

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

*Да здравствует 1 Мая — День международной солидарности трудящихся
в борьбе против империализма, за мир, демократию и социализм!*

(Из Призывов ЦК КПСС к 1 Мая 1976 года)

1976



ИЗДАТЕЛЬСТВО • ЭНЕРГИЯ •

5

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

5
1976
МАЙ

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

В этом номере редакция публикует ряд статей, написанных по материалам докладов, сделанных на VII Всесоюзной конференции по автоматизированному электроприводу.

(Таллин, октябрь 1975 г.)

УДК 62-83.001.1

Развитие автоматизированного электропривода в X пятилетке

ЧИЛИКИН М. Г., ПЕТРОВ И. И., СОКОЛОВ М. М., ЮНЬКОВ М. Г.

С большим воодушевлением весь советский народ встретил XXV съезд Коммунистической партии Советского Союза, на котором были подведены итоги девятой пятилетки и определены основные направления развития народного хозяйства СССР в десятой пятилетке — еще одного этапа на пути построения коммунистического общества.

Сформулированы задачи научно-технического прогресса нашего общества: увеличение производительности труда, повышение качества продукции, эффективность капиталовложений, строжайшая экономия во всех отраслях народного хозяйства.

Значительная роль в решении этих задач принадлежит автоматизированному электроприводу. Достаточно сказать что в десятой пятилетке ожидается общий народнохозяйственный экономический эффект за счет только выпуска новых электроприводов в размере примерно 600 млн. руб. Сотни новых предприятий черной и цветной металлургии, энергетики, машиностроения, промышленности по добыче угля, нефти и газа, сельского хозяйства, легкой и пищевой промышленности будут оборудованы новыми экономичными высокопроизводительными системами автоматизированного электропривода.

В истекшей пятилетке развитие автоматизированного электропривода проходило в двух основных направлениях: развитии теории и практическом обеспечении электропривода средствами комплектования — электрическими машинами, аппаратами и элементами автоматизации.

В области теории созданы методы анализа и синтеза сложных систем электропривода, главным образом за счет вычислительной техники. Значительный прогресс достигнут в исследованиях систем со многими нелинейностями электрических цепей, зазорами в передачах, упругостями и т. д. В настоящее время в общей теории электропривода становится все меньше белых пятен, процесс ее совершенствования ведется в хорошем темпе, что вызывает определенное удовлетворение.

Обращаясь ко второму направлению развития электропривода, отметим прежде всего определенные успехи в области полупроводниковой техники. Созданы тиристоры на большие токи и обратные напряжения, блоки управления комплектуются на базе транзисторной техники с микромодулями в цепях управления. Широко применяются логические элементы и другая бесконтактная аппаратура. За истекшие годы создано много новых электрических машин: практически безынерционные машины с гладким якорем, шаговые и линейные двигатели, машины переменного и постоянного тока большой мощности.

Успехи электротехнической, электронной, приборостроительной и других отраслей промышленности в создании и выпуске новых электрических машин, аппаратов и средств автоматизации позволили спроектировать много новых высокопроизводительных электроприводов в металлургии, станкостроении, горной промышленности, сельском хозяйстве и т. д. Вместе с тем ряд предприятий не оснащен

еще автоматизированными электроприводами, соответствующими современному состоянию науки и техники. Этот пробел должен быть ликвидирован в кратчайший срок. Здесь заложены резервы повышения производительности труда.

Как известно, базой для развития современного автоматизированного электропривода служит электромашиностроение и преобразовательная техника. В настоящее время электротехническая промышленность наращивает темпы производства электрических машин и преобразователей. Отметим, что преобразователи выполняются в виде комплектных устройств с совместным монтажом вентилей, силовой аппаратуры, систем импульсно-фазового управления вентилями (СИФУ), устройств защиты. Аппаратура, предназначенная для управления приводами и агрегатами в целом в соответствии с технологическим циклом производства, монтируется, как правило, на отдельных панелях, которые вместе с комплектным устройством преобразователя составляют единый крупноблочный щит. После перехода в будущем на интегральные схемы управления СИФУ логическая и регулирующая части схемы будут монтироваться в одном комплектном устройстве.

Совершенствование автоматизированного электропривода, в первую очередь на базе полупроводниковой техники, создает новые возможности в конструировании механизмов и в более рациональном построении технологии производства. Электропривод принимает на себя ряд функций, которые осуществлялись ранее механическим путем. Он решает все больше задач в системе «электропривод-механизм-технологический процесс», возрастает и его доля в общей стоимости агрегатов.

Для пояснения сказанного обратимся к следующему примеру. Крупные электронасосы для электростанций, металлургии и других целей выполняются в настоящее время на 4500—9000 об/мин с асинхронными двигателями на 3000 об/мин, мультипликатором между двигателем и насосом и гидравлической муфтой для регулирования скорости. Привод получается сложным в изготовлении и эксплуатации, дорогим и недостаточно надежным.

При выполнении тиристорного регулируемого частотного электропривода на 4500—9000 об/мин необходимость в мультипликаторе и гидравлической муфте отпадает, регулирование скорости становится более плавным и глубоким, удобство эксплуатации и надежность повышается, система проще автоматизируется. То же происходит при замене нерегулируемого электропривода станков, скорость шпинделя которых изменяется с помощью редуктора, на регулируемый безредукторный электропривод.

Одна из важнейших задач, определяющих развитие автоматизированного электропривода в десятой пятилетке,—создание электродвигателей, аппаратуры управления и средств автоматизации высокой надежности, не требующих большого объема профилактических и ремонтных работ, что в конечном счете приведет к увеличению производительности труда в народном хозяйстве.

Принципиально новые положения закладываются в создание серий различных двигателей. Так,

например, серия асинхронных двигателей 5 А, которую планируется разработать в текущей пятилетке и затем внедрить в серийное производство, должна иметь эксплуатационный ресурс, соответствующий срокам морального износа, а не энергетическим и другим эксплуатационным показателям. На основе единого комплекта унифицированных деталей должны быть разработаны все электрические и конструктивные модификации, необходимые в практике машиностроения и эксплуатации. Необходимы двигатели для широкого регулирования скорости с помощью тиристорных преобразователей, а также линейные и другие специальные электродвигатели, например крановые, экскаваторные взрывозащищенные и т. д.

Для многих производственных механизмов остается нерешенным вопрос о применении безредукторных приводов с тихоходными двигателями, электрических двигателей с малым маховым моментом и высокими регулировочными свойствами, двигателей с высоким допустимым коэффициентом изменения тока во времени и т. д.

Ряд ответственных задач при конструировании производственных агрегатов может выполняться линейными двигателями: асинхронными, синхронными двигателями постоянного тока и др. Их разработке и применению посвящено много работ. Линейные двигатели успешно применяются в различных инструментах ударного действия, в транспортных установках, металлургии, текстильной промышленности и т. д. Однако работы в области теории и практики использования этих машин должны продолжаться нарастающими темпами. Особый интерес представляет здесь динамика привода и теория нагрева при различных видах конструкции машин.

Необходимо усилить работу в области теории и практики систем электропривода с вентильными двигателями.

Недостаточными темпами развивается пока вибрационный электропривод, а между тем применения его совершенных конструкций ждут многие отрасли, начиная от бытовой техники до сложных испытательных сейсмических установок, когда необходимо привести в движение с различными частотными колебаниями крупные конструкции, а иногда и опытные каркасы зданий.

В отечественной и мировой практике общепризнанной является бесконтактная аппаратура управления, которая имеет ряд существенных преимуществ по сравнению с электромеханическими системами. Бесконтактные аппараты, в первую очередь транзисторные и тиристорные, отличаются высокой надежностью, вследствие чего практически не требуют ухода в эксплуатации. Габариты бесконтактных устройств существенно меньше электромеханических. При серийном изготовлении бесконтактные системы стоят дешевле электромеханических. Бесконтактные полупроводниковые аппараты эффективно использовать во взрывоопасной, запыленной и агрессивной средах. Будучи залитыми компаундом, они могут работать без специальных оболочек. Особенно перспективно применение бесконтактной аппаратуры в сочетании с интегральными схемами, когда на одном кристал-

ле суммируется большое число управляющих сигналов.

Следует обратить внимание на то, что производство тиристорных вентилях и комплектных устройств — преобразователей со схемами управления — вышло в нашей стране на уровень передовых стандартов. В десятой пятилетке должны выпускаться вентили на большие токи и напряжения — соответственно на 500 А и 2500 В; разрабатываются и более мощные аппараты. Характерно то, что в задачи пятилетки входит создание сверхмощных тиристорных электроприводов с двигателями постоянного тока мощностью до 15 000 кВт и с двигателями переменного тока мощностью до 25 000 кВт для металлургической и других отраслей промышленности.

Ряд вопросов, которые успешно решались в девятой пятилетке, продолжают оставаться в центре внимания специалистов в области автоматизированного электропривода.

По-прежнему сохраняют свою эффективность асинхронные вентильные каскады. Имея ряд специфических преимуществ, эти системы успешно позволяют решать задачи привода и регулирования турбомеханизмов, причем эффективность каскадного привода повышается с ростом мощности установок. Важным достоинством вентильных каскадов является высокая степень унификации по составу оборудования с тиристорными приводами постоянного тока, что облегчает производство каскадных электроприводов.

Уже созданы вентильные и вентильно-машинные каскады большой мощности (до 5000 кВт) для привода шахтных вентиляторов, циркуляционных насосов атомных электростанций, механизмов цементной промышленности, гидротехнических объектов и т. д. Ряд серий электрооборудования для приводов по схемам вентильного каскада выпускается заводами электротехнической промышленности.

Успехи в практике использования каскадных электроприводов стали возможными благодаря фундаментальной разработке теории асинхронных вентильных каскадов, проведенной в последние годы. Изучение электромагнитных и электромеханических нестационарных процессов позволило найти средства управления этими процессами, разработать высококачественные системы регулирования скорости и момента, а также реализовать такие режимы работы привода, как автоматическое повторное включение, изменение структуры силовой части схемы и др. К нерешенным вопросам теории и практики вентильных каскадов нужно отнести поиск средств повышения коэффициента мощности таких приводов.

Возрастание единичной мощности насосных, вентиляторных и турбокомпрессорных установок, а также повышение требований к их экономичному регулированию определяют дальнейшие перспективы развития вентильных каскадов и расширение объемов их производства. Следует подчеркнуть, что значительная экономия электроэнергии, достигаемая при использовании каскадного привода турбомеханизмов, отражает общую тенденцию снижения энергетических затрат в условиях экономии топлива.

Дальнейшим развитием идеи каскадного электропривода является создание регулируемых электроприводов по схемам машины двойного питания. В отличие от традиционных схем вентильного каскада эти системы привода обладают большей динамичностью и возможностью управлять не только моментом и скоростью двигателя, но и реактивной мощностью, циркулирующей в сети питания двигателя. Работы в области создания таких приводов находятся сейчас в стадии отработки головных образцов. Одновременно разрабатывается теория машин двойного питания с автоматическими системами регулирования.

Значительный прогресс достигнут в теории и практике дискретного электропривода с шаговыми двигателями, который сформировался в самостоятельное и плодотворное направление электромеханики, органически вошедшее в самые разнообразные отрасли современной техники. В традиционной области применения шагового электропривода — станки и механизмы с числовым программным управлением — накоплен достаточный опыт по созданию и эксплуатации систем силового шагового привода, что позволило приступить к промышленному освоению таких систем и к подготовке их серийного производства. Этим восполняется допущенное в области шагового электропривода отставание от мирового уровня.

На базе силового шагового привода проектируются узлы манипуляторов, роботов, поворотных платформ уникальных механизмов с рабочим моментом от $2 \cdot 10^6$ Н·м. Это позволяет обеспечить прогрессивные решения задач управления сложными движениями и упростить кинематические связи механизмов. Проблемы, возникающие в криогенной технике, технологических процессах по производству изделий микроэлектроники, при управлении химическими реакциями, медико-биологических исследованиях, потребовали резкого повышения точностных показателей, расширения рабочих диапазонов привода и создания шаговых электродвигателей с поступательным и комбинированным видами движений.

Научные исследования, изобретения и опытно-промышленная эксплуатация вновь созданных систем с глубоким дроблением основного электрического шага, с замкнутыми структурами цифрового управления, с новыми типами шаговых двигателей создали необходимые предпосылки для широкого промышленного освоения шагового электропривода в текущей пятилетке.

Развитие автоматизированного электропривода требует все больших вкладов в его теоретические основы. Создание сложных систем электропривода связано с необходимостью знания законов их статики и динамики. Большое значение при этом имеют техника расчетов, постановки экспериментов, точное определение параметров электрических машин и аппаратов. Обращаясь к прошлому, напомним, что в ряде случаев при расчете систем такими явлениями, как насыщение машин, реакция якоря, вытеснение тока на поверхность проводника и т. п., просто пренебрегали; при расчетах часто не учитывались: индуктивность якорных цепей, упругие деформации механической части системы, зазоры в

передачах и т. д. Теперь трудно представить сложную систему электропривода, при расчете которой не было необходимости учета совокупности указанных факторов или хотя бы некоторых из них.

Обращает на себя внимание и тот факт, что в традиционных задачах электропривода, например, при выборе мощности двигателей, остается много нерешенных вопросов. Особенно это характерно для механизмов с быстроменяющимся характером нагрузки, при стохастических процессах, механизмов с высоким числом включений в час, при питании двигателей от систем ограниченной мощности и т. д. Здесь необходимы следующие мероприятия: накопление данных для статистического анализа нагрузочных диаграмм, дальнейшие работы по учету нагрева двигателей современных конструкций, выявлению характера динамики работы тиристорных преобразователей, точный анализ параметров системы электропривода и решение других вопросов теории и практики автоматизированного электропривода.

Много теоретических работ предстоит выполнить при создании сложных систем с двигателями постоянного тока. Это положение относится к автоматизированным электроприводам с машинными преобразователями, особенно при питании двигателей от вентильных преобразователей. Еще не решены многие вопросы формирования переходных процессов в таких системах, имеются пробелы в анализе многодвигательных систем с учетом зазоров в передачах. Подлежит дальнейшей разработке метод последовательной коррекции для сложных нелинейных систем и другие методы построения систем управления.

При создании автоматизированных электроприводов постоянного тока с тиристорными преобразователями (ТП—Д) важным является определение габаритов аппаратуры, входящей в систему: сглаживающих и уравнивающих дросселей, трансформаторов питания и т. д. Необходимы глубокий анализ и рекомендации по применению тех или иных схем тиристорного привода для различных классов производственных механизмов. Вместе с тем нужны и рекомендации по разграничению применения машинных и тиристорных преобразователей с учетом влияния их на энергетические системы и иные источники питания.

При разработке и исследовании современных асинхронных электроприводов все чаще возникает необходимость подробного учета электромагнитных переходных процессов в двигателе. Такое положение во многом определяется тем, что при управлении асинхронным двигателем с помощью различных вентильных преобразователей двигатель в момент работы электропривода в установившемся режиме может работать в квазиустановившемся режиме, при котором возникает непрерывное чередование переходных процессов. Так, при управлении асинхронным двигателем от тиристорного регулятора напряжения даже при установившейся скорости вращения двигателя может иметь место последовательное подключение к сети двух- или трехфазных обмоток статора. Анализ указанных режимов возможен только при детальном учете электромагнит-

ных переходных процессов в двигателе, базирующемся на исследовании его дифференциальных уравнений.

Весьма перспективной является разработка асинхронных электроприводов с формированием переходных процессов по определенному закону. Это касается, в частности, асинхронных частотно-управляемых электроприводов.

Необходимость анализа статики и динамики асинхронного электропривода в указанных режимах выдвигает задачу дальнейшей разработки теории электромагнитных переходных процессов асинхронных двигателей с целью решения таких актуальных задач, как расчет нагрева двигателей, исследование рациональных структур электроприводов для регулирования двигателей в переходных и установившихся режимах работы, создание инженерных методов расчета динамики асинхронного электропривода, определение допустимого числа включений двигателя в час и т. д.

Важной народнохозяйственной задачей является широкое внедрение в ряд отраслей промышленности синхронных двигателей, естественное свойство которых — отдача реактивной энергии в сеть. Это свойство синхронных двигателей становится особенно ценным, если учесть, что применяемые тиристорные преобразователи значительно ухудшают форму кривой напряжения и коэффициент мощности сети. Отметим при этом, что остается еще много нерешенных вопросов в теории синхронных двигателей. К ним можно отнести разработку простых методов определения параметров, создание методов расчета систем подчиненного регулирования синхронных двигателей, выявление возможностей пуска крупных двигателей мощностью до 50 мВт от сетей соизмеримой мощности и т. д.

За последние 5—10 лет благодаря развитию вычислительной техники совершенно изменился уровень исследований статики и динамики автоматизированных электроприводов. В настоящее время нет принципиальных трудностей в решениях, например, задач динамики систем постоянного и переменного тока с многими обратными связями, нелинейностями, с учетом зазоров в передачах, упругостей и т. д. Высокий уровень исследований и анализа систем позволяет создавать качественные, надежные и высокопроизводительные агрегаты, основные функции которых выполняет электропривод.

Следует, однако, обратить внимание на недостаточный уровень оснащения ряда отраслей промышленности средствами вычислительной техники. Необходимо ускорить выпуск надежных ЭВМ на интегральных модулях с широкой номенклатурой, с набором периферийных устройств и математическим обеспечением, позволяющим осуществлять переход от использования локальных систем и жестких программ к управлению с ЭВМ. Существенно необходимо также усилить исследования и расширить производство датчиков и приборов технологического контроля с высоким классом точности, пригодных для прямого общения с ЭВМ. В последнее время наметилась также тенденция построения многоуровневых систем управления технологическими процессами с использованием простых, дешевых и надежных ЭВМ.

Начинают внедряться методы машинного проектирования систем автоматизированного электропривода. Естественно, ЦВМ обеспечивают при этом многосторонний анализ влияния различных факторов на проектирование системы электропривода: качество динамики, габариты оборудования, экономические показатели. При проектировании можно оценить основные конструктивные данные аппаратов системы, возможности электрических машин, входящих в нее, и т. д. Опыт показал, что методам машинного проектирования следует уделять больше внимания, что принесет значительную экономию времени инженерно-технического персонала, улучшит качество проектирования и сократит его сроки.

Обращаясь к некоторым специфическим вопросам развития автоматизированного электропривода отраслевого характера, отметим, например, что совершенствование систем электропривода в металлургической промышленности обуславливается высокими рабочими скоростями агрегатов. Рабочие скорости на непрерывных станах холодной прокатки в настоящее время достигают 35 м/с, на станах горячей прокатки 30 м/с, при прокатке проволоки 70 м/с (250 км/ч). Управлять процессом, протекающим при таких высоких скоростях, и одновременно контролировать многие параметры, находящиеся в тесной взаимосвязи между собой, можно только при наличии совершенных систем электропривода и оптимальных систем управления с использованием последних достижений в области вычислительных машин, полупроводниковой техники, электромашиностроения и т. д.

Автоматизация определяет в настоящее время ход и темпы развития технического прогресса металлургической промышленности в целом. Это положение становится еще более очевидным, если принять во внимание, что при указанных скоростях прокатки необходимо получить продукцию более высокого качества, чем это удавалось ранее при значительно меньших рабочих скоростях.

Указанные задачи могут быть успешно решены в случае проектирования систем автоматики на базе унифицированных и стандартизированных узлов, блоков, микросхем и т. д. Необходимо при этом расширить ассортимент логических элементов и функциональных блоков для систем управления, размещенных в стандартных каркасах, шкафах и пультах. Наличие такой унифицированной материальной базы позволило бы значительно сократить затраты времени на проектные, конструкторские и наладочные работы, ускорило бы передачу разработанных систем в серийное производство.

Наиболее эффективными направлениями совершенствования электропривода горно- и нефтедобывающих предприятий являются: повышение электровооруженности, замена нерегулируемых или частично регулируемых электроприводов полностью регулируемыми при соответствующих изменениях технологии и улучшении управляемости механизмами вплоть до оптимизации управления производственными комплексами. Важнейшими средствами, которые должны обеспечить решение указанных задач, остаются на ближайшее будущее статическая преобразовательная техника и кибернетические системы управления системами электропривода.

Особые условия эксплуатации горных механизмов не позволяют во многих случаях использовать в электроприводе горных машин технические решения, принимаемые для общепромышленного электропривода. Поэтому электротехническая промышленность имеет в производстве номенклатуру специального экскаваторного и бурового электрооборудования, отличающегося повышенной прочностью, термостойкостью и защищенностью.

Для схем горного электропривода весьма характерными являются повышенные требования к ограничению и регулированию момента, к плавности выбора зазоров в передачах и слабину в канатах, к независимости характеристик электропривода и сохранению его работоспособности при значительных изменениях питающего напряжения и температуры окружающей среды. Широкое применение для горных электроприводов в прошедшие годы нашли системы тиристорного возбуждения машины с простейшими преобразователями и подчиненным регулированием параметров.

Задачи электропривода горнодобывающей промышленности вытекают из темпов освоения таких новых высокопроизводительных горных механизмов, как плавучие и полупогружные буровые установки, карьерные экскаваторы с ковшем 20 м³, вскрышные экскаваторы и драглайны с ковшем от 60 до 100 м³ при питании напряжением 35 кВ, роторные экскаваторы непрерывного действия, шнекобуровые машины, автоматические буровые установки и пр.

Опыт разработки и исследований электроприводов горных механизмов, а также соответствующий прогноз развития позволяют предположить, что генеральным направлением развития горного электропривода в ближайшие годы будет статическая преобразовательная техника.

В подъемно-транспортной технике актуальным является вопрос широкого внедрения асинхронного регулируемого электропривода с высокими качествами динамики и обеспечением точной остановки. Это относится к крановым установкам, лифтам, различным подъемникам, конвейерам и т. п. Для механизмов большой грузоподъемности весьма актуален вопрос расширения области применения систем постоянного тока с тиристорными преобразователями.

Все в большей степени возникают специфические вопросы в области подъемных механизмов, которые могут быть решены только с помощью автоматизированного электропривода при тщательном анализе динамики системы. Так, например, стремление, увеличить производительность крановых механизмов и ограничить динамические нагрузки всех электроприводов в ряде случаев приводит к необходимости анализа вопросов демпфирования колебаний грузов. Успешное их решение позволит разработать такие электроприводы механизмов передвижения и поворота кранов, в которых предусматривалась бы возможность автоматического демпфирования колебаний грузов при пуске, реверсе и торможении. Развитие крупноблочного строительства предъявило к крановой технике еще одно важное требование — обеспечение точной посадки и остановки детали при перемещении ее двумя или

несколькими кранами. Здесь возникают вопросы об информации положения детали, динамики приводов при гибких и жестких грузозахватных устройствах и т. д.

Характерным в планах развития автоматизированного электропривода металлорежущих станков в следующем пятилетии явится широкое внедрение регулируемых систем с полупроводниковыми преобразователями. Основным видом регулируемого электропривода остается электропривод постоянного тока с применением новых серий двигателей постоянного тока и тиристорных преобразователей. Уже начат переход в системах управления на интегральную базу с применением интегральных операционных усилителей. По своим техническим характеристикам применяемые в станкостроении тиристорные преобразователи находятся на уровне мировых стандартов.

Ближайшей задачей при создании новых систем управления металлорежущими станками является расширение диапазона регулирования электроприводов до 1:10 000—1:30 000 по напряжению и до 10:1 по полю, увеличение быстродействия и повышение надежности и долговечности. Выполнению указанных требований будут способствовать совершенствование структур привода, переход на интегральные схемы и высокомоментные двигатели постоянного тока, выполненные на базе новых магнитных материалов и изоляции.

Перспективным явится в этом пятилетии расширение области применения шаговых двигателей, а для высокоскоростных механизмов с двигателями на 6000—200 000 об/мин — частотно-управляемых систем.

Создание регулируемых электроприводов для установок, не связанных с мощными энергосистемами (горные разработки, строительные площадки, суда и т. п.), является важной технической задачей, решение которой определяет рост производительности, а в некоторых случаях дает возможность

освоить прогрессивные технологические процессы в ряде отраслей народного хозяйства. Характерная черта таких установок — соизмеримость мощности регулируемого электропривода и автономного источника электрической энергии. В качестве последнего используется электрический генератор с первичным тепловым двигателем (ТД) — дизелем или газовой турбиной. Анализ технико-энергетических показателей приводит к выводу, что для рассматриваемых установок наибольшими преимуществами обладает система с производством электрической энергии на переменном токе. В этом случае для электроприводов с широким диапазоном регулирования скорости целесообразно использование системы ТП-Д, когда от соизмеримых по мощности синхронных генераторов через тиристорные преобразователи получают питание якоря двигателей постоянного тока.

Пока еще не накоплен достаточный опыт проектирования и эксплуатации указанных автономных систем (ТД-СГ-ТП-Д). Сформулируем направления исследований: изучение динамических показателей и анализ влияния параметров отдельных узлов на динамические характеристики системы; выявление влияния нелинейных свойств управляемых вентилей на формы токов и напряжений СГ для поиска путей улучшения использования оборудования; изучение условий параллельной работы данных систем. На основании этих работ должны быть предложены методы анализа и синтеза систем автономного питания, а также даны рекомендации по их проектированию и эксплуатации.

Таковы основные проблемы, которые предстоит решить в области автоматизированного электропривода в десятой пятилетке.

Большой честью для всех специалистов, работающих в области автоматизированного электропривода, будет участие в решении задач, выдвинутых XXV съездом КПСС и сформулированных в пятилетнем плане развития народного хозяйства.



Принципы построения систем регулирования электроприводов с двигателями переменного тока

Кандидат техн. наук ЛОКТЕВА И. Л., доктор техн. наук ОНИЩЕНКО Г. Б.,
инж. ПЛОТНИКОВА Т. В., канд. техн. наук ШАКАРЯН Ю. Г.

Развитие регулируемого вентильного электропривода с двигателями переменного тока вызвало широкую разработку систем автоматического регулирования (САР) электроприводов этого класса. В источниках [Л. 1, 2 и др.] представлены результаты разработки методов построения и предложены различные структурные схемы САР некоторых типов электроприводов переменного тока. Однако предложенные схемы не исходят из единых методических предпосылок и не исчерпывают возможных технических решений.

В статье, исходя из стремления найти единые принципы построения систем регулирования электроприводов переменного тока, рассмотрены общие вопросы синтеза САР электроприводов и проведена систематизация возможных структурных решений.

