_{i+2} + \psi_{i+1}\right);$$

$$\eta_{i+2} = \xi_{i+2} \sin\left(\arcsin \frac{u_{i+3}}{\xi_{i+3}} - \psi_{i+3} + \psi_{i+2}\right).$$

Индуктивным методом можно получить выражение для функции распределения в момент времени $t_n = t_{n-1} + \Delta t$:

$$f(u_n) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} (n-1) \dots \int_{-\infty}^{\infty} f(u_1, u_2, u_3, \dots, u_n) \times du_1 du_2 du_3 \dots du_{n-1} = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} (n-1) \dots \int_{-\infty}^{\infty} f(u_1) f(u_2/u_1) f(u_3/u_2) \dots f(u_n/u_{n-1}) du_1 du_2 du_3 \dots du_{n-1} = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} (n-1) \dots \int_{-\infty}^{\infty} f(u_1) \delta(u_2 - \eta_1) \delta(u_3 - \eta_2) \dots \delta(u_n - \eta_{n-1}) du_1 du_2 du_3 \dots du_{n-1}. \quad (13)$$

Учитывая свойства δ -функций, можно написать

$$f(u_n) = f(u_1) \left| \frac{\partial W_1(u_2)}{\partial u_2} \right| \left| \frac{\partial W_2(u_3)}{\partial u_3} \right| \dots \left| \frac{\partial W_{n-1}(u_n)}{\partial u_n} \right|. \quad (14)$$

С учетом (5) и (11) для функции распределения в момент времени t_{i+2} получим:

$$f(u_{i+2}) = \frac{2}{\sqrt{2\pi} \sigma_\varphi \xi_{i+2} \sqrt{1 - \frac{[W_1(u_{i+2})]^2}{\xi_i^2}}} \times \frac{2}{\sqrt{1 - \frac{[W_2(u_{i+2})]^2}{\xi_{i+1}^2}} \sqrt{1 - \frac{u_{i+2}^2}{\xi_{i+2}^2}}} \times$$

$$\begin{aligned} & \times \left| \cos \left[\arcsin \frac{W_2(u_{i+2})}{\xi_{i+1}} - \psi_{i+1} + \psi_i \right] \right| \times \\ & \times \left| \cos \left[\arcsin \frac{u_{i+2}}{\xi_{i+2}} - \psi_{i+2} + \psi_{i+1} \right] \right| \times \\ & \times \exp \left[-\frac{\psi_{i+2}^* - m_{\psi_{i+2}(1,2)}^*}{2\sigma_\psi^2} \right]. \end{aligned} \quad (15)$$

Выражения для функции распределения в начальном и последующих моментах времени будут иметь вид:

$$\begin{aligned} f(u_1, t_1) &= \frac{2}{\sqrt{2\pi} \sigma_\psi \xi_1} \sqrt{1 - \frac{u_1^2}{\xi_1^2}} \times \\ & \times \exp \left[-\frac{(\psi_1^* - m_{\psi_1(1,2)}^*)^2}{2\sigma_\psi^2} \right]; \quad (16) \\ f(u_n, t_n) &= \\ &= \prod_{k=2}^n \frac{2\xi_{k-1}}{\sqrt{2\pi} \sigma_\psi \xi_1 \xi_k} \sqrt{1 - \frac{[W_{k-1}(u_n)]^2}{\xi_{k-1}^2}} \sqrt{1 - \frac{u_n^2}{\xi_n^2}} \times \\ & \times \left| \cos \left[\arcsin \frac{W_k(u_n)}{\xi_k} - \psi_k + \psi_{k-1} \right] \right| \times \\ & \times \exp \left[-\frac{(\psi_n^* - m_{\psi_n(1,2)}^*)^2}{2\sigma_\psi^2} \right]. \end{aligned} \quad (17)$$

Выражения (16) и (17) дают возможность получить пространственную функцию распределения (так как по принятым условиям $\varphi^*_1(t)$ и $\varphi^*_2(t)$ достаточно гладкие функции, то вероятность скачкообразного изменения функции распределения в промежутке времени Δt мала), которая несет в себе всю информацию о случайном процессе.

Для учета смещения функции распределения по оси u_n (вызванного изменением $\psi(t)$) следует действовать следующим образом: поскольку на всех осях u_n угол изменяется от 0 до 360° , то каждая ось разделяется на равные части и определяются точки, в которых напряжение имеет свой отрицательный и положительный максимумы. Середина этого отрезка будет соответствовать нулевому значению напряжения. Далее отрезок между нулем и максимумами делится на равные части и принимается масштаб по напряжению с дальнейшим построением функции распределения напряжения в определенный момент времени. В начале каждой оси значение напряжения определяется выражением:

$$u_n|_{\varphi=0} = \xi_n \sin \psi_n.$$

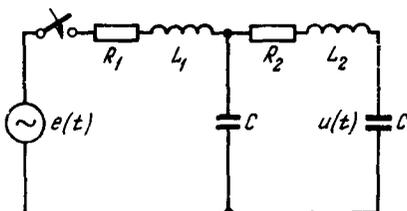


Рис. 1.

Несколько слов относительно выбора начального момента времени. Лучше всего это время принять равным или близким нулю, так как при этом по математическому ожиданию (если $f_{\max}(\varphi)$ является осью симметрии) или по моде можно определить наиболее вероятное значение начального u . Кроме этого, по условию функции $\varphi^*_1(t)$ и $\varphi^*_2(t)$ включают в себя апериодические составляющие, которые могут быстро затухать с течением времени t , и тем самым выбор относительно большого времени может привести к неучету составляющих. При этом невозможно установить вероятность появления больших коммутационных перенапряжений.

Если исходить из допущений, что

$$\varphi^*_1(t)|_{t=0} = \xi(t)|_{t=0} \neq 0, \quad \varphi^*_2(t)|_{t=0} = 0,$$

то

$$u(t)|_{t=0} = \xi(t)|_{t=0} \sin \varphi$$

или

$$u_0 = \xi_0 \sin \varphi. \quad (18)$$

Воспользовавшись (5) и (18), можно построить функцию распределения $f(u_0)$, однако при этом надо учесть, что для каждого значения u_0 соответствующие функции распределения следует разделить на два, так как через каждую точку плоскости проходит две реализации рассматриваемого процесса.

В качестве примера рассмотрим процесс включения однофазной двухчастотной схемы (рис. 1) в предположении равномерного распределения угла включения, т. е.

$$f(\varphi) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} & \text{при } 0 \leq \varphi \leq 2\pi; \\ 0 & \text{при } \varphi < 0 \text{ и } \varphi > 2\pi. \end{cases}$$

Для этого случая выражения (16) и (17) примут вид:

$$\begin{aligned} f(u_1, t_1) &= \frac{1}{\pi \xi_1} \sqrt{1 - \frac{u_1^2}{\xi_1^2}}; \quad (19) \\ f(u_n, t_n) &= \\ &= \prod_{k=2}^n \frac{\xi_{k-1}}{\pi \xi_1 \xi_k} \sqrt{1 - \frac{[W_{k-1}(u_n)]^2}{\xi_{k-1}^2}} \sqrt{1 - \frac{u_n^2}{\xi_n^2}} \times \\ & \times |\cos [\arcsin W_k(u_n)/\xi_k - \psi_k + \psi_{k-1}]|. \end{aligned} \quad (20)$$

В предположении о независимости собственных частот колебаний от активных сопротивлений R_1 и R_2 выражение для напряжения $u_c(t)$ при включении может быть записано в виде [Л. 4]:

$$\begin{aligned} u_c(t) &= A \cos(\omega t + \varphi) + B e^{-\delta_1 t} \cos \varphi \cos \beta_1 t + \\ & + C e^{-\delta_1 t} \sin \varphi \sin \beta_1 t + D e^{-\delta_2 t} \cos \varphi \cos \beta_2 t + \\ & + E e^{-\delta_2 t} \sin \varphi \sin \beta_2 t, \end{aligned} \quad (21)$$

где

$$\begin{aligned} A &= U_m \frac{\beta_1^2}{\omega^2} \frac{\beta_2^2}{\omega^2} \frac{1}{\left(\frac{\beta_1^2}{\omega^2} - 1\right) \left(\frac{\beta_2^2}{\omega^2} - 1\right)}; \\ B &= -U_m \frac{\beta_1^2}{\omega^2} \frac{\beta_2^2}{\omega^2} \frac{1}{\left(\frac{\beta_1^2}{\omega^2} - 1\right) \left(\frac{\beta_2^2}{\omega^2} - \frac{\beta_1^2}{\omega^2}\right)}; \end{aligned}$$

$$C = U_m \frac{\beta_1}{\omega} \frac{\beta_2^2}{\omega^2} \frac{1}{\left(\frac{\beta_1^2}{\omega^2} - 1\right) \left(\frac{\beta_2^2}{\omega^2} - \frac{\beta_1^2}{\omega^2}\right)};$$

$$D = -U_m \frac{\beta_2^2}{\omega^2} \frac{\beta_1}{\omega^2} \frac{1}{\left(\frac{\beta_2^2}{\omega^2} - 1\right) \left(\frac{\beta_1^2}{\omega^2} - \frac{\beta_2^2}{\omega^2}\right)};$$

$$E = U_m \frac{\beta_2}{\omega} \frac{\beta_1^2}{\omega^2} \frac{1}{\left(\frac{\beta_2^2}{\omega^2} - 1\right) \left(\frac{\beta_1^2}{\omega^2} - \frac{\beta_2^2}{\omega^2}\right)};$$

β_1, β_2 — собственные частоты; δ_1, δ_2 — коэффициенты затухания соответствующих контуров.

Подставив в выражение для $u_c(t)$ вместо текущего значения t определенный момент времени t_i , получим зависимость для этого момента времени величины напряжения от угла включения:

$$u_i = u_c(t_i) = A \cos(\omega t_i + \varphi) + B e^{-\delta_1 t_i} \cos \varphi \cos \beta_1 t_i + C e^{-\delta_1 t_i} \sin \varphi \sin \beta_1 t_i + D e^{-\delta_2 t_i} \cos \varphi \cos \beta_2 t_i + E e^{-\delta_2 t_i} \sin \varphi \sin \beta_2 t_i. \quad (22)$$

После преобразования последнее выражение можно привести к виду:

$$u_i = \varphi^*_{1i} \sin \varphi + \varphi^*_{2i} \cos \varphi. \quad (23)$$

Здесь

$$\varphi^*_{1i} = -A \sin \omega t_i + C e^{-\delta_1 t_i} \sin \beta_1 t_i + E e^{-\delta_2 t_i} \sin \beta_2 t_i;$$

$$\varphi^*_{2i} = A \cos \omega t_i + B e^{-\delta_1 t_i} \cos \beta_1 t_i + D e^{-\delta_2 t_i} \cos \beta_2 t_i.$$

Запишем выражение (23) в виде (2):

$$u_i = \xi_i \sin(\varphi + \psi_i).$$

В дальнейшем, действуя по предложенной в работе методике и используя выражения (19) и (20), можно найти вероятностное распределение напряжения в различные моменты времени.

Результаты расчетов, проведенных на ЦВМ при $U_m = 1$ и для параметров $\delta_1 = 50, \delta_2 = 50, \beta_1 = 3\omega, \beta_2 = 14\omega$, приведены на рис. 2 и 3.

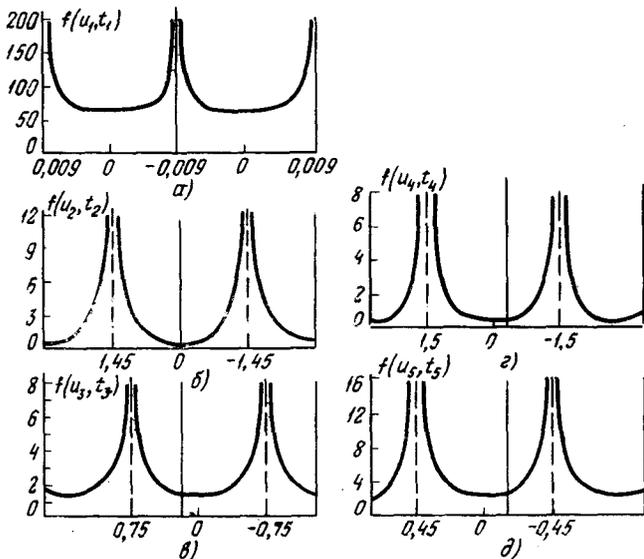


Рис. 2.

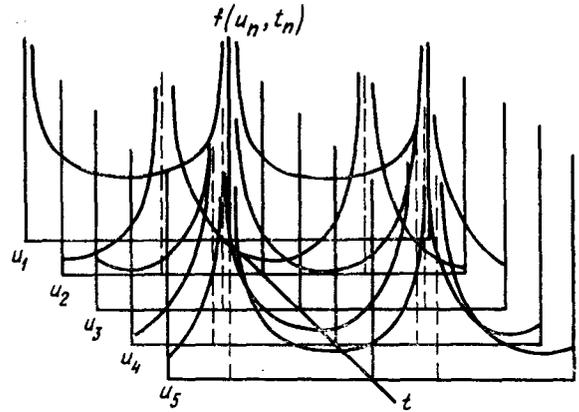


Рис. 3.

На рис. 2,а построена кривая плотности распределения напряжения в момент времени $t = 0_+$.

Можно показать, что площадь, огибаемая кривыми $f(u_1, t_1)$ и $f(u_n, t_n)$, равна единице. В частности, для первого момента времени имеем:

$$\int_{-\xi_1}^{\xi_1} f(u_1, t_1) du_1 = \int_{-\xi_1}^{\xi_1} \frac{1}{\pi \xi_1 \sqrt{1 - \frac{u_1^2}{\xi_1^2}}} du_1 = 1.$$

Можно также показать, что, несмотря на разрыв плотности распределения в точках $u_1 = \pm \xi_1$, процесс остается непрерывным. Действительно,

$$\lim_{\varepsilon \rightarrow 0} P(\xi_1 - \varepsilon \leq u_1 \leq \xi_1 + \varepsilon) = \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \int_{\xi_1 - \varepsilon}^{\xi_1 + \varepsilon} f(u_1, t_1) du_1 = 0.$$

На рис. 2,б—д приведены кривые плотности распределения соответственно в моменты времени $t_2 = 0,005$ сек, $t_3 = 0,01$ сек, $t_4 = 0,015$ сек, $t_5 = 0,02$ сек.

На рис. 3 показан (в различных масштабах по оси плотности вероятности) общий вид пространственной функции распределения.

Вывод. Рассмотренный метод может быть использован при построении кривой плотности вероятности максимума максиморум и при определении плотности распределения длительностей выбросов нестационарных квазидетерминированных случайных процессов.

С помощью этого метода можно рассчитывать величины возникающих в линиях электропередачи перенапряжений при различных законах распределения угла включения коммутирующей аппаратуры на подстанциях.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Артемьев Д. Е., Тиходеев Н. Н., Шур С. С. Статистические основы выбора изоляции линий электропередачи. М.—Л., «Энергия», 1965.
2. Б. Р. Левин. Теоретические основы статистической радиотехники. М., «Советское радио», 1969.
3. Пугачев В. С. Теория случайных функций. М., Физматгиз, 1960.
4. Беляков Н. Н., Магазинер Л. С., Шлейфман М. Б. Об одном методе построения функции распределения амплитуды переходного процесса при коммутации.— «Труды ВНИИЭ», вып. XXXVI. М., «Энергия», 1969.

Тяговая характеристика, обеспечивающая наименьшее время срабатывания электромагнитного механизма

В. И. БАСКАЕВ, А. В. БОГОЛЮБОВ, В. С. САДОВСКИЙ, Г. М. СТАРОВЕРОВ

Москва

Двухпозиционные электромагнитные механизмы (реле, электромагниты, электрозолотники, печатающие устройства на выходе ЦВМ и т. д.) имеют самый разнообразный вид тяговой характеристики. Тяговая характеристика, т. е. зависимость усилия в механизме от положения подвижной части магнитопровода, зависит прежде всего от конструкции магнитной системы механизма, а также от режима питания обмотки.

Практика применения двухпозиционных электромагнитных механизмов постоянно требует уменьшения времени их срабатывания, т. е. повышения быстродействия. В основном время срабатывания механизма определяется тяговой характеристикой, однако неизвестно, какой ее вид обеспечивает наименьшее время срабатывания. Пусть эта искомая тяговая характеристика называется оптимальной. Так как при срабатывании электромагнитного механизма совершается определенная механическая работа, то задачу определения оптимальной тяговой характеристики можно сформулировать следующим образом.

Каково должно быть распределение силы тяги по пути движения якоря, чтобы время срабатывания механизма было наименьшим при неизменной энергии на срабатывание?

В электромагнитных механизмах тяговое усилие F при срабатывании является функцией положения якоря x_1 и времени t :

$$F = F[x_1(t)].$$

Тяговое усилие любого механизма является конечным, т. е. всегда существует такое F_0 , что

$$0 < F[x_1(t)] < F_0.$$

Пусть масса подвижных частей электромагнитного механизма m , а положение якоря относительно неподвижного магнитопровода $x_1(t)$. Кроме тяговой силы F пусть на подвижные массы вместе с якорем действуют следующие силы сопротивления: F_c — постоянная сила сопротивления, сила сухого трения (статическая нагрузка); $h \frac{dx_1}{dt}$ — сила вязкого трения (h — коэффициент демпфирования).

Сила сухого трения F_0 действует при ненулевой скорости, т. е.

$$F_c = |F_c| \operatorname{sign} \left(\frac{dx_1}{dt} \right).$$

При установленных условиях задача определения оптимальной тяговой характеристики сводится к определению такой силы $F = F(x_1)$, которая при указанных силах сопротивления может за наименьшее время переместить массу m на расстояние l .

Для выявления оптимальной тяговой характеристики использовался принцип максимума теории оптимальных быстродействий. Обозначим через $x_2(t)$ скорость подвижных частей в момент времени t .

Применяя терминологию теории оптимальных быстродействий, будем считать $x_1(t)$ и $x_2(t)$ фазовыми координатами материальной точки с массой m . Движение точки описывается системой:

$$\begin{aligned} \frac{dx_1}{dt} &= x_2(t); \\ \frac{dx_2}{dt} &= \frac{1}{m} \{F[x_1(t)] - hx_2 - F_c\}. \end{aligned}$$

В дальнейшем $F[x_1(t)]$ для простоты обозначим через F . Начальные условия

$$x_1|_{t=0} = x_2|_{t=0} = 0.$$

Задана работа A , совершаемая тяговой силой F при перемещении массы m на расстояние l :

$$A = \int_0^l F dx_1 = \int_0^T F(t) x_2(t) dt,$$

где T — время перемещения массы m на расстояние l .

Введем дополнительную фазовую координату y , определяемую уравнением:

$$\frac{dy}{dt} = Fx_2(t)$$

при начальном условии $y|_{t=0} = 0$.

Очевидно, $y(t)$ — есть работа, совершенная к моменту времени t , и

$$y(T) = \int_0^T Fx_2(t) dt = A.$$

Применительно к теории оптимальных быстродействий задачу определения оптимальной тяговой характеристики можно сформулировать в следующем виде.

Перевести систему

$$\left. \begin{aligned} \frac{dx_1}{dt} &= x_2; \\ \frac{dx_2}{dt} &= \frac{1}{m} (F - hx_2 - F_c); \\ \frac{dy}{dt} &= Fx_2 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

из состояния $x_1 = x_2 = y = 0$ на прямую $x_1 = l$, $y = A$ в пространстве переменных x_1 , x_2 , y за минимальное время.

Для применения принципа максимума вводятся сопряженные координаты $\psi_1(t)$, $\psi_2(t)$, $\psi_3(t)$ и функция

$$\begin{aligned} H(\psi_1, \psi_2, \psi_3, x_1, x_2, y, F) &= \psi_1 \frac{dx_1}{dt} + \\ &+ \psi_2 \frac{dx_2}{dt} + \psi_3 \frac{dy}{dt} = \psi_1 x_2 + \\ &+ \psi_2 \frac{1}{m} (F - hx_2 - F_c) + \psi_3 x_2 F. \end{aligned}$$

Функции $\psi_1(t)$, $\psi_2(t)$, $\psi_3(t)$ подчиняются сопряженной системе уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\psi_1}{dt} &= -\frac{\partial H}{\partial x_1} = 0; \\ \frac{d\psi_2}{dt} &= -\frac{\partial H}{\partial x_2} = -\psi_1 + \frac{h}{m}\psi_2 - \psi_3 F; \\ \frac{d\psi_3}{dt} &= -\frac{\partial H}{\partial y} = 0. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Согласно принципу максимума оптимальная по быстродействию тяговая сила $F(t)$ реализует максимум функции H в области $0 \leq F \leq F_0$ для каждого момента времени t . Так как H является линейной функцией от F , т. е.

$$H = \psi_1 x_2 - \frac{h}{m} \psi_2 x_2 - \frac{F_c}{m} \psi_2 + \left(\frac{1}{m} \psi_2 + \psi_3 x_2 \right) F,$$

то максимум H по F в области $0 \leq F \leq F_0$ достигается при

$$F = F_0 \chi \left(\frac{1}{m} \psi_2 + \psi_3 x_2 \right) = F_0 \chi (\psi_2 + m \psi_3 x_2). \quad (2a)$$

Последнее равенство имеет место, так как умножение аргумента под знаком единичной функции на положительное число не меняет функции. В равенстве (2a) $\chi(\xi)$ — единичная функция

$$\chi(\xi) = \begin{cases} 1, & \text{если } \xi \geq 0; \\ 0, & \text{если } \xi < 0. \end{cases}$$

Таким образом, оптимальное F принимает лишь два значения: F_0 и 0; ясно, что в начальный момент должно быть $F = F_0$.