Предлагаемый способ структурного синтеза САР электроприводов базируется на использовании двух методических принципов: элементов теории инвариантности систем автоматического регулирования и методов преобразования координат (в частности, использование колеблющихся координат

УДК 62-83.025-533.7

[Л. 3]). Первый метод позволяет определить совокупность возможных видов функций регулирования управляемых переменных величин, характеризующих работу привода, при заданной точности регулирования ϵ .

Метод колеблющихся координат основан на математическом описании электромагнитных процессов машин переменного тока в системе координат, ортогональные оси которых вращаются в пространстве с переменной скоростью ω_g , являющейся определенной функцией времени. Применение этого метода позволяет для каждого конкретного случая выбирать наиболее целесообразную систему координат.

Первоначально рассмотрим так называемую обобщенную машину переменного тока, под которой понимается индукционная машина, имеющая независимое питание роторных и статорных цепей, причем как статорное, так и роторное напряжения регулируются. Такая машина хотя и не является примером реального электропривода, но служит удобной моделью для исследования, позволяющей в последующем перейти к конкретным реальным системам электропривода переменного тока как к частным случаям этой машины.

Не нарушая общности, примем, что статор и ротор машины двухфазные симметричные в магнитном и электрическом отношениях и не содержат демпферных контуров. Машины с явнополюсными статором или ротором в работе не рассматриваются, хотя основные идеи статьи применимы и к этим машинам. Машина полагается идеализированной в общепринятом смысле, источники питания статорных и роторных обмоток приняты также идеализированными, т. е. принято, что напряжения этих источников синусоидальные, а собственно источники — безынерционные звенья.

Запишем дифференциальные уравнения машины в системе относительных единиц и в комплексной форме [Л. 4] в осях, вращающихся с частотой ω_g (оси $g-i$):

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_s &= (p + j\omega_g)\bar{\psi}_s + a_1\bar{\psi}_s - a_2\bar{\psi}_r; \\ \bar{u}_r &= [p + j(\omega_g - \omega_r)]\bar{\psi}_r + a_3\bar{\psi}_r - a_4\bar{\psi}_s; \\ M_s &= a_5 \operatorname{Re} [j\bar{\psi}_s \bar{\psi}_r^*]. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Принятые обозначения приведены в приложении. Векторы подводимых напряжений $\bar{u}_s, \bar{u}_r$ суть управляющие напряжения — функции регулирования. В качестве базисных управляемых переменных в (1) взяты векторы потокосцеплений $\bar{\psi}_s, \bar{\psi}_r$; возможна и иная запись уравнений, например, через токи.

Задача синтеза систем регулирования электроприводов переменного тока, т. е. нахождение вида напряжений $\bar{u}_s$ и $\bar{u}_r$, вытекает из конкретных требований к тому, какие параметры подлежат регулированию и каковы требования к его качеству, а также определяется собственно схемой электропривода.

Возможное число независимых параметров регулирования $\xi_1, \xi_2, \xi_3, \xi_4$ также определяется схемой (системой) электропривода. Для обобщенной машины (двигателя) принципиально можно иметь четыре независимых регулируемых параметра.

Такими параметрами регулирования целесообразно принять: момент двигателя, реактивную мощность или ток, а также поток двигателя, определенный по условиям минимизации токов или потерь.

Одним из основных параметров регулирования в электроприводе является электромагнитный момент. Выбор остальных переменных определяется задачей регулирования и числом независимых каналов регулирования. Так, в машине двойного питания помимо электромагнитного момента регулируемой переменной может быть реактивная мощность (или реактивный ток) либо поток в воздушном зазоре.

Параметры регулирования являются линейной или нелинейной комбинацией базовых переменных $\bar{\psi}_s$ и $\bar{\psi}_r$. Можно показать, что для любой из реально требуемых регулируемых переменных (ξ_j) — электромагнитного момента, реактивной или активной мощности статора и ротора, токов, потокосцеплений и других параметров — уравнение машины переменного тока, разрешенное относительно этого регулируемого параметра, может быть приведено к виду:

$$u_j = k'_j p \xi_j + k_j \xi_j + \Sigma_j, \quad (2)$$

где Σ_j — некоторая функция, зависящая от переменных ξ_j , частоты ω_g и др.

Докажем это положение на примере электромагнитного момента. Умножив все члены уравнения статора (1) на $j\bar{\psi}_r^*$, после преобразований получим:

$$\begin{aligned} j\bar{u}_s \bar{\psi}_r^* &= k_M (j a_s \bar{\psi}_s \bar{\psi}_r^*) + k'_M p (j a_s \bar{\psi}_s \bar{\psi}_r^*) - \\ &- j \bar{u}_r \bar{\psi}_s^* - \omega_r \bar{\psi}_r^* \bar{\psi}_s + j (a_6 |\bar{\psi}_s|^2 + a_7 |\bar{\psi}_r|^2). \end{aligned} \quad (3)$$

Уравнение действительной части выражения (3) имеет вид, аналогичный (2):

$$u_M = k'_M p M + k_M M + \Sigma_M, \quad (4)$$

где u_M — некоторая функция;

$$\left. \begin{aligned} k'_M &= \frac{x_r x_s^2}{x_m \omega_0}; \quad k_M = \frac{r_s x_r}{x_m} + \frac{r_r x_s}{x_m}; \\ \Sigma_M &= u_{is} \psi_{gr} + u_{gr} \psi_{is} - u_{ir} \psi_{gs} + \omega_r (\psi_{gr} \psi_{gs} + \\ &+ \psi_{ir} \psi_{is}). \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Аналогичное выражение можно получить и из контурного уравнения ротора. Можно также показать, что соотношения вида (2) могут быть получены для мощностей статора и ротора.

Характерной особенностью уравнения (4) является независимость Σ_M от ω_g , т. е. это уравнение, на первый взгляд, не зависит от принятой скорости вращения координатных осей. Однако система координат, принятая для описания объекта регулирования — двигателя переменного тока, имеет важнейшее значение для построения систем регулирования, поскольку она определяет пространственную ориентацию сигналов (каналов) регулирования. При регулировании момента по оси, близкой по положению к вектору потока (или потокосцеплений), воздействие на величину электромагнитного момента осуществляется преимущественным изменением потока машины, что обычно нежелательно ввиду насыщения магнитопровода и других обстоятельств.

Таблица 1

Номер группы	Исходные условия	Функции регулирования	Передаточные функции регуляторов
1	$f_{\xi j} - k_j \neq \infty; f_{p\xi j} - k'_j \neq \infty$ а) $f_{\xi j} = 0, f_{p\xi j} = 0$	$u_s(r) = f_{vj} + f_{pvj}pvj + f_{\Sigma j}\Sigma k_j$ при $f_{vj} = k_j; f_{pvj} = k'_j$	Прямой канал $W_{пр.к} = k'_j p + k$; канал обратной связи $W_{к.о.с} = 0$
	б) $f_{\xi j} \neq 0, f_{p\xi j} \neq 0$ при $f_{vj} > k_j, f_{\xi j} < 0$; $f_{pvj} > k'_j, f_{p\xi j} < 0$	$u_s(r) = f_{vj}vj + f_{\xi j}\xi_j + f_{pvj}pvj + f_{p\xi j}p\xi_j + f_{\Sigma j}\Sigma k_j$	$W_{пр.к} = k_1(k'_j p + k_j);$ $W_{к.о.с} = k_2(k'_j p + k_j);$ при введении звена $\frac{1}{T_0 p}$: $W_{пр.к} = k_1 \frac{k'_j p + k_j}{T_0 p};$ $W_{к.о.с} = k_2 \frac{k'_j p + k_j}{T_0 p}$
2	$f_{\xi j} - k_j \rightarrow \infty; f_{p\xi j} - k'_j \neq \infty$	$u_s(r) = f_{vj}(vj - \xi_j) + f_{\Sigma j}\Sigma k_j$ при $f_{vj} \rightarrow \infty$	$W_{пр.к} = W_{к.о.с} = f_{vj}(f_{vj} \rightarrow \infty)$
3	$f_{\xi j} - k_j \neq \infty; f_{p\xi j} - k'_j \rightarrow \infty$	$u_s(r) = f_{pvj}(pvj - p\xi_j) + f_{\Sigma j}\Sigma k_j$ при $f_{pvj} \rightarrow \infty$	$W_{пр.к} = W_{к.о.с} = f_{pvj}p(f_{pvj} \rightarrow \infty)$
4	$f_{\xi j} - k_j \rightarrow \infty; f_{p\xi j} - k'_j \rightarrow \infty$	$u_s(r) = f_{vj}(vj - \xi_j) + f_{pvj}(pvj - p\xi_j) + f_{\Sigma j}\Sigma k_j$ при $f_{vj} \rightarrow \infty; f_{pvj} \rightarrow \infty$	$W_{пр.к} = W_{к.о.с} = f_{pvj}p + f_{vj}$ $(f_{pvj} \rightarrow \infty; f_{vj} \rightarrow \infty);$ при введении звена $\frac{1}{T_0 p}$: $W_{пр.к} = W_{к.о.с} = \frac{f_{pvj}p + f_{vj}}{T_0 p}$

При регулировании момента по оси, примерно перпендикулярной потоку, изменение момента вызывается в основном изменением активной составляющей тока, что является наиболее целесообразным. В математическом плане указанные условия связаны с содержанием функции Σ_M . Наиболее простое выражение для Σ_M можно получить, если принять систему колеблющихся координат g, i , связанных с потокосцеплением статора (ротора), т. е. положив соответственно $\psi_{is(r)} = 0$ или $\psi_{gs(r)} = 0$.

После того как получены соотношения вида (2) для каждой обобщенной переменной, можно перейти непосредственно к синтезу функций регулирования. Соотношение (2) является исходным в предлагаемом методе синтеза. Синтез заключается в определении требуемых структур, обеспечивающих изменение переменных по заданным законам. Функцию u_j , входящую в (2), зададим в следующем виде:

$$u_j = f_{vj}vj + f_{\xi j}\xi_j + f_{pvj}pvj + f_{p\xi j}p\xi_j + f_{\Sigma j}\Sigma k_j, \quad (6)$$

где v_j — задание, которому должны подчиняться переменные; $f_{vj}, f_{\xi j}, f_{pvj}, f_{p\xi j}, f_{\Sigma j}$ — искомые коэффициенты регулирования.

Таким образом, первый член (6) отражает задание по регулируемой переменной, второй член — обратную связь по переменной ξ_j , третий — задание

по производной регулируемой переменной, четвертый — обратную связь по производной этой переменной, пятый — сигнал компенсации, обеспечивающий автономность каждого из каналов регулирования.

Задача синтеза функций регулирования записывается в виде:

$$\left. \begin{aligned} v_j - \xi_j &= \varepsilon_j \rightarrow 0; \\ pv_j - p\xi_j &= \varepsilon'_j \rightarrow 0. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Из совместного решения уравнений (2) и (6) при условии (7) можно найти всю совокупность возможных функций регулирования:

$$\begin{aligned} (v_j - \xi_j)(f_{\xi j} - k_j) + (pv_j - p\xi_j)(f_{p\xi j} - k'_j) &= \\ &= (k_j - f_{\xi j} - f_{vj})v_j + (k'_j - f_{pvj} - f_{p\xi j})pv_j + \\ &+ (1 - f_{\Sigma j})\Sigma k_j. \end{aligned} \quad (8)$$

Отсюда при условии выполнения соотношения (8) можно выявить четыре группы функций регулирования, определяющие возможные варианты структурного построения САР. Основные варианты этих структур регулирования и передаточные функции регуляторов приведены в табл. 1. Все полученные структуры регулирования должны удовлетворять так называемым необходимым и достаточным условиям, сформулированным в теории инвариант-

ности [Л. 5]. Возможны следующие структуры (см. табл. 1):

группа 1а: с последовательной коррекцией, разомкнутые, практически неработоспособные;

группа 1б: с жесткой отрицательной обратной связью и пропорционально-дифференциальным регулятором; они позволяют получить $\varepsilon \rightarrow 0$ при небольших коэффициентах усиления, но при высокой точности вычисления сигнала компенсации Σ_k и настройки коэффициентов усиления в прямом канале и канале обратной связи; для увеличения помехоустойчивости в регулятор следует вводить интегрирующее звено с малой постоянной времени $\frac{1}{T_{\text{ор}}}$;

достижимая при этом структура близка к структурам подчиненного регулирования;

группа 2: с сильной жесткой отрицательной обратной связью по регулируемому параметру и пропорциональным регулятором с высоким коэффициентом усиления;

группа 3: с гибкой обратной связью и высоким коэффициентом усиления, практически неработоспособные;

группа 4: с сильной жесткой отрицательной обратной связью и пропорционально-дифференциальным регулятором; в отличие от структуры 1б группы для получения ошибки управления $\varepsilon \rightarrow 0$ структура этой группы требует высоких коэффициентов усиления; при этом влиянием сигнала компенсации можно практически пренебречь; для повышения помехоустойчивости в регулятор вводится интегрирующее звено; при этом получается типичная структура систем подчиненного регулирования.

Исходя из практических соображений (простота схем, помехоустойчивость и др.) из табл. 1 могут быть выбраны для реализации те или иные структуры САР, позволяющие управлять регулируемым параметром с точностью до ε .

Приведенные в табл. 1 общие функциональные зависимости для систем регулирования электроприводов переменного тока позволяют перейти к структурному построению регуляторов. Последнее определяется выбранными параметрами регулирования, а также видом регулируемого электропривода.

Обратимся теперь к выбору регулируемых переменных ξ ; обобщенной машины переменного тока. Возможны следующие регулируемые параметры [в соответствии с (2)]:

- частота вращения двигателя;
- момент двигателя;
- токи статора и ротора;
- поток в зазоре или потокосцепление статора и ротора;
- реактивная мощность;
- скорость системы координат ω_g .

Обычно задача выбора регулируемых параметров систем переменного тока сводилась к задаче максимально приблизить регулировочные свойства машины переменного тока к регулировочным свойствам машины постоянного тока [Л. 1]. Между тем машина переменного тока обладает дополнительными возможностями для регулирования. Технически возможно и целесообразно задачу регулирования машины переменного тока решать с учетом следующих дополнительных условий:

минимизация потерь в обмотках при заданном моменте;

минимизация модулей токов статора и ротора при заданном моменте;

ограничение потокосцеплений ψ_s, ψ_r ;

поддержание токов намагничивания статора и ротора на определенном уровне;

поддержание реактивной мощности на определенном уровне.

Задачу сформулируем так: найти требуемое сочетание регулируемых параметров, позволяющее управлять моментом при заданных дополнительных условиях из числа перечисленных выше.

Нужное сочетание параметров определит выбор каналов регулирования, а также наиболее удобную систему координат для построения каналов и значения задающих сигналов по каналам. Учитывая при этом, что структура каждого канала может быть выбрана по табл. 1, можно полностью определить совокупность возможных систем регулирования машин переменного тока.

Обратимся теперь к конкретным значениям регулируемых переменных обобщенной машины. Один из основных регулируемых параметров, который в большинстве случаев является целью регулирования, — частота вращения ротора. Управление частотой вращения осуществляется, как правило, внешним контуром регулирования, управляющим заданием величины электромагнитного момента. По этой причине, как уже отмечалось, в качестве одной из регулируемых переменных, например ξ_1 , должен быть принят электромагнитный момент.

Остальные переменные (ξ_2, ξ_3, ξ_4) могут быть различными, но непременно независимыми. Это означает, что при заданных переменных $\xi_1, \xi_2, \xi_3, \xi_4$ значения токов, потокосцеплений, определяющих режим машины, должны устанавливаться из этих параметров однозначно.

Вместо какой-либо переменной ξ_2, ξ_3 или ξ_4 может задаваться частота ω_g , определяющая требуемое значение этой переменной и соответствующую ей ориентацию системы координат.

Например, при регулировании в координатах, связанных с вектором потокосцепления статора ψ_s величина потокосцепления по мнимой оси ψ_{is} тождественно равна нулю. Из уравнения статора по оси i в координатах ψ_s получаем только одно значение частоты ω_g , соответствующее условию $\psi_{is}=0$:

$$\omega_g = \frac{u_{is} - r_s i_{is}}{\psi_{gs}}. \quad (15)$$

Это означает, что ω_g может считаться регулируемой переменной, причем, если ω_g соответствует (15), то ψ_{is} всегда обращается в нуль.

Практически в обобщенной машине удобно помимо электромагнитного момента задавать различные сочетания из трех величин токов, потокосцеплений и частоты вращения системы координат в зависимости от выбранных дополнительных условий регулирования.

Так, при условии минимизации потерь в обмотках машины из соотношений

$$M = k_{Mi} (i_{is} i_{gr} - i_{gs} i_{ir});$$

$$\Delta P = r_s (i_{gs}^2 + i_{is}^2) + r_r (i_{gr}^2 + i_{ir}^2)$$

нужно определить значение $\Delta P = f(M, i_{gs}, i_{gr}, i_{ir})$;

$$\Delta P = \frac{M^2/k_{Mi}^2 + 2 \frac{M}{k_{Mi}} i_{gs} i_{ir} + i_{gs}^2 i_{ir}^2}{i_{gr}^2} r_s + i_{gr}^2 r_r + i_{gs}^2 r_s + i_{ir}^2 r_r,$$

откуда можно определить токи из условия:

$$\frac{\partial \Delta P}{\partial i_{gs}} = 0; \quad \frac{\partial \Delta P}{\partial i_{gr}} = 0; \quad \frac{\partial \Delta P}{\partial i_{ir}} = 0.$$

После соответствующих преобразований найдем соотношение между величинами токов по осям координат:

$$i_{is} = i_{gr} \sqrt{\frac{r_r}{r_s}}; \quad i_{gs} = -i_{ir} \sqrt{\frac{r_r}{r_s}};$$

$$i_{is} = \sqrt{\frac{M}{k_{Mi}}} \sqrt{\frac{r_r}{r_s}} - i_{gs}^2. \quad (16)$$

Задача становится определенной, если принять конкретную систему колеблющихся координат, например, положив $\psi_{is(r)} = 0$. При этом искомые соотношения будут иметь вид:

$$i_{is} = \lambda_1 \sqrt{M}; \quad i_{gr} = \lambda_2 \sqrt{M}; \quad i_{gs} = \lambda_3 \sqrt{M}; \quad i_{ir} = \lambda_4 \sqrt{M} \quad (17)$$

и потокосцепление

$$\psi_{gs} = \sqrt{M} (L_s \lambda_3 + L_m \lambda_2), \quad (18)$$

где $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4$ — коэффициенты, определяемые параметрами обмоток двигателя.

При поддержании токов, обеспечивающих минимум потерь в обмотках, при возрастании момента на валу растет поток в зазоре и при моментах, превышающих некоторое значение $M \geq M_\lambda$, поток в воздушном зазоре (Φ) может оказаться больше номинального, что нецелесообразно. Но это означает, что при $M = M_\lambda$, т. е. при $\Phi = \Phi_n$ надо на токи машины наложить еще одно ограничение:

$$L_m \sqrt{(i_{gs} + i_{gr})^2 + (i_{is} + i_{ir})^2} = \Phi_n. \quad (19)$$

Таким образом, совместное решение (16) и (19) позволит при заданном значении потока в зазоре поддерживать оптимальное по условиям медных потерь значение токов в обмотках машины.

Условие минимизации токов машины при заданном моменте дает следующее соотношение величин токов по осям координат:

$$i_{is} = -\frac{M}{k_{Mi}} \frac{i_{ir}}{i_{gr}^2 + i_{ir}^2}; \quad i_{gs} = \frac{M}{k_{Mi}} \frac{i_{gr}}{i_{gr}^2 + i_{ir}^2} \quad (20)$$

или

$$|\bar{I}_s| = \frac{M}{k_{Mi}} \frac{1}{|\bar{I}_r|}.$$

В этом случае задача становится определенной, если задаться конкретной системой координат и величиной потокосцепления или тока по какому-либо дополнительному условию.

Задача регулирования намагничивающего тока со стороны статора или ротора машины не может быть решена, строго говоря, одновременно с задачей минимизации потерь, так как при законе регулирования реактивного тока, отличном от (17), потери не будут минимальными. Однако и в этом случае потери можно свести к минимально возмож-

ным, если при определении $\Delta P_{\min}$ задаться условием $i_{\text{нм}} = i_0$ и найти новое распределение токов и потоков. Поэтому в системах, требующих регулирования реактивных токов, кроме канала момента должны быть каналы регулирования потокосцепления $\psi_{gs(r)}$ и регулируемого намагничивающего тока $i_{gs(r)}$ или реактивных токов статора и ротора, причем $\psi_{gs(r)}$ или i_{gr} должны выбираться по условиям минимума потерь.

Итак, для обобщенной машины представляются целесообразными по условиям минимизации потерь, токов или регулирования токов намагничивания, следующие сочетания каналов регулирования (по параметрам): $M, i_{gs}, i_{gr}, \psi_{is}=0$; $M, \psi_{gs}, i_{gr}, \psi_{is}=0$; $M, \psi_{gr}, i_{gs}, \psi_{ir}=0$; $M, \psi_{gr}, i_{gr}, \psi_{ir}=0$ и т. п. При этом значения $i_{gs}, i_{gr}, \psi_{gs}, \psi_{gr}$ выбираются по (17), (18) и (20) или заданным значениям реактивных токов статора или ротора.

Вместо условий $\psi_{is(r)}=0$ или $i_{is(r)}=0$ возможно задание частоты вращения определяющего вектора ω_g [см. выражение (15)]. Задание ω_g по специальному каналу позволяет целесообразно, с точки зрения проектирования преобразователей, распределять между преобразователями статора и ротора частоту и напряжения в соответствии с законом $\omega_1 \pm \omega_2 = \omega_r$. При этом получаем ряд структур с каналами: $M, \psi_{gs}, i_{gr}, \omega_g$; $M, \psi_{gr}, i_{gs}, \omega_g$; $M, \psi_{gr}, i_{gr}, \omega_g$ и т. п.

Структурные схемы отдельных типов электроприводов могут быть получены как частные случаи структурных схем регулирования обобщенной машины переменного тока. Рассмотрим общие вопросы синтеза систем регулирования электроприводов по системам: машина двойного питания и асинхронный двигатель с частотным регулированием.

Обе системы привода имеют два канала регулирования (в первой — напряжения u_{gr} и u_{ir} , во второй — напряжения u_{gs} и u_{is}), поэтому возможно регулирование двух параметров ξ_1 и ξ_2 . В обеих системах привода возможно регулирование момента с формированием оптимальных переходных электро-механических процессов. Одновременно возможно регулирование, обеспечивающее минимизацию потерь при заданном значении момента.

Для машин двойного питания часто в качестве второй регулируемой переменной задаются реактивной мощностью статора Q_s . При этом уставка регулятора реактивного тока может задаваться исходя из условия минимизации потерь в машине, либо исходя из условия поддержания требуемого значения $\cos \varphi_s$, либо требуемого значения тока статора или ротора. Возможно вместо Q_s задание значения потока в зазоре машины. При этом могут быть рассмотрены два варианта структур:

упрощенная, не учитывающая переходные процессы и активное сопротивление статора;

точная, учитывающая указанные факторы и имеющая практический смысл при возможных изменениях u_s .

Первая из указанных структур сейчас нашла практическое применение [Л. 6].

В частотно-управляемом асинхронном двигателе также возможно регулирование момента при минимизации потерь в обмотках машины, что достигается путем воздействия на абсолютное скольжение.

Таблица 2

Обобщенная машина	Частотно-регулируемый АД	МДП
Система координат — колеблющаяся $\bar{\psi}_s(r)$. Параметры регулирования: ω_r; $i_{is}(r)$; $\bar{\psi}_s(r)$; $i_{gs}(r)$; ω_g. Каналы регулирования: 1. $\omega_r \rightarrow i_{is}(r)$ — управление моментом через активный ток $i_{is}(r)$; 2. $\bar{\psi}_s(r) = \psi_{gs}$ — задаются по условиям $\Delta P = \Delta P_{\min}$ или $\bar{T}_s(r) = I_{s(r) \min}$; 3. $i_{gs}(r)$ — управление потокосцеплением непосредственное; 4. ω_g — задается по условиям оптимального соотношения частот статора и ротора. Возможные структуры каналов — группы 16, 2, 4	Система координат — колеблющаяся $\bar{\psi}_r$. Параметры регулирования: ω_r; i_{is}; $\bar{\psi}_r$; i_{gs}. Каналы регулирования: 1. $\omega_r \rightarrow i_{is}$ — управление моментом через активный ток i_{is}; 2. $\bar{\psi}_r \rightarrow i_{gs}$ — управление потокосцеплением через намагничивающий ток i_{gs}. Возможные структуры каналов — группы 16, 2, 4 При структуре группы 4 — система Transvektor	Система координат — синхронные $\bar{u}_s$. Параметры регулирования: ω_r; $i_{xs}(r)$; $Q(i_y)$. Каналы регулирования: 1. $\omega_r \rightarrow i_{xs}(r)$ — управление моментом через ток i_x; 2. $Q(i_y)$ — задается по условиям $\cos \varphi = \cos \varphi_{\text{зад}}$ или $\Delta P = \Delta P_{\min}$. Возможные структуры каналов — группы 16, 2, 4
Система координат — колеблющиеся $\bar{\psi}_s(r)$. Параметры регулирования: ω_r; M; $\bar{\psi}_s(r)$; $i_{gs}(r)$; ω_g. Каналы регулирования: 1. $\omega_r \rightarrow M$ — управление моментом непосредственное; 2. $\bar{\psi}_s(r) = \psi_{gs}$ — задаются по условиям $\Delta P = \Delta P_{\min}$ или $\bar{T}_s(r) = \bar{T}_s(r) _{\min}$; 3. $i_{gs}(r)$ — управление потокосцеплением непосредственное; 4. ω_g — задается по условиям оптимального соотношения частот статора и ротора. Возможные структуры каналов — группы 16, 2, 4	Система координат — $\bar{\psi}_s(r)$. Параметры регулирования: ω_r; M; $\bar{\psi}_s(r)$. Каналы регулирования: 1. $\omega_r \rightarrow M$ — управление моментом непосредственное; 2. $\bar{\psi}_s(r)$ — управление потокосцеплением непосредственное; задается по условиям $\Delta P = \Delta P_{\min}$. Возможные структуры каналов — группы 16, 2, 4	Система координат — $\bar{i}_s(r)$; $\bar{\psi}_s(r)$. Параметры регулирования: ω_r; $i_{is}(r)$; $i_{gs}(r)$. Каналы регулирования: 1. $\omega_r \rightarrow i_{is}(r)$ — управление моментом через ток $i_{is}(r)$; 2. $i_{gs}(r)$ — задается по условиям $\Delta P = \Delta P_{\min}$. Возможные структуры каналов — группы 16, 2, 4
Система координат — колеблющаяся $\bar{\psi}_s(r)$. Параметры регулирования: ω_r; M; $\bar{\psi}_s(r)$; $i_{gs}(r)$; $\psi_{is}(r) = 0$. Каналы регулирования: 1. $\omega_r \rightarrow M$ — управление моментом непосредственное; 2. $\bar{\psi}_s(r) = \bar{\psi}_{gs}$ — задаются по условиям $\Delta P = \Delta P_{\min}$ или $\bar{T}_s(r) = \bar{T}_s(r) _{\min}$; 3. $i_{gs}(r)$ — управление потокосцеплением непосредственное; 4. $\psi_{is}(r) = 0$ задается для привязки системы координат к вектору $\bar{\psi}_s(r)$. Возможные структуры каналов — группы 16, 2, 4	Система координат — $\bar{\psi}_s(r)$. Параметры регулирования: ω_r; $\bar{i}_s$; β. Каналы регулирования: 1. $\omega_r \rightarrow \bar{i}_s$ — управление моментом в установившемся режиме через модуль тока статора; 2. β — задание частоты в статоре с поддержанием абсolutного скольжения по условиям $\Delta P = \Delta P_{\min}$ или $\bar{T}_s(r) = \bar{T}_s(r) _{\min}$	Система координат — $\bar{i}_s(r)$; $\bar{\psi}_s(r)$. Параметры регулирования: ω_r; M; $i_{gs}(r)$. Каналы регулирования: 1. $\omega_r \rightarrow M$ — управление моментом непосредственное; 2. $i_{gs}(r)$ — задается по условиям $\Delta P = \Delta P_{\min}$. Возможные структуры каналов — группы 16, 2, 4
Система координат — колеблющиеся $\bar{\psi}_s(r)$. Параметры регулирования: ω_r; M; $i_{gs}(r)_{(HM)}$. Каналы регулирования: 1. $\omega_r \rightarrow M$ — управление моментом — непосредственное; 2. $i_{gs}(r)$ — выбирается по заданным значениям намагничивающего тока статора или ротора; 3. $\bar{\psi}_s(r) = \psi_{gs}$ — задается по условиям $\Delta P = \Delta P_{\min}$; управление непосредственное; 4. ω_g — задается по условиям оптимального соотношения частот статора и ротора. Возможные структуры каналов — группы 16, 2, 4		Система координат — $\bar{\psi}_s(r)$. Параметры регулирования: ω_r; M; i_{ir}; $\bar{\psi}_s$; i_{gr}. Каналы регулирования: 1. $\omega_r \rightarrow i_{ir}$ — управление моментом через активный ток i_{ir}; 2. $\bar{\psi}_s \rightarrow i_{gr}$ — управление потокосцеплением статора через ток намагничивания i_{gr}. Возможные структуры каналов — группы 16, 2, 4

Продолжение табл. 2

Обобщенная машина	Частотно-регулируемый АД	МДП
Система координат — колеблющиеся $\bar{\psi}_{gs}(r)$ Параметры регулирования: ω_r; M; $i_{gs}(r)$ (нм); $\bar{\psi}_s(r)$; $\bar{\psi}_{is}(r) = 0$. Каналы регулирования: 1. $\omega_r \rightarrow M$ — управление моментом — непосредственное; 2. $i_{gs}(r)$ — выбирается по заданным значениям намагничивающего тока статора или ротора; 3. $\bar{\psi}_s(r) = \psi_{gs}$ — задается по условиям $\Delta P = \Delta P_{\min}$, управление непосредственное; 4. $\bar{\psi}_{is}(r) = 0$ — задается для привязки системы координат к вектору $\bar{\psi}_s(r)$ Возможные структуры каналов — группы 1б, 2, 4		Система координат — $\bar{\psi}_s(r)$ Параметры регулирования: ω_r; M; $\bar{\psi}_s(r)$ Каналы регулирования: 1. $\omega_r \rightarrow M$ — управление моментом непосредственное; 2. $\bar{\psi}_s(r)$ — управление потокосцеплением непосредственное, задается по условию $\Delta P = \Delta P_{\min}$ Возможные структуры каналов — группы 1б, 2, 4

В системе асинхронный двигатель с частотным регулированием возможны различные структурные решения САР с каналами M , ψ_{gs} ; M , ψ_{gr} , причем величины ψ_{gs} , ψ_{gr} также можно выбрать по условиям минимизации потерь. Одна из структур, вытекающая из метода, — известная схема трансвектор [Л. 1].

Предложенный метод синтеза САР электроприводов переменного тока, вытекающий из принципа, определенного уравнением (2), позволяет предложить ряд новых структурных решений, основанных на непосредственном регулировании заданных параметров, таких, как момент, потокосцепление и др. (см. табл. 2). По сравнению со способами косвенного задания регулируемого параметра (например, задание момента в схеме трансвектор [Л. 1]) непосредственное задание позволяет существенно упростить структурную схему регулирования.

В итоге проведенного рассмотрения приходим к систематизированному набору вариантов возможных систем регулирования отдельных видов электроприводов переменного тока (см. табл. 2). Возможные варианты систем регулирования находятся сочетанием требуемых параметров (каналов) регулирования и групп функциональных зависимостей (табл. 1), из которых практический интерес представляют структуры групп 1б, 2 и 4. Дальнейшее расширение числа возможных вариантов связано с упрощением схем вследствие неучета ряда условий (например, полагая в машине двойного питания $\bar{u}_s = \text{const}$ и т. д.) или за счет ухудшения заданной динамической точности.

Систематизация структурных решений по САР электроприводов переменного тока, выполненная на основе вышеизложенного метода синтеза САР — табл. 2 — после окончательного ее заполнения даст полную картину возможных структур САР. При этом дальнейшем направлении работ должна явиться

сравнительная оценка решений, вытекающих из табл. 2, и инженерная отработка оптимальных вариантов.

Принятые обозначения:

Φ — поток в воздушном зазоре; ψ — потокосцепление; ω_r — частота вращения ротора; ω_g — частота вращения осей координат; M — электромагнитный момент; L — индуктивность; x — индуктивное сопротивление;

$$a_1 = \frac{r_s}{x_s \sigma}; a_2 = \frac{r_s x_m}{x_s x_r \sigma}; a_3 = \frac{r_r}{x_r \sigma};$$

$$a_4 = \frac{r_r x_m}{x_s x_r \sigma}; a_5 = \frac{x_m}{x_s x_r \sigma}; a_6 = \frac{r_r x_m}{x_s x_r \sigma};$$

$$a_7 = \frac{\psi_s x_m}{x_s x_r \sigma}; k_{Mi} = \frac{3}{2} L m;$$

$\sigma = 1 - \frac{x_m^2}{x_s x_r}$ — коэффициент рассеяния.

Индексы: s — статор; r — ротор; m — взаимная индукция статора и ротора; g — ось, направленная по какому-либо обобщенному вектору машины; i — ось, опережающая ось g на $\pi/2$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Blaschke F. Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für die Transvektor—Regelung von Drehfeldmaschinen. — «Siemens—Z», 1971, Bd 45, № 10.
2. Синтез систем подчиненного регулирования в асинхронных электроприводах с непосредственными преобразователями частоты. — «Электричество», 1975, № 9. Авт.: Л. Х. Дацковский, Л. М. Тарасенко, И. С. Кузнецов, Ю. Е. Бабищев.
3. Онищенко Г. Б., Локтева И. Л. Применение метода колеблющихся координат для построения систем регулирования асинхронных двигателей. — «ЭП. Электропривод», 1973, № 9.
4. Ботвинник М. М., Шакарян Ю. Г. Управляемая машина переменного тока. М., «Наука», 1969.
5. Менский Б. М. Принцип инвариантности в автоматическом регулировании и управлении. М., Машиностроение, 1972.
6. Испытания асинхронизированного синхронного двигателя 1000 кВт. — «Электричество», 1971, № 7. Авт.: Н. Н. Блоцкий, М. М. Ботвинник, Б. П. Климов и др.

Улучшение электромагнитной совместимости тиристорных электроприводов и электроснабжающих сетей

СОЛОДУХО Я. Ю., ЗАМАРАЕВ Б. С., ИВАНОВ В. С. (ГПИ Тяжпромэлектропроект),
ГОЛЬДЕНТАЛЬ М. Э. (ЛПЭО ВНИИпроектэлектромонтаж); ЛАТЫШКО В. Д. (ЛЭТИ)

Генерирование, передача, распределение, преобразование и регулирование электроэнергии сопряжено с расходом овеществленного труда и с трудовыми затратами на обслуживание энергетического оборудования. Минимизация этих расходов с учетом всех звеньев электроэнергетической системы — электроснабжающих сетей вместе с электростанциями (ЭС) и потребителей электроэнергии (ПЭ), в частности, тиристорных электроприводов (ТЭП), является важнейшей народнохозяйственной задачей.

Правильным и своевременным выбором и коррекцией режимов ПЭ и корректирующих устройств (компенсаторов различного вида и назначения) можно уменьшить затраты, связанные с потерями энергии, т. е. повысить экономическую эффективность использования энергии. Это соответствует задаче улучшения энергетической эффективности ПЭ и ЭС.

Экономически обоснованным нормированием и обеспечением согласованного между ПЭ и ЭС качества электроснабжения можно снизить затраты, вложенные в ПЭ и сопровождающие использование ПЭ в технологических процессах, что является задачей улучшения электромагнитной совместимости ПЭ и ЭС.

Автоматизированные ТЭП имеют высокие технико-экономические показатели и эксплуатационные достоинства, соответствуют современным требованиям технологических процессов и поэтому становятся главным средством управляемого преобразования электрической энергии в механическую.

Недостатки ТЭП состоят в понижении энергетической эффективности ЭС и в недостаточно хорошей электромагнитной совместимости с ЭС и другими ПЭ. Оптимальное решение «пограничных» вопросов ТЭП и ЭС требует комплексного рассмотрения.

Автоматизированные ТЭП создают в ЭС такие токи и такие изменения напряжений, что эти величины, строго говоря [Л. 1], нельзя считать синусоидальными и периодическими не только на больших промежутках времени (минута, час и более), в течение которых можно обнаружить макронесинусоидальность (и макронесимметрию) процессов, свойственную всем ПЭ, но и на малых промежутках времени (миллисекунды и десятки миллисекунд), в течение которых выявляется микронесинусоидальность (и микронесимметрия) процессов, для краткости обычно именуемая несинусоидальностью (несимметрией).

Синусоидальные (и симметричные) составляющие напряжений и токов могут быть получены на любом интервале времени (сколь угодно коротком и сколь угодно продолжительном в зависимости от конкретных целей анализа) как функции, которыми тем или иным способом аппроксимируются несинусоидальные (и несимметричные) процессы, например, при минимальной квадратичной погрешно-

сти с вариацией амплитуды, фазы и частоты синусоидальных (и симметричных) напряжений и с вариацией амплитуды и фазы синусоидальных (и симметричных) токов, имеющих частоту напряжений с целью использования принципа независимости действия (суперпозиции).

Указанные особенности напряжений и токов требуют применения общих методов исследования, инвариантных к временным особенностям процессов и, в частности, не делающих принципиальных различий между цепями постоянного и переменного тока.

Улучшение энергетической эффективности. Максимум энергетической эффективности ПЭ и ЭС, скорее всего, находится вблизи минимума потерь электроэнергии, вызываемых этим ПЭ в ЭС. Различие между этими экстремумами обусловлено соотношением затрат, вызываемых потерями энергии в ЭС, и затрат, вызываемых потерями в устройствах, использующихся для коррекции режимов ПЭ.

Обычно режимы ПЭ, особенно при рассмотрении больших промежутков времени, столь далеки от экстремальных, что с достаточной точностью об их энергетической эффективности можно судить по степени близости к минимуму потерь, и вместо весьма громоздких экономических критериев для многих задач можно пользоваться более простыми энергетическими показателями. Для этого достаточно знать:

- критерии минимума потерь электроэнергии;
- способы приближения к этому минимуму;
- способы оценки (показатели) близости к минимуму потерь энергии.

Естественно предположить, что минимум потерь энергии в ЭС имеет место в том случае, если в схеме замещения каждого ПЭ есть только постоянные или изменяющиеся во времени активные сопротивления, определенным образом соразмеренные с активными сопротивлениями ЭС.

Если в n -проводной ЭС, имеющей активные сопротивления проводов r_k ($k=1, 2, \dots, n$), n -полюсным ПЭ создаются токи i_k , а фазные напряжения u_k определены относительно искусственной нейтрали, образованной соединенными в n -лучевую звезду активными сопротивлениями, связанными с r_k одним коэффициентом пропорциональности, то критерий минимума потерь электроэнергии имеет вид:

$$(i_k r_k) / u_k = \text{idem}, \quad (1)$$

т. е. одинаковая для всех n проводов и постоянная в любой момент времени величина.

Потребителей электроэнергии, удовлетворяющих критерию (1), строго говоря, нет и быть не может. Это лишь полезная математическая абстракция. Каждый ПЭ может быть представлен энергетической схемой замещения, в которой имеется идеальная часть (эталон энергетической эффективности), соответствующая в течение выбранного отрезка

времени (t_1 , t_2 — сколь угодно малого или сколь угодно большого в зависимости от цели анализа) критерию (1) и получающая за это время всю энергию, переданную ПЭ, и неидеальная (балластная) часть, которая в итоге, за время $t_2 - t_1$ не получает энергии, имея внутри этого отрезка времени обмен энергией с ЭС [Л. 2].

Для приближения к минимуму потерь пригодны все способы компенсации токов балластной части (балластных токов), не приводящие к значительному увеличению потерь энергии.

Близость к минимуму потерь можно характеризовать, например, коэффициентом возрастания потерь (к. в. п.) λ , т. е. отношением фактически имеющих потерь энергии

$$\Delta W = \int_{t_1}^{t_2} \sum_{k=1}^n i_{\tau k}^2 r_k dt \quad (2)$$

к потерям энергии от токов идеальной части (транзитных токов) $i_{\tau k}$

$$\Delta W_T = \int_{t_1}^{t_2} \sum_{k=1}^n i_{\tau k}^2 r_k dt. \quad (3)$$

Фактически имеющиеся потери связаны с квадратом полной энергии

$$W_n = \sqrt{\int_{t_1}^{t_2} \sum_{k=1}^n \frac{u_k^2}{r_k} dt \int_{t_1}^{t_2} \sum_{k=1}^n i_{\tau k}^2 r_k dt}, \quad (4)$$

тем же коэффициентом пропорциональности, которым потери ΔW_T связаны с квадратом переданной энергии W :

$$W = \int_{t_1}^{t_2} \sum_{k=1}^n u_k i_k dt, \quad (5)$$

поэтому

$$\lambda = \frac{\Delta W}{\Delta W_T} = \frac{W_n^2}{W^2} = \frac{\int_{t_1}^{t_2} \sum_{k=1}^n \frac{u_k^2}{r_k} dt \int_{t_1}^{t_2} \sum_{k=1}^n i_{\tau k}^2 r_k dt}{\left(\int_{t_1}^{t_2} \sum_{k=1}^n u_k i_k dt \right)^2}. \quad (6)$$

Для примера укажем, что за время цикла прокатки к. в. п. ТЭП реверсивного прокатного стана равен 10—15, т. е. потери энергии в 10—15 раз больше минимально возможных.

Потери электроэнергии в линейной ЭС правильнее определять соотношением

$$\Delta W = \int_{t_1}^{t_2} \sum_{k=1}^n (i_{\tau k}^2 + i_{\tau k} i_{\tau k}) r_k dt, \quad (7)$$

где $i_{\tau k}$ — мгновенное значение некоторого эквивалентного тока в k -м проводе. Этим током учитывается возрастание потерь энергии при совместной работе данного и всех прочих ПЭ, присоединенных к общей ЭС.

Сопротивления r_k можно определить по электрической схеме замещения ЭС, пренебрегая прочими

ПЭ (считая их отключенными). Расчет токов $i_{\tau k}$ в сложных ЭС практически невозможен, поэтому исключим их из рассмотрения, допустив, что в любой момент времени и в любом проводе

$$i_{\tau k} = A i_k, \quad (8)$$

где A — коэффициент пропорциональности, постоянный и одинаковый для всех k .

Тогда соотношение (7) преобразуется к виду

$$\Delta W = \int_{t_1}^{t_2} \sum_{k=1}^n i_k^2 r_{\tau k} dt, \quad (9)$$

где $r_{\tau k}$ — эквивалентное активное сопротивление

$$r_{\tau k} = (1 + A) r_k. \quad (10)$$

Допущением (8) за каждым ПЭ закреплено равное право выбора графиков токов (мгновенных значений) независимо от других ПЭ и, в частности таких, при которых потери в ЭС, создаваемые данным ПЭ, максимальны. Неизбежное несовпадение графиков ПЭ дает «бесплатное» снижение потерь энергии.

В ЭС коэффициент A обычно значительно больше единицы, что делает экономически целесообразной почти полную компенсацию балластных токов.

Схема замещения ЭС, предназначенная для расчета потерь энергии, вызываемых данным ПЭ, может быть названа энергетической схемой замещения. Соотношению (7) соответствует энергетическая схема замещения ЭС из активных сопротивлений r_k в каждом k -м проводе и источников токов $i_{\tau k}$, включенных непосредственно на входе ПЭ. Соотношению (9) соответствует схема замещения ЭМ, содержащая только увеличенные активные сопротивления проводов $r_{\tau k}$.

При необходимости ПЭ может быть названа часть ЭС с ПЭ, соединенная с остальной частью ЭС (с оставшимися ПЭ) несколькими линиями электропередачи постоянного и переменного тока.

В использованных здесь обобщенных энергетических показателях отражено то назначение реактивной мощности (общезвестного энергетического показателя), которое относится к учету энергетической эффективности ПЭ.

Проанализируем в общем виде к. в. п. ТЭП в течение времени от t_1 до t_2 , выбрав интервал (t_1 , t_2) так, чтобы он состоял из целого числа полупериодов напряжения N , т. е. $t_2 - t_1 = N\Delta t$, где Δt — длительность полупериода. Именно при таком квантовании времени реактивная мощность, как показатель, предназначенный для учета потерь энергии, является основной частью балластной мощности [Л. 2], определенной на кванте Δt . Указанным ранее способом выделим из напряжения синусоидальную симметричную составляющую прямой последовательности u_k с на интервале t_1 , t_2 . При выполнении норм качества электроэнергии [Л. 3] погрешность от пренебрежения макронесинусоидальностью и макронесимметрией напряжения сравнительно невелика.

В течение каждого кванта времени Δt из токов в трех проводах трехфазной ЭС выделим синусоидальную симметричную составляющую прямой по-

следовательности тока с частотой основной (выделенной) составляющей напряжения.

Возрастание потерь, вызванное несинусоидальностью тока в течение каждого кванта Δt даже при предположении бесконечно быстрой коммутации, в шестифазных тиристорных преобразователях не превосходит 10% и может быть исключено из рассмотрения.

При указанных упрощениях и при условии $r_1 = r_2 = r_3 = r$ квадрат полной энергии по соотношению (4) можно представить в виде

$$W^2_{\pi} = 9(t_2 - t_1) \sum_{i=1}^N (P_i^2 + Q_i^2) \Delta t, \quad (11)$$

где P_i — активная мощность фазы в течение i -го кванта времени ($P_i = UI_{ai}$); Q_i — реактивная мощность фазы в течение i -го кванта времени ($Q_i = UI_{pi}$); U — действующее значение синусоидальной симметричной составляющей прямой последовательности напряжения, определенной на интервале времени t_1, t_2 и вследствие этого одинаковое для всех квантов ($1 \leq i \leq N$):

$$U^2 = U_i^2 = \frac{1}{\Delta t} \int_{t_i - \Delta t}^{t_i} u_{kic}^2 dt;$$

t_i — момент окончания i -го кванта времени; I_{ai} — действующее значение активного тока фазы (протода) I_i в течение i -го кванта времени, т. е. действующее значение части синусоидальной симметричной составляющей тока, синфазной (противофазной) с симметричной синусоидальной составляющей напряжения ($I_{ai} = I_i \cos \varphi_i$); I_{pi} — действующее значение реактивного тока фазы в течение i -го кванта времени, т. е. действующее значение части синусоидальной симметричной составляющей тока, ортогональной синусоидальной симметричной составляющей (преобладающей) напряжения ($I_{pi} = I_i \sin \varphi_i$); φ_i — фазовый сдвиг или угол, на который преобладающая синусоидальная симметричная составляющая тока, определенная для i -го кванта времени, отстает от преобладающей симметричной составляющей напряжения.

Переданная энергия представляется в виде

$$W = 3 \sum_{i=1}^N P_i \Delta t. \quad (12)$$

Поскольку $\Delta t = \text{const}$, то эту величину можно вывести за знак суммы, но этого не сделано, чтобы ясно был виден интегральный характер суммирования. Заменить эту сумму интегралом, строго говоря, невозможно, так как при предельном переходе $\Delta t \rightarrow 0$ реактивная мощность перестает характеризовать потери энергии в сети, теряя свойства балластной мощности.

Подставляя (11) и (12) в (6), после преобразований получаем:

$$\lambda = 1 + \text{tg}^2 \varphi_c + \lambda_{DP} + \lambda_{DQ}, \quad (13)$$

где φ_c — средневзвешенный угол сдвига

$$\text{tg} \varphi_c = \frac{Q_c}{P_c};$$

Q_c — среднее значение (математическое ожидание) реактивной мощности

$$Q_c = \frac{1}{t_2 - t_1} \sum_{i=1}^N Q_i \Delta t;$$

P_c — среднее значение (математическое ожидание) активной мощности

$$P_c = \frac{1}{t_2 - t_1} \sum_{i=1}^N P_i \Delta t;$$

λ_{DP} — к. в. п. от дисперсии D_P активной мощности

$$\lambda_{DP} = \frac{D_P}{P_c^2}, \quad D_P = \frac{1}{t_2 - t_1} \sum_{i=1}^N (P_i - P_c)^2 \Delta t;$$

λ_{DQ} — к. в. п. от дисперсии D_Q реактивной мощности;

$$\lambda_{DQ} = \frac{D_Q}{P_c^2}; \quad D_Q = \frac{1}{t_2 - t_1} \sum_{i=1}^N (Q_i - Q_c)^2 \Delta t.$$

Из соотношения (13) видно, что для уменьшения к. в. п. нужно уменьшать $\text{tg} \varphi_c$, т. е. увеличивать средневзвешенный $\cos \varphi_c$, например, нерегулируемыми источниками реактивной мощности. Для уменьшения дисперсии реактивной мощности требуется применение регулируемых источников реактивной мощности.

Дисперсия реактивной мощности ТЭП прокатных станов проявляется на сравнительно коротких промежутках времени (минуты) и ее компенсация посредством конденсаторных батарей с электромагнитной коммутацией практически невозможна. Целесообразно применять статические (тиристорные) выключатели, использовать быстродействующие синхронные компенсаторы и ТЭП с уменьшенным потреблением реактивной мощности — с поочередным и несимметричным управлением и с искусственной коммутацией.

Дисперсия активной мощности также может быть причиной сильного увеличения к. в. п., особенно при потреблении энергии короткими импульсами (широкоимпульсная модуляция). Для компенсации этой дисперсии могут применяться различного вида маховиковые накопители энергии и гидроаккумулирующие электростанции.

Улучшение электромагнитной совместимости. Для анализа электромагнитной совместимости ПЭ и ЭС последняя вместе со всеми прочими ПЭ замещается эквивалентным генератором с частотно-зависимыми (операторными) внутренними сопротивлениями, э. д. с. которого есть напряжение на границе раздела ПЭ и ЭС при отсутствии токов данного ПЭ (холостой ход). Частотно-зависимые внутренние сопротивления можно получить расчетным путем по электрической схеме замещения ЭС или экспериментально из анализа изменений напряжений, сопровождающих различные графики мгновенных значений токов данного ПЭ и их производных по времени. Эти сопротивления в общем случае являются функциями времени. Можно также определить коэффициенты, связывающие изменения напряже-

ний на входе данного ПЭ с изменениями напряжений в других сечениях ЭС и на границах ЭС с прочими ПЭ.

Задачей анализа являются:

экономически обоснованное нормирование качества напряжения, при котором все ПЭ имеют достаточно большой срок службы и в полной мере отвечают цели создания тех эффектов, для которых ПЭ предназначены;

определение изменений напряжений у прочих ПЭ при работе данного;

выбор экономичных средств для обеспечения нормированного качества напряжения у всех ПЭ.

Границы допустимых значений параметров качества электроэнергии обычно считаются техническими, не подлежащими ревизии на основе частного экономического анализа. Эти границы не являются очень четкими по своему физическому смыслу и поэтому устанавливаются некоторым общим регламентирующим соглашением, нормами. Слишком «жесткие» нормы могут привести к неоправданно большим затратам средств для обеспечения их соблюдения.

Нормирование качества электроснабжения может быть основано на формальных статистических критериях, которыми лимитируются границы амплитудных значений напряжений, тепловых эффектов, эффектов переноса зарядов, способности создания выпрямленного напряжения определенного качества, крутящего действия и других эффектов, создаваемых ЭС в течение некоторых «скользящих» или «прыгающих» промежутков времени, соответствующих стандартному еще не созданному ряду продолжительностей. Эти «безобъектные» критерии (показатели) качества напряжения могут не давать полного представления о влиянии качества напряжения на функциональные способности конкретных ПЭ, в которых чаще всего проявляются разные свойства напряжения.

Другим способом нормирования качества электроэнергии может быть установление комплексных (функциональных) критериев, характеризующих функциональные особенности определенных классов ПЭ.

Научно-технический прогресс обостряет актуальность вопросов электромагнитной совместимости. Усматривается определенное родство этих вопросов с экологическими вопросами охраны окружающей среды, одной из разновидностей которой можно считать электроэнергетические системы, глубоко проникающие в сферу жизнедеятельности человечества. Серьезность и большое международное значение вопросов электромагнитной совместимости привели к созданию Технического комитета ТК77 Международной электротехнической комиссии. В состав этого комитета входят и Советский Союз.