Затем в некоторый момент времени сила становится равной нулю. Покажем, что такой момент наступает всего один раз за все время движения, т. е. для обеспечения оптимального по быстродействию случая необходимо приложить силу однократно.

Для доказательства достаточно показать, что аргумент под знаком функции χ может обратиться в нуль при $0 \leq t \leq T$ только один раз.

Из системы (2) следует, что $\psi_1 = \lambda_1 = \text{const}$. Так как функции ψ_1 , ψ_2 , ψ_3 определяются с точностью до произвольного множителя, то можно положить $\psi_1 = 1$. Далее, из той же системы $\psi_3 = \lambda = \text{const}$. Выпишем теперь уравнения для x_2 и ψ_2 , подставив в них полученное значения для F ,

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_2}{dt} &= -1 + \frac{h}{m} \psi_2 - \lambda F_0 \chi (\psi_2 + m \lambda x_2); \\ \frac{dx_2}{dt} &= \frac{F_0}{m} \chi (\psi_2 + m \lambda x_2) - \frac{h}{m} x_2 - \frac{F_c}{m}. \end{aligned}$$

Умножая второе уравнение на λm , складывая и вычитая его из первого и обозначая: $\psi_2 + \lambda m x_2 = \Phi$, получаем новую систему.

Исключим теперь из этой системы функцию Φ . Для этого проинтегрируем первое уравнение и подставим в него выражение $d\Phi/dt$ из второго. Получим нелинейное уравнение для функции Φ , определяющей оптимальную силу $F = F_0 \chi(\Phi)$:

$$\frac{d^2 \Phi}{dt^2} + \frac{2\lambda F_0}{m^2} \chi(\Phi) - \frac{h^2}{m^2} \Phi + \frac{h}{m} (1 - \lambda F_c) = 0. \quad (3)$$

Так как $F|_{t=0} = F_0$, то $\Phi(0) \geq 0$, что следует из выражения $F = F_0 \chi(\Phi)$. Покажем, что решение (3)

с начальным условием $\Phi(0) \geq 0$ может в дальнейшем обратиться в нуль только один раз, откуда будет следовать, что оптимальная сила F имеет не более одного переключения. Пусть t_1 — первый положительный корень уравнения (3). При $t > t_1$ значение $\Phi(t)$ становится отрицательным (естественно, предполагается, что $A < F_0 l$, так как при $A = F_0 l$ совершить работу A можно лишь в том случае, если действует максимальная сила F_0 на всем пути, а при $A > F_0 l$ совершить работу A силой F_0 на пути l вообще невозможно, иначе бы не было переключения силы). Следовательно, $\frac{d\Phi}{dt}|_{t=t_1} \leq 0$.

При $t > t_1$ уравнение (3) принимает вид:

$$\frac{d^2 \Phi}{dt^2} - \frac{h^2}{m^2} \Phi + \gamma = 0, \quad \text{где } \gamma = \frac{h}{m} (1 - \lambda F_c). \quad (4)$$

Из-за автономности уравнения момент t_1 можно для простоты перенести в начало $t=0$, тогда получим следующие начальные условия:

$$\Phi|_{t=0} = 0, \quad \frac{d\Phi}{dt}|_{t=0} = \alpha \leq 0.$$

Решение уравнения (4):

$$\Phi(t) = c_1 e^{\frac{h}{m} t} + c_2 e^{-\frac{h}{m} t} + \gamma \frac{m^2}{h^2}.$$

Константы c_1 и c_2 определяются из начальных условий. Окончательно

$$\begin{aligned} \Phi(t) &= \alpha \frac{m}{h} \text{sh} \left(\frac{h}{m} t \right) - \gamma \frac{m^2}{h^2} \times \\ &\times \text{ch} \left(\frac{h}{m} t \right) + \gamma \frac{m^2}{h^2}. \end{aligned}$$

Так как $\alpha \leq 0$ и $-\gamma \frac{m^2}{h^2} [\text{ch} \left(\frac{h}{m} t \right) - 1] \leq 0$, то при $t > 0$, т. е. при $t > t_1$ в прежних координатах по времени, функция Φ отрицательна, откуда следует, что при $t > t_1$ переключения отсутствуют.

Для момента переключения t_1 из условия:

$$\int_0^{t_1} F_0 x_2(t) dt = A$$

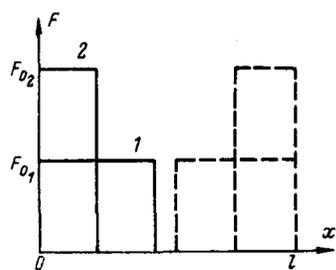
можно получить трансцендентное уравнение и решить его численно.

В координате x_1 координата выключения $x_{\text{выкл}}$ находится из условия:

$$x_{\text{выкл}} F_0 = A, \quad \text{откуда } x_{\text{выкл}} = \frac{A}{F_0}.$$

Таким образом, оптимальная тяговая сила определяется следующим образом. При $0 \leq x_1 \leq \frac{A}{F_0}$ включается максимальная сила F_0 . В момент, когда $x_1 = A/F_0$, сила выключается, и дальнейшее движение происходит под действием тормозящих сил $h \frac{dx_1}{dt}$ и F_c смешанного трения.

Вид оптимальных тяговых характеристик изображен на рисунке. Принято, что начало координат соответствует началу хода якоря. Пунктиром изображены те же тяговые характеристики в момент, когда начало координат соответствует окончанию



хода якоря, т. е. его принятому положению. Характеристики 1 соответствуют тяговой силе $F_{01} = F_{02}/2$, т. е. вдвое меньшей, чем тяговая сила характеристики 2. И хотя по формуле обе характеристики относятся к идеальным, с точки зрения быстрого-

действия механизм с характеристикой 2 предпочтительнее, так как при той же самой работе обеспечивает меньшее время срабатывания. Таким образом, для получения наименьшего времени срабатывания при заданной работе целесообразно обеспечивать возможно большие усилия в механизме, пусть даже на короткий промежуток времени.

В случае, если силами сопротивления можно пренебречь, легко получить выражение для времени движения при оптимальной тяговой характеристике.

В этом случае момент выключения силы определяется из условия:

$$\int_0^{t_1} F_0 x_2(t) dt = A.$$

Так как

$$x_2(t) = \frac{F_0}{m} t,$$

то

$$\int_0^{t_1} F_0 x_2(t) dt = \frac{F_0^2}{m} \int_0^{t_1} t dt = \frac{F_0^2 t_1^2}{2m} = A,$$

откуда

$$t_1 = \frac{\sqrt{2Am}}{F_0};$$

скорость в момент t_1

$$x_2|_{t=t_1} = \sqrt{\frac{2A}{m}}.$$

Расстояние, пройденное к моменту t_1 ,

$$x_1|_{t=t_1} = \frac{F_0}{2m} t_1^2 = \frac{A}{F_0}.$$

◇ ◇ ◇

Оценка надежности электровозов по характеристикам внезапных отказов

Доктор техн. наук И. П. ИСАЕВ, инж. В. И. СЕДОВ

Москва

Организация системы обслуживания и ремонта электровозов является одним из важных условий поддержания требуемого уровня их надежности в эксплуатации. В настоящее время большинство работ, известных в этой области, посвящено вопросам совершенствования и оптимизации систем только планового обслуживания и ремонта электровозов. Однако опыт показывает, что существенное

При отсутствии сил сопротивления дальнейшее движение происходит со скоростью $\sqrt{\frac{2A}{m}}$, поэтому оставшийся путь проходит за время:

$$T - t_1 = \frac{l - \frac{A}{F_0}}{\sqrt{\frac{2A}{m}}} = l \sqrt{\frac{m}{2A}} - \frac{1}{F_0} \sqrt{\frac{Am}{2}}.$$

Следовательно, общее время движения

$$\begin{aligned} T &= l \sqrt{\frac{m}{2A}} - \frac{1}{F_0} \sqrt{\frac{Am}{2}} + \frac{\sqrt{2Am}}{F_0} = \\ &= l \sqrt{\frac{m}{2A}} + \frac{1}{F_0} \sqrt{\frac{Am}{2}}. \end{aligned}$$

Из этого выражения видно, что из двух механизмов, работающих в оптимальном режиме и имеющих одинаковые параметры l , m и A , следует предпочесть тот, который имеет большее максимальное тяговое усилие F_0 .

Конечно, в реальных электромагнитных аппаратах невозможно реализовать тяговые характеристики (см. рисунок), однако их можно рассматривать как предельные идеальные зависимости, к которым нужно стремиться для получения наименьшего времени срабатывания механизма.

В заключение следует отметить, что для получения возможно меньшего времени срабатывания двухпозиционных электромагнитных механизмов нужно стремиться к тому, чтобы:

усилие появилось возможно быстрее после включения механизма (отсутствовало запаздывание);

фронт нарастания усилия был возможно круче;

усилие в первоначальный момент, т. е. в начале хода, было как можно больше.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Витенберг М. И. Расчет электромагнитных реле. М.—Л., «Энергия», 1966, 723 с.
2. Тер-Акопов А. К. Динамика быстродействующих электромагнитов. М., «Энергия», 1965, 167 с.
3. Гомельский Ю. С. Электрические элементы электрогидравлических устройств автоматики. М., «Энергия», 1968, 144 с.
4. Понрягин Л. С., Болтянский Е. Ф., Гамкрелидзе Р. В., Мищенко Е. Ф. Математическая теория оптимальных процессов. М., «Наука», 1969, 384 с.

[5.10.1972]

УДК 621.335.2.004.6

влияние на обеспечение надежности электровозов оказывают организация и качество их восстановления после внезапных отказов, т. е. система внеплановых ремонтов.

Настоящая статья посвящена методике оценки эффективности различных систем организации внеплановых ремонтов электровозов при условии, что нет очереди их в ремонтном пункте.

На основании положений теории массового обслуживания можно показать, что система внепланового ремонта представляет собой случайный процесс, характеристики которого зависят от потока заявок на обслуживание и закона распределения времени обслуживания. Поэтому для оценки эффективности той или иной системы обслуживания, предназначенной для восстановления электровозов после внезапных отказов, нужно, прежде всего, установить характеристики потока отказов и закона распределения времени устранения последствий этих отказов.

В большинстве опубликованных работ по надежности электроподвижного состава (ЭПС) принимается исходя из асимптотических свойств потоков отказов сложных устройств [Л. 1] и физической природы внезапных отказов поток внезапных отказов $N(t)$ пуассоновским. Однако, как показывает анализ эксплуатационных данных, такое допущение только частично характеризует поток отказов электровозов. Как пример на рис. 1 представлено распределение отказов (в процентах к их годовому числу) узлов 90 электровозов переменного тока ВЛ60^к (депо Горький-Сортировочный). Из рис. 1 можно заключить, что часть узлов электровозов (группа Б) действительно имеет поток $N_1(t)$, который как сумму большого числа редких потоков отказов можно принять пуассоновским; другая же часть узлов электровоза (группа А) имеет ту особенность, что потоки отказов этих узлов $N_2(t)$, $N_3(t)$ имеют интенсивности, сравнимые с интенсивностью общего потока внезапных отказов электровозов. В такой постановке задачи общий поток отказов $N(t)$ можно представить в виде суммы составляющих потоков $N_1(t)$, $N_2(t)$, $N_3(t)$, ...

При описании этих составляющих общего потока следует учитывать, что в зависимости от качества работы обслуживающего персонала, соблюдения им технологической дисциплины, наличия оснастки на ремонтном пункте и т. п. существует некоторая вероятность того, что при восстановлении отказавших узлов будет допущен дефект или дефект, возникший в процессе работы электровоза, не будет обнаружен. Естественно предположить, что эта вероятность для группы А узлов электровоза (рис. 1) выше, чем в группе Б, так как узлы группы А восстанавливаются чаще, чем узлы группы Б.

Дефекты узлов электровозов вызывают в эксплуатации приработочные отказы, интенсивность которых отличается от интенсивности неприработочных отказов тех же узлов, входящих в группу А. Гистограмму распределения времени между отказами в потоках $N_2(t)$, $N_3(t)$, ..., построенную на основании данных эксплуатации 90 электровозов той же серии за 1969—1970 гг., оказалось возможным выровнять с помощью суперпозиции экспоненциальных законов, имеющей плотность распределения вида

$$f(t) = \alpha \lambda_1 e^{-\lambda_1 t} + (1 - \alpha) \lambda_2 e^{-\lambda_2 t}, \quad (1)$$

где α — вероятность появления приработочного отказа; λ_1 — интенсивность приработочных отказов; λ_2 — интенсивность неприработочных отказов.

Установлено, что пуассоновский поток $N_1(t)$ имеет экспоненциальное распределение времени



Рис. 1.

между отказами с плотностью $f(t) = \lambda e^{-\lambda t}$, а потоки $N_2(t)$, $N_3(t)$, ... имеют гиперэкспоненциальное распределение времени между отказами с плотностью (1) и образуют гиперпуассоновские потоки [Л. 3].

Каждый из составляющих потоков $N_1(t)$, $N_2(t)$, $N_3(t)$, ... можно выделить из общего потока путем так называемого «просеивания», смысл которого состоит в том, что по данным эксплуатации на «кось времени» из общего потока отказов наносят моменты отказов исследуемого узла электровозов, входящего в группу А, и находят параметры распределения (например, по плану $\{N, R, T\}$); оставшиеся отказы узлов группы Б рассматривают как относящиеся к потоку $N_1(t)$.

Предполагаемый закон распределения времени восстановления узлов электровоза группы Б был установлен на основании анализа гистограммы, полученной по данным эксплуатации и выровненной с помощью гиперэкспоненциального закона с плотностью

$$f(t) = \alpha \mu_1 e^{-\mu_1 t} + (1 - \alpha) \mu_2 e^{-\mu_2 t}, \quad (2)$$

где $(1 - \alpha)$ — вероятность увеличения простоя при ремонте, обусловленная низким качеством обслуживания; μ_1 , μ_2 — параметры, характеризующие интенсивности восстановления различных узлов электровозов (группа Б).

Такое распределение оправдывается разнообразием узлов группы Б, при восстановлении которых с вероятностью $(1 - \alpha)$ происходит увеличение простоя против обычного по причинам, например, отсутствия запасных частей, стойкой для ремонта или других организационных неувязок. Время восстановления узлов группы А, для которых влияние системы обслуживания обычно незначительно, вследствие отлаженного процесса восстановления, оказалось возможным описать экспоненциальным законом с плотностью

$$f(t) = \mu e^{-\mu t}. \quad (3)$$

Представляя таким образом процесс внеплановых ремонтов как ликвидацию последствий каждой из составляющих потока отказов электровозов, его можно рассматривать при отсутствии очереди как отдельные системы массового обслуживания; применительно к каждой из них определить показатели, характеризующие их эффективность и в первую очередь такие, как коэффициент готовности k_r и коэффициент простоя k_n .

В соответствии со сказанным рассмотрим сначала определение коэффициентов k_r и k_n применитель-



Рис. 2.

но к системе внепланового ремонта, имеющей пуассоновский поток требований на ремонт $N_1(t)$ с гиперэкспоненциальным законом времени восстановления (3). Поскольку процесс перехода системы из одного состояния в другое уже не является марковским, так как распределение (3) — неэкспоненциальное, в данной работе для решения задачи использован метод распределения системы обслуживания на фазы, предложенной Р. Морзом [Л. 3]. Система обслуживания условно подразделяется на две фазы: μ_1 и μ_2 , схематично показанные на рис. 2, который означает, что если отказавший электровоз с вероятностью α восстанавливается в среднем за время $1/\mu_1$ в фазе μ_1 , то вся система обслуживания считается занятой и другой электровоз обслуживаться не может. Подобным образом с вероятностью $(1-\alpha)$ отказавший электровоз проходит фазу μ_2 . При этом имеет место составной марковский случайный процесс $[N(t), L(t)]$, где $N(t)$ — число электровозов, находящихся в ремонте в момент t , а $L(t)$ — номер фазы, в которой проходит восстановление очередной электровоз в этот же момент времени.

При отсутствии очереди система обслуживания, имеющая закон распределения с плотностью (3), может находиться в произвольный момент времени в одном из следующих состояний:

0 — электровозов в ремонте нет;

1 — электровоз находится в ремонте со средним простоем $1/\mu_1$;

2 — электровоз находится в ремонте со средним простоем $1/\mu_2$.

Каждый переход системы из состояния в состояние характеризуется своей вероятностью, для определения которой необходимо знать параметры законов распределения (2), (3) и вероятность α .

Запишем условные вероятности этих переходов системы с точностью до бесконечно малых второго порядка. Если в момент времени t система находится в состоянии 0, то в интервале времени $(t, t+\Delta t)$ она может перейти:

в состояние 1 с вероятностью

$$P_{01}(\Delta t) = \alpha(1 - e^{-\lambda\Delta t}) = \alpha\lambda\Delta t;$$

в состояние 2 с вероятностью

$$P_{02}(\Delta t) = (1-\alpha)\lambda\Delta t;$$

остаться в состоянии 0

$$P_{00}(\Delta t) = 1 - \lambda\Delta t.$$

Аналогично для остальных пар состояний

$$\begin{aligned} P_{10}(\Delta t) &= \mu_1\Delta t; & P_{20}(\Delta t) &= \mu_2\Delta t; \\ P_{11}(\Delta t) &= 1 - \mu_1\Delta t; & P_{22}(\Delta t) &= 1 - \mu_2\Delta t. \end{aligned}$$

Указанные вероятности образуют матрицу переходов:

$$\begin{matrix} & 0 & 1 & 2 \\ \begin{matrix} 0 \\ 1 \\ 2 \end{matrix} & \left\| \begin{array}{ccc} 1 - \lambda\Delta t; & \alpha\lambda\Delta t; & (1-\alpha)\lambda\Delta t; \\ \mu_1\Delta t; & 1 - \mu_1\Delta t; & 0 \\ \mu_2\Delta t; & 0 & 1 - \mu_2\Delta t; \end{array} \right\| \end{matrix} \quad (4)$$

Граф переходов, соответствующий матрице (4), показан на рис. 3. Если вероятность того, что в момент времени t система находится в i -м состоянии ($i=0, 1, 2$) равна $P_i(t)$, то распределение вероятностей состояний системы в момент времени описывается вектором

$$\bar{P}(t) = \|P_0(t), P_1(t), P_2(t)\|, \quad (5)$$

который связан с вектором $\bar{P}(t+\Delta t)$ уравнением Чэмпена — Колмогорова:

$$\bar{P}(t+\Delta t) = \bar{P}(t) P_{ik}(\Delta t), \quad (6)$$

где $P_{ik}(\Delta t)$ — квадратная стохастическая матрица. Подставляя матрицу (4) и вектор (5) в уравнение (6), получаем систему конечно-разностных уравнений, связывающую вероятности состояний рассматриваемой системы в моменты t и $(t+\Delta t)$:

$$\left. \begin{aligned} P_0(t+\Delta t) &= P_0(t)(1 - \lambda\Delta t) + P_1(t)\mu_1\Delta t + \\ &+ P_2(t)\mu_2\Delta t; \\ P_1(t+\Delta t) &= P_0(t)\alpha\lambda\Delta t + P_1(t)(1 - \mu_1\Delta t); \\ P_2(t+\Delta t) &= P_0(t)(1 - \alpha)\lambda\Delta t + P_2(t) \times \\ &\times (1 - \mu_2\Delta t). \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Перейдя к пределу при $\Delta t \rightarrow 0$, из (7) получим:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dP_0(t)}{dt} &= -\lambda P_0(t) + \mu_1 P_1(t) + \mu_2 P_2(t); \\ \frac{dP_1(t)}{dt} &= \alpha\lambda P_0(t) - \mu_1 P_1(t); \\ \frac{dP_2(t)}{dt} &= (1-\alpha)\lambda P_0(t) - \mu_2 P_2(t). \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Далее учтем тот факт, что при длительной эксплуатации доля времени, в течение которого система находится в каждом из возможных состояний, не зависит от начального состояния, т. е. наступает установившийся режим: $t \rightarrow \infty$. При этом система (8) преобразуется в систему алгебраических уравнений:

$$\begin{aligned} -\lambda P_0 + \mu_1 P_1 + \mu_2 P_2 &= 0; \\ \alpha\lambda P_0 - \mu_1 P_1 &= 0; \\ (1-\alpha)\lambda P_0 - \mu_2 P_2 &= 0, \end{aligned}$$

решив которую, найдем вероятности состояний системы обслуживания при отсутствии очереди в виде:

$$\left. \begin{aligned} P_0 &= \frac{1}{1 + \frac{\alpha\lambda}{\mu_1} + \frac{(1-\alpha)\lambda}{\mu_2}}; \\ P_1 &= \frac{\alpha\lambda}{\mu_1} P_0; & P_2 &= \frac{(1-\alpha)\lambda}{\mu_2} P_0. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Используем найденные вероятности для определения коэффициента простоя $k_{\text{п}}$, который показывает долю времени нахождения электровозов на восстановлении после отказов потока $N_1(t)$:

$$k_{\text{п}} = P_1 + P_2 = \frac{\varphi}{1 + \varphi}, \quad (10)$$

где

$$\varphi = \frac{\alpha\lambda}{\mu_1} + \frac{(1-\alpha)\lambda}{\mu_2}.$$

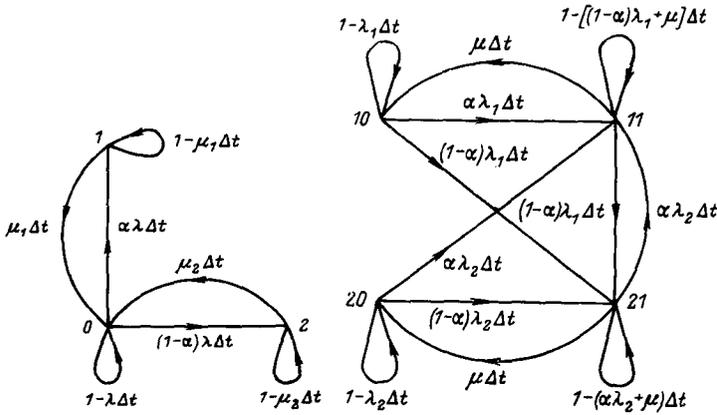


Рис. 3.