Общее решение задач электромагнитной совместимости еще отсутствует. Могут быть указаны лишь примеры решения частных задач.

Первым стандартом СССР, которым установлены нормы качества электроэнергии, является ГОСТ 13109-67. Решение теоретических вопросов и создание аппаратуры контроля качества электроэнергии должны предшествовать переработке и уточнению норм этого стандарта.

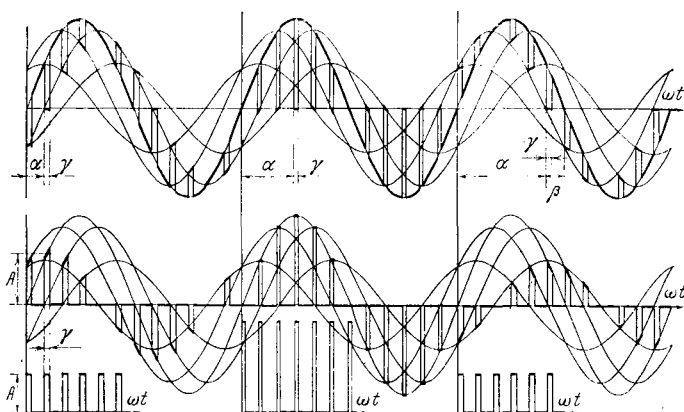
Вопросы электромагнитной совместимости ТЭП во многом схожи с аналогичными вопросами дугowych электропечей [Л. 5]. Разница лишь в том, что электромагнитные процессы в ТЭП более детерминированы, и это благоприятствует улучшению. Что касается мощности, то создаются ТЭП мощностью более 100 МВт в единице, и нет видимых причин для ограничения дальнейшего роста мощностей ТЭП.

Макронесинусоидальность напряжения, сопровождающая работу ТЭП, анализируется с использованием понятия реактивной мощности, изменениями которой характеризуются изменения синусоидальных симметричных составляющих прямой последовательности напряжения. Способность характеризовать эту связь является вторым назначением реактивной мощности, влияние которой определяется через синусоидальные симметричные составляющие токов и напряжений прямой последовательности.

Несинусоидальность токов ТЭП, не вызывающая, как показано выше, значительного увеличения потерь энергии в ЭС, оказывает значительное влияние на несинусоидальность напряжения из-за наличия реактивных сопротивлений в ЭС, что является характерным отличием ТЭП от других ПЭ. Основная опасность при этом заключается в резонансных явлениях, возникающих при наличии емкостей линий электропередачи (кабельных и воздушных) и конденсаторных батарей. Резонансы усиливают несинусоидальность напряжения, а конденсаторные батареи разрушаются, если нет реакторов, смещающих резонансную частоту в безопасную область.

Расчет истинной формы графиков мгновенных значений напряжений в заданной точке ЭС и определение несинусоидальной составляющей этого напряжения как среднеквадратичного за квант времени Δt (полупериод) отклонения от синусоиды наиболее просто производится, если рассматривать одиночный (или эквивалентный одиночному) ТЭП, ЭС замещается источниками синусоидальных э. д. с. и индуктивностями (активные сопротивления и емкости в этом случае пренебрежимо малы), а длительность коммутации не превосходит периода коммутации, т. е. промежутка времени от начала одной коммутации до начала ближайшей последующей коммутации. Принимается также допущение приближительной периодичности процессов коммутации. Как обычно, можно пренебречь пульсациями выпрямленного тока.

Изменения напряжений, вызываемые ТЭП в ЭС, представляются импульсами, вычитание которых из э. д. с. ЭС дает графики мгновенных значений напряжений при работе ТЭП. Графики напряжений для 12-фазных ТЭП приведены на рисунке. В верхней части показано напряжение (фазное или линейное) непосредственно на силовом входе 12-фазного ТЭП, в середине — изменение напряжения в тех же точках. Зафиксированы три не связанных между собой по времени периода напряжения: слева — при угле управления $\alpha = \pi/6$ рад, в центре $\alpha = (\pi/2) - (\gamma - 2)$, где γ — угол коммутации, и справа — при $\alpha = 5\pi/6$ (угол инвертирования $\beta = \pi/6$). Для других точек ЭС изменение напряжения составляет d -ю часть от показанного на рисунке, где d — коэффи-



Графики мгновенных значений напряжения (верхняя часть) и изменений напряжения (средняя часть) на силовом входе эквивалентного 12-фазного тиристорного преобразователя при углах управления: $\alpha = \pi/6$ (слева), $\alpha = (\pi/2) - (\gamma/2)$ (в середине) и $\alpha = 5\pi/6$ (справа). В нижней части рисунка показаны эквивалентные немодулированные импульсы изменения напряжения.

коэффициент связи силового входа эквивалентного ТЭП с данной точкой ЭС.

С достаточной для практических расчетов точностью можно заменить кусочно-синусоидальные вершины импульсов изменения напряжения плоскими вершинами при сохранении площади каждого импульса. Эта замена соответствует линейной аппроксимации изменения токов ТЭП во время коммутации. Относительная величина $U_{н.с}^*$ действующего значения несинусоидальной составляющей напряжения (суммы действующих значений всех высших гармонических) в долях от действующего значения синусоидальной э. д. с. может быть определена по формуле

$$U_{н.с.}^* = d \sqrt{\frac{p\gamma}{2\pi}} \sqrt{1 - \frac{p\gamma}{2\pi}} \sin\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right),$$

где p — отношение частоты коммутации к частоте э. д. с. ЭС (пульсность выпрямления).

Пользуясь известными соотношениями, связывающими режимы ТЭП с углами коммутации и управления, и рассчитав по электрической схеме замещения ЭС коэффициенты связи d в интересующих точках ЭС можно на основании этой формулы определить области допустимых значений параметров привода (крутящего момента и скорости) по условию заданного ограничения действующего значения несинусоидальной составляющей напряжения.

Полезно знать, что действующее значение этой составляющей напряжения в $\sqrt{2}$ раз меньше действующего значения переменной составляющей напряжения, импульсы которого имеют длительность γ , относительную амплитуду (по отношению к амплитуде э. д. с.) $A = d \sin(\alpha + \gamma/2)$ и следуют с частотой коммутации. Эти импульсы напряжения показаны в нижней части рисунка. Они позволяют наглядно убедиться в том, что увеличение частоты коммутации при сохранении амплитуды импульсов и их суммарной площади за квант времени не изменяет действующего значения несинусоидальной

составляющей напряжения, а при уменьшении амплитуды — снижает, что асимметрия управления ТЭП почти не влияет на указанную величину.

Когда необходимо учитывать емкости ЭС и взаимное влияние ТЭП во время коммутации, практически удобных и наглядных методов расчета еще нет. Гармонический анализ чаще всего предполагает независимость отдельных ТЭП во время коммутации, требует громоздких вычислений и не дает точных результатов.

Наряду с математическим моделированием путем создания более или менее сложных программ для ЦВМ расчет изменений напряжения производится посредством физических моделей, в которых в миниатюре повторяются основные узлы мощных ТЭП и ЭС.

Для увеличения частоты коммутации применяются составные ТЭП с фазопоротными трансформаторами, которыми реализуются соотношения вида

$$\mathbf{y} = \mathbf{A}\mathbf{x},$$

где $\mathbf{y}$ — вектор выходных величин

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_1 & y_2 \end{bmatrix}^T;$$

$\mathbf{x}$ — вектор входных величин

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \end{bmatrix}^T;$$

T — индекс транспозиции; $\mathbf{A}$ — матрица вращения:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \cos \delta - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \delta & -\frac{2}{\sqrt{3}} \sin \delta \\ \frac{2}{\sqrt{3}} \sin \delta & \cos \delta + \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \delta \end{bmatrix}.$$

Величинами x_1 , x_2 , y_1 и y_2 могут быть мгновенные значения фазных и линейных, синусоидальных и несинусоидальных, периодических и аperiodических токов и напряжений, а также комплексы.

Если

$$x_1 = C \sin(\omega t + \varphi),$$

$$x_2 = C \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi\right),$$

то

$$y_1 = C \sin(\omega t + \varphi + \delta), \quad y_2 = C \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi + \delta\right),$$

где δ — угол сдвига фаз, создаваемый фазопоротными трансформатором.

Фазопоротные трансформаторы являются достаточно экономичным средством уменьшения несинусоидальности напряжения. Наибольший эффект они дают при одинаковых углах управления и коммутации составного тиристорного преобразователя, соответствующего эквивалентному многофазному (многопульсному) преобразователю.

Общая стратегия улучшения электромагнитной совместимости ПЭ и ЭС состоит в воздействии на внутренние сопротивления ЭС и на режимы ПЭ, которые могут корректироваться различными спосо-

бами и устройствами. Одним из таких устройств является фазоповоротный трансформатор.

Изменение внутренних сопротивлений ЭС может иметь целью как отдельное уменьшение изменений напряжений на входе данного ПЭ (ТЭП), уменьшение изменений, вызванных данным ПЭ (ТЭП) на входах всех других или некоторых ПЭ, так и совместное уменьшение изменений напряжений. Уменьшение изменений напряжений на входе данного ПЭ достигается уменьшением внутреннего сопротивления (увеличением мощности короткого замыкания) ЭС, что обычно приводит к уменьшению влияния данного ПЭ на все прочие ПЭ, но ограничено коммутационными возможностями защитных выключателей. Уменьшение связей данного ПЭ с прочими соответствует обособлению ПЭ, имеющего неблагоприятные для других ПЭ свойства, путем выделения для его питания отдельной линии и трансформатора.

Изменение внутренних сопротивлений ЭС может осуществляться также посредством специально рассчитанных фильтров, что является достаточно эффективным и универсальным средством уменьшения несинусоидальности (и несимметрии) напряжения.

Для устранения макронесинусоидальных изменений и недопустимых отклонений напряжения от номинальной величины используются те же средства, что и для повышения энергетической эффективности при предпочтении, отдаваемом условиям электромагнитной совместимости. Причина такой общности средств решения в общем различных задач состоит в том, что идеальным ПЭ вызываются наименьшие изменения напряжения.

Имеются и существенные различия между идеальными ПЭ (эталоном) по условиям энергетической эффективности и идеальным ПЭ (эталоном) по условиям электромагнитной совместимости. По-

следний более «активен» в обеспечении норм качества электроснабжения, так как ему «вменено в обязанность» иметь средства для приведения этого качества к предписанному уровню.

В трехфазной ЭС переменного тока идеальным ПЭ является синхронный двигатель при постоянной нагрузке (исключая пусковые режимы). В ЭС постоянного тока идеальным ПЭ является двигатель постоянного тока при постоянной нагрузке. При отсутствии нагрузки, малых потерях энергии, при наличии маховиков эти средства являются идеальными компенсаторами режимов ПЭ.

Вывод. Рассмотренные общие положения и некоторые наиболее важные детали задачи улучшения энергетической эффективности и электромагнитной совместимости потребителей электроэнергии, в частности, тиристорных электроприводов и электроснабжающих сетей показывают, что пограничные области электропривода и электроснабжения заслуживают серьезного внимания. Проведение глубоких теоретических и экспериментальных исследований в этих областях является необходимым условием научно-технического развития современной энергетики и автоматизированного электропривода.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Харкевич А. А. Спектры и анализ. М., Физматгиз, 1962.
2. Замаев Б. С. Обобщенные энергетические показатели потребителей электроэнергии. — В кн.: Сб. трудов ВЭПИ, вып. 84, серия «Электрооборудование и автоматизация промышленных установок», 1973, с. 168—175.
3. Нормы качества электрической энергии у ее приемников, присоединенных к электрическим сетям общего назначения. ГОСТ 13109-67.
4. Анисимов Л. П., Левин М. С., Пекелис В. Г. Методика расчета потерь электроэнергии в действующих распределительных сетях. — «Электричество», 1975, № 4, с. 27—30.
5. Влияние дугowych электропечей на системы электроснабжения. Под ред. М. Я. Смелянского и Р. В. Минеева. М., «Энергия», 1975. 185 с.

УДК 621.313.333-62-83

Проблемы частотного управления асинхронными электроприводами

Доктор техн. наук ЧИЛИКИН М. Г., доктор техн. наук САНДЛЕР А. С., кандидаты техн. наук ГУСЯЦКИЙ Ю. М.,
КУДРЯВЦЕВ А. В., САРБАТОВ Р. С., инж. НИКОЛЬСКИЙ А. А.

Современные системы частотно-управляемого асинхронного электропривода, как правило, замкнутые, так как только в замкнутой системе могут быть достигнуты желаемые характеристики и режимы работы двигателя и преобразователя при заданных выходных координатах привода — скорости и моменте.

Одной из важных задач частотного управления асинхронными электроприводами является разработка рациональных систем управления, обеспечивающих высокое качество статических и динамических характеристик.

В этом отношении интересно рассмотреть весьма перспективную систему частотно-управляемого электропривода с тиристорным преобразователем с промежуточным звеном постоянного тока и инвер-

тором тока. Преимущество этого преобразователя особенно существенно тогда, когда по условиям работы механизма система должна обеспечивать генераторное торможение асинхронного электродвигателя с рекуперацией энергии в питающую сеть. Для обеспечения рекуперативного режима работы асинхронного двигателя в системе с инвертором напряжения необходимо подключение к зажимам звена постоянного тока параллельно управляемому выпрямителю дополнительного инвертора, ведомого сети, так как при переводе двигателя в генераторный режим в звене постоянного тока меняется направление тока при неизменной полярности напряжения. В случае системы с инвертором тока при работе двигателя в генераторном режиме направление постоянного тока не меняется, а изменяется

полярность напряжения в звене постоянного тока. Таким образом, появляется возможность использования для рекуперации энергии в питающую сеть управляемого выпрямителя путем перевода его в инверторный режим.

На рис. 1 дана принципиальная силовая схема преобразователя частоты с автономным инвертором тока, которая отличается от схемы с инвертором напряжения отсутствием моста обратного тока, ведомого сетью инвертора и фильтрующих конденсаторов в звене постоянного тока. Что касается сглаживающего дросселя в преобразователе с инвертором тока, то по литературным данным его индуктивность должна быть существенной, а масса и габариты в значительной степени определяют массу и габариты преобразователя в целом. Однако это утверждение справедливо лишь для инвертора тока, работающего с асинхронным двигателем в разомкнутой системе регулирования. В замкнутой системе, содержащей контур подчиненного регулирования тока, дроссель рассчитывается на сглаживание сравнительно высокочастотных сетевых пульсаций, а низкочастотные пульсации тока, связанные с переключениями тиристоров инвертора, сглаживаются системой регулирования. Благодаря этому габариты сглаживающего дросселя при работе инвертора в замкнутой системе регулирования по крайней мере не превышают габариты конденсаторов фильтра в аналогичной по мощности системе с инвертором напряжения.

При разработке замкнутых систем частотно-управляемого электропривода с автономным инвертором тока становится очевидной целесообразность использования так называемого принципа частотно-токового управления. Сущность этого принципа заключается в том, что за основной контролируемый параметр в системе регулирования принимается не напряжение на зажимах двигателя, а потребляемый им ток. Контроль заданного значения тока осуществляется с помощью контура подчиненного регулирования с воздействием на угол открывания вентилей управляемого выпрямителя.

Остановимся на некоторых особенностях характеристик асинхронного электропривода при частотно-токовом методе управления. Используя Т-образную схему замещения двигателя, найдем связь между токами статора I_1 и ротора I'_2 :

$$I'_2 = I_1 \frac{x_0}{\sqrt{(x_0 + x'_2)^2 + (R'_2/\beta)^2}}. \quad (1)$$

Тогда момент двигателя

$$M = \frac{m_1}{\omega_{\text{ин}}} (I'_2)^2 \frac{R'_2}{\beta} = \frac{m_1}{\omega_{\text{ин}}} I_1^2 \frac{R'_2}{\beta} \frac{x_0^2}{(x_0 + x'_2)^2 + (R'_2/\beta)^2} \quad (2)$$

и его поток

$$\Phi = c_1 I_1 x_0 \sqrt{\frac{(R'_2)^2 + (x'_2)^2 \beta^2}{(R'_2)^2 + (x_0 + x'_2)^2 \beta^2}}. \quad (3)$$

Анализ (2) и (3) указывает на то, что при постоянном токе статора механические характеристики двигателя конгруэнтны, а его перегрузочная способность постоянна при всех частотах как в двигательном, так и в генераторном режимах.

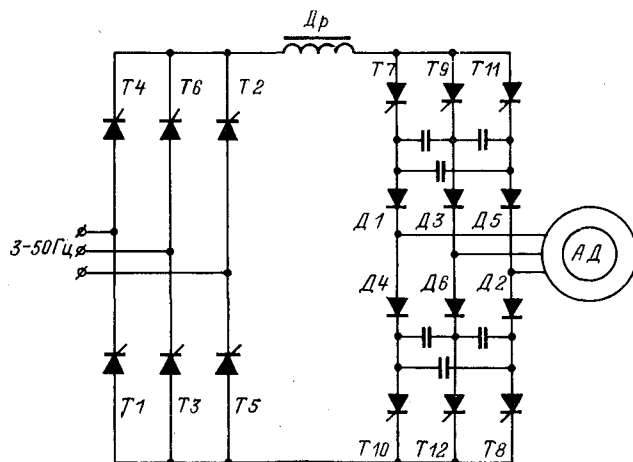


Рис. 1.

Кроме того, момент и поток асинхронного двигателя однозначно связаны с величиной абсолютного скольжения и не зависят от частоты и от того, в каком режиме работает машина — в двигательном или генераторном.

Однако при управлении с постоянным током статора машина будет иметь весьма неблагоприятные характеристики. Действительно, из (3) следует, что максимальный поток в этом случае соответствует холостому ходу машины, а при увеличении нагрузки поток резко уменьшается. Поэтому целесообразно систему построить таким образом, чтобы при увеличении нагрузки (скольжения) увеличивался ток статора по какому-либо заданному закону:

$$I_1 = f(\beta). \quad (4)$$

Можно заметить, что отмеченные выше положительные свойства частотно-токового управления сохраняются и в этом случае, однако теперь появляется возможность сформировать характеристики, близкие к оптимальным по энергетическим показателям, и с высокой перегрузочной способностью. Наиболее простым примером реализации такого способа является система, в которой ток статора регулируется пропорционально абсолютному скольжению [Л. 5].

В системах с инвертором тока для управления асинхронным двигателем первостепенное значение приобретает вопрос о формировании оптимального переходного электромагнитного процесса.

Блок-схема частотно-управляемого асинхронного электропривода с инвертором тока приведена на рис. 2. Система управления электроприводом построена по принципу принудительной ориентации тока двигателя относительно потока с последующим разделением регулированием активной и реактивной составляющих тока. Это обеспечивает эффективное демпфирование электромагнитных переходных процессов в системе, формируя их таким образом, что быстродействие привода определяется практически только механической постоянной времени. С помощью датчика потока ДП производится измерение двух ортогональных составляющих вектора потокосцепления ротора двигателя Ψ_{x2} и Ψ_{y2} .

Возможны различные варианты выполнения ДП: решающее устройство, преобразующее ток и напряжение двигателя в сигнал потока, измерительная обмотка или датчик Холла. Составляющие потокосцепления ротора подаются на нелинейный блок НБ1, с помощью которого производится выделение сигнала, пропорционального модулю потокосцепления ротора ψ_2 . На входе регулятора потока РП осуществляется сравнение этого сигнала с эталонным. Выходное напряжение РП пропорционально реактивной составляющей тока. Ориентация результирующего вектора тока двигателя $\vec{I}_1$ относительно потокосцепления ротора $\vec{\psi}_2$ обеспечивается с помощью блока задания частоты и фазы тока ЗЧФ, который в зависимости от соотношения между сигналами задания активной i_{1a} и реактивной i_{1p} составляющих тока задает необходимый фазовый угол φ между векторами $\vec{I}_1$ и $\vec{\psi}_2$. Контур подчиненного регулирования тока двигателя, состоящий из регулятора тока РТ, управляемого выпрямителя УВ и системы управления СУВ, служит для задания величины модуля тока двигателя I_1 , который выделяется с помощью нелинейного блока НБ2. Требуемая скорость двигателя устанавливается с помощью контура подчиненного регулирования скорости.

Если предположить регулятор тока идеальным, то необходимость в решении уравнений цепи статора отпадает, и дифференциальные уравнения машины в полярной системе координат принимают вид:

$$\frac{d}{dt} (\psi_2 \cos \varphi_0) = -\frac{1}{T_R} \psi_2 \cos \varphi_0 + \omega_2 \psi_2 \sin \varphi_0 + \frac{1}{T_R} L_0 I_1 \cos (\varphi_0 + \varphi); \quad (5)$$

$$\frac{d}{dt} (\psi_2 \sin \varphi_0) = -\frac{1}{T_R} \psi_2 \sin \varphi_0 - \omega_2 \psi_2 \cos \varphi_0 + \frac{1}{T_R} L_0 I_1 \sin (\varphi_0 + \varphi); \quad (6)$$

$$M = \frac{3}{2} \frac{L_0}{L_R} [\psi_2 \cos \varphi_0 I_1 \sin (\varphi_0 + \varphi) - \psi_2 \sin \varphi_0 I_1 \cos (\varphi_0 + \varphi)], \quad (7)$$

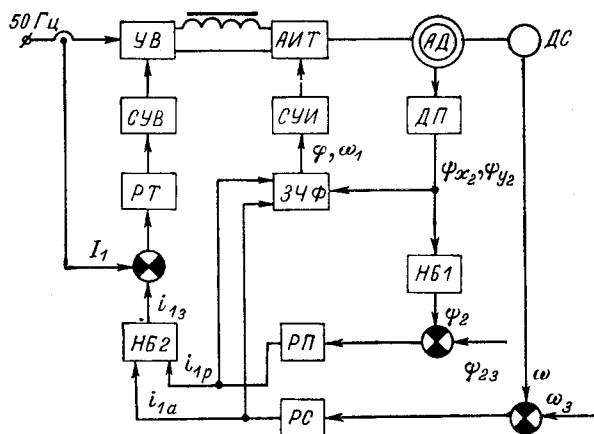


Рис. 2.

где φ_0 — угол между результирующим вектором потокосцепления ротора и полярной осью; L_0 — индуктивность цепи намагничивания; L_R — полная индуктивность цепи ротора; ω_2 — частота скольжения ротора; T_R — электромагнитная постоянная времени ротора; M — электромагнитный момент двигателя.

Совмещая направление полярной оси с направлением результирующего вектора потокосцепления ротора и полагая поток неизменным, получим:

$$i_{1p} = I_1 \cos \varphi_0 = \frac{\psi_2}{L_0}; \quad (8)$$

$$i_{1a} = I_1 \sin \varphi = \omega_2 T_R \frac{\psi_2}{L_0}; \quad (9)$$

$$M = \frac{3}{2} p \frac{L_0}{L_R} \psi_2 I_1 \sin \varphi = \frac{3}{2} p \frac{L_0}{L_R} \psi_2 i_{1a}. \quad (10)$$

Таким образом, при постоянном потокосцеплении ротора момент двигателя пропорционален активной составляющей тока статора и следует за ней без запаздывания. Структура рассмотренного электропривода аналогична структуре быстродействующего электропривода постоянного тока с подчиненным регулированием, что позволяет использовать для расчета указанных систем единую методику.

Все большее практическое значение приобретают высокоскоростные частотно-управляемые электроприводы, которые могут быть выполнены: а) со сравнительно небольшим диапазоном регулирования (до 6÷10:1) в разомкнутой системе управления, например, для привода главного движения металлорежущих станков; б) в системе, обеспечивающей заданное качество переходных процессов привода (центрифуги, гироскопические системы и т. п.); в) по системе, где предъявляются повышенные требования к статическим характеристикам привода, прежде всего, к жесткости и перегрузочной способности (привод испытательных стендов, насосов и т. п.).

Силовая часть статических преобразователей частоты (СПЧ) в указанных приводах выполняется по схеме с промежуточным звеном постоянного тока с автономным инвертором напряжения (АИН). При выборе схемы АИН особое внимание уделяется структуре коммутационных контуров тиристоров.

Увеличение точности работы приводов достигается использованием цифровых систем управления. На рис. 3,а показана блок-схема системы, содержащей контур положительной обратной связи по току инвертора I_i (в аналоговом виде) и цифровой контур измерения ошибки по частоте вращения $f_{\omega 3} - f_{\omega}$.

Принятые на рис. 3 обозначения: АД — асинхронный двигатель; АИН — автономный инвертор напряжения; РН — регулятор напряжения; БС — блок связи между напряжением и частотой; РОГ — регулируемый ограничитель; ЗИ — задатчик интенсивности; ЦД — цифровой датчик частоты вращения; ЦАП — цифро-аналоговый преобразователь; ВИ — вычитатель импульсов; ЦИО — интегратор с цифровым входом и ограничителем.

Динамические характеристики при пуске и торможении АД в системе определяются ЗИ. Квазистационарные значения частоты ω_1 и напряжения

U_1 при $f_{\omega 3} = \text{const}$ задаются уровнем ограничения РОГ в функции интеграла ошибки частоты вращения. Цифровое измерение ошибки по частоте вращения и интегрирование ее в канале обратной связи делает систему астатической [Л. 4].

Анализ переходных режимов в электроприводе производился на АВМ в системе осей, вращающихся синхронно с вектором напряжения статора. Электромагнитные процессы в двигателе не учитывались, так как в высокоскоростных электроприводах они протекают с частотой, большей частоты среза фильтра звена постоянного тока СПЧ, и оказываются подавленными. Таким образом, процессы в СПЧ могут быть представлены уравнениями, отражающими работу сглаживающего фильтра звена постоянного тока, схема замещения которого приведена на рис. 3,б. Контур обратной связи описывается уравнениями согласно схеме на рис. 3,а.

В соответствии с указанным система уравнений электропривода записывается следующим образом:

$$\psi_{x1} = \frac{1}{\omega_{1H}\alpha'_s} U_{m1} + k_r \psi_{x2} + \frac{1}{\omega_{1H}\alpha'_s} \omega_1 \psi_{y1};$$

$$\psi_{y1} = k_r \psi_{y2} - \frac{1}{\omega_{1H}\alpha'_s} \omega_1 \psi_{x1};$$

$$\psi_{x2} = k_s \psi_{x1} + \frac{1}{\omega_{1H}\alpha'_r} (\omega_1 - \omega) \psi_{y2};$$

$$\psi_{y2} = k_s \psi_{y1} - \frac{1}{\omega_{1H}\alpha'_r} (\omega_1 - \omega) \psi_{x2};$$

$$M = \frac{3}{2} p \omega_{1H} \frac{k_r}{X_{s\sigma}} (\psi_{x2} \psi_{y1} - \psi_{x1} \psi_{y2});$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J} (M - M_c);$$

$$I_n = \frac{3}{2} \frac{\omega_{1H}\alpha'_s}{r_1} k_n (\psi_{x1} - k_r \psi_{x2});$$

$$\frac{d(U_{m1}/k_n - I_c R_c)}{dt} = \frac{I_c}{c};$$

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{1}{L} (U_d - I_L R_d - U_{m1}/k_n);$$

$$I_c = I_L - I_n - I_{\Pi};$$

$$U_d = k_1 (k_s k_5 U_{or} + k_4 I_n);$$

$$\frac{d(U_{or} - k_5 f_{\omega 3})}{dt} = k_4 (f_{\omega 3} - k_5 \omega);$$

$$\omega_1 = 2\pi k_3 k_7 k_8 U_{or},$$

где $U_{m1} = \sqrt{2} U_1$; $k_1 \div k_8$ — коэффициенты усиления динамических звеньев; остальные обозначения общепринятые.

Работа системы иллюстрируется осциллограммами пуска двигателя в замкнутой системе (рис. 4) и наброса-сброса нагрузки в замкнутой (рис. 5,а) и замкнутой (рис. 5,б) системах.

Одной из перспективных систем преобразования частоты является система, включающая автономный инвертор с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) [Л. 6]. Отличительной особенностью преобразователей данного типа является возможность регулирования с их помощью как напряжения, так и частоты от нуля до номинального значения с получением формы тока в асинхронном двигателе,

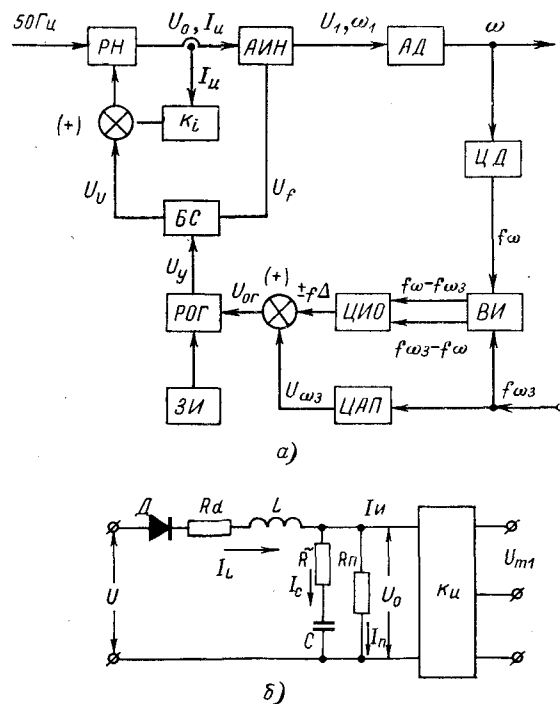


Рис. 3.

близкой к синусоидальной, что обеспечивает в таких системах весьма широкий диапазон регулирования скорости вращения асинхронного двигателя (до 1000:1 и выше). Благодаря тому, что коммутация тиристоров в инверторе с ШИМ осуществляется на высокой частоте (на порядок выше номинальной частоты двигателя), преобразователь получается практически безынерционным, вследствие чего достигается предельное быстродействие электропривода.

Отмеченные особенности преобразователей с ШИМ открывают широкие возможности их использования в быстродействующих следящих системах на переменном токе. Эффективный контроль не только частоты, но и положения результирующих векторов напряжения, тока и потока позволяет осуществлять точную остановку привода в заданной координате с малой величиной статической ошибки. Быстрое изменение положения ротора достигается, во-первых, за счет безынерционности преобразователя и, во-вторых, за счет малого момента инерции ротора асинхронного двигателя и его высокой перегрузочной способности в сравнении с приводом постоянного тока.

Практика применения систем с двигателем общепромышленного назначения и частотным управлением с автономным инвертором напряжения настоятельно требуют разработки адекватного натуре математического описания динамики электропривода и его исследования с доведением теории до инженерных методов оценки устойчивости системы. Необходимость разработки критериев устойчивости возникает в электроприводах, работающих преимущественно в продолжительном режиме работы с относительно редкими пусками и торможениями, когда основным требованием к системе является стабилизация выходных координат.

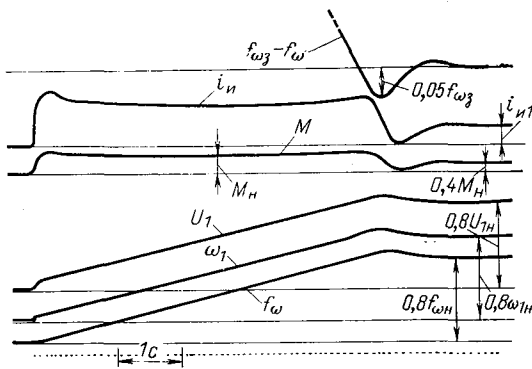


Рис. 4.

Известно, что в такой системе, даже при разомкнутом управлении, возникают низкочастотные автоколебания, иногда делающие невозможной нормальную работу электропривода. Амплитуда и частота автоколебаний зависят не только от параметров системы, но и от напряжения и частоты на выходе инвертора, а также момента нагрузки на валу двигателя. Математическое описание автоколебаний и анализ устойчивости системы должны проводиться с учетом электромагнитных процессов в двигателе, LC -фильтре и электромеханических переходных процессов в приводе. При этом следует принимать во внимание изменение параметров системы и насыщение магнитной цепи двигателя. Указанные процессы описываются системой нелинейных дифференциальных уравнений седьмого порядка, которые в классических методах, например, в методе гармонической линеаризации не рассматривались. Кроме того, частотные методы и методы линеаризации в малом практически неприемлемы в силу значительной нелинейности уравнений и сильной зависимости коэффициентов линеаризованных уравнений от координат системы. Наиболее вероятными здесь являются численные методы анализа на ЦВМ или АВМ с привлечением аппарата планирования эксперимента.

Более предпочтительными являются аналитические методы, обладающие общностью и дающие в руки исследователей и инженеров инструмент для синтеза цепей коррекции, подавляющих автоколебания, или позволяющих синтезировать требуемое качество процесса.

Логическим завершением анализа является разработка методов коррекции и синтеза систем частотного управления. Проблема коррекции систем распадается на две задачи: 1) коррекция систем, синтезированных по условиям обеспечения требований к статике системы, предполагающая в основном достижение устойчивости и аperiodических переходных процессов или процессов с допустимым перерегулированием; 2) синтез системы, обеспечивающей заданное быстродействие и качество переходного процесса изменения выходной координаты системы, с последующей реализацией требований к статическим характеристикам в большинстве случаев путем реализации астатической системы регулирования.

Трудность разработки аналитических методов синтеза цепей коррекции для систем частотного

управления определяется сложностью математического описания объекта и ограниченными возможностями его упрощения. Особые трудности возникают при решении как первой, так и второй задач коррекции в случае применения двигателя общепромышленного назначения и преобразователя с инвертором напряжения, когда оказываются последовательно включенными в силовой цепи по крайней мере два колебательных звена с малым затуханием (LC -фильтр и инвертор-двигатель). Это обстоятельство не позволило использовать для синтеза такой системы метод построения систем подчиненного регулирования с последовательной коррекцией и требует создания новых методов синтеза. Важным в случае использования преобразователя с инвертором напряжения является решение задачи синтеза оптимального по быстродействию регулятора напряжения, инвариантного к изменению динамических и статических параметров цепи нагрузки (инвертор-двигатель).

Не разработанными в теории частотного управления являются также вопросы построения, анали-

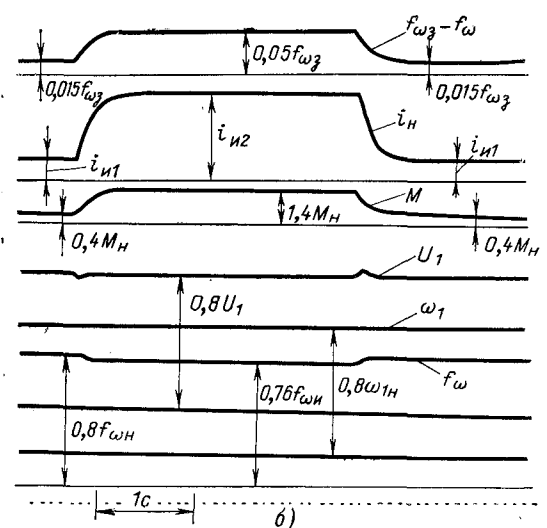
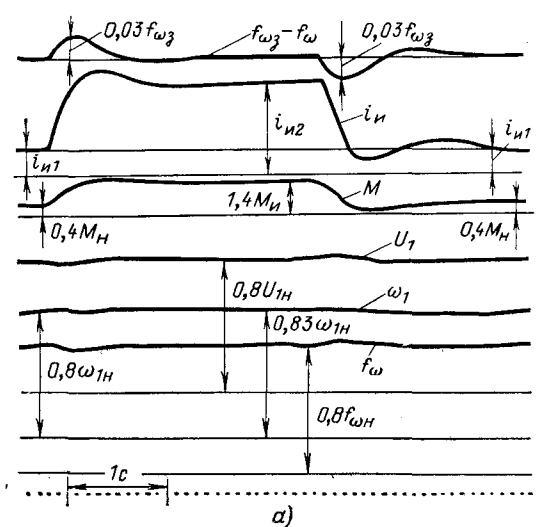


Рис. 5.

за и тем более синтеза систем многодвигательного асинхронного электропривода. Осуществление такого привода возможно в двух вариантах: питание нескольких двигателей, работающих на один вал или валы, объединенные упругой связью с жестким соотношением скоростей, или системы управляемого электрического вала от одного преобразователя. Основные проблемы здесь: принципы построения замкнутых систем, формирование переходных процессов, вопросы коррекции и т. п. К проблеме многодвигательного привода тесно примыкают вопросы параллельной работы нескольких преобразователей на один двигатель, что особенно актуально для мощных и сверхмощных электроприводов.

Развитие современной техники и передовой технологии требует создания адаптивных систем управления электроприводом, оптимальным образом избирающих режим работы в соответствии с изменяющимися параметрами объекта. В общем случае адаптивная система включает в себя в качестве объекта рабочую машину, рациональный режим работы которой часто сводится к оптимизации режима работы электропривода. Задача адаптации резко сужается и может быть сведена к экстремальному управлению — самонастройке на оптимум по какому-либо параметру системы привода с одновременным обеспечением заданных требований к выходным координатам привода. Особенно актуальной в настоящее время является задача разработки адаптивных систем, оптимизирующих энергетические показатели работы привода, в частности, минимизирующих потребляемую активную мощность или ток. К такой системе, помимо оптимиза-

ции статических режимов, предъявляется требование оптимизации переходных процессов.

Важным достоинством адаптивных, особенно поисковых систем, является их универсальность и попутное обеспечение высокого качества статических характеристик привода, что открывает перспективный путь создания унифицированных систем частотного управления. В адаптивных схемах частотного управления возникает также ряд сложных теоретических проблем, связанных с разработкой методов анализа и синтеза динамики этих систем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сандлер А. С., Сарбатов Р. С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями. М., «Энергия», 1974. 328 с.
2. Автоколебания в разомкнутой системе преобразователь частоты — асинхронный двигатель. — «Труды МЭИ», 1975, вып. 223. Авт.: А. С. Сандлер, Р. С. Сарбатов, А. А. Керимбаев, Д. Д. Богаченко.
3. Частотно-управляемый электропривод с высокоскоростным асинхронным электродвигателем. — «Электротехника», 1974, № 8. Авт.: А. С. Сандлер, Г. К. Аввакумова, А. В. Кудрявцев, А. А. Никольский.
4. Дискретные системы поддержания скорости частотно-управляемого электропривода. — «Труды МЭИ», 1975, вып. 202. Авт.: А. С. Сандлер, А. В. Кудрявцев, Г. К. Аввакумова, А. А. Никольский.
5. Кривицкий С. О., Эпштейн И. И. Динамика частотно-регулируемых электроприводов с автономными инверторами. М., «Энергия», 1970.
6. Сандлер А. С., Гусяцкий Ю. М. Тиристорные инверторы с широтно-импульсной модуляцией. М., «Энергия», 1968. 95 с.
7. Кудрявцев А. В., Аввакумова Г. К., Никольский А. А. Особенности моделирования высокоскоростных электроприводов, управляемых статическими преобразователями частоты. — «Труды МЭИ», 1975, вып. 223.



УДК 62-83:621.57:534

Динамика и демпфирование колебаний при работе электроприводов механизмов перемещения

СОКОЛОВ М. М., МАСАНДИЛОВ Л. Б., ФЕСЕНКО Ю. И. (МЭИ),
БОГОСЛОВСКИЙ А. П. (завод «Динамо»), ПЕРЕЛЬМУТЕР М. М.,
ПОЛЯКОВ Л. Н. (ХАИ)

При перемещении подвешенного на канате груза с помощью электрических кранов возникает, как известно, раскачивание груза относительно своего положения равновесия. Это явление приводит к ряду нежелательных последствий. При отключении груза создаются дополнительные нагрузки, воздействующие как на приводной двигатель механизма перемещения или поворота, так и на элементы конструкции крана. Раскачивание груза создает определенные трудности для крановщика при управлении краном, так как для ограничения раскачивания крановщику приходится производить дополнительные операции по включению и торможению указанных механизмов.

Отклонение груза от положения равновесия затрудняет точную установку груза. Для успокоения колебаний груза в процессе его раскачивания тре-

буется определенное время, что обуславливает уменьшение производительности работы крана. В автоматизированных установках явление раскачивания груза вносит неопределенность в программу работы механизмов и в ряде случаев может существенно ограничить возможности и преимущества автоматизации.

В связи со сказанным представляется очевидным, что для повышения технико-экономических показателей работы механизмов передвижения и поворота необходимо принимать специальные меры для эффективного успокоения раскачивания груза. Задача демпфирования колебаний груза является актуальной в настоящее время. Эту задачу целесообразно решать с помощью электропривода, так как при этом обеспечивается автоматическое ограничение амплитуды и времени колебаний груза.

Проблема демпфирования колебаний подвешенного на канате груза может быть решена на основе принципов оптимального управления.

В соответствии с разработками МЭИ и завода «Динамо» при анализе механической системы тележки — канат — груз с использованием вариационного исчисления был найден следующий закон оптимального управления:

$$F_{\Sigma} = g_0 x_0 + g_1 \frac{dx_0}{dt}, \quad (1)$$

где F_{Σ} — результирующая сила, приложенная к тележке и определяемая моментом ее приводного двигателя и моментом сопротивления; x_0 и $\frac{dx_0}{dt}$ —

отклонение груза от положения равновесия и производная этого отклонения; g_0 и g_1 — параметры управления, определяемые массами груза m_r и тележки m_t , длиной подвеса каната l и выбранным характером движения груза относительно своего положения равновесия.

Реализация управления (1) обеспечивает эффективное демпфирование колебаний груза за время, не превышающее двух периодов, соответствующих частоте

$$\omega_{oc} = \sqrt{\frac{g_0}{m_t} + (1 + k_r) \omega_{or}^2},$$

где

$$k_r = \frac{m_r}{m_t}; \quad \omega_{or} = \sqrt{\frac{g}{l}}.$$

При управлении вида (1) закон изменения отклонения во времени определяется следующим дифференциальным уравнением второго порядка с постоянными коэффициентами:

$$\frac{d^2 x_0}{dt^2} + 2\beta \omega_{oc} \frac{dx_0}{dt} + \omega_{oc}^2 x_0 = 0, \quad (2)$$

где

$$\beta = \frac{g_1}{2\omega_{oc} m_t}.$$

В соответствии с (2) характер изменения отклонения от времени определяется параметром β , а время успокоения — частотой ω_{oc} . Выбирая определенные значения параметра β , можно обеспечить благоприятный характер протекания переходного процесса демпфирования колебаний груза. При $\beta < 1$ этот процесс является колебательным, а при $\beta > 1$ — аperiodическим.

Для осуществления оптимального управления (1) необходимо использовать обратные связи по отклонению груза от положения равновесия и по производной этого отклонения, что связано с необходимостью использования соответствующих датчиков. Реализация таких датчиков достаточно сложна. В настоящее время простые и надежные конструкции указанных датчиков отсутствуют.

Осуществление оптимального управления процессов демпфирования колебаний груза на основе принципа максимума встречает еще большие практические трудности, чем в случае управления (1). Это связано с тем, что кроме датчиков отклонения и производной отклонения при реализации управления на основе принципа максимума требуется

еще и специальное вычислительное устройство для вычисления моментов переключения, соответствующих изменению знака силы F_{Σ} .

Представляется, что наличие указанных трудностей, возникающих при осуществлении рассмотренных оптимальных управлений, ограничивает область применения этих управлений сравнительно узким классом крановых установок, для которых сложность и стоимость системы электропривода не имеют решающего значения.

Для упрощения системы электропривода было разработано управление, близкое к оптимальному, которое основано на использовании датчиков скорости и ускорения механизмов перемещения:

$$F_{\Sigma 1} = h_0 - h_1 v_r + h_2 \frac{dv_r}{dt}, \quad (3)$$

где параметры управления h_1 и h_2 определяются выражениями:

$$h_1 = \frac{2\beta k_r (1 + k_r)^{3/2}}{4\beta^2 (1 + k_r) + k_r^2} \omega_{or} m_r;$$

$$h_2 = \frac{4\beta^2 (1 + k_r)}{4\beta^2 (1 + k_r) + k_r^2} m_r.$$

Параметр h_0 является постоянной величиной и выбирается в зависимости от показателей требуемого установившегося режима электропривода.

При управлении (3) колебания груза описываются дифференциальным уравнением третьей степени с постоянными коэффициентами. Для этого дифференциального уравнения соответствующее характеристическое уравнение имеет вид:

$$(p + \frac{2\beta}{k_r} \omega_{oc1}) (p^2 + 2\beta \omega_{oc1} p + \omega_{oc1}^2) = 0, \quad (4)$$

где

$$\omega_{oc1} = \omega_{or} \sqrt{1 + k_r}.$$

Анализ (4) показывает, что при изменении параметра β в пределах от 0,5 до 2 управление (3) обеспечивает успокоение колебания груза за время, не превышающее двух периодов $T_{oc1} = \frac{2\pi}{\omega_{oc1}}$, причем

указанное положение справедливо для различных масс перемещаемых грузов от небольших до весьма значительных.

Реализация управления (3) возможна в замкнутых системах автоматизированного электропривода постоянного или переменного тока при наличии обратных связей по скорости и ускорению тележки.

В ряде случаев может оказаться целесообразным использовать наиболее простой частный случай управления (3), когда отсутствует обратная связь по ускорению. Такое управление имеет вид:

$$F_{\Sigma 2} = b_0 - b_1 v_r, \quad (5)$$

где $b_1 = \sqrt{1 + k_r} \omega_{or} m_r$, а параметр b_0 определяется показателями установившегося режима.

Осуществление управления (5) связано с выбором некоторой оптимальной жесткости механической характеристики приводного двигателя. При этом параметр b_1 представляет собой модуль жесткости механической характеристики двигателя, приведенной к точке подвеса груза.

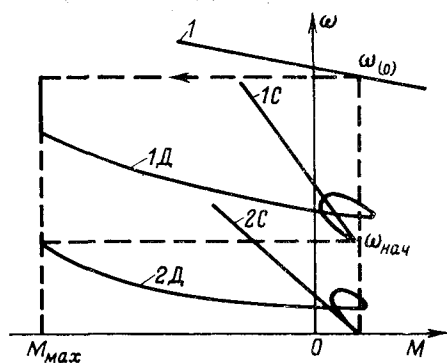


Рис. 1. Механические характеристики.

1 — естественная; 1С, 1Д — статическая и динамическая первого этапа торможения; 2С, 2Д — то же второго этапа торможения.

Следует отметить, что эффективность управления (5) существенно зависит от массы груза. Если масса груза относительно велика, когда $k_r > 0,6-0,8$, то реализация управления (5) представляет большой практический интерес, так как обеспечивает удовлетворительное время успокоения колебаний груза, не превышающее трех периодов, соответствующих частоте $\omega_{ос1}$. С увеличением массы груза время успокоения его колебаний уменьшается. При малых массах груза, когда $k_r < 0,5-0,6$, время затухания колебаний груза возрастает, и само управление (5) в данном случае становится неэффективным.

Важно отметить, что для всех рассмотренных управлений результирующая сила F_Σ является линейной функцией от координат системы. При этом, поскольку момент сопротивления тележки является нелинейной функцией ее скорости, необходимо принять специальные меры для компенсации указанной нелинейности.

Управления (1) и (3) получены на основании методов вариационного исчисления и не учитывают ограничений, накладываемых на силу F_Σ и соответственно на момент приводного двигателя тележки. В действительности вследствие ограниченной перегрузочной способности двигателя указанные управления могут быть реализованы неточно. Однако при рациональном конструировании электропривода влияние ограничения момента двигателя на эффективность демпфирования колебаний груза может быть сведено к минимуму. Рассмотрим этот вопрос для процесса торможения тележки.

Анализ показывает, что максимум момента двигателя в переходных процессах в сильной степени зависит от параметра β и начальной скорости торможения $v_t(0)$. При увеличении β и $v_t(0)$ максимум момента возрастает.

Для обеспечения эффективного демпфирования колебаний груза целесообразно производить двухступенчатое торможение тележки (рис. 1). Отметим, что динамические характеристики полностью соответствуют управлению (3), а статические — управлению (3) при ускорении, равном нулю.

Для промежуточной характеристики 1Д параметр β выбирается в пределах от 0,5 до 0,9. При этом в системе электропривода должно быть предусмотрено ограничение момента двигателя. Расчеты

показывают, что ограничение момента на первом этапе торможения незначительно сказывается на характере процесса успокоения груза. Нижняя характеристика 2Д выбирается таким образом, что начальная скорость $v_{т.нач}$ определяла бы бросок момента двигателя на допустимом уровне, как показано на рис. 1. Параметр β для характеристики 2Д выбирается в пределах от 1,1 до 1,5. При этом характер процесса успокоения груза апериодический.

Реализация показанных на рис. 1 характеристик обеспечивает эффективное и автоматическое успокоение груза, если время работы на этих характеристиках выбирается в пределах двух периодов, соответствующих частоте $\omega_{ос1}$, так как при этом при работе на каждой характеристике колебания груза затухают полностью.

На рис. 2 приведены построенные с помощью АВМ зависимости отклонения груза, скорости и момента двигателя от времени, полученные при торможении электропривода механизма поворота башенного крана в две ступени.

В соответствии с разработками ХАИ рассматривалась задача создания системы программного управления крановой тележки, при которой колебания груза имеют заданный, оптимальный в определенном смысле, характер. Реализация соответствующей программы наиболее эффективно достигается при комбинированном управлении, когда наряду с регулированием по отклонению в виде замкнутого цикла используется также регулирование по задающему или возмущающему воздействию в виде разомкнутого цикла.

Из уравнения колебания груза

$$p^2 \varphi(t) + \beta^2 \varphi(t) = \frac{k_0}{l} \dot{\omega}(t)$$

и линеаризованных уравнений электропривода крановой тележки, выполненного по схеме управляемый источник питания — двигатель постоянного тока, можно прийти к следующему интегродиффе-

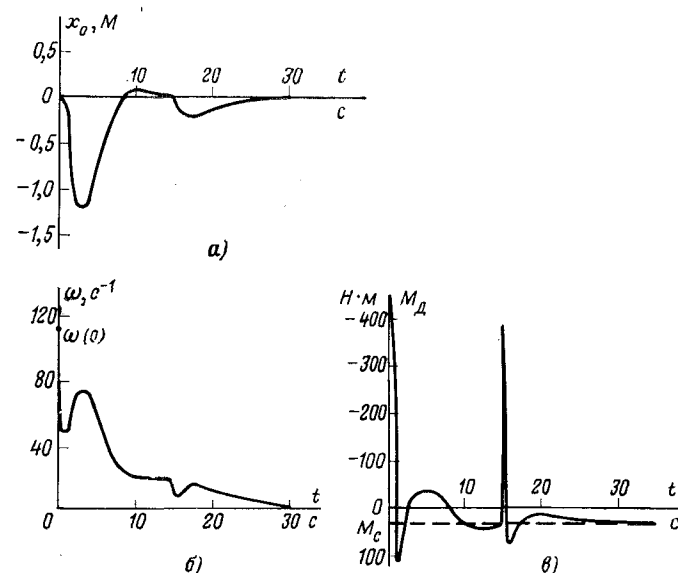


Рис. 2. Зависимости отклонения груза (а), скорости (б) и момента двигателя (в) от времени.

$m_T = 6,3 \cdot 10^3$ кг; $m_D = 11,83 \cdot 10^3$ кг; $l = 26$ м; $k_r = 0,532$; $\omega_{ос1} = 0,615$ 1/с; $M_{max} = 400$ Н·м; $M_c = 30$ Н·м; $\beta_{1Д} = 0,707$; $\beta_{2Д} = 1,5$.

ренциальному уравнению относительно угла колебания груза $\varphi(t)$:

$$\sum_{k=-i}^m A_k p^k \varphi(t) + B_0 = u_y(t), \quad (6)$$

где $\beta = \sqrt{g/l}$ — угловая частота собственных колебаний груза при длине подвеса l ; $\dot{\omega}(t)$ — угловое ускорение двигателя; k_0 — коэффициент перевода углового ускорения двигателя в линейное ускорение тележки; A_k, B_0 — величины, зависящие от параметров объекта, в частности, от массы груза и длины его подвеса; $u_y(t)$ — закон управления; p, p^{-1} — символы дифференцирования и интегрирования; $m, i=0, 1, 2, \dots$ определяются структурой системы управления и объекта.

Если при синтезе разомкнутого цикла системы управления исходить из программы изменения $\varphi(t)$, то возникает необходимость в применении дифференциальных блоков в соответствии с (6), что вносит существенные погрешности, и поэтому практически такой подход не может быть рекомендован. Кроме того, условия реализуемости электроприводом налагают определенные ограничения в смысле допустимого класса функции $\varphi(t)$ и ее производных.