Рис. 4.

При этом оказывается возможным выделить часть коэффициента простоя $k'_{п}$, обусловленную неорганизованностью системы обслуживания при восстановлении внезапных отказов, а именно:

$$k'_{п} = \frac{(1-\alpha)\lambda}{\mu_2 \left[1 + \frac{\alpha\lambda}{\mu_1} + \frac{(1-\alpha)\lambda}{\mu_2} \right]} \quad (11)$$

Таким образом, с помощью (11) можно определить при обслуживании потока заявок $N_1(t)$ затраты времени на внеплановый ремонт при различном качестве обслуживания и сравнивать на основании этого те или иные системы внепланового ремонта. Из соотношений (10) и (11) видно, что коэффициент простоя $k_{п}$ и его составляющая $k'_{п}$ могут быть уменьшены, во-первых, за счет снижения интенсивности отказов потока $N_1(t)$ и, во-вторых, за счет повышения интенсивности восстановления μ_1 и μ_2 при внеплановом ремонте.

Рассмотрим теперь определения коэффициентов готовности k_r и простоя $k_{п}$ в системе внеплановых ремонтов, имеющих гиперпуассоновские потоки требований, вида $N_2(t)$, $N_3(t)$ и экспоненциальный закон времени восстановления (4). Так же как и в предыдущем случае, процесс ликвидации последствий отказов этих потоков немарковский. Поэтому для решения задачи используем тот же прием разбиения на фазы, в результате чего получим составной марковский процесс.

При отсутствии очереди система обслуживания в произвольный момент времени может находиться в одном из следующих четырех состояний (первый индекс показывает номер фазы, второй — занятость системы обслуживания):

10 — электровозов в ремонте нет; они работают в интервале времени между отказами, равном в среднем $1/\lambda_2$ (электровозы имеют узел со скрытым дефектом);

20 — электровозов в ремонте нет; они работают в интервале времени между отказами, равном в среднем $1/\lambda_1$ (электровозы не имеют узла со скрытым дефектом);

11 — электровозы ремонтируются после эксплуатации в интервале времени со средним $1/\lambda_1$;

21 — электровозы ремонтируются после эксплуатации в интервале времени со средним $1/\lambda_2$.

Условные вероятности перехода системы из одного состояния в другое образуют с точностью до бесконечных второго порядка следующую стохастическую матрицу:

$$\begin{matrix}
 10 \\
 20 \\
 11 \\
 21
 \end{matrix}
 \begin{vmatrix}
 1-\lambda_1\Delta t; & 0 & \alpha\lambda_1\Delta t; & (1-\alpha)\lambda_1\Delta t; \\
 0 & 1-\lambda_2\Delta t; & \alpha\lambda_2\Delta t; & (1-\alpha)\lambda_2\Delta t; \\
 \mu\Delta t; & 0 & 1-[(1-\alpha)\lambda_1+\mu]\Delta t; & (1-\alpha)\lambda_1\Delta t; \\
 0 & \mu\Delta t; & \alpha\lambda_2\Delta t; & 1-(\alpha\lambda_2+\mu)\Delta t.
 \end{vmatrix}
 \quad (12)$$

Граф переходов, соответствующий матрице (12), показан на рис. 4.

На основании системы конечно-разностных уравнений получена при $\Delta t \rightarrow 0$ для установившегося режима система алгебраических уравнений:

$$\begin{aligned}
 -\lambda_1 P_{10} + \mu P_{11} &= 0; \\
 -\lambda_2 P_{20} + \mu P_{21} &= 0; \\
 \alpha\lambda_1 P_{10} + \alpha\lambda_2 P_{20} + \alpha\lambda_2 P_{21} + \alpha\lambda_1 P_{11} - \\
 -(\lambda_1 + \mu) P_{11} &= 0; \\
 (1-\alpha)\lambda_1 P_{10} + (1-\alpha)\lambda_2 P_{20} + (1-\alpha)\lambda_2 P_{21} + \\
 + (1-\alpha)\lambda_1 P_{11} - (\lambda_2 + \mu) P_{21} &= 0; \\
 \sum_{i=1}^4 P_i &= 1.
 \end{aligned}$$

На основании решения этой системы найдем вероятности состояний системы обслуживания потоков $N_2(t)$, $N_3(t)$, ... в виде:

$$\left. \begin{aligned}
 P_{10} &= \frac{1}{\left(1 + \frac{\lambda_1}{\mu}\right) + \left(1 + \frac{\lambda_2}{\mu}\right) \frac{(1-\alpha)(\mu+\lambda_1)\lambda_1}{\alpha(\mu+\lambda_2)\lambda_2}}; \\
 P_{11} &= \frac{\lambda_1}{\mu} P_{10}; \\
 P_{20} &= \frac{1}{\left(1 + \frac{\lambda_2}{\mu}\right) + \left(1 + \frac{\lambda_1}{\mu}\right) \frac{\alpha(\mu+\lambda_2)\lambda_2}{(1-\alpha)(\mu+\lambda_1)\lambda_1}}; \\
 P_{21} &= \frac{\lambda_2}{\mu} P_{20}.
 \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Отметим, что на основании (13) можно получить количественную оценку качества системы внепланового обслуживания применительно к каждому узлу электровозов в отсутствие очереди на ремонт при потоках отказов вида $N_2(t)$, $N_3(t)$, ... Для этого целесообразно определить не только общий коэффициент готовности

$$k_r = P_{10} + P_{20} \quad (14)$$

но и его часть k'_r , характеризующую среднюю вероятность работоспособного состояния электровозов, имеющих узлы со скрытыми дефектами, приводящими к приработочным отказам, т. е. по существу электровозов, обладающих пониженной надежностью:

$$k'_r = P_{10} = \frac{1}{\left(1 + \frac{\lambda_1}{\mu}\right) + \left(1 + \frac{\lambda_1}{\mu}\right) B} \quad (15)$$

где

$$B = \frac{(1-\alpha)(\mu+\lambda_1)\lambda_1}{\alpha(\mu+\lambda_2)\lambda_2}.$$

Из формул (14) и (15) следует, что увеличение параметра μ интенсивности обслуживания ведет

Потоки отказов	Параметры законов распределения		Вероятность состояния системы обслуживания, %						
	потоков отказов, 1/ч	времени восстановления, 1/ч	P_0	P_1	P_2	P_{10}	P_{20}	P_{11}	P_{21}
$N_1(t)$	$\lambda=3,36 \cdot 10^{-4}$	$\alpha=0,817$ $\mu_1=9,43 \cdot 10^{-2}$ $\mu_2=1,85 \cdot 10^{-2}$	99,38	0,29	0,33	—	—	—	—
$N_2(t)$	$\alpha=0,369$ $\lambda_1=77,9 \cdot 10^{-4}$ $\lambda_2=5,9 \cdot 10^{-4}$	$\mu=5,35 \cdot 10^{-2}$	—	—	—	3,75	94,60	0,55	1,10
$N_3(t)$	$\alpha=0,196$ $\lambda_1=150 \cdot 10^{-4}$ $\lambda_2=1,42 \cdot 10^{-4}$	$\mu=6,66 \cdot 10^{-2}$	—	—	—	0,17	99,50	0,04	0,29
$N_4(t)$	$\alpha=0,314$ $\lambda_1=194 \cdot 10^{-4}$ $\lambda_2=0,36 \cdot 10^{-4}$	$\mu=5,20 \cdot 10^{-2}$	—	—	—	0,06	99,63	0,018	0,29

к увеличению коэффициента готовности k_r , а увеличение параметров λ_1 и λ_2 — интенсивностей отказов — снижает этот коэффициент; уменьшение параметра α — вероятности появления приработочного отказа — значительно уменьшает вероятность P_{10} (коэффициент k'_r) и увеличивает вероятность P_{20} . Таким образом, уменьшение затрат времени на обслуживание (увеличение μ) и повышение ремонтнопригодности (уменьшение α) повышает эффективность использования электровозов.

Для примера расчета показателей надежности по полученным зависимостям используем в качестве исходных данных распределение внезапных отказов узлов электровозов, представленное на рис. 1. В этом распределении выделен поток $N_1(t)$, в который включены отказы узлов группы Б как наиболее многочисленной и имеющей малую частоту отказов. В группе узлов А выделены три составляющих потока отказов: $N_2(t)$ — тяговых двигателей; $N_3(t)$ — электрических цепей электровоза; $N_4(t)$ — сглаживающих реакторов.

Таким образом, общий поток внезапных отказов $N(t)$ был приближенно представлен суммой составляющих потоков $N_1(t)$, $N_2(t)$, $N_3(t)$, $N_4(t)$. Используя план испытаний $\{N, R, T\}$, были найдены значения параметров законов распределения времени между отказами и законы распределения времени восстановления для каждого из составляющих потоков.

В таблице приведены полученные значения параметров законов распределений и рассчитанные по формулам (9) и (13) вероятности состояний применительно к каждому из потоков отказов. Из таблицы видно, что в потоке «редких» отказов более половины времени, затраченного на их восстановление, израсходовано на ликвидацию организацион-

ных неувязок при восстановлении (отсутствие запчастей, ожидание ремонта и т. д.). Далее, почти 4% электровозов парка находились в эксплуатации с пониженной на порядок надежностью тяговых двигателей из-за дефектов, обусловленных их низкой ремонтнопригодностью и недостатками системы обслуживания.

Подобным образом можно пояснить полученные вероятности для остальных составляющих потоков. Однако, хотя вероятности нахождения электровозов в эксплуатации со скрытыми дефектами в схеме или сглаживающих реакторах очень малы, следует иметь в виду, что последствия отказов этих узлов обычно оказываются более тяжелыми, чем последствия отказов остальных узлов, поскольку они не резервированы, как это имеет место, например, у тяговых двигателей.

В заключение отметим, что на основании найденных предлагаемым методом зависимостей оказывается возможным выявить степень ремонтнопригодности отдельных узлов, слабые места в организации ремонта; определить наиболее целесообразные направления улучшения оснастки ремонтных пунктов; оценить эффективность выполняемых при ремонте работ по повышению надежности электровозов в различных условиях эксплуатации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Григелионис Б. И. Предельные теоремы для сумм процессов восстановления. — В кн.: Кибернетику — на службу коммунизму. М., «Энергия», 1964, т. II.
2. Хевиленд Р. Инженерная надежность и расчет на долговечность. М., «Энергия», 1966.
3. Morse P. Queues Inventories and Maintenance. John Wiley, New York, 1958.
4. Кофман А., Крюэн Р. Массовое обслуживание. Теория и приложения. М., «Мир», 1965.

[24.10.1972]



О применении несимметричного продольного дутья в воздушных выключателях серии ВВБ

Ю. И. ВИШНЕВСКИЙ, В. В. КАПЛАН, Г. С. КАПЛАН, Г. А. КУКЕКОВ,
В. М. НАШАТЫРЬ, Ю. А. ФИЛИППОВ

Ленинград

Гашение мощной электрической дуги посредством обдува ее аксиальным потоком сжатого газа общепринято практически во всех конструкциях дугогасительных устройств современных газовых выключателей высокого напряжения. Критериями оценки эффективности таких дугогасительных устройств обычно служат как абсолютные параметры (отключаемый ток, восстанавливающееся напряжение, скорость восстановления напряжения и др.), так и относительные показатели, например удельный расход газа на единицу отключаемого тока, на единицу отключаемой мощности и др.

В настоящее время еще не имеется единого мнения в оценке преимуществ различных способов осуществления продольного газового дутья. В ряде случаев выбор вида обдува дуги определяется прежде всего конструктивными особенностями выключателей, а иногда и патентными соображениями.

По-видимому, по этим причинам фирмы, выпускающие газовые выключатели, в равной мере используют как одностороннее продольное дутье (GEC, Reyrol, ASEA, Westinghouse), так и двустороннее продольное дутье (BBC, Delle).

В статье излагаются разработки и исследования, проведенные в НПО «Электроаппарат» и в лабораториях электрических аппаратов и техники высоких напряжений ЛПИ, по развитию несимметричного продольного дутья для повышения отключающей способности воздушных выключателей. Эти исследования проведены применительно к выпускаемой НПО «Электроаппарат» серии воздушных выключателей типа ВВБ на напряжение 110—750 кВ [Л. 1].

Несимметричное продольное дутье в воздушных выключателях. В дугогасящих устройствах воздушных выключателей с продольным воздушным дутьем при гашении электрической дуги протекают сложные процессы тепло- и массообмена между дугой и потоком холодного воздуха. Ход этих процессов, которым определяется способность данного устройства гасить дугу в конце заданного полупериода переменного тока при заданных сетевых условиях отключения, зависит в основном от геометрических параметров дутьевой системы и от величины перепада давления в ней. Поэтому оптимальные условия для гашения дуги в таких устройствах во многом определяются выбором геометрических параметров дутьевой системы, особенно ее входной части. Выбор геометрических параметров входной части дутьевой системы (форма, размеры, относительное расположение и др.) диктуются двумя основными условиями.

1. В целом форма потенциального поля течения газа во входной части, т. е. форма потока газа, ограниченного поверхностью конфузора дутьевого сопла и оконечностью сплошного контакта (в системе одностороннего дутья) или поверхностями входной части соплообразных контактов (при двустороннем дутье), должна быть оптимальной с точки зрения аэродинамики, обеспечивающей лучшие условия для коаксиальной стабилизации потока ствола дуги при ее горении и для распада плазмы остаточного ствола в конце полупериода при переходе тока через нуль.

2. В межконтактном промежутке должна быть образована оптимальная форма электрического поля, при которой обеспечивается наибольшая электрическая прочность «холодного» промежутка.

Как показывают исследования, в системах одностороннего продольного дутья по сравнению с системами двустороннего дутья имеются большие возможности в выборе оптимальных геометрических параметров входной части, обладающей выгодными аэродинамическими свойствами.

В системах с односторонним продольным дутьем для выполнения первого условия оконечность сплошного контакта должна иметь острообтекаемую форму, однако при этом электрическое поле в межконтактном промежутке будет резко неоднородным. Наоборот, при тупозакругленной форме в области оконечности контакта при течении воздуха образуется так называемая «мертвая» зона, в которой процесс распада плазмы остаточного ствола в завершающей стадии гашения дуги протекает более медленно, чем в остальных зонах дутья. Поэтому применение конической, закругленной на конце формы оконечности сплошного контакта в системах одностороннего продольного дутья является одним из компромиссных решений, в какой-то степени удовлетворяющих двум указанным выше условиям. Однако при достаточно большом радиусе закругления оконечности, которое является иногда необходимым по условиям равномерности электрического поля, неизбежно создаются условия для образования «мертвой» зоны. Следовательно, в этих случаях не всегда могут быть полностью реализованы аэродинамические свойства систем одностороннего дутья.

В этом отношении представляет большой практический интерес модифицированная система каналов несимметричного продольного воздушного дутья [Л. 2].

Эту дутьевую систему (рис. 1) составляют главное дутьевое сопло 1 обычного типа с коническим конфузуром и цилиндрический контакт 2 с конической, закругленной на конце формой оконечности, в центре которой расположен выхлопной канал 3 с сечением, значительно меньшим горловины главного сопла.

Учитывая известные особенности процесса течения газа через сопло при наличии в нем электрической дуги, процесс гашения дуги в рассматриваемой системе может быть представлен следующим образом: на протяжении большей части полупериода, когда амплитуда тока еще велика, система работает как обычно при одностороннем дутье, так как практически канал 2 закупорен дугой вследствие термодинамического эффекта. Незадолго до нуля тока остаточный ствол дуги под действием основного потока воздуха начинает разрушаться, и оконечность ствола перед входом в сопло начинает уходить в сторону контакта 2. Одновременно за счет появляющегося потока через канал в этом контакте начинает интенсивно разрушаться основание ствола, фиксированное на входном отверстии канала. В момент, когда оставшаяся часть ствола дуги попадает полностью в зону действия силовых линий потока, входящего в канал, она быстро вытягивается в последний, и процесс деионизации межконтактного промежутка завершается.

Следует отметить, что существует оптимальный для гашения дуги диаметр канала в неподвижном контакте. При диаметре, большем оптимального, дуга может втянуться в него задолго до наступления нуля тока и оплавить отверстие или исказить его форму. При диаметре, меньшем оптимального, снижается эффективность рассасывания основания остаточного

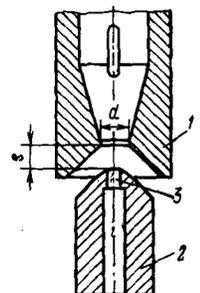


Рис. 1. Модель дугогасительной системы с продольным несимметричным дутьем.

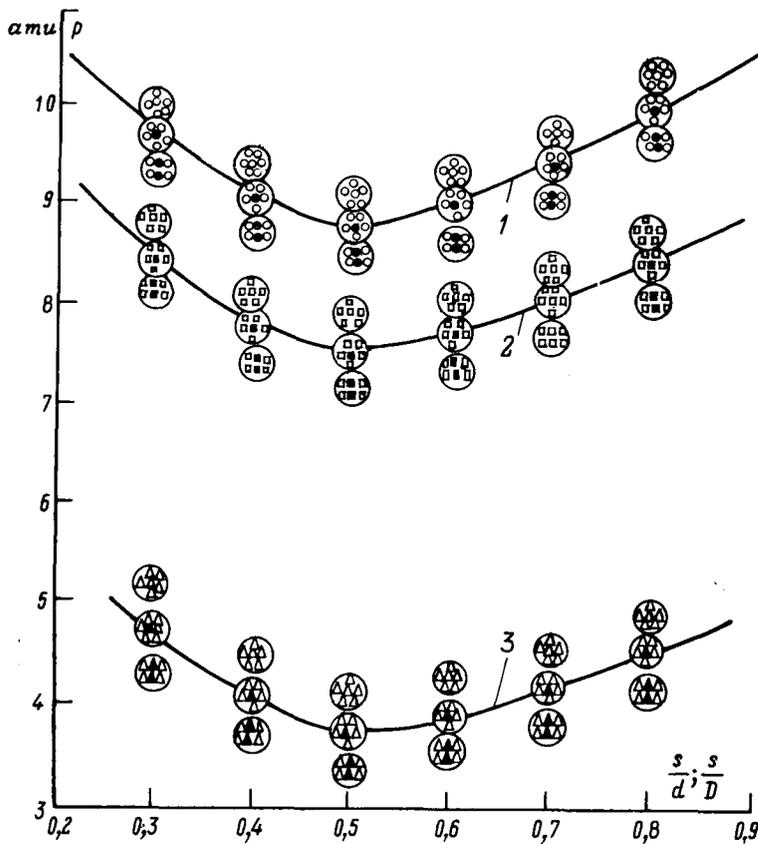


Рис. 2. Результаты исследований дугогасительных систем с продольным дутьем на физических моделях.

1 — двустороннее дутье; 2 — одностороннее дутье; 3 — продольное несимметричное дутье; O, □, △ — гашение; ●, ■, ▲ — негашение.

ствола дуги. Следует также особо подчеркнуть отличие такого вида дутья от двустороннего, в том числе с разными по сечению соплами, так как при двустороннем дутье на протяжении всей части полуцикла дуга втянута в оба сопла и обдувается двумя потоками.