Указанных затруднений можно избежать, если положить в основу синтеза программу изменения производной высшего порядка $p^m \varphi(t)$ интегрально-дифференциального уравнения (6). Тогда система управления строится путем применения интегрирующих блоков и отпадают ограничения в отношении класса функции для этой производной.

Для определения $p^m \varphi(t)$, когда для протекающих идентично режимов разгона или торможения заданы время ускоренного движения t_n и установившаяся скорость ω_a , имеем следующие граничные и изопериметрические условия:

$$p^k \varphi(0) = p^k \varphi(t_n) = 0; \quad k=0, 1, \dots, (m-1); \quad (7)$$

$$\int_0^{t_n} \varphi(t) dt = \frac{\omega_a k_0}{g}; \quad (8)$$

$$\int_0^{t_n} \varphi(t) t dt = \frac{\omega_a k_0}{g} t_n (1 - \theta), \quad (9)$$

где $\theta = \frac{\omega_{cp}}{\omega_a}$, причем ω_{cp} — приведенная к валу двигателя скорость тележки в процессе ускоренного движения.

Условие (9) справедливо, если задана длина пути ускоренного движения тележки. В качестве критерия оптимальности может быть рекомендован либо минимум среднеквадратического значения производной высшего порядка на данном отрезке, либо минимум ее наибольшего модуля. В обоих случаях можно воспользоваться моментами искомой функции вида

$$\int_0^1 p^m \psi(x) x^k dx = S_k \quad (k=0, 1, \dots, m, \dots), \quad (10)$$

где $x = t/t_n$ — относительное время.

Значения S_k определяются с учетом (7) — (9). При минимизации среднеквадратического значения высшей производной целесообразно ее представить через многочлены Лежандра, которые ортогональны на отрезке $[0, 1]$:

$$p^m \psi(x) = \sum_{k=0}^{\infty} C_k P_k(x). \quad (11)$$

Здесь C_k — постоянные коэффициенты; $P_k(x)$ — k -й многочлен Лежандра, причем

$$\int_0^1 p_k(x) p_m(x) dx = \begin{cases} 0; & m \neq k; \\ h_k = \frac{1}{\lambda_k}; & m = k. \end{cases} \quad (12)$$

Тогда из (10) с учетом (11) найдем:

$$C_0 = C_1 = \dots = C_{m-1} = 0; \quad C_m = \lambda_m S_m; \\ C_{m+1} = \lambda_{m+1} \left(S_{m+1} - \frac{m+1}{2} S_m \right).$$

Остальные коэффициенты из условия минимума среднеквадратического значения $p^m \psi(x)$ равны нулю при $k \geq (m+2)$. Следовательно, экстремальная функция такова:

$$p^m \psi(x) = \lambda_m S_m p_m^*(x) + \lambda_{m+1} S_{m+1} \frac{m+1}{2} (1 - 2\theta) \times \\ \times P_{m+1}(x). \quad (13)$$

При этом глобальный минимум среднеквадратичного значения имеет место при $\theta=0,5$. При ориентации на минимум наибольшего модуля $p^m \psi(x)$ получаем по методу теории моментов экстремальную функцию:

$$p^m \psi(x)^* = \mathcal{L} \operatorname{sign} H^*(x), \quad (14)$$

причем $\mathcal{L} = \text{const}$, а экспериментальный многочлен

$$H^*(x) = [(x-x_1)(x-x_2) \dots (x-x_m)] d_n, \quad (15)$$

где $x_1, x_2, \dots, x_m$ — корни уравнения $H^*(x) = 0$.

Величина $\mathcal{L}$ и те значения $x_1, x_2, \dots, x_m$, при которых меняется знак $\mathcal{L}$, определяются из $m+1$ уравнения (10). Эта система уравнений может быть решена на ЦВМ с применением итерационных методов. Выражение для определения наименьшего значения наибольшего модуля высшей производной имеет вид:

$$\mathcal{L} = 2^{2m} m! \frac{\omega_a k}{g t_n^m} [(m+1)(1-2\theta) + \\ + \sqrt{(m+1)^2 (1-2\theta)^2 + 1}]. \quad (16)$$

Как видно из (16), глобальный минимум наибольшего модуля будет также при $\theta=0,5$. Таким образом, определив оптимальный закон изменения производной высшего порядка, находим соответствующим интегрированием все величины, необходимые для синтеза закона управления $u_y(t)$ по уравнению (6).

Далее сравнением расчетных величин выходной координаты и ее некоторых производных с действительными величинами, полученными от необходимых датчиков, реализуется замкнутый цикл регулирования, при этом обеспечивается достаточно высокая степень инвариантности системы регулирования по управляющему воздействию.

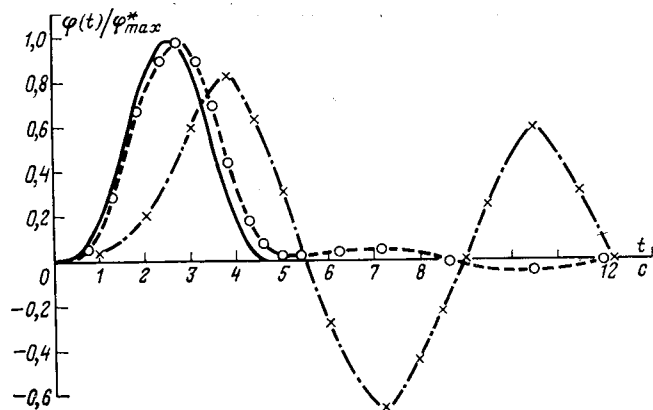


Рис. 3. Кривые изменения угла отклонения груза от вертикали.
— теоретическая; — — — для новой системы управления;
— · — · — для существующей системы.
 $l=10$ м; $m_r=30$ т; $m_r=115$ т; $\varphi_{\max}=9^\circ$ ($x_{0\max}=1,6$ м).

Практическая реализация полученных соотношений возможна на базе как цифровой, так и аналоговой техники. Наилучшие технико-экономические показатели могут быть получены при применении в качестве управляющей вычислительной машины (ЦВМ) цифро-аналогового комплекса с использованием элементов УБСР и УБСР-Д.

Для создания замкнутого цикла управления необходимо введение обратных связей по углу отклонения груза от вертикали и производным от этого угла.

Выбор типа датчика для измерения колебания груза связан с особенностями передвижения крановой тележки. При горизонтальных рельсовых путях возможно применение ферродинамических датчиков типа ПФ. При передвижении по провисающему несущему канату корпус крановой тележки не может быть выбран за основание системы отсчета и должна быть создана независимая стабилизированная платформа. В качестве таковой целесообразно использовать гироскопические устройства с самокоррекцией (ЦГВ).

Исследования погрешностей, вносимых ЦГВ при работе в условиях кранового механизма и различных законах и направлениях движения показали, что наибольшая ошибка не превосходит $40''$.

Испытания изготовленной телеизмерительной системы подтвердили, что ее передаточная функция соответствует аperiодическому звену первого порядка. Кроме того, в системе управления предусмотрены датчик величины груза, транспортируемого тележкой, и датчик длины подвеса груза.

Комплексные исследования описанной системы успокоения колебаний груза проводились как на аналоговых машинах, так и на действующих установках. На рис. 3 представлены кривые изменения угла отклонения груза от вертикали для существующей системы управления («Г—Д» с управляющим возбудителем), а также для разрабатываемой системы управления, обеспечивающей оптимальные в рассматриваемом смысле законы движения тележки (расчетная и экспериментальная) грейферного рудного крана-перегрузателя.

УДК 62-83:539.31

Состояние и перспективы развития теории электромеханических систем с упругими связями

КЛЮЧЕВ В. И., ТЕРЕХОВ В. М., ГОРНОВ А. О., ПРИСМОТРОВ Н. И. (МЭИ),
БОРЦОВ Х. А., ПУТОВ В. В. (ЛЭТИ), БУРГИН Б. Ш. (НЭТИ), ТЕЛИЧКО Л. Я. (Фрунз. ПИ)

За последнее время выполнен большой объем исследований электроприводов по изучению нагрузок механического оборудования, выявлению оптимальных законов движения упругосвязанных масс механизмов и разработке способов их формирования. Наиболее общие результаты этих исследований легли в основу нового раздела теории автоматизированного электропривода — теории электромеханических систем с упругими механическими связями, — который находится в стадии становления и интенсивно развивается.

Основным объектом изучения данного раздела в настоящее время является двухмассовая электромеханическая система автоматизированного электропривода с линейными и нелинейными электрическими и механическими связями (ДЭМС). Для электропривода постоянного тока по системе УП-Д объект исследования может быть представлен электромеханической схемой, приведенной на

рис. 1, а. Здесь J_1 и J_2 — суммарные моменты инерции масс установки, приведенные к валу двигателя и жестко связанные соответственно с валом двигателя и с выходным валом механизма; φ_1 и φ_2 — углы поворота двигателя и механизма; c_{12} — эквивалентная жесткость механических связей; M_{12} — упругий момент; M — момент двигателя. Приложенные к валу двигателя и механизма моменты сопротивления M_{c1} , M_{c2} в общем случае могут иметь активный характер, содержать составляющие сухого и вязкого трения, а также периодическую составляющую нагрузки. Особенности реальных передач в расчетной схеме учтены введением приведенного к валу двигателя кинематического зазора $\Delta\varphi_2$, а также зубчатой пары с переменным передаточным числом $i=1+\Delta i(\varphi_2')$, обусловленной кинематической погрешностью передач.

Пульсации передаточного числа, в той или иной степени проявляющиеся в большинстве реальных

передат, определяют специфическую нелинейность исследуемого объекта, в результате которой уравнения движения системы содержат периодические коэффициенты. Моделированием на АВМ выявлены сочетания параметров электромеханической системы, при которых нелинейность, обусловленная пульсациями передаточного числа, существенно влияет на динамические свойства электропривода, в частности приводит к проявлениям субгармонического резонанса.

Анализ показал, что при $\gamma = \frac{J_1 + J_2}{J_1} > 1,5$ и $\Delta i_m < 0,1$ нелинейность, вносимую кинематической погрешностью, можно не учитывать, полагая связь

$\omega'_1 = \omega'_2 i(\varphi'_2) = \omega'_2 (1 + \Delta i_m \cos \Omega t)$ приближенно интегрируемой. При $\omega'_2 \approx \text{const}$ за период пульсаций i интегрированием получим:

$$\varphi'_1 = \int_0^t \omega'_2 (1 + \Delta i_m \cos \Omega t) dt = \varphi'_2 + \Delta \varphi_{к.п}(t), \quad (1)$$

где

$$\Delta \varphi_{к.п}(t) = \Delta \varphi_m \sin \Omega t; \quad \Delta \varphi_m = \frac{\omega'_2}{\Omega} \Delta i_m;$$

$\Omega \equiv \omega'_2$ — угловая частота пульсаций Δi .

Кроме того, при линейризации необходимо дополнительно пренебречь малой пульсирующей составляющей момента M_{12} при его приведении к валу второй массы. В результате может быть получена структурная схема механической части привода, представленная на рис. 1,б в обобщенной структурной схеме многоконтурной системы подчиненного регулирования координат электропривода. На этой схеме M'_{c1} , M'_{c2} — моменты сухого трения; $M''_{c1} = \beta_{c1} \omega_1$, $M''_{c2} = \beta_{c2} \omega_2$ — моменты вязкого трения; β_{12} — коэффициент внутреннего вязкого трения в упругих элементах системы; нелинейная зависимость $M_{12} = f(\varphi_1 - \varphi'_1) = f[\varphi_1 - \varphi'_2 - \Delta \varphi_{к.п}(t)]$ учитывает наличие кинематического зазора.

В электрической части схемы, кроме общепринятых обозначений, относящихся к двигателю постоянно-го тока и инерционному преобразователю, обозначены: $W_{р.н}$, $W_{р.т}$, $W_{р.с}$, $W_{р.п}$ — передаточные функции регуляторов соответственно напряжения, тока, скорости и положения; $W_{о.н}$, $W_{о.т}$, $W_{о.с}$, $W_{о.п}$ — передаточные функции соответствующих обратных связей.

Структурная схема рис. 1,б представляет изучаемый физический объект в достаточно общем виде. Исследования охватывают следующие основные вопросы теории электромеханических систем с упругими связями.

1. Общий анализ динамических свойств линейных ДЭМС. Разработка критериев пренебрежимости влияния упругих связей на работу электропривода и косвенных оценок демпфирующей способности электропривода.

2. Общий анализ динамических свойств и устойчивости нелинейных ДЭМС и рекомендации по рациональному выбору структуры и параметров таких систем.

3. Синтез линейных и нелинейных ДЭМС, оптимальных по критериям минимума колебательности в переходных процессах, минимума резонансного усиления вынужденных колебаний, а также по точностным показателям.

Ниже излагаются некоторые результаты исследований, затрагивающие все перечисленные задачи. Выполнен анализ динамических свойств линейной ДЭМС как в переходных процессах, так и в режимах вынужденных колебаний, обусловленных кинематической погрешностью передат $\Delta \varphi_{к.п}(t)$, для широкого класса электроприводов, динамическая механическая характеристика которых с достаточным приближением представлена уравнением

$$M = M_{к.з} - \beta \omega_1 - T_s \frac{dM}{dt}, \quad (2)$$

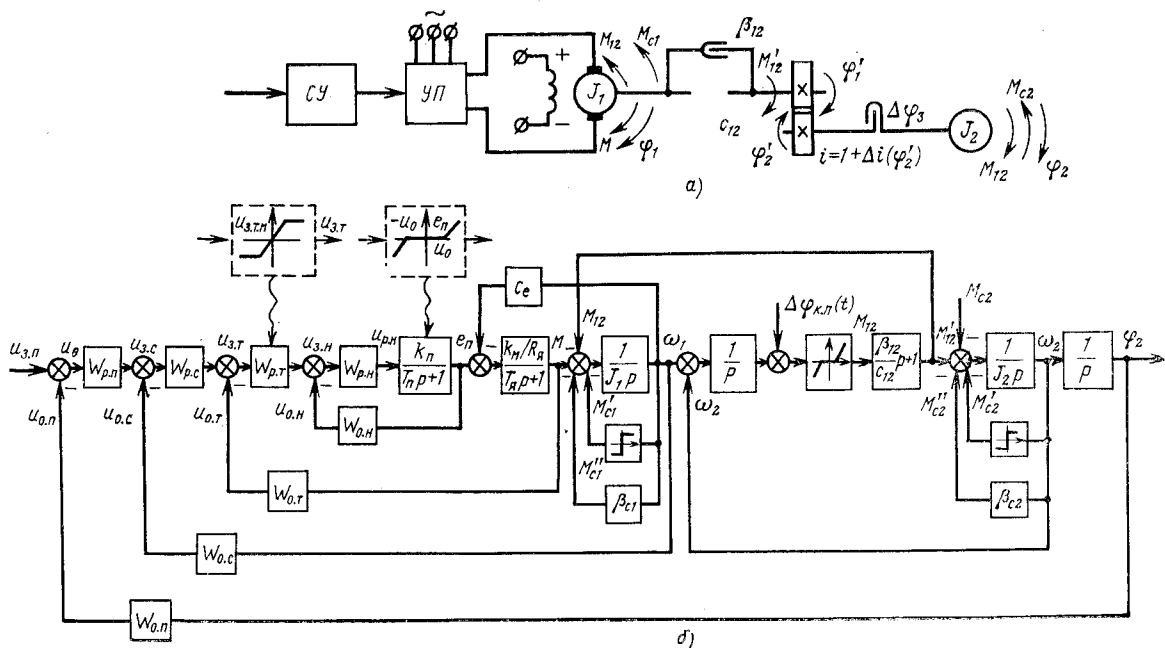


Рис. 1.

где M , ω_1 — момент и скорость двигателя; $M_{к.з}$ — момент короткого замыкания, соответствующий линеаризованной механической характеристике; β — жесткость статической характеристики; $T_э$ — эквивалентная электромагнитная постоянная времени.

Механической характеристикой (2) обладает разомкнутая система УП-Д, а также системы с обратной связью по току, скорости или их производным при безынерционных преобразователях и регуляторах. Кроме того, близкой к (2) динамической механической характеристикой обладают системы, замкнутые обратными связями по току, напряжению, скорости двигателя в тех случаях, когда параллельной или последовательной коррекцией обеспечивается апериодический или слабо колебательный характер их переходных процессов, при $c_{12}=0$. В частности, легко убедиться что при традиционных допущениях, используемых при последовательной коррекции однократно-интегрирующей системы подчиненного регулирования тока и скорости двигателя, динамическая механическая характеристика этой системы имеет вид (2), причем

$$\beta = \frac{c_{\epsilon} c_M}{R_{\Sigma}} \frac{T_{M1}}{a_c a_T T_{\mu}}; T_{\Sigma} = a_T T_{\mu}, \quad (3)$$

где a_T , a_c — отношение оптимальной постоянной интегрирования для контура тока или скорости к суммарной некомпенсированной постоянной того же контура (T_{μ} и $a_T T_{\mu}$).

При анализе были использованы обобщенные параметры электромеханической системы:

$$T_{M1} = \frac{J_1}{\beta}; T_{M\Sigma} = \gamma T_{M1}; \Omega_0 = \sqrt{\frac{c_{12}}{J_1}};$$

$$\Omega_{12} = \Omega_0 \sqrt{\frac{\gamma}{\gamma-1}}; \gamma = \frac{J_1 + J_2}{J_1};$$

$$k_{э.с.} = \left| \frac{M(p)}{M_{12}(p)} \right|_{\Omega=\Omega_{12}}$$

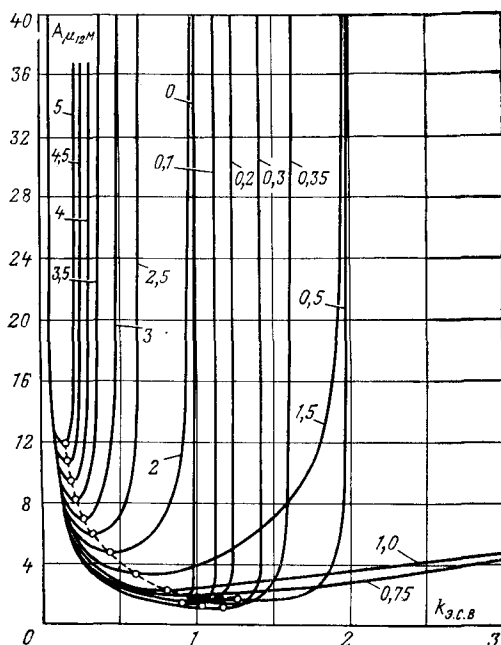


Рис. 2.

и с помощью ЦВМ рассчитаны обобщенные зависимости наименьшего логарифмического декремента системы $\lambda = f(k_{э.с.})$ при $\gamma = \text{const}$ и наибольшей резонансной амплитуде колебаний, обусловленных кинематической погрешностью передач $A_{\mu 12 M} = f(k_{э.с.в.})$ при $\gamma = \text{const}$. В качестве примера на рис. 2 приведены зависимости

$$A_{\mu 12 M} = f(k_{э.с.в.}) \text{ при } \gamma = 5.$$

Кривые на рис. 2 дают исчерпывающее представление о динамических свойствах ДЭМС при данном γ и позволяют решать задачи синтеза ДЭМС, оптимальных по критериям минимума колебательности системы в переходных процессах или минимума резонансного усиления вынужденных колебаний нагрузки передач, вызванных внутренними возмущениями.

Значительный интерес представляет изыскание косвенных оценок демпфирующей способности электропривода в общем случае линейной ДЭМС. Коэффициент электромеханической связи $k_{э.с.}$ при периодическом возмущении, действующем на вал двигателя, однозначно характеризует электромеханическую связь в системе, однозначно связан с демпфирующей способностью электропривода, но не дает достаточного условия высокой демпфирующей способности в общем случае. Это естественно, так как при указанных условиях электромеханическая связь монотонно возрастает при увеличении жесткости механической характеристики от 0 до ∞ , а демпфирующая способность электропривода имеет максимум, положение которого зависит от сдвига по фазе между колебаниями момента и скорости двигателя, а также от изменений амплитуд колебаний скорости в области максимума демпфирующей способности.

Первый фактор учитывается введением коэффициента активной составляющей электромеханической связи при внутренних возмущениях, выражение которого для системы с динамической характеристикой (2) имеет вид:

$$k_{э.с.в.а} = \frac{A_{M.a}(\Omega_{12})}{A_{M12}(\Omega_{12})} = \frac{A_M(\Omega_{12}) \cos \varphi(\Omega_{12})}{A_{M12}(\Omega_{12})} =$$

$$= \sqrt{\frac{1}{(1 - T_{\Sigma} T_{M1} \Omega_{12}^2)^2 + (T_{M1} \Omega_{12})^2}} \cos \varphi(\Omega_{12}), \quad (4)$$

где φ — угол сдвига по фазе между M и ω_1 ; для динамической характеристики (2) $\varphi = \arctg(-T_{\Sigma} \Omega_{12})$.

Расчеты на ЦВМ показывают, что максимум $k_{э.с.в.а}$ удовлетворительно совпадает с максимумом демпфирования при $T_{\Sigma} T_{M1} \Omega_{12}^2 > 0,2$ и $0,85 > T_{\Sigma} T_{M1} \Omega_{12}^2 > 1,5$. Вне указанных областей существенно влияет второй фактор, который можно характеризовать коэффициентом механической связи:

$$k_{м.с.} = \frac{\beta_0 A \omega_1(\Omega_{12})}{A_{M12}(\Omega_{12})} =$$

$$= \sqrt{\frac{[1 + (T_{\Sigma} \Omega_{12})^2] (1/\beta)^2}{(1 - T_{\Sigma} T_{M1} \Omega_{12}^2)^2 + (T_{M1} \Omega_{12})^2}} \beta_0. \quad (5)$$

Так как максимум энергии колебаний, отводимой в электрическую часть системы, связан с производением $M_a \omega_1$ для косвенной оценки демпфирующей способности электропривода целесообразно

та распределения масс γ . На рис. 5 приведены примеры амплитудно-частотных характеристик следящих ДЭМС относительно зубцовых возмущений для различных значений γ . В пределе при $\gamma=1$ $|W_{эм}(j\omega)|=1$, т. е. электромеханическая связь в системе отсутствует. При этом резонансный пик в АЧХ резко возрастает, что приводит к усилению ошибки примерно в $1/2\xi$ раз, где $\xi \approx 0,05-0,1$ — коэффициент демпфирования от вязкого трения в механической части привода.

Применительно к следящим ДЭМС известные критерии допустимости пренебрежения электромеханической связью можно рассматривать лишь как необходимые, но недостаточные. Их выполнение не гарантирует равноценности ошибок в системе от возмущений. Поэтому для следящих ДЭМС критерий возможности пренебрежения электромеханической связью должен определяться для замкнутой по углу системы на базе ее точностных показателей. Можно принять, что пренебрежение электромеханической связью допустимо, если расхождения в ошибках возмущающих воздействий на резонансной частоте не превосходят заданного уровня, например 10—20%. Тогда для фазы $\psi_{эм}$ звена электромеханической связи должно выполняться условие:

$$\psi_{эм}(\Omega_{рез}) \leq 2\xi \left(\frac{\lambda}{\gamma} - 1 \right), \quad (9)$$

где $\lambda=1,1-1,2$ — заданный уровень расхождения в ошибках на резонансных частотах.

Если в системе отсутствует обратная связь по скорости двигателя и $T_a=0$, то условие (9) преобразуется к виду:

$$1 < \gamma \leq \frac{2\lambda\xi(\Omega_{рез}^2 T_{м1}^2 + 1) + \Omega_{рез} T_{м1}}{2\xi(\Omega_{рез}^2 T_{м1}^2 + 1) + \Omega_{рез} T_{м1}}. \quad (10)$$

Представление линейной части следящей ДЭМС в виде трех описанных выше звеньев открывает определенные методические возможности по синтезу системы относительно возмущающих воздействий.

Звено 3 относится к неизменяемой части системы с фиксированными параметрами. Передаточная функция и ее параметры для звена 1 определены из условия обеспечения требуемых точностных показателей системы по управляющему воздействию. Это означает, что низкочастотная часть ЛАЧХ звена 1 должна оставаться неизменной. Следовательно, вводимые корректирующие средства для снижения ошибок от люфта и возмущений должны в основном изменять нужным образом передаточную функцию звена 2. Например, если задана ошибка системы в режиме автоколебаний, вызванных люфтом, то становится известным значение амплитуды в ЛАЧХ линейной части системы при частоте, когда ее фаза равна $-\pi$. Для обеспечения заданной ошибки передаточная функция звена 2 должна быть скорректирована так, чтобы выполнялось условие:

$$L_1(\omega_\pi) = 20 \lg |W_\pi(j\omega_\pi)| \geq 20 \lg \frac{1}{W_{н.э} \left(\frac{A}{\Delta\varphi_3} \right)}, \quad (11)$$

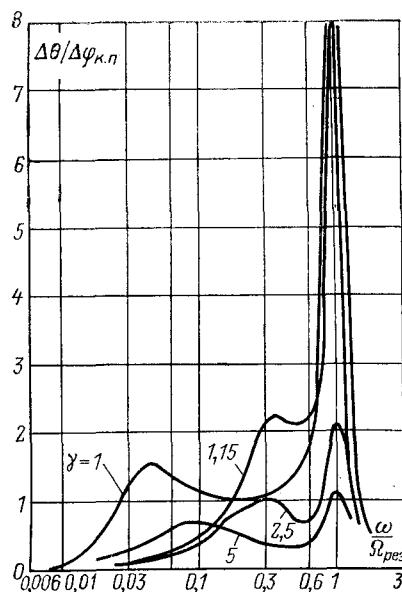


Рис. 5.

где ω_π — частота, при которой $\arg W_\pi(j\omega) = -\pi$; $W_{н.э} \left(\frac{A}{\Delta\varphi_3} \right)$ — значение передаточного коэффициента люфта, соответствующее заданной амплитуде колебаний.

Необходимое повышение $L_1(\omega_\pi)$ достигается дополнительным усилением электромеханической связи в системе за счет корректирующих средств. При этом структура дополнительной связи выбирается из условия практической реализуемости корректирующих устройств. В качестве сигнала для корректирующей обратной связи используется величина, характеризующая работу нелинейного и упругого элементов, например разность приведенных скоростей или углов двигателя и исполнитель-ной оси, момент в упругом элементе.