Известно, что основными условиями, предопределяющими успешное дугогашение в системах с продольным дутьем, являются быстрое втягивание дуги в сопла после размыкания контактов, определяемое конструкцией входных частей сопел и их диаметрами, а также отсутствие термодинамического эффекта, зависящего при правильной геометрии сопел от их диаметров. В этом смысле также надо отдать предпочтение системе несимметричного продольного дутья, так как при том же расходе воздуха диаметр главного сопла можно взять почти в полтора раза больше, чем в системе двустороннего дутья.

Сравнительные исследования на физических моделях. В данных исследованиях, как и в проведенных ранее [Л. 3], ставилось целью оценить сравнительную работу и дугогасящую способность геометрически подобных с оригиналами моделей исследуемых дутьевых систем уменьшенных размеров,

выполненных по отношению к оригиналу в одинаковом линейном масштабе.

В этом приближенном методе физического моделирования при выборе линейного масштабного коэффициента α и коэффициента давления β принято основное условие одинакового по величине и характеру термодинамического торможения газа в дутьевом сопле, т. е. одинаковой скорости воздуха W_{min} на входе в сопло в оригинале и модели при амплитуде тока.

При этом отношение амплитуд тока оригинала и модели можно представить в виде:

$$I_M = \alpha \beta I_{Op},$$

где $\alpha = L_M/L_{Op}$ — линейный масштабный коэффициент; $\beta = p_M/p_{Op}$ — масштабный коэффициент давления.

В данных исследованиях на моделях средняя скорость восстановления напряжения оставалась неизменной и равной 1,8 кв/мксек.

Оценка дугогасящей способности сравниваемых систем производилась по величине предельного давления гашения p_r , при котором обеспечивается однополупериодное гашение дуги при одинаковом для всех систем токе отключения, в зависимости от относительного расстояния s/d между контактами.

Опыты проводились на специальной установке, в которой источником мощности служил колебательный контур, позволяющий получить при напряжении 10 кв первую полуволну тока промышленной частоты с амплитудой 1200 а и амплитудой восстанавливающегося напряжения около 18 кв.

Дутьевые сопла моделей всех систем имели конфурную часть с половиной угла сужения 45° и диффузорную часть с половиной угла расширения 15° .

Диаметры сопел составляли в системе с односторонним и несимметричным продольным 8,5 мм и в системе с двусторонним дутьем 6 мм ($\alpha \approx 0,15$).

Полученные в результате большого числа опытов для всех систем зависимости $p_r = f(s/d)$ представлены на рис. 2.

Как видно, успешное гашение дуги в системе с несимметричным продольным дутьем при оптимальном расстоянии $s/d = 0,5$ имеет место при предельном давлении $p_r = 3,8$ ати, в то время как в системах с односторонним и двусторонним дутьем предельное давление гашения (также в оптимальном случае) составляет соответственно 7,5 и 8,75 ати, т. е. примерно в 2 раза больше.

Исследование несимметричного продольного дутья на макете дугогасительного устройства. Для возможности окончательного суждения о преимуществах несимметричного продольного дутья дальнейшие исследования выполнены на макете реального дугогасительного устройства с конкретной целью использования его для двухразрывного выключателя на номинальное напряжение 110 кв и номинальный ток отключения 45 ка, учитывая, что именно на напряжении 110 кв к дугогасительным устройствам предъявляются наиболее тяжелые требования, особенно по скорости восстановления напряжения при отключениях неудаленных коротких замыканий. При этих исследованиях ставилась также цель нахождения величины шунтирующих разрывы выключателя сопротивлений из условия надежного отключения токов при нормированных ГОСТ 687-70 режимах отключения 100% тока отключения и при неудаленных коротких замыканиях (60, 75, 90% тока отключения).

Кроме того, определялась целесообразная величина давления в резервуаре выключателя.

Исследования проводились в лаборатории ЭС и ТВН ЛПИ первоначально на упрощенной испытательной схеме, создающей условия испытания, близкие к тем, которые имеют место в синтетической схеме, а затем непосредственно на двухчастотной синтетической схеме [Л. 4].

Упрощенная схема (рис. 3) [Л. 5] обеспечивает первоначальное прохождение через размыкающиеся контакты выключателя ИВ тока пониженной частоты небольшой величины (в цепи $C_1 - L_2 - BA_1 - L_1 - ИВ - ОУ$) и последующее прохождение тока повышенной частоты с производной тока при его переходе через нуль, равной ее значению для отключаемого тока (путем включения выключающего аппарата BA_2). Индуктивность L_1 соответствует ее значению при прямых испытаниях; кривая восстанавливающегося напряжения регулируется такими же методами, как и при соответствующих прямых и синтетических испытаниях.

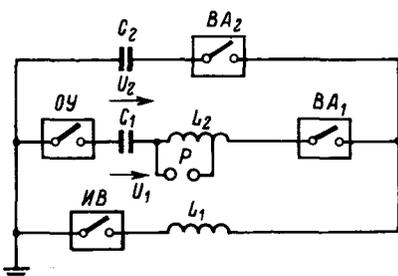


Рис. 3. Упрощенная схема для испытаний выключателей на отключающую способность.

Испытания на упрощенной схеме показали (всего было выполнено 45 опытов при операции «отключение»), что при шунтирующем сопротивлении 100 ом на разрыв, скорости восстановления напряжения 500 в/мксек на один разрыв и при скорости подхода тока к нулю 20 а/мксек (т. е. соответствующей току 45 ка) удовлетворительные условия дугогашения при несимметричном продольном дутье достигаются при давлении воздуха в резервуаре выключателя 20—26 ати.

Вместе с тем испытания на этой схеме показали, что при одинаковых условиях, указанных выше, в выключателе с односторонним дутьем не может быть достигнуто удовлетворительное дугогашение даже при почти 1,5-кратном увеличении давления по сравнению с дугогасительным устройством с несимметричным продольным дутьем.

На синтетической схеме проведено 70 опытов в указанных выше режимах. Опыты проводились на одном дугогасительном разрыве при обеспечении прохождения тока через оба разрыва, размещенных в металлическом баке. При этом один разрыв использовался в качестве испытуемого, а второй разрыв в качестве отключающего устройства синтетической схемы. Напряжение контура тока составляло 5 кв, напряжение контура восстанавливающегося напряжения к моменту гашения дуги было равно 42—44 кв при частоте тока этого контура 160—200 гц. Условия испытаний на синтетической схеме соответствовали ОСТ 16.0.688.010-71.

В соответствии с требованиями ГОСТ 687-70 испытание полюса выключателя на 110 кв должно проводиться при аperiodическом восстановлении напряжения со скоростью нарастания 1000 в/мксек до значения напряжения $0,77 \sqrt{2} U_{\text{возвр}}$, где $U_{\text{возвр}} = 1,3 U_{\text{ф}}$, причем фазное напряжение $U_{\text{ф}}$ рассчитывается исходя из наибольшего рабочего напряжения 126 кв. При испытании одного разрыва соответствующая скорость составляет 500 в/мксек, а нормированное испытательное напряжение составляет 47,5 кв (минимальное допустимая величина по ГОСТ 687-70 равна 45,0 кв). Параллельно разрыву испытуемого выключателя устанавливалась емкость около 0,02 мкф, что соответствует емкости 0,01 мкф на выключатель в целом.

Испытания в режиме неудаленных коротких замыканий в соответствии с ГОСТ 687-70 проводились при фазном напряжении (36,4 кв на разрыв), т. е. в условиях однофазных коротких замыканий и при отключаемых токах $0,9 I_{\text{н.о}} = 40,5 \text{ ка}$, $0,75 I_{\text{н.о}} = 33,7 \text{ ка}$, $0,60 I_{\text{н.о}} = 27 \text{ ка}$. При этом обеспечивалось, чтобы напряжение, восстанавливающееся со стороны сети, до значения $0,77 U_{\text{ф}}$ нарастало по линейному закону со скоростью 1000 в/мксек (на один разрыв — 500 в/мксек). К выходной точке испытательной схемы, воспроизводящей сеть, подключалась емкость 0,02 мкф, т. е. из расчета 0,01 мкф на выключатель в целом.

Короткозамкнутая линия моделировалась при испытаниях макета дугогасительного устройства упрощенной моделью, состоящей из реактора L, шунтированной ветвью из последовательно соединенных емкости C и сопротивления R. При этом

параметры модели были выбраны следующим образом. Сопротивление R было равно волновому сопротивлению (в пересчете на один из двух разрывов 225 ом), причем выдерживалось следующее соотношение между указанными параметрами: $R = 0,803 \sqrt{L/C}$. Кривая восстанавливающегося напряжения на модели линии при этом получается такой, что можно практически считать, что до значения напряжения 1,15 от установившегося значения восстановление напряжения происходит по линейному закону. Поскольку коэффициент амплитуды K_a короткозамкнутой линии согласно упомянутому ОСТ должен составлять 1,5, то индуктивность реактора должна превышать индуктивность моделируемой линии в отношении 1,5/1,15.

Таким образом, упрощенная модель линии правильно воспроизводит первый подъем пилообразной кривой восстанавливающегося напряжения. При этом даже условия испытания оказываются несколько более жесткими, так как после прямоугольной части (до значения 1,15 от установившегося напряжения) напряжение еще продолжает увеличиваться уже с меньшей скоростью до амплитуды, соответствующей 1,3 от установившегося значения.

При выполнении испытаний особое внимание обращалось на то, чтобы производная тока при его подходе к нулевому значению (соответствующая ее значению при металлическом коротком замыкании) была бы близка к расчетной величине 20 а/мксек (при $I_{\text{н.о}} = 45 \text{ ка}$), 18 а/мксек (при $0,9 I_{\text{н.о}}$), 15 а/мксек (при $0,75 I_{\text{н.о}}$) и 12 а/мксек (при $0,60 I_{\text{н.о}}$).

Результаты испытаний приведены в таблице. При испытаниях в операции «отключение» номинального тока отключения при $R_{\text{ш}} = 100 \text{ ом}$ на разрыв и $p = 26 \text{ ати}$ (I серия) во всех 13 проведенных опытах имело место гашение дуги выключателем, хотя в некоторых опытах время горения дуги было достаточно малым ($t_{\text{д}} = 0,0133 \text{ сек}$). Однако повторение этих опытов при более низком давлении в резервуаре выключателя $p = 21 \text{ ати}$ (II серия) дало отрицательные результаты, и в половине проведенных опытов имело место негашение дуги. Поэтому снижение давления ниже $p = 26 \text{ ати}$ (это соответствует номинальному давлению в выключателе 32 ати) недопустимо.

Испытание дугогасительного разрыва в режиме неудаленного короткого замыкания при $0,9 I_{\text{н.о}}$ (III серия) показало удовлетворительную работу выключателя: гашение дуги не происходило в одном из 12 проведенных опытов, что допускается упомянутым ОСТ.

Более тяжелые условия работы выключателя создаются при отключении в режиме неудаленного короткого замыкания при токе $0,75 I_{\text{н.о}}$. В тех же условиях, как и в предыдущей серии опытов, в данном случае (IV серия) в трех опытах из восьми выключатель дугу не погасил. Все предшествующие испытания проводились при шунтирующем сопротивлении

* Указанное значение сопротивления выбрано по результатам исследования кривых восстанавливающегося напряжения на аналоговой машине.

Номер серии испытаний	Режим испытания	Шунтирующее сопротивление $R_{\text{ш}}$ на разрыв, ом	Давление P , ати	Ток отключения I , ка	Производная точка при его подходе к нулевому значению (при металлическом замыкании) di/dt , а/мксек	Амплитуда восстанавливающегося напряжения U , кв	Время горения дуги $t_{\text{д}}$, сек	Число проведенных опытов	Число опытов с негашением дуги при данном $t_{\text{д}}$
I	Операция «0»	100	26	31,4 ÷ 49,2	18,9 ÷ 20,4	$\sqrt{2}$ (43,2 ÷ 45,7)	0,0133 ÷ 0,0146	13	—
II	То же	100	21	40,0 ÷ 50,0	20,0 ÷ 20,4	$\sqrt{2}$ (45,0 ÷ 45,4)	0,0134 ÷ 0,0146	6	3
III	Неудаленное короткое замыкание для тока $0,9 I_{\text{н.о}}$	100	26	40,5 ÷ 51,5	17,3 ÷ 20,0	$\sqrt{2}$ (32,0 ÷ 40,5)	0,0123 ÷ 0,0154	12	1
IV	Неудаленное короткое замыкание для тока $0,75 I_{\text{н.о}}$	100	26	25,6 ÷ 37,8	15,3 ÷ 15,4	$\sqrt{2}$ (38,0 ÷ 38,6)	0,0125 ÷ 0,0128	8	3
V	То же	100 (безиндукционное)	26	33,8 ÷ 37,6	~15,0	$\sqrt{2}$ (38,0 ÷ 38,6)	0,0130 ÷ 0,0142	6	2
VI	" "	То же	28	33,7 ÷ 34,9	15,4	$\sqrt{2}$ 36,4	0,0127 ÷ 0,0142	3	2
VII	" "	50	26	29,0 ÷ 36,7	15,0 ÷ 15,3	$\sqrt{2}$ (36,0 ÷ 38,8)	0,0133 ÷ 0,0139	11	—
VIII	Неудаленное короткое замыкание для тока $0,60 I_{\text{н.о}}$	50	26	27,0 ÷ 34,7	12,5 ÷ 13,6	$\sqrt{2}$ (36,0 ÷ 39,0)	0,0130 ÷ 0,0145	11	—

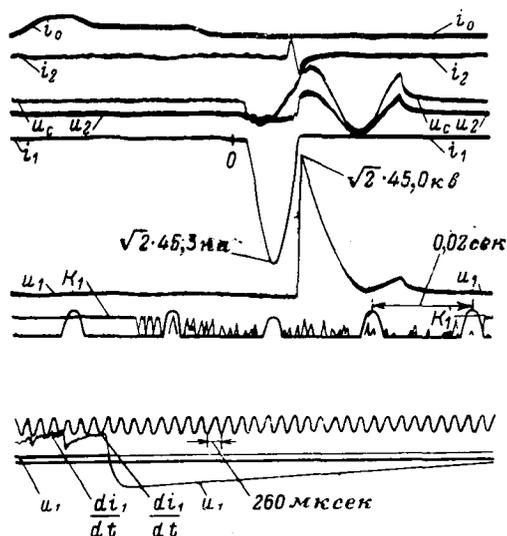


Рис. 4. Осциллограммы отключения тока 45 кА.

($R_{ш}=100 \text{ ом}$), собственная индуктивность которого составляла около 200 мкГн.

При наличии собственной индуктивности, как известно, шунтирующее активное сопротивление в меньшей степени снижает скорость нарастания восстанавливающегося напряжения на дугогасительном разрыве, особенно в начальные моменты времени. Поэтому в V и VI сериях проведены испытания при безындукционном шунте¹. Однако, несмотря на повышение давления до 28 атм, положительных результатов получено не было. Надежное гашение дуги было достигнуто при давлении 26 атм и при шунтирующем сопротивлении $R_{ш}=50 \text{ ом}$ с собственной индуктивностью около 100 мкГн (VII серия). Во всех 11 опытах имело место надежное гашение дуги. Такие же результаты были получены и при отключении в режиме неудаленного короткого замыкания тока 0,60 $I_{н.о}$ (VIII серия). Очевидно, снижение величины шунтирующего сопротивления до 50 ом благоприятно скажется и при отключении номиналь-

¹ Параллельно шунту $R_{ш}=100 \text{ ом}$ устанавливалась соответствующая схема компенсации.



Высшие гармоники, генерируемые установками дуговой электросварки

Канд. техн. наук И. В. ЖЕЖЕЛЕНКО, инж. К. К. ШЕВЦОВ

Жданов

Широкое внедрение дуговой электросварки в целом ряде технологических процессов металлургического, машиностроительного и других производств сказывается на режиме работы распределительных электрических сетей, питающих сварочные установки. Практика эксплуатации показывает, что в цехах с большим удельным весом сварочных нагрузок наблюдается массовый выход из строя батарей конденсаторов, предназначенных для компенсации коэффициента мощности. Как показывают исследования, повреждения обусловлены перегрузкой батарей за счет токов высших гармонических, генерируемых установками дуговой электросварки.

Отрицательное влияние высших гармоник тока и напряжения проявляется также в возникновении сбоев в системах автоматики и телемеханики, появлении добавочных потерь в электрических машинах и аппаратах, ускоренном старении изоляции их.

Сварочные агрегаты являются также источниками импульсов и флуктуационных помех [Л. 1]; работая в повторно-кратковременном режиме, они обуславливают частые и глубокие колебания напряжения в случае, если сопротивление сети велико.

ного тока отключения, и при отключении тока 0,9 $I_{н.о}$ в режиме неудаленного короткого замыкания (соответствующие испытания, как указывалось, проведены при том же давлении $p=26 \text{ атм}$, но при $R_{ш}=100 \text{ ом}$ на разрыв).

На рис. 4 нами приведены осциллограммы отключения тока $I_{н}$, а на рис. 5 — осциллограмма отключения тока 0,9 $I_{н}$ в режиме неудаленных коротких замыканий. На последней осциллограмме восстанавливаемое напряжение записывается одновременно двумя лучами в разных масштабах. При этом отклонение одного из лучей ограничивается путем шунтирования пластин стабилизатором.

Таким образом, исследования, проведенные на синтетической схеме, подтвердили возможность создания выключателя на 110 кВ и 45 кА при использовании несимметричного продольного дутья и при номинальном давлении воздуха в резервуаре выключателя 32 атм.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Вишневский Ю. И., Грейнер Л. К., Филиппов Ю. А. Новая серия воздушных выключателей на напряжение 110—750 кВ. — «Электротехника», 1967, № 9, с. 3—10.
2. Дугогасительное устройство воздушного выключателя высокого напряжения. А. С. № 318082 (СССР). Оpubл. в бюл. «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1971, № 31, с. 194. Авт.: Вишневский Ю. И., Гутнер С. С., Загайкевич Б. Д. и др.
3. Кукеков Г. А., Каплан Г. С., Ветюкова Л. С. Характеристики процесса гашения электрической дуги в дугогасителях с продольным дутьем в элегазе выключателей переменного тока высокого напряжения. — «Электричество», 1968, № 11, с. 71—75.
4. Каплан В. В., Нашатырь В. М. Коммутационные испытания высоковольтных аппаратов. М.—Л., «Энергия», 1969, 192 с.
5. Схема для предварительных испытаний выключателей высокого напряжения на отключающую способность. — Изв. вузов. «Электромеханика», 1972, № 5. Авт.: Гончар В. С., Каплан В. В., Нашатырь В. М., Янчук Э. И.

[1.7.1972]

УДК 621.3.018.3+621.791.7

В статье рассматриваются аналитические соотношения, определяющие уровень гармоник тока установок дуговой электросварки, генерируемых в питающую сеть. Приводятся также результаты экспериментального исследования амплитудных спектров напряжения и тока в сетях со сварочными нагрузками.

Сварочные выпрямители как источники гармоник тока. В расчетах цепей со сварочной дугой электрическая дуга учитывается в виде постоянной противо-э. д. с. [Л. 2 и 3]. Будем рассматривать сварочный выпрямитель, подобно другим вентильным преобразователям, как источник высших гармоник тока I_v . Найдем выражения для I_v в возможных на практике режимах работы сварочных установок.

В табл. 1 приведены выражения для мгновенных значений первичных токов неуправляемого трехфазного мостового выпрямителя, работающего в режиме В. Этот режим характеризуется смешанной двух- и трехвентильной коммутацией и имеет место при средних нагрузках. Выражения приведены для первых трех интервалов коммутации; в силу симметрии кривых токов относительно оси абсцисс соответствующие формулы для отрицательного полупериода не приводятся. Вывод их подробно описан в литературе [Л. 2 и др.].

Таблица 1

Номер интервала	Границы интервалов горения двух и трех вентилялей	Выражения для тока фазы а
1	$\psi_n \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$	$i_{a_{11}} = \frac{U_m}{x} (\cos \psi_n - \cos \theta) - \frac{\epsilon_v}{3x} (\theta - \psi_n)$
	$\frac{\pi}{3} < \theta \leq \frac{\pi}{3} + \psi_n$	$i_{a_{12}} = -\frac{U_m}{2x} [\cos \theta + \cos (\theta + \frac{\pi}{3}) - 2 \cos \psi_n + 1] - \frac{\epsilon_v}{2x} (\theta - \frac{\pi}{3} + \frac{2}{3} \psi_n)$
2	$-\frac{\pi}{3} + \psi_n < \theta \leq \frac{2}{3} \pi$	$i = \frac{U_m}{x} (\cos \theta - \frac{2}{3} \cos \psi_n + 0,5) - \frac{\epsilon_v}{3x} (2\theta - \frac{\pi}{3} - \frac{3}{2} \psi_n)$
	$\frac{2}{3} \pi \leq \theta \leq \frac{2}{3} \pi + \psi_n$	$i_{a_{22}} = \frac{U_m}{2x} [-\cos \theta - \cos (\theta - \frac{\pi}{3}) + 3 \cos \psi_n] - \frac{\epsilon_v}{2x} (\theta - \psi_n)$
3	$\frac{2}{3} \pi + \psi_n < \theta \leq \pi$	$i_{a_{31}} = \frac{U_m}{x} (\cos \psi_n - \cos \theta) - \frac{\epsilon_v}{3x} (\theta + \psi_n)$
	$\pi \leq \theta \leq \pi + \psi_n$	$i_{a_{32}} = 0$

Коэффициенты разложения кривой тока в ряд Фурье в этом случае записываются в виде:

$$a_v = 2 \cos^2 \frac{v\pi}{6} \left[-\frac{1}{v(v+1)} \sin \psi_n (v+1) + \frac{1}{v(v-1)} \times \right. \\ \left. \times \sin \psi_n (v-1) + \frac{2k}{3v^2} (1 + \cos v\psi_n) \right]; \quad (1)$$

$$b_v = 2 \cos^2 \frac{v\pi}{6} \left[\frac{2v}{v^2-1} + \frac{1}{v(v+1)} \cos \psi_n (v+1) - \right. \\ \left. - \frac{1}{v(v-1)} \cos \psi_n (v-1) + \frac{2k}{3v^2} \sin \psi_n - \frac{2}{v} \left(\cos \frac{v\pi}{3} - \right. \right. \\ \left. \left. - \cos \psi_n + \frac{\pi + \psi_n}{3} \right) \right]; \quad (2)$$

где

$$k = \frac{\epsilon_n}{U_m} = \frac{3(1 + \cos \psi_n)}{\frac{4}{3} \pi - \psi_n}. \quad (3)$$

Выражение для k получается из условия $i_{a_{31}} = 0$ при $\theta = \pi$. Поскольку режим В имеет место при $\frac{\pi}{6} \leq \psi_n \leq \frac{\pi}{3}$, то в этом режиме $1,43 \leq k \leq 1,52$. В кривых тока содержатся лишь нечетные высшие гармоники. Кривые относительных величин гармоник тока I_v/I_1 , рассчитанные на ЦВМ, представлены на рис. 1. Измерения, проведенные в лабораторных условиях, показали, что определение гармоник тока по кривым рис. 1 сопряжено с погрешностью не более $\pm 10\%$. Следует отметить, что при всех значениях k в рассматриваемых режимах $\frac{I_3}{I_1} \leq$

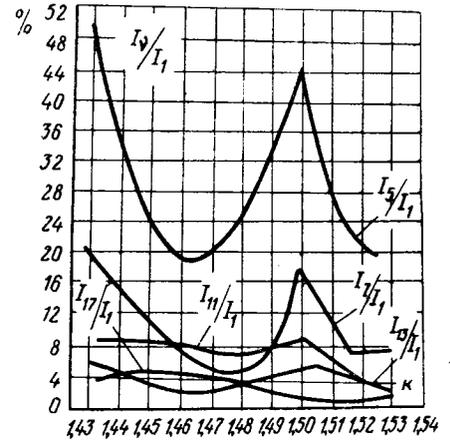


Рис. 1 Графики $\frac{I_v}{I_1} = f(k)$ для режима В.

$\leq 0,01$ и поэтому график для 3-й гармоники тока не построен. Из рис. 1 видно, что уровни 5 и 7-й гармоник тока оказываются весьма нестабильными; незначительные изменения условий горения дуги могут привести к увеличению или уменьшению тока 5 и 7-й гармоник в несколько раз.

Экспериментальное исследование гармоник тока в рассматриваемом случае свидетельствует о том, что в кривой тока имеют место также гармоники четного порядка и гармоники, кратные трем. Основной причиной появления этих гармоник является разброс значений углов зажигания отдельных групп вентилялей, обусловленный разбросом и нестабильностью характеристик отдельных вентилялей. Некоторую роль играет также возникающее при этом подмагничивание магнитопровода трансформатора постоянным магнитным потоком [Л. 4].

Режим С, при котором горят одновременно три вентиля, характерен для больших нагрузок; в этом режиме $k < 1,43$. Выражения для положительного полупериода кривой первичного тока приведены в табл. 2.

Таблица 2

Номер интервала	Границы интервала	Выражения для тока фазы а
1	$\theta_1 \leq \theta \leq \theta_1 + \frac{\pi}{3}$	$i_{a1} = \frac{U_m}{x} (\cos \theta_1 - \cos \theta) - \frac{\epsilon_v}{3x} (\theta - \theta_1)$
2	$\theta_1 + \frac{\pi}{3} \leq \theta \leq \theta_1 + \frac{2}{3} \pi$	$i_{a2} = \frac{U_m}{x} \left[\cos \left(\theta_1 + \frac{\pi}{3} \right) - \cos \theta + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta_1 \right] - \frac{2}{3} \frac{\epsilon_v}{x} \left(\theta - \frac{\pi}{3} - \theta_1 \right)$
3	$\theta_1 + \frac{2}{3} \pi \leq \theta \leq \theta_1 + \pi$	$i_{a3} = \frac{U_m}{x} \left[\cos \theta + \cos \left(\frac{\pi}{3} - \theta_1 \right) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta_1 \right] - \frac{\epsilon_v}{3x} \left(\theta - \theta_1 - \frac{2}{3} \pi \right)$

Коэффициенты ряда Фурье для кривой тока представляются выражениями:

$$a_v = \frac{8}{v} \cos^2 \frac{v\pi}{6} \left[\sin \frac{v\pi}{6} \cos \theta_1 + \cos v \left(\theta_1 + \frac{\pi}{6} \right) + \right. \\ \left. + \frac{k}{3} \left(\frac{1}{v} \cos v\theta_1 + \frac{\pi}{6} \sin v\theta_1 \right) \right] - \frac{2k\pi}{3v} \sin \frac{v\pi}{3} \cos v\theta; \quad (4)$$

$$b_v = \frac{8}{v} \cos^2 \frac{\nu\pi}{6} \left[\sin \frac{\nu\pi}{6} \cos \theta_1 + \sin \nu \left(\theta_1 + \frac{\pi}{6} \right) + \right. \\ \left. + \frac{k}{3} \left(\frac{1}{v} \sin \nu \theta_1 - \frac{\pi}{6} \cos \nu \theta_1 \right) \right] - \frac{2k\pi}{3v} \sin \frac{\nu\pi}{3} \sin \nu \theta_1.$$

Численный анализ коэффициентов разложения показал, что с погрешностью не более 1% выражение $\frac{I_v}{I_1} \cdot 100\% = I_v, \%$, для режима С может быть представлено простейшей формулой:

$$I_v, \% = \frac{100}{v^2}. \quad (5)$$

Последнее выражение позволяет заключить, что уровень гармоник тока в режиме С значительно ниже, чем в режиме В. Экспериментальные исследования показывают, что в этом случае также имеют место аномальные гармоники, причины появления которых аналогичны отмеченным для режима В. Проверка формулы (5) в лабораторных условиях показала вполне удовлетворительное совпадение расчетных и экспериментальных данных; погрешность расчета не превосходила $\pm 10\%$.

Искажения напряжения, обусловленные работой установок дуговой электросварки с мостовыми выпрямителями, весьма значительны. Однако уровень гармоник напряжения нестабилен и меняется в больших пределах даже в течение смены.

Образование спектра напряжения представляет собой случайный процесс. Для суждения о характере этого процесса измерялись гармоники напряжения на распределительных шинах проводов 0,4 кв сборочного цеха крупного машиностроительного завода, к которым подключено несколько сварочных установок с выпрямителями типа ВКСМ-3000. Было проведено четыре цикла измерений в течение дневной и вечерней смен с интервалами по 3—4 дня. Измерения проводились с помощью магазина фильтров, настроенных на 2, 3, 5 и 7-ю гармоники; величины гармоник фиксировались с помощью самопишущего прибора. Результаты расчета первых двух моментов распределения — математического ожидания и среднеквадратического отклонения относительного значения (в процентах к номинальному) напряжения гармоник — $M(U_v), \%$ и $\sigma_{U_v}, \%$, представлены в табл. 3.

Как следует из полученных результатов, характеристики процесса формирования спектра напряжения в рассматриваемом случае достаточно стабильны, в связи с чем случайный процесс можно считать стационарным. Из табл. 3 следует также, что искажения напряжения, обусловленные сварочными нагрузками с неуправляемыми выпрямителями, превосходят 5%, допустимые согласно ГОСТ 13109-67. Применение в качестве сварочных выпрямителей управляемых вентилей (тиристоров) приведет к увеличению уровней гармоник первичного тока ориентировочно на 15—20% и соответствующему увеличению гармоник напряжения.

При подключении параллельно сварочным установкам батарей конденсаторов для повышения коэффициента мощности возможно возникновение резонансных явлений на высших гармониках; вследствие этого возникают перегрузки конденсаторов по току или перенапряжения на них, приводящие к повреждению конденсаторов. В реальных условиях в связи с колебаниями нагрузок цехов такие перегрузки или перенапряжения возникают неоднократно в течение каждой смены, как правило, на частотах гармоник 5 или 7-го порядков. Поэтому конденсаторы выходят из строя за весьма короткий срок.

Таблица 3

Номер цикла измерений	$M(U_v), \%$ для гармоник				$\sigma_{U_v}, \%$ для гармоник			
	2	3	5	7	2	3	5	7
1	3,83	3,24	6,31	4,87	1,71	1,66	2,92	1,99
2	3,29	3,40	5,68	5,01	1,92	1,93	2,67	2,08
3	4,07	2,98	7,12	4,80	1,82	1,70	2,88	2,05
4	3,56	3,16	6,03	4,72	2,01	1,71	3,04	1,98

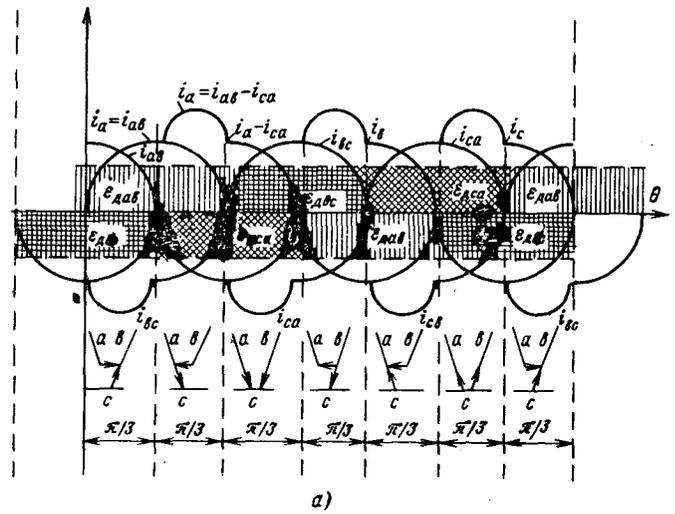


Рис. 2. Принципиальная схема установки для сварки трехфазной дугой (а) и последовательность горения дуг в установке трехфазной дуговой электросварки (б).

Напряжение отдельных гармоник U_v и коэффициент несинусоидальности кривой напряжения определяются величинами токов гармоник I_v и сопротивлений сети для высших гармоник z_v :

$$U_v = I_v z_v.$$

Для сетей напряжением 380 в влиянием активного сопротивления на величину z_v можно пренебречь для гармоник выше 3-го порядка и считать сопротивление сети высшим гармоникам чисто реактивным:

$$z_v \approx x_v.$$

При питании сварочных нагрузок от цеховых трансформаторов, подключенных к подстанциям мощных энергетических систем, значение x_v определяется в основном индуктивным сопротивлением цехового трансформатора. В этом случае искажения напряжения в сетях 6—10 кв, обусловленные работой сварочных выпрямителей, будут незначительными. При относительно небольшой мощности короткого замыкания на шинах 6—10 кв порядка 150—200 Мва влияние гармоник тока сварочных выпрямителей на несинусоидальность кривой напряжения сети 6—10 кв может быть более существенным; известны случаи, когда коэффициент несинусоидальности в сети 6 кв достигал 4%.

Высшие гармоники тока при сварке трехфазной дугой. Сварка трехфазной дугой находит применение главным образом в машиностроительной промышленности. Мощности соответствующих установок весьма значительны, поэтому такие установки следует отнести к мощным источникам гармоник. Принципиальная схема установки для сварки трехфазной дугой [Л. 2] показана на рис. 2. Для последующего анализа примем ряд допущений.

1. В любой момент времени устойчиво горят две дуги.
2. Трехфазная дуга симметрична, т. е. $\epsilon_{dab} = \epsilon_{dbc} = \epsilon_{dca}$. Активные сопротивления и емкости сварочной цепи не учитываются.
3. Напряжения питающей сети образуют симметричную трехфазную систему.

Кривые э. д. с. дуг, а также токов дуг i_{ab} , i_{bc} и i_{ca} и линейных токов установки i_a , i_b , i_c показаны также на рис. 2, б.

Для интервалов времени $0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$ справедливы следующие дифференциальные уравнения:

$$\left. \begin{aligned} u_a - u_b &= pLi_a - pLi_b + \epsilon_{dab}; \\ u_b - u_c &= pLi_b - pLi_c + \epsilon_{dbc}; \\ pi_a + pi_b + pi_c &= 0; \\ i_a &= i_{ab}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Решая совместно систему уравнений (6) и учитывая граничные условия, получаем:

$$i_a = i_{ab} = -\frac{U_m}{x} [\cos(\theta + \psi) - \cos \psi] - \frac{\epsilon_{\pi}}{3x} \theta. \quad (7a)$$

В интервале $\frac{\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{2}{3} \pi$ ток $i_a = i_{ab} - i_{ca}$. После несложных выкладок

$$i_a = \frac{U_m}{x} [-\cos(\theta + \psi) + \cos \psi] + \frac{\epsilon_{\pi}}{3x} (2\theta - \pi), \quad (7б)$$

где начальная фаза

$$\psi = \arccos \frac{2\pi}{9} \frac{\epsilon_{\pi}}{U_m}. \quad (7в)$$

Коэффициенты разложения кривой i_a в ряд Фурье запишем в виде:

$$b_v = \frac{4}{\pi} \frac{U_m}{x} \left[\frac{1}{v^2 - 1} \cos \psi \left(\sin \frac{v\pi}{2} - 1 \right) - \frac{k}{v^2} \sin \frac{v\pi}{3} \right]; \quad (8a)$$

$$b_1 = \frac{4}{\pi} \frac{U_m}{x} \left(\frac{1}{2} \cos \psi + \frac{\pi}{4} \sin \psi - k \sin \frac{\pi}{3} \right), \quad (8б)$$

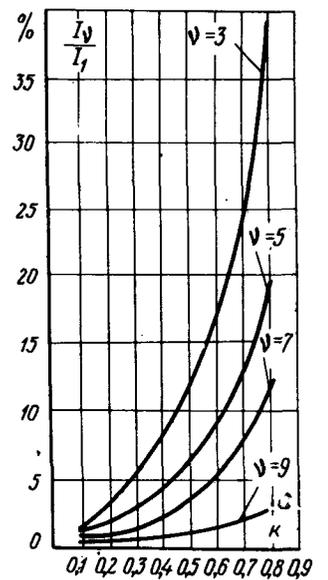
где

$$k = \frac{\epsilon_{\pi}}{\epsilon_m}.$$

Графики зависимости $\frac{I_v}{I_1} = f(k)$ представлены на рис. 3. Начальные фазы всех гармоник тока при принятых допущениях одинаковы.

Из рис. 3 следует, что при $k \leq 0,8$ процентное содержание гармоник порядков $v \geq 9$ не превосходит 2,5%. Поэтому прак-

Рис. 3. Графики $\frac{I_v}{I_1} = f(k)$ для установок трехфазной дуговой электросварки.



тически следует считаться лишь с возможностью появления значительных гармоник тока порядков $v=3, 5$ и 7 .

В режиме, близком к короткому замыканию ($k \approx 0$), искажения линейного тока оказываются незначительными.

Экспериментальная проверка приведенных результатов, проведенная в производственных условиях, показала, что погрешность определения гармоник по кривым рис. 3 не превосходит 12%.

Выводы. 1. Установки дуговой электросварки с источниками питания в виде мостовых выпрямителей, а также установки для сварки трехфазной дугой генерируют в питающую сеть высшие гармоники нечетных, а также четных порядков. Уровень этих гармоник весьма нестабилен и существенно зависит от условий горения дуги, нагрузки и параметров питающей сети.

2. Искажения кривых напряжения в сетях с установками дуговой электросварки существенно зависят от мощности питающей сети, а также от сварочной нагрузки. Коэффициент несинусоидальности кривых напряжения в сетях машиностроительных и металлургических предприятий с неуправляемыми сварочными выпрямителями, подключенными к мощным энергетическим системам, как правило, несколько превосходит допустимый предел (5%), определяемый ГОСТ 13109-57.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Венчковский Л. Б. Помехи в каналах телемеханики. М., «Энергия», 1966, 94 с.
2. Патон Б. Е., Лебедев В. К. Электрооборудование для дуговой и шлаковой сварки. М., «Машиностроение», 1966, 359 с.
3. Рабинович И. Я. Оборудование для дуговой электрической сварки. М., Машгиз, 1958, 380 с.
4. Патон Б. Е., Лебедев В. К. Элементы расчета цепей и аппаратов переменного тока для сварки дугами. Киев, Изд. АН УССР, 1953, 143 с.

[22.11.1971]



Тиристорный ключ

Инж. И. Г. ИБРАГИМОВ, канд. техн. наук М. Н. ПОРОШИНА

Москва

При измерении потерь в электротехнических сталях тепловым методом необходимо строго регламентировать фазу и время включения намагничивающей цепи [Л. 1]. Известны также мощные аппараты и устройства, требующие многократных кратковременных включений на строго ограниченный интервал времени. Для этих целей разработан прибор — тиристорный ключ, управляющий включением аппарата в заданной фазе тока и отключающий его через определенный интервал времени.

Принципиальная схема управления временем работы аппарата тиристорным ключом показана на рис. 1. Аппарат 1 (в данном случае — намагничивающее устройство) подключен к сети переменного тока последовательно с вентильной схемой (тиристорами 2 и 3). Тиристоры открываются управляющими импульсами, вырабатываемыми системой управления 4. Одновременно с включением аппарата 1 включается счетчик им-

пульсов 5. Через заданный интервал времени (в нашем случае — 5 сек) счетчик подает в систему управления сигнал отключения.

Блок-схема системы управления тиристорами показана на рис. 2, где ΦC — фазосдвигающее устройство; CY — сравнивающее устройство; BV — выходной усилитель; $ИП$ — источник питания; $ШУ$ — шунтирующее устройство.

Принципиальная электрическая схема системы управления (без схемы источника питания постоянным током) представлена на рис. 3. Показано управление только одним тиристором, второй тиристор управляется аналогично от точки B схемы. Входной трансформатор $Tr1$ подключен к сети, питающей управляемый аппарат. Это обеспечивает синхронность напряжения в аппарате и системе управления. Фильтр $C_1 - C_2 - R_1 - R_2$ исключает помехи и сдвигает фазу напряжения вы-

УДК 62-527.5

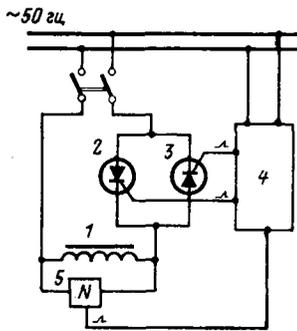


Рис. 1.

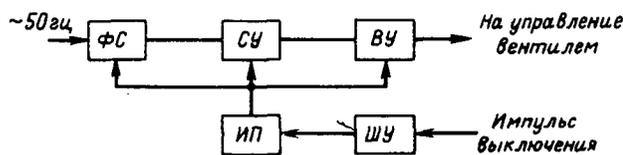


Рис. 2.

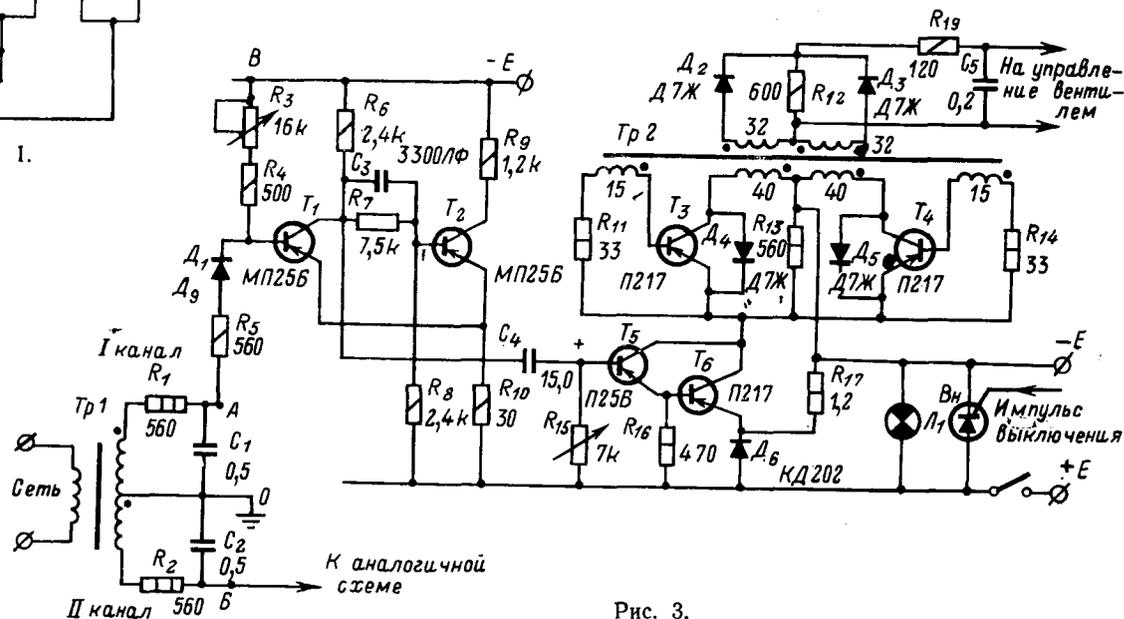


Рис. 3.