Достижение желательной динамики в нелинейных ДЭМС регулирования скорости и положения (угла) тесно связано с проблемой устойчивости. Наличие всех показанных на рис. 1,б нелинейностей в виде зазора, сухого трения, а также зоны нечувствительности u_0 регулировочной характеристики УП и высокий (8—12) порядок системы делают анализ этой проблемы чрезвычайно трудным. В реальных системах с ограничением, наложенным на ток (момент) и ускорение, неустойчивость проявляется в виде автоколебаний.

Для анализа и синтеза таких систем с несколькими нелинейностями может быть использован приближенный частотный метод, основанный на гармонической линеаризации нелинейностей и применении логарифмического критерия устойчивости в форме, предложенной проф. А. А. Вавиловым. Метод использует в качестве основной расчетной схемы цепочечную структуру, содержащую как разделенные линейными фильтрами безынерционные нелинейные элементы (в том числе вносящие фазовый сдвиг), так и эквивалентные инерционные нелинейные звенья, которыми могут быть представлены содержащие нелинейности внутренние контуры системы.

Анализ на ЦВМ резонансных свойств нелинейной ДЭМС с быстродействующим контуром ($a_T \leq 2$) показал, что при выполнении условия $T_{Я\Omega_{12}} \gg 1$ демпфирующим действием обратной связи по э. д. с. двигателя можно пренебречь. Тогда механическая часть привода может быть представлена эквивалентным инерционным нелинейным звеном:

$$W_{ЭКВ}(A_\mu \Omega) = \frac{1}{\gamma T_{М1} p} \left[\frac{\gamma T_{ЭКВ} p^2 + 2\xi'_{ЭКВ} \sqrt{\gamma T_{ЭКВ}} p + 1}{T_{ЭКВ}^2 p^2 + 2\xi_{ЭКВ} p + 1} \right]. \quad (12)$$

Здесь $\xi_{ЭКВ}$, $\xi'_{ЭКВ}$ — коэффициенты эквивалентного демпфирования, являющиеся функцией параметров механической части, в том числе моментов сухого трения и коэффициента гармонической линеаризации нелинейного элемента, учитывающего зазор $\bar{q}_\mu$ ($\bar{A}_\mu \leq 1$; $\bar{A}_\mu = \frac{2(\varphi_1 - \varphi'_1)m}{\Delta\varphi_3}$ — нормированная амплитуда входной переменной; $T_{ЭКВ}^{-1} = \Omega_{12ЭКВ} = \sqrt{\bar{q}_\mu} \Omega_{12}$ — эквивалентная резонансная частота нелинейной ДЭМС, является функцией $\bar{A}_\mu$, принятой в качестве параметра для двухпараметрических ($\bar{A}_\mu$ и Ω) семейств эквивалентных логарифмических частотных характеристик (ЭЛЧХ) деформирующего множителя.

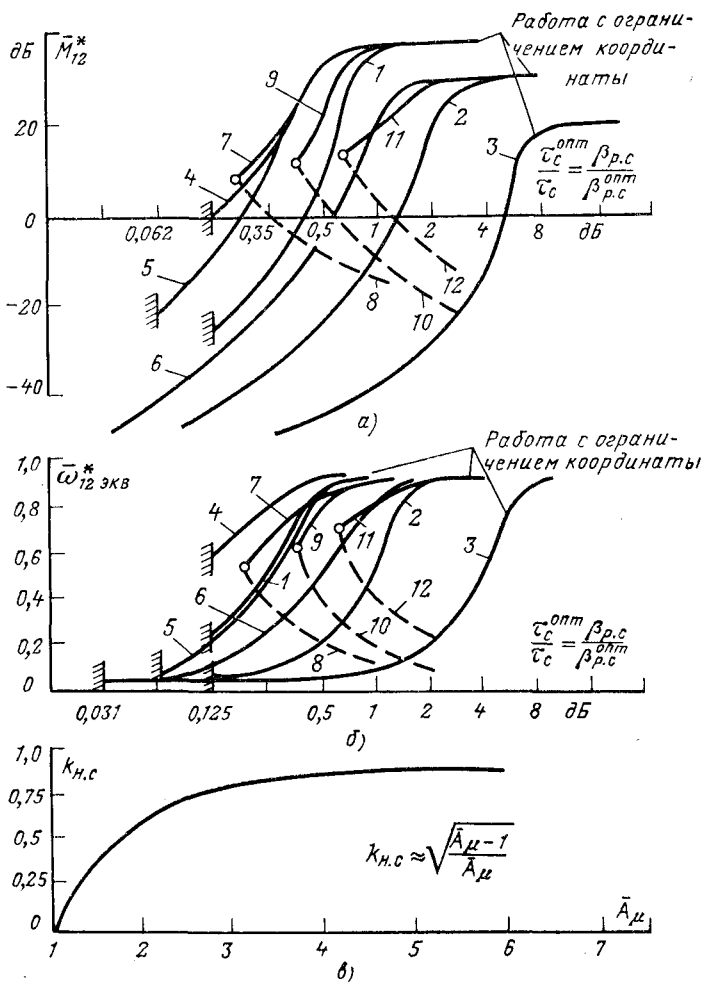


Рис. 6.

Максимум модуля деформирующего множителя, заключенного в квадратные скобки в выражении (1), имеет вид:

$$\Delta_m = \frac{\sqrt{(\gamma - 1)^2 + (2\xi'_{ЭКВ} \sqrt{\gamma})^2}}{2\xi_{ЭКВ}}. \quad (13)$$

Контур тока, содержащий нелинейность регулировочной характеристики УП, также может быть представлен в виде эквивалентного инерционного нелинейного звена. Эффект ограничения координаты учитывается введением в расчетную схему безынерционного нелинейного элемента типа насыщения.

Расчеты частотным методом двухконтурной АСР нелинейной ДЭМС показали, что даже при отсутствии ограничения координаты и нелинейности токового контура в ней могут существовать асимптотически устойчивые предельные циклы (автоколебания), вызванные наличием зазора. Решая уравнение фазового баланса гармонически линеаризованной системы, можно выделить область автоколебаний:

$$\Omega_{12ЭКВ}^{кр} \leq \Omega \leq \Omega_{12},$$

где

$$\frac{\Omega_{12ЭКВ}^{кр}}{\Omega_{12}} = k_{н.с} = \sqrt{\frac{\tau_c - (a_T T_\mu + T_{д.с})}{[\tau_c a_T T_\mu^2 + T_{д.с} (\tau_c a_T T_\mu - a_T T_\mu^2)] \Omega_{12}^2}}. \quad (14)$$

Здесь $k_{н.с}$ — коэффициент, определяющий автоколебательную границу устойчивости в частотной области; τ_c — постоянная интегрирования для контура скорости и двукратно-интегрирующей системы; $T_{д.с}$ — постоянная времени датчика скорости.

При наличии зоны нечувствительности УП $k_{н.с}$ в общем случае является действительным корнем полинома шестой степени, коэффициенты которого сложным образом зависят от параметров механической части, якорной цепи и нелинейных характеристик и здесь не приводятся. Анализ показал, что учет сухого трения приводит к качественному изменению динамики, а наличие зоны нечувствительности УП в замкнутом токовом контуре — к расширению области неустойчивости ДЭМС с зазором и ухудшению динамики, которая не может быть восстановлена увеличением коэффициента усиления регулятора скорости, а требует перестройки токового контура или организации подчиненного контура регулирования напряжения УП.

В качестве примера на рис. 6, а и б приведены расчетные зависимости нормированных параметров автоколебаний $\bar{M}_{12}^* = M_{12}^*/M_{ном}$ и $\bar{\Omega}_{12ЭКВ}^* = \Omega_{12ЭКВ}^*/\Omega_{12}$ от коэффициента усиления $\beta_{р.с}$ регулятора скорости при различных значениях зазора $\Delta\varphi_3$, зоны нечувствительности u_0 , моментов сухого трения $M'_{с1}$ и $M'_{с2}$ и ограничения $u_{3.тм} = 5u_{3.т.ном}$. На этих рисунках обозначено: 1 — $u_0 = 1$; 2 — $u_0 = 5$; 3 — $u_0 = 25$ — для всех $\Delta\varphi_3 = 1$; 4 — $u_0 = 1$; 5 — $u_0 = 5$; 6 — $u_0 = 25$ — для всех $\Delta\varphi_3 = 10$; 7, 8 — $u_0 = 1$; 9, 10 — $u_0 = 5$; 11, 12 — $u_0 = 25$ — для всех $\Delta\varphi_3 = 10$ и $M'_{с2} \neq 0$; сплошные кривые — устойчивые предельные циклы, пунктирные — неустойчивые, вер-

тикальными прямыми со штриховкой отмечены автоколебательные границы устойчивости, незаличными кружками — бифуркационные точки.

Из рис. 6 видно, что при $k_{н.с} < 1$ необходимо изменить настройку регулятора из условия создания «эквивалентного запаса по модулю» при заданных начальных условиях, выраженных в виде допустимой (критической) амплитуды $\bar{A}_\mu^{кр}$, для которой вычисляется $\Delta_m^{кр}$.

Значение $\bar{A}_\mu^{кр}$ находится из уравнения $V \sqrt{q_\mu(\bar{A}_\mu^{кр})} = k_{н.с}$, по которому построен график (рис. 6, в). Тогда, исходя из условия подавления эквивалентного резонансного всплеска на критической частоте, получим следующие формулы пересчета коэффициента усиления регулятора скорости с передачей $W_{р.с} = \beta_{р.с} \frac{\tau_{ср} p + 1}{\tau_{ср}}$:

$$\text{при } k_{н.с} \Omega_{12} > T_{\mu\omega}^{-1}, \text{ где } T_{\mu\omega} = T_{д.с} + a_T T_{\mu},$$

$$\beta_{р.с} = k_{н.с}^2 \Omega_{12}^2 \frac{2T_{\mu\omega}^2}{\Delta_m^{кр} (N+1)} \beta_{р.с}^{опт}; \quad (15)$$

$$\text{при } k_{н.с} \Omega_{12} \leq T_{\mu\omega}^{-1}$$

$$\beta_{р.с} = k_{н.с} \Omega_{12} \frac{2T_{\mu\omega}}{\Delta_m^{кр} (N+1)} \beta_{р.с}^{опт}. \quad (16)$$

Здесь $\beta_{р.с}^{опт}$ — оптимальный коэффициент усиления РС, определяемый из условия настройки в «жесткой» системе; N — принятое значение показателя колебательности.

Методика настройки токового контура при наличии нелинейности УП не более сложна и здесь не излагается.

Аналогичный анализ может быть выполнен и аналогичные соотношения для коэффициента, определяющего автоколебательную границу устойчивости, могут быть получены при применении указанной методики к исследованию нелинейной ДЭМС регулирования положения (угла).

Условие устойчивости состояния равновесия в конкретных системах реализуется, как правило, ценой значительного снижения быстродействия контура. Поэтому для расширения области устойчивости нелинейной ДЭМС при сохранении удовлетворительной динамики процессов управления может быть применено двухканальное нелинейное корректирующее устройство (НКУ) с одним входом, в котором использован нелинейный алгоритм, позволяющий независимо формировать амплитудный и фазовый балансы в заданном частотном диапазоне. При разработке НКУ, предназначенного для включения последовательно с контурным регулятором, сохранены принципы унификации и подчиненного регулирования, что позволяет обеспечить устойчивость и формировать динамику независимо в каждом из контуров. Образец НКУ был полностью выполнен на ячейках элементов УБСР-АИ с микросхемами операционных усилителей К1УТ402А и осуществлением нелинейного алгоритма на диодных схемах.

Оценки влияния упругой связи и нелинейностей, способы настройки нелинейной ДЭМС, а также

образец НКУ были апробированы в процессе моделирования и при исследовании электроприводов фрезерных станков с копировальным и программным управлением на специально созданном опытно-промышленном стенде.

Для исследования электромеханических систем с нелинейной зависимостью усилия в упругом звене от его деформации весьма эффективно применение прямого метода Ляпунова и метода Попова. Прямым методом Ляпунова установлена абсолютная асимптотическая устойчивость нелинейной ДЭМС при безынерционном регуляторе скорости, а также определены условия выбора коррекции, обеспечивающей отсутствие автоколебаний при безынерционном регуляторе и фильтрах в цепях обратных связей по скорости и току двигателя.

Если построить функцию Ляпунова не удастся, то для исследования сложных нелинейных ДЭМС целесообразно использовать метод Попова. Эффективность показана на примере аналитического исследования нелинейной ДЭМС с вязким трением при $u_{р.н} = u_3 - k_{т.г} \omega_1$ и $T_{п} = 0$ (рис. 1, б), описываемой нелинейным дифференциальным уравнением четвертого порядка. После преобразования к безразмерной форме и к относительному времени τ получим передаточную функцию линейной части ДЭМС:

$$W(p) = \frac{\mu_{12}(p)}{-\mu_{12}(p)} =$$

$$= k \frac{(\gamma \tau_m p^2 + \gamma \tau_m p + 1) + (\xi_1 - \xi_2)(p + 1)}{p[(\gamma - 1) \tau_m p + \xi_2][(\tau_m p^2 + \tau_m p + 1) + \xi_1(p + 1)]},$$

где

$$\frac{\mu'_{12}}{\mu_{12}} = \frac{M'_{12}}{M_{12}};$$

$$k = T_{эм} T_3 \Omega_0^2 \frac{c_e}{c'_e};$$

$$c'_e = c_e + k_{т.г} k_{пр}; \quad \Omega_0 = \sqrt{\frac{c_{12}}{J_1}};$$

$$T_{эм} = \frac{J_1 R_{я\sigma}}{c_e c_m}; \quad T_3 = \frac{L_{я\sigma}}{R_{я\sigma}}; \quad \tau_m = \frac{T_{эм}}{T_3} \frac{c_e}{c'_e};$$

$$\gamma = \frac{J_1 + J_2}{J_1}; \quad \tau = \frac{t}{T_3}; \quad \xi_1 = \frac{\alpha_1 R_{я\sigma}}{c'_e c_m};$$

$$\xi_2 = \frac{\alpha_2 R_{я\sigma}}{c'_e c_m}$$

Нелинейная зависимость

$$\mu_{12} = f(\mu'_{12}); \quad 0 < \varepsilon \leq \frac{f(\mu'_{12})}{\mu'_{12}} \leq k_F.$$

Характеристическое уравнение линеаризованной системы получается из уравнения $1 + W(p) = 0$, причем доказано, что условия устойчивости по Гурвицу выполняются при любых значениях параметров $k > 0$, $\gamma > 1$, $\tau_m > 0$, $\xi_1 \geq 0$, $\xi_2 \geq 0$, т. е. обеспечивается предельная устойчивость линеаризованной системы. Это необходимо, так как имеем дело с особым, критическим случаем: при $\xi_2 > 0$ имеется один нулевой полюс, а при $\xi_2 = 0$ — два. Абсолютная устойчивость установившегося движения системы с нелинейной характеристикой, расположенной в угле (ε, k_F) , в особых случаях обеспечивается,

если можно провести прямую Попова левее модифицированной частотной характеристики:

$$W^*(j\omega) = \operatorname{Re} W^*(j\omega) + j \operatorname{Im} W^*(j\omega) = \\ = \operatorname{Re} W_s(j\omega) + j\omega \operatorname{Im} W_s(j\omega),$$

где

$$W_s(j\omega) = \frac{W(j\omega)}{1 + \varepsilon W(j\omega)}; \quad \omega \rightarrow 0.$$

Преобразованной системе соответствует нелинейный элемент:

$$f_s(\mu'_{12}) = f(\mu'_{12}) - \varepsilon \mu'_{12}, \\ 0 \leq \frac{f_s(\mu'_{12})}{\mu'_{12}} \leq k_{F1} = k_F - \varepsilon.$$

В силу бесконечной малости ε принимается $W_s(j\omega) = W(j\omega)$ и $k_{F1} = k_F$.

Для случая $\xi_1 = 0, \xi_2 > 0$:

$$\operatorname{Re} W^*(j\omega) = \operatorname{Re} W(j\omega) = \\ = -k \frac{(A\omega^2 + B)\xi_2 + (C\omega^4 + D\omega^2 + E)(\gamma - 1)\tau_M}{[(\gamma - 1)\tau_M^2\omega^2 + \xi_2][1 - \tau_M^2\omega^2 + \tau_M^2\omega^2]}; \\ \operatorname{Im} W^*(j\omega) = \omega \operatorname{Im} W(j\omega) = \\ = -k \frac{(C\omega^4 + D\omega^2 + E)\xi_2 - \omega^2(A\omega^2 + B)(\gamma - 1)\tau_M}{[(\gamma - 1)\tau_M^2\omega^2 + \xi_2][1 - \tau_M^2\omega^2 + \tau_M^2\omega^2]},$$

где

$$A = \tau_M \xi_2; \quad B = \xi_2(\tau_M - 1) - (\gamma - 1)\tau_M; \\ C = \gamma \tau_M^2; \quad D = \gamma \tau_M(\tau_M - 1); \quad E = 1 + \xi_2.$$

При $\omega = 0$

$$\operatorname{Im} W^*(j\omega) = -k \frac{\xi_2}{1 + \xi_2} < 0.$$

Анализом биквадратного уравнения, соответствующего числителю $\operatorname{Im} W^*(j\omega)$, доказано, что оно не имеет вещественных корней, т. е. знак $\operatorname{Im} W^*(j\omega)$ при всех ω остается отрицательным. Следовательно, $W^*(j\omega)$ лежит целиком в нижней полуплоскости, а так как модуль $\operatorname{Re} W^*(j\omega)$ всегда ограничен и

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} \frac{\operatorname{Im} W^*(j\omega)}{\operatorname{Re} W^*(j\omega)} = \frac{\xi_2}{\gamma(\gamma - 1)\tau_M} > 0,$$

то можно провести прямую Попова через нуль так, чтобы характеристика $W^*(j\omega)$ оказалась справа от прямой. Так как прямая Попова и характеристика $W^*(j\omega)$ пересекают ось абсцисс в нуле, то нелинейная система абсолютно устойчива в угле Гурвица $(0, \infty)$.

В случае $\xi_1 > 0, \xi_2 > 0$ характер ЛАЧХ соответствует предыдущему случаю, но вместо частот сопряжения $\sqrt{\frac{1 + \xi_2}{\gamma \tau_M}}$ и $\sqrt{\frac{1}{\tau_M}}$ будут частоты $\sqrt{\frac{1 + \xi_1 + \xi_2}{\gamma \tau_M}}$ и $\sqrt{\frac{1 + \xi_1}{\tau_M}}$. И в этом случае модуль $\operatorname{Re} W^*(j\omega)$ ограничен, что позволяет не прибегать к рассмотрению $W^*(j\omega)$, а $W^*(j\omega)$ лежит целиком в нижней полуплоскости, т. е. опять-таки обеспечивается абсолютная устойчивость ДЭМС с нелинейной характеристикой в угле $(0, \infty)$.

В случае $\xi_1 \geq 0, \xi_2 = 0$ $W(p)$ имеет два нулевых полюса, и соответствующая $W(p)$ ЛАЧХ может быть представлена тремя асимптотами: с наклоном — 40 дБ/с до частоты $\sqrt{\frac{1 + \xi_1}{\gamma \tau_M}}$, затем 0 дБ/с до частоты $\sqrt{\frac{1 + \xi_1}{\tau_M}}$, далее с наклоном — 40 дБ/с.

Так как $W(p)$ соответствует минимально фазовая система, то ФЧХ изменяется в пределах $-\pi < \varphi(\omega) < 0$, причем к $-\pi$ приближается лишь при $\omega = 0$ и $\omega \rightarrow \infty$, т. е. во всем диапазоне частот $\omega \neq \infty$: $\operatorname{Im} W^*(j\omega) = \omega \operatorname{Im} W(j\omega) < 0$, $\lim_{\omega \rightarrow \infty} \operatorname{Im} W^*(j\omega) = -k < 0$. Однако, так как при $\omega = 0$ $\operatorname{Re} W^*(j\omega) \rightarrow -\infty$, то провести прямую Попова левее $W^*(j\omega)$ нельзя. Поэтому следует воспользоваться модифицированной характеристикой преобразованной системы, для которой при любых $\omega \geq 0$ $\operatorname{Re} W^*(j\omega) > -c_1$, где $c_1 > 0$ и зависит от ε , а сама частотная характеристика $W^*(j\omega)$ лежит целиком в нижней полуплоскости. Прямую Попова проводим через нуль и в силу бесконечной малости ε принимаем $k_{F1} = k_F = \infty$.

Таким образом, аналитически установлено, что рассматриваемая нелинейная ДЭМС абсолютно устойчива при различных условиях демпфирования.

УДК 62-83-187.4

Состояние и перспективы развития теории систем точного электропривода

КОВЧИН С. А., ПИНЧУК В. М., ПРИХНО В. И., СЕМЕНОВ И. М. (ЛПИ),
МИЩЕНКО И. Ф., НАПИРАЕВ Л. В. (НИИСЭМ), ГРИГОРЬЕВ В. В.,
ДРОЗДОВ В. Н., ТАНСКИЙ Е. А. (ЛИТМО)

Проблема создания точных систем электропривода, обладающих широким диапазоном регулирования скорости, является актуальной и даже определяющей в развитии различных областей науки и техники. Прецизионный электропривод используется в приборах автоматического управления, телемеханики, приборах записи, воспроизведения

и передачи информации, в установках для проверки и испытания навигационной аппаратуры.

Если до последнего времени понятие «точный электропривод» относилось к системам стабилизации скорости вращения механизмов, как правило, безредукторных, то сейчас оно распространяется и на системы программного регулирования текущего

значения скорости, что, в первую очередь, относится к установкам для воспроизведения заданных параметров движения.

Усложнение режимов работы электроприводов, возрастающие требования к быстродействию и точности, увеличение общего количества единиц точного электропривода, связанное с дальнейшей индивидуализацией движений отдельных элементов установок, ставят задачу создания систем точного электропривода, обладающих минимальными массой и габаритами и работающих без снижения точности в условиях различных возмущений.

В [Л. 1 и 2] был проведен подробный анализ принципов реализации таких систем и показано, что наибольшее распространение в настоящее время получили фазовые электроприводы. Кроме того, в [Л. 1] сформулированы требования по точности и диапазонам регулирования, которые предъявляются к электроприводам, работающим в различных отраслях промышленности.

Существенным достоинством фазовых систем является частотное задание входного сигнала, поэтому теоретически без погрешности совершается преобразование скорости вращения электропривода в сигнал обратной связи при реализации замкнутых систем.

Исследования показали, что одноконтурные фазовые системы по сравнению с многоконтурными имеют низкое быстродействие, малую помехозащищенность и не позволяют скомпенсировать влияние всех видов существенных помех, действующих на систему.

На рис. 1 изображена двухконтурная фазовая система электропривода с двигателем постоянного тока, которая может работать как в режиме стабилизации, так и в режиме слежения. Для нее будут справедливы следующие соотношения:

$$\omega_3(t) - \omega_{o.c}(t) = \omega_\delta(t); \quad (1)$$

$$\varphi(t) = \varphi_n(t) + \int_0^t \omega_\delta(t) dt, \quad (2)$$

где $\omega_3(t)$, $\omega_{o.c}(t)$, $\omega_\delta(t)$ — угловые скорости задания, датчика обратной связи и разностная частота; $\varphi(t)$, $\varphi_n(t)$ — текущее и начальное значения фаз сравниваемых частот.

Вследствие нелинейности и периодичности характеристики фазового детектора (ФД) получим такую систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} U_1(t) &= U_{\phi.d}(t) K_{\phi}(p); \\ U_2(t) &= K_{2p}(p) \varepsilon(t); \\ U(t) &= U_1(t) + U_2(t); \\ \omega(t) &= K_U(p) U(t) - \omega_m(t) = \omega_{o.c}(t)/z; \\ \omega_m(t) &= K_M(p) M(t); \\ \varepsilon(t) &= U_3(t) - U_{o.c}(t); \\ U_{\phi.d}(t) &= K_{\phi.d}(p) F(\varphi) = U_m \varphi(t)/\pi. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Здесь принято: z — коэффициент передачи частотного датчика обратной связи; $F(\varphi)$ — нормированная нелинейная периодическая характеристика фазового детектора; $\varphi(t)$ — рассогласование по фазе, прикладываемое ко входу фазового детектора. Остальные обозначения приведены на рис. 1.

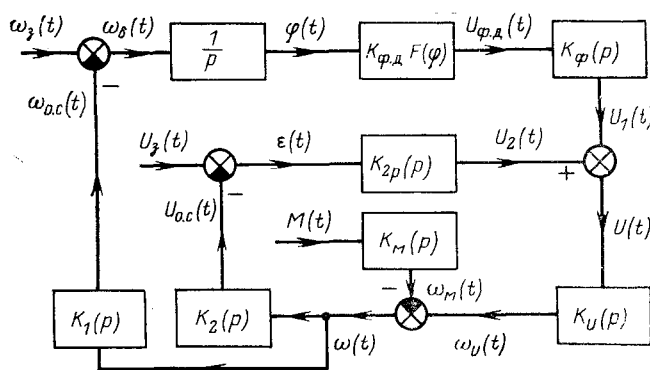


Рис. 1. Структурная схема двухконтурной фазовой системы электропривода с машиной постоянного тока.

Выполнив преобразование в формуле (2) с учетом (1) и (3), получим:

$$\begin{aligned} \omega_{o.c}(t) [1 + K_U(p) K_{2p}(p) K_2(p)] = \\ = K_1(p) K_U(p) k_3 K_{\phi}(p) \varphi(t) - K_1(p) K_M(p) M(t) + \\ + K_1(p) K_U(p) K_{2p}(p) U_3(t), \end{aligned} \quad (4)$$

где $k_3 = U_m/\pi$ — коэффициент передачи двухполярного фазового детектора и $k_3 = U_m/2\pi$ — аналогичный коэффициент для однополярного детектора.