хода системы управления относительно входа. Более точная подстройка фазы обеспечивается сопротивлением R_3 .

Импульс управления формируется триггером Шмидта T_1-T_2 [Л. 3]. Транзистор T_1 первоначально открыт, а T_2 — закрыт. Транзисторы T_5 и T_6 в исходном состоянии также закрыты, и положительный потенциал не подается на эмиттеры транзисторов T_3 и T_4 выходного усилителя — мультивибратора Рёэра.

Положительная полуволна напряжения от точки А закрывает T_1 , транзистор T_2 открывается. Конденсатор C_4 заряжается, транзисторы T_3 и T_6 открываются, и мультивибратор T_3-T_4 , работающий в ждущем режиме, начинает генерировать импульсы с частотой 1,5 кГц.

Принцип частотного заполнения управляющего импульса применен в данном случае для уменьшения габаритов выходного трансформатора $Tr2$. Ширина управляющего импульса регулируется сопротивлением R_{15} . Напряжение с выходных обмоток $Tr2$ выпрямляется диодами D_2 и D_3 и поступает на управляющий электрод тиристора вентильной схемы.

Для отключения аппарата через заданный промежуток времени достаточно подать импульс выключения в систему управления на тиристор V_n , шунтирующий источник питания E . В этом случае тиристор V_n открывается и закорачивает источник постоянного тока. Для того чтобы источник тока не вышел из строя, в схеме использован стабилизатор с защитой от перегрузок [Л. 2].

Для восстановления работы схемы необходимо разомкнуть и снова замкнуть выключатель.

На рис. 4 показаны временные диаграммы напряжения сети (U_c), тока в аппарате (I_a) и напряжения на отдельных каскадах системы управления тиристорным ключом ($U_{об}$ — напряжение на выходе фазосдвигающего устройства; U_{T_6} — напряжение на коллекторе T_6 ; $U_{упр}$ — управляющие импульсы одного канала).

Аппарат представляет собой практически чисто индуктивную нагрузку. Он должен включаться без переходного процесса, т. е. в нулевой фазе тока, что почти соответствует максимуму напряжения питающей цепи. Для обеспечения этого условия в момент U_{max} (диаграмма U_c и I_a) на базу тран-

зистора T_1 поступает напряжение смещения $U_{см}$, закрывающее его (диаграмма $U_{об}$). Триггер T_1-T_2 вырабатывает положительный импульс, который без искажения передается транзисторами T_5 и T_6 (диаграмма U_{T_6}). В течение времени передачи этого импульса мультивибратор генерирует управляющие импульсы с частотой заполнения 1,5 кГц (диаграмма $U_{упр}$).

Относительная погрешность управления для интервала времени $t=5$ сек не превышает 0,3%. Она складывается из времени нарастания до максимума синусоиды питающего напряжения — 5 мсек (максимально) и погрешности счетчика импульсов — 10 мсек.

Рассмотренная система управления может включать практически аппараты любой мощности, так как это определяется только выбором тиристор в вентильном блоке. Прибор в целом малогабаритен, прост и удобен в обращении.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Порошина М. Н. Способ измерения потерь в листовых электротехнических сталях в сложных магнитных полях. А. С. № 249484 (СССР). Опубл. в бюл. «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1969, № 25.
2. Полицкий О., Калинин В. Стабилизатор с защитой от перегрузок. М., «Радио», 1971, № 9, с. 44.
3. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М.—Л., Госэнергоиздат, 1963, с. 376.

[2.6.1972]



Трехфазные установившиеся короткие замыкания синхронного генератора с неравным числом витков фаз (Статья В. Г. Ломинадзе, «Электричество», 1966, № 3)

Г. М. МАХАРАДЗЕ

Тбилиси

В статье В. Г. Ломинадзе делается попытка дать анализ установившихся процессов несимметричных синхронных машин.

Статья основана на ошибочных положениях, поэтому ни в какой степени не отражает тех сложных электромагнитных явлений, которые имеют место в несимметричных синхронных и вообще электрических машинах.

Для обоснования метода анализа автор допускает возможным замену несимметричного синхронного генератора, работающего в несимметричном режиме, некоторым симметричным фиктивным синхронным генератором. Однако никакого доказательства возможности такой замены он не приводит, кроме утверждения, что это можно доказать исходя из баланса активных и реактивных мощностей.

Для обоснования метода анализа автор приводит две системы уравнений токов и напряжений:

$$\dot{U}'_A = \dot{U}'_A, \dot{U}'_B = \dot{U}'_B k_{BA}, \dot{U}'_C = \dot{U}'_C k_{CA};$$

$$I'_A = I'_A, I'_B = I'_B k_{AB}, I'_C = I'_C k_{AC},$$

где

$$k_{AB} = \frac{1}{k_{BA}} = \frac{\omega_A}{\omega_B}, \quad k_{AC} = \frac{1}{k_{CA}} = \frac{\omega_A}{\omega_C}.$$

Символы со штрихами относятся к симметричной синхронной машине, без штрихов — к реальной машине.

Автор связывает внешние напряжения двух сложных машин постоянными скалярными коэффициентами, представляющими обратные значения коэффициентов, связывающих токи этих двух машин, и считает это вполне достаточным для обоснования возможности замены несимметричной синхронной машины симметричной.

Для доказательства эквивалентности машин надо исходить из более существенных соотношений, вытекающих из внутренних электромагнитных процессов, и параметров машин.

Прежде всего необходимо остановиться на теоретических основах этой проблемы и поставить такой вопрос. Имеется ли возможность выразить токи и напряжения в электрической сложной цепи, соединенной в одну схему, другой сложной схемой? Этот вопрос в настоящее время достаточно полно разработан на основе теории графов и законов топологии. В этой теории принципы, используемые в теории электрических цепей, распространены на всеобъемлющий предмет анализа.

Проблема замены несимметричного генератора или машины по существу представляет задачу синтеза. Действительно, в рассматриваемой автором задаче вопрос ставится так: токи симметричной машины I'_A, I'_B, I'_C получены умножением токов несимметричной машины на скалярные коэффициенты: необходимо найти параметры цепи, т. е. параметры симметричной машины. Разница по сравнению с обычной постановкой вопроса заключается в том, что в задаче автора по существу неизвестны токи ни симметричной машины, ни несимметричной. Допускается только заранее заданная связь между ними. Рассматривая данную задачу в общем виде, следует отметить, что задача синтеза не имеет однозначного решения, поэтому и решение данной задачи, даже если оно есть, будет многозначным. Однако вопрос не только в этом.

В теории графов доказываемся, что не могут быть заранее заданы произвольно токи ветвей и напряжения хорд. Эти положения выражены в виде двух законов.

1. Система параллельных переменных (напряжений) линейного графа может быть точно задана произвольным образом тогда и только тогда, когда они могут входить в ветви некоторого дерева.

2. Множество последовательных переменных (токов) связанного графа системы может быть задано независимо тогда и только тогда, когда они образуют дополнение некоторого графа. (Последовательными и параллельными переменными в теории графов называют токи и напряжения.)

Эти теоремы, являющиеся наиболее всеобъемлющими для электрических цепей, гласят, что не могут быть произвольным образом заданы токи I'_A, I'_B, I'_C сложной цепи, ветви которой инцидентны к вершине, т. е. фазные токи, а также не могут быть заданы напряжения хорд, т. е. в данном случае линейные напряжения.

Действительно, если $\dot{U}'_A, \dot{U}'_B, \dot{U}'_C$ — фазные напряжения эквивалентного генератора, а $\dot{U}'_{AB}, \dot{U}'_{AC}, \dot{U}'_{CB}$ — линейные напряжения, то тогда если первые из них могут быть заданы произвольно, то вторые нет. Это означает, что если линейные зажимы несимметричного генератора замкнуты накоротко и предполагается замена этого генератора симметричным, то фазные напряжения могут быть заданы произвольно, т. е. умножением на произвольные параметры, а в отношении линейных напряжений этого допустить нельзя. К линейным зажимам эквивалентного симметричного генератора необходимо подключить определенные сопротивления.

Это доказать нетрудно. Из схемы симметричного генератора, соединенного в звезду, получим матричное уравнение:

$$\begin{vmatrix} -1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \dot{U}'_A \\ \dot{U}'_B \\ \dot{U}'_C \\ \dot{U}'_{AB} \\ \dot{U}'_{AC} \\ \dot{U}'_{BC} \end{vmatrix} = 0$$

или, записывая это в партиционной форме, получаем:

$$|B| \begin{vmatrix} U'_I \\ U'_{II} \end{vmatrix} = 0.$$

Из этого уравнения определяем линейные напряжения:

$$\dot{U}'_{II} = B\dot{U}'_I.$$

Однако обратный переход невозможен, так как определитель B равен нулю.

Таким образом, линейным напряжением заранее произвольным образом задаваться нельзя.

Далее, если i'_A, i'_B, i'_C — фазные токи симметричного генератора, а $i'_{AB}, i'_{AC}, i'_{CB}$ — линейные токи этого же генератора, то согласно уравнению отсечений теории графов (уравнение Кирхгофа) можно записать:

$$\begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 1 & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i'_A \\ i'_B \\ i'_C \\ i'_{AB} \\ i'_{AC} \\ i'_{CB} \end{vmatrix} = 0$$

или в партиционной форме

$$\| 1A \| \begin{pmatrix} i'_I \\ i'_{II} \end{pmatrix} = 0.$$

Из этого выражения получим:

$$i'_I = -A i'_{II}.$$

Обратный переход невозможен, так как детерминант A равен нулю.

Таким образом, не могут быть заданы произвольным образом фазные токи, как это допускает автор, заменяя несимметричный генератор симметричным или произвольным другим.

Помимо вышеприведенного строгого доказательства, невозможность замены несимметричного генератора эквивалентным симметричным можно обосновать исходя из более простых положений теории цепей.

Будем предполагать, что несимметричный генератор короткозамкнут (не на нейтраль). Для этого случая фазные напряжения выразятся следующими уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} e_A - L_A \frac{di_A}{dt} - M_{AB} \frac{di_B}{dt} - M_{AC} \frac{di_C}{dt} - i_A r_A &= \dot{U}_A; \\ e_B - L_B \frac{di_B}{dt} - M_{AB} \frac{di_A}{dt} - M_{BC} \frac{di_C}{dt} - i_B r_B &= \dot{U}_B; \\ e_C - L_C \frac{di_C}{dt} - M_{AC} \frac{di_A}{dt} - M_{BC} \frac{di_B}{dt} - i_C r_C &= \dot{U}_C. \end{aligned} \right\} (A_1)$$

Поделив второе уравнение на k_{BA} , третье на k_{CA} и приняв во внимание допущения, принятые автором в своей работе, получим:

$$\left. \begin{aligned} e'_A - M'_{AB} \frac{di'_0}{dt} - L_1 \frac{di'_A}{dt} - i'_A r_A &= \dot{U}'_A; \\ e'_B - L_1 \frac{di'_B}{dt} - M'_{AB} \frac{di'_0}{dt} - i'_B r_A &= \dot{U}'_A / k_{BA}; \\ e'_C - L_1 \frac{di'_C}{dt} - M'_{AB} \frac{di'_0}{dt} - i'_C r_A &= \dot{U}'_A / k_{CA}. \end{aligned} \right\} (A_2)$$

Здесь $L_1 = L_A - M'_{AB}$ — индуктивность прямого следования фаз симметричного генератора; $M'_{AB} = M_{AB} \frac{\omega_A}{\omega_B}$ — взаимная индуктивность этого же генератора;

$$i'_0 = i_A + \frac{i_B}{k_{AB}} + \frac{i_C}{k_{AC}}.$$

Система уравнений (A_2) явно доказывает, что эквивалентный симметричный генератор при трехфазном замыкании несимметричного генератора не замкнут накоротко, а замкнут на сопротивление, которое зависит от токов i'_A, i'_B, i'_C :

$$\left. \begin{aligned} \frac{M'_{AB} \frac{di'_0}{dt} + \dot{U}_A}{i_A}, \frac{M'_{AB} \frac{di'_0}{dt} + \frac{\dot{U}_A}{k_{AB}}}{i'_B}, \\ \frac{M'_{AB} \frac{di'_0}{dt} + \frac{\dot{U}_A}{k_{CA}}}{i'_C}. \end{aligned} \right\} (A_3)$$

Эти сопротивления нельзя определить, не зная $\dot{U}_A, i'_0, i'_A, i'_B, i'_C$, которые сами подлежат определению; по этой причине замена несимметричного генератора эквивалентным симметричным представляет неопределенную задачу. Если же предполагать, что несимметричный генератор замкнут на несимметричные сопротивления и на нейтраль, сопротивление

которой $z = j\omega L$, получим наиболее общие выражения для баланса фазовых напряжений:

$$\left. \begin{aligned} e_A - L_1 \frac{di'_A}{dt} - M'_{AB} \frac{di'_0}{dt} - i'_A r_A &= \\ &= L_{I\text{н}} \frac{di_A}{dt} + L \frac{di_{\text{н}}}{dt}; \\ e'_B - L_1 \frac{di'_B}{dt} - M'_{AB} \frac{di'_0}{dt} - i'_B r_A &= \\ &= \frac{L_{I\text{н}}}{k_{BA}^2} \frac{di'_B}{dt} + \frac{L}{k_{BA}} \frac{di_{\text{н}}}{dt}; \\ e'_C - L_1 \frac{di'_C}{dt} - M'_{AB} \frac{di'_0}{dt} - i'_C r_A &= \\ &= \frac{L_{I\text{н}}}{k_{CA}^2} \frac{di'_C}{dt} + \frac{L}{k_{CA}} \frac{di_{\text{н}}}{dt}. \end{aligned} \right\} (A_4)$$

Здесь $L_{I\text{н}}, L_{II\text{н}}, L_{III\text{н}}$ — индуктивности нагрузки отдельных фаз;

$$i'_0 = i_A + \frac{i_B}{k_{AB}} + \frac{i_C}{k_{AC}}, \quad i_{\text{н}} = i_A + i_B + i_C.$$

Уравнения (A_4) тоже доказывают неправомочность замены несимметричного генератора эквивалентным симметричным в самом общем случае. Невозможность такой замены подтверждается известным из основ теоретической электротехники положением о неоднозначности определения трех сопротивлений по трем линейным напряжениям и фазным токам (см. проф. Черданцов «Теория переменных токов», стр. 166), где говорится, что могут быть, конечно, неизвестны и три сопротивления $z_{1\text{н}}, z_{2\text{н}}, z_{3\text{н}}$, когда известны три тока. Последние должны подчиняться непременно уравнению:

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0, \quad (D)$$

но при решении задачи об определении нагрузки уравнение (D) бесполезно, оно есть условие правильности задания трех токов, поэтому, кроме двух уравнений напряжения, нужно третье уравнение, например может быть дано одно уравнение фазового напряжения.

В «Трудах ЛПИ», 1939, № 5 приводится статья Л. А. Цейтлина, в которой рассматривается резонанс многофазной системы, в частности, при соединении в звезду. На стр. 4 этого труда при определении сопротивлений z_1, z_2, \dots, z_n при известных токах и напряжениях сказано: «Иными словами, существует бесчисленное множество комбинаций сопротивлений z_1, z_2, \dots, z_n , удовлетворяющих условию резонанса при заданных значениях фазных э. д. с. и токов генератора».

При решении данной задачи имеются три уравнения связи между составляющими напряжения симметричной и несимметричной машин, три уравнения связи между составляющими токов и три уравнения вида:

$$i'_{A0} = -\frac{\dot{U}'_{A0}}{z_0}, \quad i'_{A1} = \frac{\dot{E}_A - \dot{U}'_{A1}}{z_1}, \quad i'_{A2} = -\frac{\dot{U}'_{A2}}{z_2},$$

т. е. всего 9 уравнений для определения 12 неизвестных составляющих токов и напряжений $I_{A1}, I_{A2}, I_{A0}, i'_{A1}, i'_{A2}, i'_{A0}, \dot{U}_{A1}, \dot{U}_{A2}, \dot{U}_{A0}, \dot{U}'_{A1}, \dot{U}'_{A2}, \dot{U}'_{A0}$, что не позволяет однозначно определить эти неизвестные величины.

Уравнения

$$\begin{aligned} I_A + I_B + I_C &= 0, \\ i'_0 &= i'_A + i'_B + i'_C \end{aligned}$$

ничего нового, как это отмечено выше, не дают. Действительно, подставляя в первые из них

$$I_A = I_{A1} + I_{A2}; \quad I_B = I_{A1} a^2 + I_{A2} a; \quad I_C = I_{A1} a + I_{A2} a^2,$$

получим тождество:

$$I_{A1} (1 + a + a^2) + (1 + a + a^2) I_{A2} \equiv 0.$$

Как и следовало ожидать, результаты, полученные автором, подтвердили ошибочность способа решения этой сложной проблемы путем неправильных исходных допущений и неправильного анализа явлений, не учитывающего весь сложный комплекс электромагнитных явлений несимметричной машиной.

При анализе двухфазного короткого замыкания на нейтраль автор различает между собой схемы 2,а и б, между тем с точки зрения явлений в самой машине они совершенно одинаковы. Ток в фазе С в обоих случаях равен нулю и не оказывает никакого действия на машину, поэтому, если предположить двухфазное короткое замыкание на нейтраль, ток во всех случаях (для схем 2,а и б) в фазе С должен равняться нулю. Однако у автора получается, что ток в фазе С для схемы 2,а не равен нулю:

$$I_C = \frac{(a^2 - 1)(1 - k_{AB})z_0 + (a - 1)(1 - ak_{AB})z_2}{z_1z_2 + z_1z_0 + z_2z_0} \dot{E}_A.$$

Это грубая ошибка, полученная в результате неучета явлений в самой машине. В случае трехфазного короткого замыкания на нейтраль для составляющих токов реальной несимметричной машины автор получил выражения:

$$I_{A0} = \frac{k_{A2} \dot{E}_A}{z_1}, \quad I_{A1} = \frac{k_{A0} \dot{E}_A}{z_1}, \quad I_{A2} = \frac{k_{A1} \dot{E}_A}{z_1}.$$

Получается, что токи всех составляющих несимметричной машины зависят только от сопротивления прямого следования фаз, в том числе и составляющая нулевого следования. Этот вывод ошибочен.

Далее, для суммарного тока в нейтрали автор приводит выражение:

$$I_0 = I_A + I_B + I_C = \frac{3k_{A2} \dot{E}_A}{z_1}.$$

Таким образом, он считает, что в нейтральном проводе несимметричного генератора определяется также сопротивление прямого следования фаз и не зависит, как и ток I_{A0} , от сопротивления нулевого следования. Значит, если замерить ток в нулевом проводе и знать э. д. с. фазы несимметричного генератора, можно определить рассчитанное по числу витков фазы z_1 . Это неправильный вывод, поскольку по существу однофазный ток в нейтрали, помимо других величин, прежде всего определяется сопротивлением нулевого следования фаз. Это имеет место в симметричной машине и не может не иметь места в несимметричной.

В эквивалентной симметричной машине в этих условиях имеется система токов прямого следования фаз. Таким образом, оказывается, что несимметричную трехфазную синхронную машину в режиме трехфазного короткого замыкания можно привести к симметричной машине с симметричными токами во всех фазах, причем во всех случаях несимметрии. Это весьма грубая ошибка.

Стараясь оправдать такой результат, автор отмечает, что поскольку в реальной и фиктивной машинах должны быть одни и те же потоки, то, «следовательно, при трехфазном коротком замыкании на нейтраль машина с неравным числом витков в фазных обмотках, несмотря на наличие в фазных токах всех трех последовательностей, также работает с круговым полем».

Чтобы доказать ошибочность последнего утверждения, можно воспользоваться результатами работы А. В. Иванова-Смоленского (см. библиографию к обсуждаемой статье).

В реальной несимметричной машине имеются три различные н. с., сдвинутые в пространстве на 120° и во времени — на определенные углы, не равные одной третьей части периода. Разложим каждую н. с. на две, вращающиеся в противоположные стороны, получим:

$$F_{tx1}^A = \frac{F_{mA}}{2} \sin\left(\omega t - x \frac{\pi}{\tau_p}\right);$$

$$F_{tx2}^A = \frac{F_{mA}}{2} \sin\left(\omega t + x \frac{\pi}{\tau_p}\right);$$

¹ Имеется в виду нумерация схем критикуемой статьи (Ред.).

$$F_{tx1}^B = \frac{F_{mB}}{2} \sin\left(\omega t - \frac{x\pi}{\tau_p} - \gamma_1\right);$$

$$F_{tx2}^B = \frac{F_{mB}}{2} \sin\left(\omega t + \frac{x\pi}{\tau_p} + \gamma_1'\right);$$

$$F_{tx1}^C = \frac{F_{mC}}{2} \sin\left(\omega t - \frac{x\pi}{\tau_p} - \gamma_2\right);$$

$$F_{tx2}^C = \frac{F_{mC}}{2} \sin\left(\omega t + \frac{x\pi}{\tau_p} + \gamma_2'\right).$$

Здесь $\gamma_1, \gamma_1', \gamma_2, \gamma_2'$ — определенные углы, зависящие от начальных фаз токов.

Однако $F_{tx1} = F_{tx1}^A + F_{tx1}^B + F_{tx1}^C$ — результирующая н. с., вращающаяся в прямую сторону, а $F_{tx1I} = F_{tx2}^A + F_{tx2}^B + F_{tx2}^C$ — н. с. обратного следования, не равная нулю, т. е. $F_{mA} \neq F_{mB} \neq F_{mC}$.

Таким образом, в несимметричной реальной машине будут существовать поля как прямого, так и обратного чередования. Этот результат не изменится, если в каждой фазе несимметричной машины мы применим другой способ разложения на составляющие (например, на прямые, обратные и нулевые).

Автор при рассмотрении частного случая — двухфазного короткого замыкания на нейтраль — исходит из рис. 1, который касается трехфазного короткого замыкания, и принимает $\omega_C = 0$. Однако правильнее было бы исходить из рис. 3, который относится к трехфазному замыканию на нейтраль. Вообще же и одна и другая схемы должны дать для частного случая правильный результат. Что же получится, если исходить из рис. 3 и в выражения (27), (28) подставить $k_{AC} = \infty$?

$$\text{Прежде всего, } I_C = \frac{ak_{AC}}{z_1} \dot{E}_A = \infty$$

и

$$I_0 = I_A + I_B + I_C = \infty.$$

На самом деле $I_C = 0$ и $I_0 = I_A + I_B$, т. е. равно конечному значению.

Весьма интересно проанализировать выражение (27), подставив в него значения k_{AB} и k_{AC} для общего случая:

$$I_B = \frac{a^2 \omega_A}{\omega_B}, \quad I_C = \frac{a \omega_A}{\omega_C} \frac{\dot{E}_A}{z_1};$$

поскольку $I_A = \frac{\dot{E}_A}{z_1}$, получим:

$$I_B = \frac{a^2 \omega_A}{\omega_B} I_A, \quad I_C = a \frac{\omega_A}{\omega_C} I_A$$

или

$$I_B \omega_B = a^2 \omega_A I_A, \quad I_C \omega_C = a I_A \omega_A.$$

Получается, что в любом случае несимметрии все три н. с. несимметричной реальной машины равны по величине и сдвинуты по фазе на 120° . А ведь автор исходит из того факта, что обмотки несимметричны и токи в них и, следовательно, н. с. фаз не равны по величине и не сдвинуты во времени на треть периода.

Приведенные примеры доказывают, что обсуждаемая статья основана на ошибочных предположениях и не дает возможности определить неизвестные токи и напряжения несимметричной машины, работающей в установившемся режиме, путем замены ее фиктивной симметричной машиной.



Ответ автора

1. Основное возражение, выдвинутое Г. М. Махарадзе, заключается в том, что он отрицает возможность эквивалентирования синхронной машины с неравным числом витков в фазах, но с симметричным сдвигом фазных обмоток симметричной машиной. Такое эквивалентирование, как будет показано ниже, возможно, если наряду с общеизвестными принять также следующие допущения: сечение меди во всех пазах одинаково; число пазов на плюс и фазу для всех фаз одинаково [Л. 1].

Для простоты рассмотрим машину без демпферной обмотки.

Уравнения напряжений, приложенных к фазным обмоткам и обмотке возбуждения, имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} -U_A &= \frac{d\psi_A}{dt} + i_A r_A; \\ -U_B &= \frac{d\psi_B}{dt} + i_B r_B; \\ -U_C &= \frac{d\psi_C}{dt} + i_C r_C; \\ U_f &= \frac{d\psi_f}{dt} + i_f r_f, \end{aligned} \right\} (1)$$

где потокоцепления с фазными обмотками и обмоткой возбуждения:

$$\left. \begin{aligned} \psi_A &= L_A i_A + M_{AB} i_B + M_{AC} i_C + M_{Af} i_f; \\ \psi_B &= M_{AB} i_A + L_B i_B + M_{BC} i_C + M_{Bf} i_f; \\ \psi_C &= M_{CA} i_A + M_{CB} i_B + L_C i_C + M_{Cf} i_f; \\ \psi_f &= M_{fA} i_A + M_{fB} i_B + M_{fC} i_C + L_f i_f. \end{aligned} \right\} (2)$$

Коэффициенты само- и взаимной индукции явнополюсной машины, входящие в (2):

$$\left. \begin{aligned} L_A &= l_{0A} + l_{2A} \cos 2\gamma; \\ L_B &= l_{0B} + l_{2B} \cos (2\gamma + 120^\circ); \\ L_C &= l_{0C} + l_{2C} \cos (2\gamma - 120^\circ); \\ M_{AB} &= m_{0AB} + m_{2AB} \cos (2\gamma - 120^\circ); \\ M_{BC} &= m_{0BC} + m_{2BC} \cos 2\gamma; \\ M_{CA} &= m_{0AC} + m_{2AC} \cos (2\gamma + 120^\circ); \\ M_{Af} &= M_{Afd} \cos \gamma; \\ M_{Bf} &= M_{Bfd} \cos (\gamma - 120^\circ); \\ M_{Cf} &= M_{Cfd} \cos (\gamma + 120^\circ). \end{aligned} \right\} (3)$$

Поскольку сечение меди во всех пазах одинаково, между активными сопротивлениями фаз существуют зависимости:

$$r_B = k_{BA}^2 r_A; \quad r_C = k_{CA} r_A \quad \left(k_{BA} = \frac{1}{k_{AB}} = \frac{w_B}{w_A}, k_{CA} = \frac{1}{k_{AC}} = \frac{w_C}{w_A} \right).$$

По той же причине, если обозначить $l_{0A} = l_0$, $l_{2A} = l_2$, получим:

$$\left. \begin{aligned} l_{0B} &= k_{BA}^2 l_0; \quad l_{0C} = k_{CA}^2 l_0; \quad l_{2B} = k_{BA}^2 l_2; \quad l_{2C} = k_{CA}^2 l_2; \\ m_{0AB} &= k_{BA} m_0; \quad m_{0BC} = k_{BA} k_{CA} m_0; \quad m_{0CA} = k_{CA} m_0; \\ m_{2AB} &= k_{BA} m_2; \quad m_{2BC} = k_{BA} k_{CA} m_2; \quad m_{2CA} = k_{CA} m_2; \\ m_{Bfd} &= k_{BA} M_{Afd}; \quad M_{Cfd} = k_{CA} M_{Afd}, \end{aligned} \right\} (4)$$

где $m_0, m_2 = l_2, M_{Afd}$ соответствуют случаю, когда во всех фазах число витков равно w_A .

Учитывая (4), коэффициенты индуктивностей переписуются в виде:

$$\left. \begin{aligned} L_A &= l_0 + l_2 \cos 2\gamma = L'_A; \\ L_B &= k_{BA}^2 [l_0 + l_2 \cos (2\gamma + 120^\circ)] = k_{BA}^2 L'_B; \\ L_C &= k_{CA}^2 [l_0 + l_2 \cos (2\gamma - 120^\circ)] = k_{CA}^2 L'_C; \\ M_{AB} &= k_{BA} [m_0 + l_2 \cos (2\gamma - 120^\circ)] = k_{BA} M'_{AB}; \end{aligned} \right\}$$

$$\left. \begin{aligned} M_{BC} &= k_{BA} k_{CA} [m_0 + l_2 \cos 2\gamma] = k_{BA} k_{CA} M'_{BC}; \\ M_{CA} &= k_{CA} [m_0 + l_2 \cos (2\gamma + 120^\circ)] = k_{CA} M'_{CA}; \\ M_{Af} &= M_{Afd} \cos \gamma = M'_{Af}; \\ M_{Bf} &= k_{BA} M_{Afd} \cos (\gamma - 120^\circ) = k_{BA} M'_{Bf}; \\ M_{Cf} &= k_{CA} M_{Afd} \cos (\gamma + 120^\circ) = k_{CA} M'_{Cf}; \\ L_f &= L'_f, \end{aligned} \right\} (5)$$

где $L'_A, L'_B, L'_C, M'_{AB}, M'_{BC}, M'_{AC}, M'_{Af}, M'_{Bf}, M'_{Cf}, L'_f$ — параметры некоторой симметричной синхронной машины с числом витков в фазах, равным w_A , у которой те же магнитная система и обмотка возбуждения, что и у реальной несимметричной машины.

Если второе и третье уравнения системы (1) помножить соответственно на k_{AB} и k_{AC} , то после простых преобразований всех уравнений этой системы с учетом (5) получим:

$$\left. \begin{aligned} -U'_A &= \frac{d\psi'_A}{dt} + i'_A r'_A; \\ -U'_B &= \frac{d\psi'_B}{dt} + i'_B r'_A; \\ -U'_C &= \frac{d\psi'_C}{dt} + i'_C r'_A; \\ U'_f &= \frac{d\psi'_f}{dt} + i'_f r'_f, \end{aligned} \right\} (6)$$

где

$$\begin{aligned} \psi'_A &= \psi_A = L'_A i'_A + M'_{AB} i'_B + M'_{AC} i'_C + M'_{Af} i'_f; \\ \psi'_B &= k_{AB} \psi_B = M'_{AB} i'_A + L'_B i'_B + M'_{BC} i'_C + M'_{Bf} i'_f; \\ \psi'_C &= k_{AC} \psi_C = M'_{AC} i'_A + M'_{BC} i'_B + L'_C i'_C + M'_{Cf} i'_f; \\ \psi'_f &= \psi_f = M'_{Af} i'_A + M'_{Bf} i'_B + M'_{Cf} i'_C + L'_f i'_f; \\ i'_A &= i_A; \quad i'_B = k_{BA} i_B; \quad i'_C = k_{CA} i_C; \\ U'_A &= U_A; \quad U'_B = k_{AB} U_B; \quad U'_C = k_{AC} U_C; \\ U'_f &= U_f; \quad i'_f = i_f. \end{aligned}$$

Как видно, уравнения (6) представляют собой систему уравнений некоторой симметричной синхронной машины, о которой говорилось выше в пояснении к выражениям (5).

Решив систему (6), находим новые переменные (приведенные токи и напряжения), а затем по ним определяем оригиналы:

$$\begin{aligned} i_A &= i'_A, \quad i_B = k_{AB} i'_B, \quad i_C = k_{AC} i'_C, \\ U_A &= U'_A, \quad U_B = k_{BA} U'_B, \quad U_C = k_{CA} U'_C. \end{aligned}$$

2. Автор критических замечаний считает, что самые ошибочные результаты нами получены для трехфазного короткого замыкания на нейтраль. По его мнению, если реальные токи несимметричной машины содержат все три составляющие (прямую, обратную и нулевую), то поле реакции не может быть круговым — прямоовращающимся и, как следствие, составляющие токов реальной несимметричной машины не могут зависеть только от сопротивления прямой последовательности. Однако такое мнение ошибочно.

При трехфазном коротком замыкании на нейтраль синхронного генератора с неравным числом витков в фазах и симметричным сдвигом фазных обмоток напряжения $\dot{U}_A = \dot{U}_B = \dot{U}_C = 0$ и, следовательно, $\dot{U}'_A = \dot{U}'_B = \dot{U}'_C = 0$. Система уравнений (6) будет соответствовать трехфазному короткому замыканию симметричного генератора, и поэтому решение ее для установившихся токов короткого замыкания дает симметричную трехфазную систему $\dot{I}_A, \dot{I}'_B = a^2 \dot{I}'_A, \dot{I}'_C = a \dot{I}'_A$, обуславливающую в эквивалентной симметричной машине круговое прямоовращающееся поле. Реальные токи находятся обратным преобразованием:

$$\dot{I}_A = \dot{I}'_A, \quad \dot{I}_B = a^2 k_{AB} \dot{I}'_A, \quad \dot{I}_C = a k_{AC} \dot{I}'_A.$$

Созданные этими токами н. с. в реальной машине пофазно будут пропорциональны $\dot{I}_A w_A, \dot{I}_B w_B = a^2 \dot{I}_A w_A, \dot{I}_C w_C = a \dot{I}_A w_A$, т. е. н. с. во всех фазах симметричны во времени, и если

учесть также их симметричный пространственный сдвиг, получим, что n . с. реакции первой пространственной гармоники будет прямовращающейся. Таким образом, несмотря на то, что система реальных токов в рассматриваемом режиме короткого замыкания на нейтраль несимметрична (содержит все три составляющие), поле реакции круговое — прямовращающееся, и любые токи (как фиктивные, так и реальные) зависят только от сопротивления прямого следования.

У автора критических замечаний особое недоумение вызывает тот факт, что и в нейтральном проводе несимметричного генератора (при коротком замыкании на нейтраль) ток определяется также сопротивлением прямого следования фаз и не зависит, как и ток I_{A0} , от сопротивления нулевого следования. Он считает, что однофазный ток в нейтрали прежде всего определяется сопротивлением нулевого следования фаз.

В действительности же дело обстоит иначе. Участие сопротивления той или иной последовательности в формировании токов зависит от тех полей, которые появляются в машине. Эти же поля определяются не только токами, но и обмотками. Так, например, как известно, в асинхронных исполнительных двигателях с неравным числом витков в обмотках возбуждения и управления при наличии кругового прямовращающегося поля реальные токи содержат наряду с прямой также и систему обратной последовательности (в системе же приведенных токов обратная последовательность отсутствует).

Известно также, что при соединении обмоток статора веревом [Л. 2—4] без нулевого провода, несмотря на то, что в реальных токах отсутствует нулевая составляющая, токи зависят как от сопротивлений прямой и обратной последовательности, так и от сопротивлений нулевой последовательности. Это происходит потому, что обмотка несимметрична и, несмотря на отсутствие нулевого провода, в машине существует поля нулевой последовательности. Следовательно, то, что имеет место в симметричной машине, может не наблюдаться в несимметричной.

3. Пытаясь доказать несостоятельность примененного нами метода, Г. М. Махарадзе сопоставляет количество уравнений и неизвестных составляющих токов и напряжений и приходит к заключению, что уравнений 9, а неизвестных 12, а это не позволяет однозначно определить неизвестные величины.

В подтверждение сказанного приводится уравнение:

$$I_A + I_B + I_C = 0.$$

Подставляя в это уравнение

$$I_A = I_{A1} + I_{A2}, \quad I_B = a^2 I_{A1} + a I_{A2}, \quad I_C = a I_{A1} + a^2 I_{A2},$$

Г. М. Махарадзе ошибочно заключает, что в этом случае имеет дело не с уравнением, а с тождеством, не замечая, что, опустив в выражениях для I_A, I_B, I_C нулевую составляющую, он автоматически вводит ограничивающее условие $I_{A0} = 0$. Неудивительно, если при этом уравнение $I_A + I_B + I_C = 0$ превратилось в тождество. Однако, вопреки утверждению Г. М. Махарадзе, это уравнение не является тождеством.

Уравнение $I_A + I_B + I_C = 0$ в нашей статье относится к трехфазному короткому замыканию синхронного генератора с неравным числом витков в фазах с изолированной нейтралью. Для этого случая, как вытекает из схемы включения статорных цепей, определяющими режим работы машины являются условия: $I_A + I_B + I_C = 0$ и $\dot{U}_A = \dot{U}_B = \dot{U}_C$, которым соответствуют три уравнения $I_{A0} = 0, \dot{U}'_{A1} = 0, \dot{U}'_{A2} = 0$. Учитывая те девять соотношений, которые упоминаются автором критической статьи, нами получены еще три уравнения с тремя неизвестными $\dot{U}'_{A0}, \dot{U}'_{A1}, \dot{U}'_{A2}$ [Л. 2]:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\dot{U}'_{A0}}{z_0} k_{A0} + \frac{\dot{U}'_{A1}}{z_1} k_{A2} + \frac{\dot{U}'_{A2}}{z_2} k_{A1} &= \frac{\dot{E}_A}{z_1} k_{A2}; \\ \dot{U}'_{A0} k_1 + \dot{U}'_{A1} k_0 + \dot{U}'_{A2} k_2 &= 0; \\ \dot{U}'_{A0} k_2 + \dot{U}'_{A1} k_1 + \dot{U}'_{A2} k_0 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Этих-то уравнений и не досчитался Г. М. Махарадзе, тем самым пытаясь найти решение задачи без учета ограничивающих условий, т. е. без учета режима работы машины.

Изложенного выше, на наш взгляд, вполне достаточно для доказательства несостоятельности утверждения автора критической статьи об ошибочности метода, применяемого нами для анализа режимов работы машин переменного тока с неравным числом витков в фазах статора (при принятых допущениях). Можно было на этом закончить опровержение критических замечаний, если бы в них не было и других досадных недоразумений.

4. Оспаривая наш вывод о том, что при трехфазном коротком замыкании на нейтраль реальная машина с неравным числом витков в фазах, несмотря на наличие в фазных токах всех трех последовательностей, работает с круговым прямо-вращающимся полем, и пытаюсь доказать обратное, Г. М. Махарадзе без обоснования исходит из того, что «в реальной несимметричной машине имеются три различные n . с., сдвинутые в пространстве на 120° и во времени — на определенные углы, не равны одной третьей части периода». Разлагая затем первую пространственную гармонику каждой фазы на прямо- и обратновращающиеся волны и суммируя их, получает как прямо-, так и обратновращающиеся n . с. Этот факт в доказательстве не нуждается. Доказать следует (Г. М. Махарадзе принимает это без всякого обоснования) наличие в синхронной машине с неравным числом витков фаз при ее трехфазном коротком замыкании на нейтраль токов, сдвинутых между собой на углы, не равные 120° . (Обратное нами доказано аналитически.)

5. Позволим себе привести без изменения следующую выдержку из критических замечаний: «Весьма интересно проанализировать выражение (27), подставив в него значения k_{AB} и k_{AC} для общего случая...» и далее: «Получается, что в любом случае несимметрии все три n . с. несимметричной реальной машины равны по величине и сдвинуты по фазе на 120° . А ведь автор исходит из того факта, что обмотки несимметричны и токи в них и, следовательно, n . с. фаз не равны по величине и не сдвинуты во времени на треть периода».

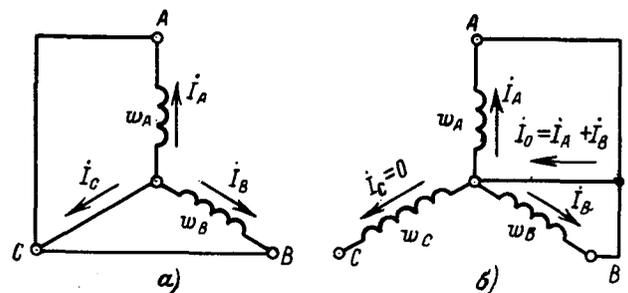
Во-первых, полученные нами в этой части результаты относятся не к любому случаю несимметрии, а к конкретному — трехфазному короткому замыканию на нейтраль синхронного генератора с неравным числом витков в фазах при одинаковом суммарном сечении меди в отдельных фазах.

Во-вторых, мы не исходим из заранее определенной системы токов или n . с. несимметричной обмотки, мы к ней приходим в результате общих систем уравнений, подчинив их условиям, диктуемым режимом (в данном случае видом короткого замыкания). Г. М. Махарадзе же здесь, как и ранее, оез учета режима (вида короткого замыкания) и обоснования ошибочно исходит из того, что в машине с неравным числом витков фаз токи не могут быть сдвинуты во времени на треть периода.

6. Допущением $\omega_c = 0$ ($k_{AC} = \infty$) схема трехфазного короткого замыкания несимметричного генератора с изолированной нейтралью примет вид, показанный на рис. 1,а. Если сравнить эту схему со схемой двухфазного короткого замыкания на нейтраль (рис. 1,б), то увидим, что токи в фазах A, B и C (где $\omega_c = 0$) представляют собой соответственно токи двухфазного короткого замыкания на нейтраль и ток в нейтральном проводе с обратным знаком. Ток в нейтральном проводе

$$I_0 = - \frac{(a^2 - 1)(1 - k_{AB}) z_0 + (a - 1)(1 - a k_{AB}) z_2}{z_0 z_1 + z_1 z_2 + z_2 z_0} \dot{E}_A.$$

При этом, естественно, ток в фазе C схемы двухфазного короткого замыкания (рис. 1,б) $I_C = 0$. Вышеприведенное объяснение дано и в нашей статье [Л. 1].



В этой связи Г. М. Махарадзе пишет: «Ток в фазе C в обоих случаях равен нулю и не оказывает никакого действия на машину . . . , ток во всех случаях (для схемы 2,а и б) в фазе C должен равняться нулю. Однако у автора получается, что ток в фазе C для схемы 2,а не равен нулю . . .»

Ток в фазе C действительно не оказывает никакого влияния на машину, так как в схеме 1,а, хотя ток и не равен нулю, отсутствует обмотка фазы C ($\omega_C=0$), в схеме же рис. 1,б (в реальной схеме двухфазного короткого замыкания на нейтраль) нулю равен ток I_C .

7. Как было показано нами в критикуемой статье и в этом ответе, в случае трехфазного короткого замыкания на нейтраль (при наших допущениях) машина работает с круговым прямовращающимся полем. В установившемся режиме все токи определяются сопротивлением прямой последовательности. Это остается в силе при любых значениях $\omega_C(k_{AC})$, в том числе и условно при отрицательных (фаза C перевернута, но физическая картина не меняется), когда существуют три самостоятельно замкнутые фазы и в машине действуют три симметрично сдвинутые как во времени, так и в пространстве н. с.

Этим объясняется то, что эквивалентная симметричная машина при любых значениях k_{AB} и k_{AC} работает в режиме симметричного трехфазного короткого замыкания. Исключением составляет единственное значение числа витков фазы $\omega_C=0$ ($k_{AC}=\infty$), когда фаза C отсутствует и, следовательно, вместо трех н. с. в машине существуют две; поле машины — заведомо эллиптическое, к тому же появляется и после нулевой последовательности.

Таким образом, уравнения токов трехфазного короткого замыкания на нейтраль, полученные для произвольного значения ω_C , теряют смысл при $\omega_C=0$, и поэтому из этих уравнений подстановкой $k_{AC}=\infty$ нельзя получить уравнения двухфазного короткого замыкания на нейтраль.

В случае трехфазного короткого замыкания генератора с неравным числом витков в фазах и изолированной нейтралью в машине существуют прямо- и обратновращающиеся поля и поле нулевой последовательности. Токи определяются сопротивлениями прямой, обратной и нулевой последовательностей. При этом они (в том числе и токи эквивалентной машины) зависят от $\omega_C(k_{AC})$. Сказанное означает, что в отличие от трехфазного короткого замыкания на нейтраль схема трехфазного замыкания с изолированной нейтралью может служить исходной для получения режима двухфазного короткого замыкания на нейтраль. Это показано как в статье, так и в этом ответе.

Таким образом, утверждение Г. М. Махарадзе о том, что при рассмотрении двухфазного короткого замыкания на нейтраль правильнее было бы исходить из рис. 3, который относится к трехфазному замыканию на нейтраль, ошибочно.

Если для трехфазного короткого замыкания генератора с изолированной нейтралью двухфазное замыкание на нейтраль действительно является частным случаем, то по отношению к трехфазному короткому замыканию на нейтраль оно представляет более общий случай. Поэтому из частного случая, когда в машине имеется лишь круговое поле (трехфазное короткое замыкание на нейтраль генератора с неравным числом витков в фазах), подстановкой $k_{AC}\rightarrow\infty$ нельзя перейти к более общему, когда в наличии все три поля — прямое, обратное и нулевое (двухфазное короткое замыкание на нейтраль).

На основании вышеизложенного легко объяснить, почему подстановкой $k_{AC}\rightarrow\infty$ ($\omega_C=0$) в уравнения реальных токов при трехфазном замыкании на нейтраль получается $I_C\rightarrow\infty$ и почему это не должно соответствовать двухфазному короткому замыканию на нейтраль.

В вводной части своей критической статьи Г. М. Махарадзе, ссылаясь на теорию графов и «простые положения теорий цепей», пытается доказать невозможность замены несимметричного генератора.

В нашей статье и речи нет о каком-то заранее произвольном задании линейных напряжений и фазных токов. Не имеют никакого отношения к рассматриваемому нами вопросу и цитаты из учебника проф. Черданцева и статьи Л. А. Цейтлина. Поэтому здесь нет необходимости останавливаться на разборе вводной части статьи Г. М. Махарадзе.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ломинадзе В. Г. Трехфазные короткие замыкания синхронного генератора с неравным числом витков фаз.— «Электричество», 1966, № 3.
2. Казовский Е. Я. Переходные процессы в электрических машинах переменного тока. Изд. АН СССР, 1962.
3. Seiz W., Drehman A. Dreiphasen Asynchron — maschine mit unsymmetrischer Schaltung.— «Archiv für Elektrotechnik», 1936, № 1.
4. Ломинадзе В. Г. О несимметричных машинах переменного тока.— «Труды ГПИ им. В. И. Ленина» (136), 1970, № 1.

В. Г. Ломинадзе

(Продолжение дискуссии — в последующих номерах)



СОДЕРЖАНИЕ

Чиликин М. Г., Петров И. И., Соколов М. М., Юнков М. Г. — Проблемы автоматизированного электропривода	Лысков Ю. И., Мельзак И. Я. — Статистический анализ режима напряжения сетей 500 кВ	51
Сандлер А. С., Гусяцкий Ю. М., Кудрявцев А. В., Сабатов Р. С., Никольский А. А., Томашевский Н. И., Шрейнер Р. Т., Гильдебранд А. Д., Певзнер Е. М., Ровинский П. А., Шукалов В. Ф., Спивак Л. М. — Развитие электроприводов переменного тока с частотным управлением	1 Тихонов Ю. А., Хачатуров А. А. — Исследование управления переходными процессами, обеспечивающего результирующую устойчивость энергосистем	54
Бирюков А. В., Кутлер Н. П., Лебедев Е. Д., Сегаль М. Н., Слежановский О. В., Хуторецкий В. М. — Унифицированные устройства и системы управления электроприводами	6 Кутыркин А. В. — Синтез оптимальных устройств распознавания аварийных ситуаций в автономных энергосистемах при неполной априорной информации	58
Чиликин М. Г., Ивоботенко Б. А., Ильинский И. Ф., Мелкумов Г. А., Прытков В. Г., Рубцов В. П., Садовский Л. А., Цаценкин В. К. — Развитие теории шагового электропривода	6 Александров Г. И., Иванов В. Л., Базелян Э. М., Садыхова Е. А. — Об ориентировке канала длинной искры	63
Кулесский Р. А., Казаков Е. Г., Лазовский Н. Ф., Янко-Триницкий А. А., Караман В. В., Чудновский В. П., Барац Г. О., Лаврентьев В. Д. — Вопросы проектирования близкого к оптимальному цифрового управления электроприводами постоянного тока	12 Рябкова Е. Я. — Импульсные характеристики заземлителей подстанций	67
Соколов М. М., Шинянский А. В., Москаленко В. В., Яуре А. Г. — Состояние и перспективы развития автоматизированного электропривода подъемно-транспортных механизмов	17 Джуварлы Ч. М., Юсиф-Заде Т. А. — Определение пространственной функции распределения нестационарных квазидетерминированных случайных процессов при расчете перенапряжений	70
Соколов М. М., Масандилов Л. Б., Петров Л. П., Подзоллов Р. Г., Браславский И. Я., Куцин В. В. — Асинхронный бесконтактный электропривод с тиристорным управлением	17 Баскаев В. И., Боголюбов А. В., Садовский В. С., Староверов Г. М. — Тяговая характеристика, обеспечивающая наименьшее время срабатывания электромагнитного механизма	74
Ильинский Н. Ф., Ивоботенко Б. А., Копылов И. П., Бертинов А. И., Аветисян Дж. А., Соколов В. С., Хан В. Х. — Модели электромеханических устройств и систем в задачах синтеза	22 Исаев И. П., Седов В. И. — Оценка надежности электровазозов по характеристикам внезапных отказов	76
Ключев В. И., Яковлев В. И., Теличко Л. Я., Усманов А. М., Борцов Ю. А., Соколовский Г. Г. — Динамика автоматизированного электропривода с упругой механической связью		
Онищенко Г. Б., Локтева И. Л., Новиков В. И. — Методы исследования электромагнитных переходных процессов асинхронных вентилятных каскадов		
	ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ	
	26 Вишневский Ю. И., Каплан В. В., Каплан Г. С., Кукеков Г. А., Нашатырь В. М., Филиппов Ю. А. — О применении несимметричного продольного дутья в воздушных выключателях серии ВВБ	81
	30 Жежеленко И. В., Шевцов К. К. — Высшие гармоники, генерируемые установками дуговой электросварки	84
	36 Ибрагимов И. Г., Порошина М. Н. — Тиристорный ключ	87
	ДИСКУССИИ	
	40 Трехфазные установившиеся короткие замыкания синхронного генератора с неравным числом витков фаз — Махарадзе Г. М. Ответ автора — В. Г. Ломинадзе	89

CONTENTS

Problems of Automatic Electric Drives — M. G. Chilikin, I. I. Petrov, M. M. Sokolov, M. G. Yunkov	1 Methods for Analysing Electromagnetic Transients in Asynchronous Electronic Cascades — G. B. Onischenko, I. L. Lokteva, V. I. Novikov	46
The Development of A. C. Electric Drives with Frequency Control — A. S. Sandler, U. M. Gusiatski, A. V. Kudriavtsev, R. S. Sarbatov, A. A. Nikolski, N. I. Tomashhevski, R. T. Shreiner, A. D. Gildebrand, E. M. Pevzner, P. A. Rovinski, V. F. Shukalov, L. M. Spivak	1 Statistical Analysis of Voltage Conditions on 500 kV Networks — U. I. Liskov, I. J. Melzak	51
Standardized Elements and Control Systems for Electric Drives — A. V. Biriukov, N. P. Cutler, E. D. Lebedev, M. N. Segal, O. V. Sledjanovski, V. M. Hutoretski	6 On Controlling Transients for Securing Resultant Stability in Power Systems — U. A. Tikhonov, A. A. Khat-chaturov	54
The Development of Principles for Step Motor Drives — M. G. Chilikin, B. A. Ivobotenko, N. F. Ilinski, G. A. Melkumov, V. G. Pritkov, V. P. Rubtsov, L. A. Sadovski, V. K. Tsatsenkin	6 Synthesis of Optimum Elements Recognizing Fault Situations in Independent Power Systems from Apriori Incomplete Information — A. V. Kutirkin	58
Questions on the Design of Almost Optimum Digital Control for D. C. Drives — R. A. Kuleski, E. G. Kazakov, N. F. Lazovski, A. A. Yanko-Trinitzki, V. V. Karaman, V. P. Chudnovski, G. O. Barats, V. D. Lavrentiev	12 Orientation of the Channel of a Long Spark — G. N. Alexandrov, V. L. Ivanov, E. M. Bazelian, E. A. Sadikhova	63
The State of Development and Prospects for Automatic Electric Drives for Hoisting and Transport Mechanisms — M. M. Sokolov, A. V. Shinianski, V. V. Moskalenko, A. G. Yaure	17 The Surge Characteristics of Substation Grounding Devices — E. J. Riabkova	67
An Asynchronous Contactless Drive with Thyristor Control — M. M. Sokolov, L. B. Masandilov, L. P. Petrov, R. G. Podzolov, I. J. Braslavski, V. V. Kutsin	17 Determining the Spatial Distribution Function for Transitorial Quasideterminate Stochastic Processes in Overvoltage Calculations. — C. M. Djuvarly, T. A. Usif-Zade	70
Models for Electromechanical Elements and Systems in Synthesis Problems — N. F. Ilinski, B. A. Ivobotenko, I. P. Kopilov, A. I. Bertinov, J. A. Avetisian, V. S. Sokolov, V. H. Han	22 Tractive Characteristic Securing Minimum Operating Time for an Electromagnetic Mechanism — V. I. Baskaev, A. V. Bogoliubov, V. S. Sadovski, G. M. Staroverov	74
The Dynamics of an Automatic Electric Drive with Elastic Mechanical Coupling — V. I. Kliuchev, V. I. Yakovlev, L. Y. Telichko, A. M. Usmanov, U. A. Bortsov, G. G. Sokolovski	26 The Reliability of electric Locomotives Based un Sudan Failure characteristics — I. P. Isaev, V. I. Sedov	76
	FROM OPERATING EXPERIENCE	
	30 Application of Unsymmetrical Lengthwise Blasting in Series VVB Air Breakers — U. I. Vishnevski, V. V. Kaplan, G. S. Kaplan, G. A. Kukekov, V. M. Nashatir, U. A. Fillipov	81
	36 Higher Harmonics Generated by Electric Arc Welding Installations — I. V. Djejenko, K. K. Shevtsov	84
	40 A Thyristor Switch — I. G. Ibragimov, M. N. Poroshina	87
	DISCUSSION	89

Автоматизированный электропривод — основа электрификации и автоматизации рабочих машин и технологических процессов во всех отраслях народного хозяйства. Чиликин М. И., Петров И. И., Соколов М. М., Юньков М. Г. — «Электричество», 1973, № 3.

Статья отражает основные этапы развития автоматизированного электропривода. Приводится краткий исторический материал и характеризуется современное состояние электропривода. Отмечены успехи в области применения полупроводниковой и электронной аппаратуры, вычислительной техники, управляющих машин, новых серий электрических машин и аппаратов, которые создавались на основе последних достижений науки и техники.

Даны направления развития электропривода в области его теории и конкретного применения.

УДК 62-83:621.313.33

Развитие электроприводов переменного тока с частотным управлением. Сандлер А. С., Гусьячкин Ю. М., Кудрячев А. В. и др. — «Электричество», 1973, № 3.

Дается классификация статических преобразователей частоты, отмечаются области их применения и рациональные структуры электроприводов с асинхронными короткозамкнутыми частотно-управляемыми двигателями.

Рассматриваются вопросы оптимизации статических и динамических режимов асинхронного электропривода при частотном управлении. Отмечается возможность эффективного использования принципов подчиненного регулирования и элементов УБСР.

Указывается на перспективность замены реверсивного электропривода постоянного тока приводом переменного тока, особенно в устройствах, работающих в повторно-кратковременном режиме. Библ. 13.

УДК 621.313.13-133.3:62-83

Развитие теории шагового электропривода. Чиликин М. Г., Ивоботенко Б. А., Ильинский Н. Ф., Мелкумов Г. А., Прытков В. Г., Рубцов В. П., Садовский Л. А., Цаценкин В. К. — «Электричество», 1973, № 3.

Рассмотрены два направления в развитии современных систем шагового электропривода. Первое направление относится к совершенствованию математического описания систем путем перестроения динамических моделей и моделей проектирования для удобства решения задач синтеза. Приведены примеры, иллюстрирующие преобразования моделей шагового электропривода. Второе направление состоит в разработке новых структур шагового электропривода с оптимальным и квазиоптимальным управлением. Рассмотрены примеры таких структур применительно к позиционным и следящим системам. Библ. 3.

УДК 621.87-83

Состояние и перспективы развития автоматизированного электропривода подъемно-транспортных механизмов. Соколов М. М., Шинянский А. В., Москаленко В. В., Яуре А. Г. — «Электричество», 1973, № 3.

Анализируется современное состояние развития электроприводов крановых механизмов, пассажирских лифтов, конвейеров и транспортеров. Указываются наиболее перспективные системы электроприводов для этих механизмов и системы автоматического и дистанционного управления ими. На основании материалов VI Всесоюзной конференции по автоматизированному электроприводу дается прогноз развития электроприводов подъемно-транспортных машин на ближайшее пятилетие.

УДК 62-83-523.8

Асинхронный бесконтактный электропривод с тиристорным управлением. Соколов М. М., Масандилов Л. Б., Петров Л. П. и др. — «Электричество», 1973, № 3.

Приведены некоторые результаты исследований асинхронного электропривода с тиристорными коммутаторами в цепи статора двигателя. Рассмотрены особенности расчетов различных режимов работы такого электропривода с использованием аналоговых вычислительных машин, в частности расчеты режимов динамического торможения при переходных процессах с учетом нелинейности кривой намагничивания двигателя. Описаны результаты исследования вопросов формирования заданного характера переходных процессов пуска, реверса и торможения асинхронного двигателя изменением угла открывания тиристоров. Приведен способ определения потерь в обмотках двигателя при осуществлении тиристорного динамического торможения. Библ. 13.

УДК 62-83.001.57

Модели электромеханических устройств и систем в задачах синтеза. Ильинский Н. Ф., Ивоботенко Б. А., Копылов И. П. и др. — «Электричество», 1973, № 3.

Рассмотрены процедуры анализа и синтеза электромеханических устройств и систем. Показано, что модели, обычно используемые в инженерной практике (уравнения проектирования, уравнения динамики и т. п.), плохо приспособлены для решения задач синтеза. Удоб-

ными для целей синтеза моделями электромеханических объектов являются алгебраические уравнения, выражающие связь функций цели с величинами, изменяемыми в процессе синтеза. Рассмотрены приемы перестроения моделей, использующие подход, принятый в теории планирования эксперимента. На ряде примеров показана техника перестроения динамических моделей и моделей проектирования. Библ. 2.

УДК 68-83:531.3

Динамика автоматизированного электропривода с упругой механической связью. Ключев В. И., Яковлев В. И., Теличко Л. Я. и др. — «Электричество», 1973, № 3.

Рассматривается задача анализа и синтеза динамики системы автоматизированного электропривода с упругой механической связью. Анализируется демпфирующая способность электропривода с использованием непосредственной оценки с помощью логарифмического декремента затухания и косвенной, с помощью коэффициента электромеханической связи. Исследуется влияние упругости на настройку регуляторов для систем подчиненного регулирования и определены параметры настройки в зависимости от вида гибкой обратной связи. Библ. 3.

УДК 621.311.13.001

Статистический анализ режима напряжений сетей 500 кв. Лысков Ю. И., Мельвак И. Я. — «Электричество», 1973, № 3.

Приводится статистико-вероятностная оценка режима напряжения сетей 500 кв по данным шести электростанций и восьми подстанций, эксплуатируемых в различных районах Советского Союза.

УДК 621.311.3.016.35

Исследование управления переходными процессами, обеспечивающего результирующую устойчивость энергосистем. Тихонов Ю. А., Хачатуров А. А. — «Электричество», 1973, № 3.

Рассмотрено управление переходными процессами в энергосистеме с помощью различных воздействий, обеспечивающее ресинхронизацию при возникновении асинхронного хода в многомашинной энергосистеме. Достаточное условие результирующей устойчивости получено с помощью метода функций Ляпунова при использовании энергии колебаний системы. Аналитические исследования дополнены расчетами для трехмашинных энергосистем, выполненными с помощью АВМ. Библ. 7.

УДК 621.316.925.2

Синтез оптимальных устройств распознавания аварийных ситуаций в автономных энергосистемах при неполной априорной информации. Кутыркин А. Б. — «Электричество», 1973, № 3.

Синтез оптимальных устройств распознавания аварийных ситуаций существенно зависит от априорной информации. Преодолеть ее недостаток можно несколькими способами. Первый из них, как правило, трудно осуществимый, состоит в предварительной обработке информации, полученной в ходе эксперимента или расчета. Другой путь указывает теория игр, возможной стратегией руководства которой является минимаксный критерий. При весьма малой априорной информации выход может быть найден на пути применения адаптации и обучения. Библ. 6.

УДК 621.311.4.053.001.57

Импульсные характеристики заземлителей подстанций. Рябкова Е. Я. — «Электричество», 1973, № 3.

Описывается метод физического моделирования для определения импульсных характеристик заземлителей подстанций и рассматриваются их зависимости от удельного сопротивления грунта, размеров и конструкции заземлителя и параметров волны тока молнии. Библ. 4.

УДК 621.335.2.004.6

Оценка надежности электровозов по характеристикам внезапных отказов. Исаев И. П., Седов В. И. — «Электричество», 1973, № 3.

На основании статистического анализа производится оценка надежности электровозов при внезапных отказах по временным параметрам системы их восстановления. Получены конкретные зависимости показателей надежности от интенсивности отказов и наработки на отказ. Библ. 4.

УДК 621.316.542.064.241.027.3

О применении несимметричного продольного дутья в воздушных выключателях серии ВВБ. Вишневецкий Ю. И., Каплан В. В., Каплан Г. С., Кукеков Г. А., Нашатый В. М., Филиппов Ю. А. — «Электричество», 1973, № 3.

Показаны преимущества системы несимметричного продольного воздушного дутья и возможности ее использования для повышения отключающей способности выключателей серии ВВБ. Приведены результаты сравнительных исследований на физических моделях и испытаний на синтетической схеме макета дугогасительного устройства при отключении номинального тока не удаленного короткого замыкания. Библ. 5.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

В. В. Афанасьев, А. И. Бертинов, В. Г. Бирюков, В. А. Веников, И. С. Ефремов, Д. Г. Жимерин, А. М. Залесский, П. М. Ипатов, М. П. Костенко, Л. Г. Мамиконянц (зам. главного редактора), Л. Р. Нейман, И. И. Петров, С. И. Рабинович, Д. В. Разевиг (главный редактор), А. М. Федосеев, М. Г. Чиликин, А. С. Шаталов.

Адрес редакции: Москва, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.

Почтовый адрес: Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Л. М. Кузнецова