Для определения начального рассогласования φ_n , которое характеризует установившийся режим работы системы стабилизации скорости, положим при $t=0$

$$\omega_3(t) - \omega_{o.c}(t) = 0 \text{ и } \varphi(t) = \varphi_n. \quad (5)$$

Тогда из (4) при постоянных значениях ω_3 , U_3 и M найдем:

$$\varphi_n = \frac{1}{k_3} \left(\omega_3 \frac{k_E + k_2 \beta_2}{z k_1} - \frac{k_2}{k_1} U_3 + \frac{R}{k_1 k_M} M \right), \quad (6)$$

где k_E , k_M — конструктивные постоянные двигателя; k_1 , k_2 — коэффициенты передачи фазового и статического регуляторов; β_2 — коэффициент передачи аналогового преобразователя в цепи обратной связи.

На основании (6) можно сделать ряд важных выводов, характеризующих работу системы.

1. В одноконтурной фазовой системе, характеризуемой отсутствием статического регулятора, $U_3=0$. Поэтому в ней невозможно обеспечить оптимального значения фазы φ_n , необходимого для высококачественной работы фазового контура регулирования.

2. Задатчики по частоте ω_3 и напряжению U_3 целесообразно реализовать как взаимосвязанные.

3. При условии зависимости момента нагрузки от скорости получим различные значения коэффициента взаимосвязи задающих устройств ω_3 и U_3 .

В [Л. 1] предложен простой способ графоаналитического расчета зависимости $U_3=f(\omega_3)$ для любых форм нагрузки и видов характеристики $F(\varphi)$ фазового детектора. Там же показано, как, используя уравнения (1)–(6), можно определить полосу захвата системы, т. е. найти такие расстройки по частоте $\Delta\omega_3$, напряжению ΔU_3 или из-

$f_3 > f$ выдачу на двигатель напряжения, среднее значение которого составляет $0,87U_n$, а при $f_3 < f_n$ — $0,5U_n$. В случае равенства частот среднее значение напряжения на двигателе может изменяться от 0 до U_n .

Фазовый детектор состоит из триггера с раздельными входами и обычного интегратора, с выхода которого напряжение, соответствующее углу рассогласования, подается на суммирующее устройство через резистор и дифференцирующее звено. Последнее позволяет улучшить динамические характеристики системы.

Макетный образец электропривода, выполненного по рассмотренной функциональной схеме, имеет следующие основные параметры и точностные характеристики: частота вращения 6000 об/мин; статический момент нагрузки на валу электродвигателя 0,06 Н·м; момент инерции нагрузки $2,5 \cdot 10^{-5}$ кгс·м²; число зубцов датчика частоты 80; колебания углового положения вала при постоянстве нагрузки и U_n — не более 20 с; изменение углового положения вала при изменении нагрузки в пределах M_n — $1,5M_n$ — не более 3 мин; изменение углового положения вала при изменении напряжения питания в пределах $U_n \pm 0,1U_n$ составляет 3 мин; к. п. д. электропривода 0,4.

Как показали исследования систем стабилизации скорости, проведенные в ЛПИ им. М. И. Калинина, многие возмущения в них носят гармонический характер [Л. 1]. Для обеспечения компенсации гармонических возмущающих воздействий необходимо введение в канал регулирования сигналов первой, второй, а иногда и третьей производной от сигнала рассогласования, что оказывается в одноконтурной системе практически неосуществимым из-за низкой ее помехозащищенности. Более перспективным является использование для указанных целей обратных связей в сочетании с принципом подчиненного регулирования.

Структурная схема такой системы приведена на рис. 4, где введены следующие обозначения: $W_\Omega(p)$, $W_I(p)$ — передаточные функции регулятора скорости и тока; K_I , K_Ω , K_θ — коэффициенты обратной связи по току, скорости и фазе; $K_{ф.д.}$, $K_{и.у.}$, K_d — коэффициенты передачи фазового дискриминатора, исполнительного устройства и двигателя; R_d — сопротивление якорной цепи двигателя; T_n , T_m — электромагнитная и электромеханическая постоянные двигателя.

Токовый контур настраивается по условию обеспечения соотношения $\tau_n \ll \tau_m$, где τ_n , τ_m — уменьшенные в связи с действием обратных связей электромагнитная и электромеханическая постоянные двигателя. Контур скорости настраивается по условию компенсации среднечастотных гармонических возмущений; фазовый контур — по условию компенсации низкочастотных возмущений. Наибольшие трудности при настройке прецизионных систем вызывают пульсации напряжения преобразователя скорости.

Дальнейшее повышение динамических свойств систем точного электропривода возможно при сочетании фазового принципа управления с нелинейными (релейными) регуляторами, которые, обла-

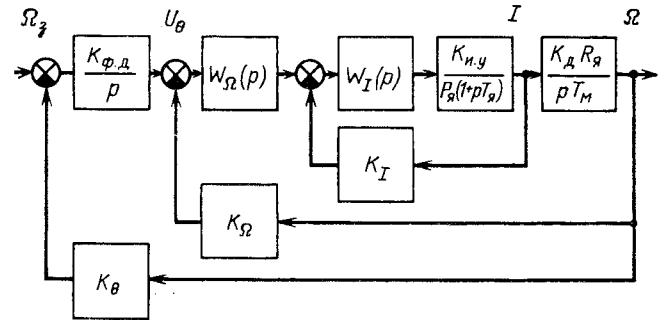


Рис. 4. Структурная схема фазовой системы с контурами подчиненного регулирования.

дая высокими энергетическими характеристиками, позволяют также увеличить помехозащищенность систем. Авторами исследовалась система программного регулирования скорости с релейным регулятором, работающим в автоколебательном режиме с амплитудой автоколебаний регулируемого параметра (скорости), меньшей требуемой погрешности отработки. При этом, естественно, большой интерес представляет анализ параметров автоколебаний. Используя методы корневого годографа и гармонической линеаризации, удалось получить в относительных единицах аналитические зависимости амплитуды автоколебаний от величины медленно меняющейся составляющей и коэффициентов гармонической линеаризации, которые не зависят от вида и порядка линейной части системы [Л. 5]. Зная зависимости амплитуды автоколебаний A от медленно меняющейся составляющей x_0 входного сигнала релейного элемента, коэффициентов передачи $PЭ$ по переменной $K(A, x_0)$ и медленно меняющейся составляющей $K_0(A, x_0)$, можно известными методами линейной теории автоматического регулирования проводить анализ и синтез гармонически линеаризованной нелинейной АСУ в целом.

Приведенная на рис. 5 структурная схема с одним релейным элементом является типичной для точных систем программного регулирования и стабилизации скорости [Л. 1 и 2]. Здесь $W_p(p)$ — передаточная функция регулятора, включающая интегрирующее звено (фазовый детектор); $W_o(p)$ — передаточная функция объекта регулирования совместно с двигателем; $W_{o.c}(p)$ — передаточная функция звена обратной связи.

Разделяя переменные величины АСУ на медленно меняющиеся и гармонические, можно описать работу рассматриваемой системы уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} y_0(t) &= K_0(A, x_0) W_o(p) x_0(t); \\ x_0(t) &= \delta_0(t) W_p(p); \\ \delta_0(t) &= g(t) - y_0(t) W_{o.c}(p), \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где $\delta_0(t)$, $x_0(t)$, $y_0(t)$ — медленно меняющиеся составляющие переменных величин АСУ.

Ошибка регулирования $\Delta = g(t) - y_0(t)$ с учетом (8) можно записать в виде:

$$\Delta = g(t) \left[1 - \frac{W_p(p) K_0(A, x_0) W_o(p)}{1 + W_p(p) K_0(A, x_0) W_o(p) W_{o.c}(p)} \right]. \quad (9)$$

Использование релейного элемента, работающего в автоколебательном режиме, позволяет синте-

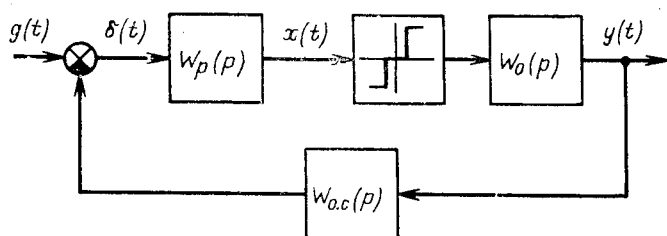


Рис. 5. Функциональная схема фазовой системы с релейным регулятором.

зом частоты и амплитуды автоколебаний получить $K_0(A, x_0)$ каким угодно большим и выполнить условие

$$W_p(p) K_0(A, x_0) W_0(p) W_{oc}(p) \gg 1, \quad (10)$$

что дает возможность пренебречь единицей в знаменателе (9), тогда

$$\Delta = g(t)[1 - 1/W_{oc}(p)]. \quad (11)$$

По (11) можно оценивать погрешность отработки воздействия при различных $W_{oc}(p)$, получаемых в результате синтеза частоты и амплитуды автоколебаний.

Кроме машин постоянного тока, в системах точного электропривода применяются коллекторные и бесколлекторные двигатели переменного тока. В точных маломощных приборных системах наибольшее распространение получили синхронные, главным образом гистерезисные двигатели с фазовым управлением [Л. 8].

Нетрудно показать, что синхронная машина уже сама по себе представляет фазовую АСУ [Л. 1], для которой можно определить все типовые режимы и границы расстройек, при которых наступают режимы автоколебаний. В случае построения систем с дополнительным внешним по отношению к машине контуром фазового управления возникает задача исследования двух взаимосвязанных фазовых систем.

В ЛИТМО разработан ряд систем стабилизации гистерезисных двигателей с фазовым управлением [Л. 8, 9], функциональная схема которых приведена на рис. 6, где обозначено: Γ — опорный генератор $ДЧ_1$, $ДЧ_2$ — делители частоты; ΦB_1 , ΦB_2 — фазовращатели; $\Phi Д_1$, $\Phi Д_2$ — фазовые детекторы; $KУ$ — корректирующее устройство; $УМ$ — усилитель мощности; $Д$ — двигатель; $ДОС_1$ и $ДОС_2$ — датчики обратной связи.

Для придания системе астатизма первого порядка используется комбинированная связь через $ДЧ_2$, так как синхронный двигатель с фазовым управлением не может обеспечить астатизма системы.

Система рис. 6 работает следующим образом. Угловое положение вала двигателя, преобразованное $ДОС_1$ в фазу φ_2 напряжения, сравнивается на $\Phi Д_1$ с фазой φ_1 напряжения опорного генератора. Сигнал ошибки ε преобразуется $KУ$ и изменяет фазу выходного напряжения ΦB_2 , которое через $УМ$ поступает на статорные обмотки двигателя. В ре-

зультате поворачивается вектор поля статора таким образом, чтобы ликвидировать отклонение φ_2 от φ_1 .

Дополнительные элементы ΦB_1 , $\Phi Д_2$ и $ДОС_2$ образуют систему фазирования, которая используется в том случае, если необходимо устанавливать вал в определенное положение перед началом работы развертывающего устройства.

Динамические свойства нескорректированной системы определяются $\Phi Д_1$, ΦB_2 и $Д$ [Л. 6—8]. Передаточная функция разомкнутой системы имеет вид:

$$W_n(p) = \frac{k e^{-p\tau} (\tau_a p + 1)}{(T_1 p + 1)(T^2 p^2 + 2\xi T p + 1)}, \quad (12)$$

где τ — постоянная запаздывания ΦB_2 ; T_1 — постоянная времени сглаживающего фильтра $\Phi Д_1$; τ_a , T , ξ — параметры передаточной функции гистерезисного двигателя.

При синтезе минимизируется средняя квадратическая ошибка, обусловленная флуктуацией момента трения нагрузки. В разработанных системах частота вращения двигателя лежит в пределах от 500 до 10 000 об/мин. Качания оси двигателя во всех системах составляют 20—30 с.

Опыт, накопленный в ЛИТМО, позволяет сделать вывод, что привод повышенной точности и сравнительно небольшой мощности (десятки ватт) целесообразно строить по описанной функциональной схеме. Наиболее существенным недостатком привода является сложность плавного регулирования скорости, хотя принципиально эта задача может быть решена.

При построении любой точной системы электропривода необходимым условием является выбор такой ее структуры, которая бы обеспечивала наименьшую чувствительность регулируемого параметра к влиянию разнообразных воздействий в стационарном динамическом режиме. С этой целью предлагается воспользоваться положениями теории чувствительности и привлечь для синтеза системы «сравнительные» частотные логарифмические характеристики [Л. 3], которые находятся в виде отношения двух сравниваемых характеристик для одной или различных систем.

Преимущества использования сравнительных ЛАХ, которые перспективно использовать при синтезе не только точных, но и обычных систем, заключается в том, что на их основе «вручную» лег-

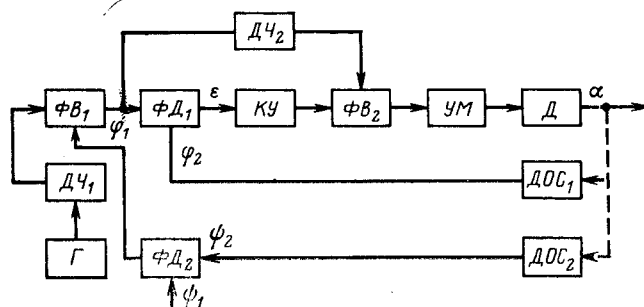


Рис. 6. Функциональная схема фазового управления гистерезисным двигателем.

ко осуществляется перебор различных структур АСУ, видов регуляторов и коррекций, определяется наиболее перспективная структура АСУ и частично ее параметры. Только после этого используются сложные современные средства в виде АВМ или ЦВМ для детальной конкретной оценки характеристик единственной выбранной системы привода.

В заключение следует отметить, что приведенные зависимости и схемы показывают влияние характеристик источников питания на поведение точных систем электропривода. Учет параметров источников питания, имеющих ограниченную мощность, что особенно важно для мощных систем, работающих в неустойчивых динамических режимах, приводит к значительному усложнению структурных схем и описывающих их дифференциальных уравнений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ковчин С. А. Основные вопросы теории и принципы построения точных систем электропривода. Автореф. дис. на соиск. ученой степени — д-ра техн. наук. Л., 1974 (ЛПИ).

2. Семенов И. М. Исследование систем программного регулирования скорости электропривода. Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. Л., 1974. (ЛПИ).

3. Ковчин С. А., Семенов Е. И. Применение функций чувствительности для исследования стационарных динамических режимов в точных автоматических системах управления. — «Труды ЛПИ», 1975, № 345.

4. Семенов И. М. К вопросу об особенностях одного класса систем комбинированного управления. — «Приборостроение», 1975, № 3.

5. Прихно В. И., Семенов И. М. Определение параметров несимметричных автоколебаний релейной системы. — «Труды ЛПИ», 1975, № 345.

6. Григорьев В. В., Черноусов В. В. Экспериментальное определение параметров передаточной функции гистерезисного двигателя с фазовым управлением. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1974, № 6.

7. Дроздов В. Н. Динамические свойства гистерезисного двигателя при фазовом управлении. — «Изв. вузов. Приборостроение», 1966, № 4.

8. Система стабилизации скорости с фазовым управлением и система фазирования прецизионного электропривода. ЛДНТП, 1971. Авт.: Е. А. Танский, В. Н. Дроздов, В. Г. Новиков и др.

9. Танский Е. А. Прецизионные системы стабилизации скорости двигателей. Л., «Энергия», 1975.

УДК 62-83-14.001.24

Новые методы исследования электроприводов повторно-кратковременного режима

Доктор техн. наук, проф. ПЕТРОВ И. И., инж. ЯУРЕ А. Г.,
канд. техн. наук ПЕВЗНЕР Е. М.

Москва

Создание высокоэффективных электроприводов повторно-кратковременного режима работы, определяющих технический уровень большого ряда механизмов и целых технологических комплексов, является одной из важнейших народнохозяйственных задач. Высокие требования, предъявляемые к уровню производительности указанных механизмов, их технико-экономическим показателям и показателям надежности, вызвали появление целого ряда новых систем регулирования, имеющих существенно отличные по сравнению с традиционными приводами регулировочные, динамические и энергетические характеристики. Это, в первую очередь, тиристорные асинхронные электроприводы с частотным и фазоимпульсным регулированием, а также силовые тиристорные электроприводы постоянного тока. Наряду с этим большое значение имеет модернизация традиционных систем на основе оптимизации режимов регулирования и применения методов бестоковой и бесконтактной коммутации. Примером работ в этой области является замена тормозных режимов противозащелкивания в асинхронных приводах с фазными двигателями на режимы динамического торможения и широкое внедрение для механизмов легкого и среднего режима работы приводов с полюсно-переключаемыми короткозамкнутыми двигателями и бездуговой коммутацией силовых цепей [Л. 1].

Создание и внедрение указанных систем потребовали разработки ряда новых теоретических ме-

тодов их расчета и проектирования. Здесь рассматривается метод подхода к выбору параметров электроприводов повторно-кратковременного режима работы и приводимых ими механизмов по обобщенным критериям, характеризующим их энергетику и регулировочные свойства на основе оптимизации затрат энергии при регулировании.

Следует отметить, что вопросы теплового расчета и энергетики при проектировании новых электроприводов повторно-кратковременного режима работы приобретают первоочередное значение, поскольку в таких системах и особенно в тиристорных электроприводах переменного тока при обеспечении соответствующего управления исключаются ряд существенных ограничений, накладываемых на выбор их параметров из условий обеспечения необходимого запаса по пусковому (максимальному) моменту.

Широкая область использования рассматриваемых электроприводов и многообразие условий эксплуатации приводимых ими механизмов определяют целесообразность введения обобщенных параметров, характеризующих режим работы и позволяющих в общем случае решать вопросы выбора и расчета этих систем.

Таковыми параметрами, определяющими тепловой режим системы, являются общая продолжительность включения электропривода (ПВ) ϵ_0 , продолжительность регулирования ϵ_p , эквивалентное за единицу времени число включений исполнительного

двигателя z , коэффициент эквивалентной статической нагрузки двигателя $k_{\text{эв}}$. Выражение для баланса потерь в крановом электродвигателе в общем случае может быть записано в следующем виде:

$$3600 \varepsilon_n P_{\Gamma} \left(\frac{1}{\eta_{\Gamma}} - 1 \right) k_{\text{эв}} = k^2 Q c_m k^2_{\text{эв}} P_{\Gamma} \times \\ \times \{ 3600 (\varepsilon_0 - \varepsilon_p) \beta_{\Gamma} + 3600 \varepsilon_p \beta_p \} + \\ + 3600 \varepsilon_0 Q_{\text{пост}} + A_{\text{дин}z}. \quad (1)$$

Левая часть (1) характеризует допустимые потери машины при условиях охлаждения, определяемых общей продолжительностью включения ε_0 и числом включений z . Здесь P_{Γ} — габаритная мощность машины при номинальном ПВ = ε_n ; η_{Γ} — к. п. д. двигателя, соответствующий P_{Γ} .

Правая часть (1) характеризует потери в машине при статической мощности $P_{\text{ст}} = k^2 Q P_{\Gamma}$. Здесь k_Q — коэффициент нагрузки двигателя; c_m — коэффициент, связывающий потери в меди ротора и статора машины; β_{Γ} и β_p — параметры скольжения, соответствующие P_{Γ} в номинальном режиме и регулировании; $Q_{\text{пост}}$ — мощность потерь, не зависящих от нагрузки (постоянные потери); $A_{\text{дин}}$ — потери в переходных режимах за одно включение (динамические потери).

Потери в системе могут быть определены, если ввести понятие эквивалентного к. п. д. электропривода повторно-кратковременного режима работы, который равен отношению полезной работы к потребляемой электроприводом энергии [Л. 2]. Если потери в статике (в том числе и постоянные) и при регулировании характеризуют энергетические показатели принятой системы электропривода, то потери в динамике определяют не только энергетику, но и регулировочные свойства системы, поскольку от последних зависит общее число включений двигателя, необходимое для выполнения заданной полезной работы. Тем самым эквивалентный к. п. д., являясь обобщенным показателем энергетических свойств электроприводов, характеризует также регулировочные свойства систем повторно-кратковременного режима работы и может служить одним из основных критериев их выбора.

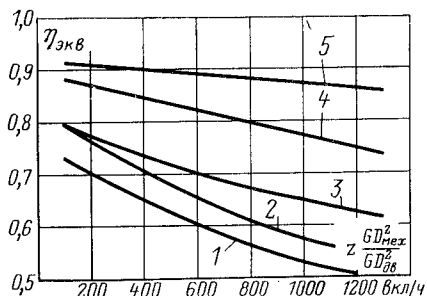


Рис. 1. Зависимости эквивалентного к. п. д. от приведенного числа включений.

1 — параметрическое управление асинхронным двигателем с контактными кольцами при торможении противовключением; 2 — система с трехскоростным асинхронным короткозамкнутым двигателем; 3 — то же, что и 1, но с регулируемым динамическим торможением; 4 — система с ограниченной зоной частотного регулирования и двухскоростным асинхронным короткозамкнутым двигателем, электропривод постоянного тока с тиристорным преобразователем или Г—Д; 5 — система частотного регулирования односкоростным короткозамкнутым двигателем.

На рис. 1 приведены зависимости эквивалентного к. п. д. различных типов электроприводов в функции числа включений двигателя с учетом приведенных к валу двигателя маховых масс системы для типового режима при $\varepsilon_n = 0,4$ и $\varepsilon_p = 0,05$. Зависимости

$$\eta_{\text{эв}} = f \left(z \frac{GD^2_{\text{мех}}}{1,2 GD^2_{\text{дв}}} \right)$$

показывают, что эквивалентный к. п. д. широко применяемых систем с параметрическим регулированием сопротивления в цепи ротора двигателей с контактными кольцами при построении тормозных режимов методами противовключения находится на весьма низком уровне и составляет 60—65% для среднего режима работы и снижается до 45—55% для систем тяжелого режима работы.

Замена в таких системах режима противовключения на регулируемое динамическое торможение позволяет увеличить к. п. д. электроприводов на 10—12%. Наиболее высокие энергетические показатели имеют частотно-регулируемые электроприводы с односкоростными асинхронными короткозамкнутыми двигателями. Благодаря оптимальному регулированию в статических и переходных режимах и уменьшению маховых масс исполнительного двигателя такие системы имеют к. п. д. на уровне 0,85—0,9 (кривая 5, на рис. 1) во всех практически используемых режимах работы механизмов.

Характеризуя потери в электроприводе, эквивалентный к. п. д. может служить параметром, определяющим выбор исполнительных двигателей и остальных элементов электроприводов повторно-кратковременного режима работы.

В связи с тем, что параметры режима работы рассматриваемых электроприводов изменяются в широком диапазоне, общепринятые методы расчета теплового режима двигателей по среднеквадратичному току или моменту могут привести к большим погрешностям из-за сложностей учета потерь в переходных режимах и постоянных потерь, не зависящих от нагрузки. Эти методы являются достоверными только тогда, когда фактическая продолжительность включения равна номинальной, а число включений и энергия постоянных потерь в цикле соответствуют номинальным расчетным параметрам. Постоянные потери непосредственно определяются продолжительностью включения, и их учет особенно важен для закрытых машин повторно-кратковременного режима работы, поскольку для вентилируемых машин при увеличении ПВ одновременно с ростом постоянных потерь улучшаются условия охлаждения.

Так, анализ каталожных данных закрытых электродвигателей показывает, что при увеличении ПВ в 2 раза по отношению к номинальной (40%), мощность машин снижается в 2,5—5 раз от номинала, тогда как расчет по среднеэквивалентному току показывает снижение мощности только в $\sqrt{2}$ раз.

В современных электродвигателях переменного и постоянного тока, имеющих высокие удельные нагрузки и рабочие температуры отдельных элементов, близкие к 160—170°C, неправильный учет влияния отдельных составляющих потерь может

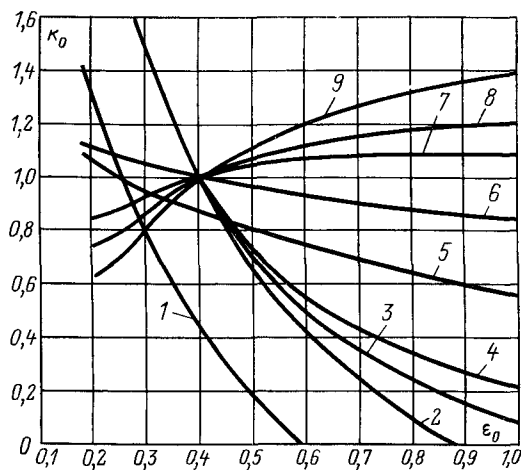


Рис. 2. Зависимость $k_0 = f(\epsilon_0)$.

1—4 — для двигателей серии МАП неветилируемых при $2p=12$; $2p=8$; $2p=6$; $2p=4$; 5, 6 — для вентилируемых при $2p=12$; $2p=8$; 7, 8 — для вентилируемых двигателей МТН соответственно с $2p=8-10$ и $2p=6$; 9 — для вентилируемых двигателей серии МАП с $2p=4$ и $2p=6$.

привести к выходу из строя двигателя в сравнительно короткий промежуток времени.

Зависимости $\eta_{\text{эв}} = f\left(z \frac{GD_{\text{мех}}^2}{1,2GD_{\text{дв}}^2}\right)$ построены для

фиксированных значений ϵ_0 и ϵ_p и полностью характеризуют динамические потери. Сравнительно просто можно учесть изменение переменных потерь в функции ϵ_0 и потерь при регулировании в функции ϵ_p , поскольку значения этих потерь пропорциональны квадратному корню из относительных значений ϵ_0/ϵ_n и ϵ_p/ϵ_n .

Наиболее сложным является учет условий теплоотдачи и постоянных потерь в функции ϵ_0 , так как эти потери изменяются по сложной зависимости в функции параметров двигателя при регулировании и в динамике. Учет этих факторов осуществляется посредством коэффициента k_0 , определяющего изменение допустимой мощности потерь в функции ϵ_0 .

После преобразования (1) мощность двигателя повторно-кратковременного режима работы определяется следующим простым выражением:

$$P_n \geq \frac{P_{\text{ст.н}} k_0}{k_p \left(\frac{\eta_{\text{эв.б}}}{\eta_{\text{эв.б}}} \right)^2} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\epsilon_n}} \quad (2)$$

где $P_{\text{ст.н}}$ — номинальная статическая мощность нагрузки; $\eta_{\text{эв.б}}$ — значение $\eta_{\text{эв}}$ при $z=0$ (определяется по рис. 1); k_p — постоянный коэффициент, зависящий от типа двигателя.

Зависимость $k_0 = f(\epsilon_0)$ для двигателей постоянного тока может быть выражена в аналитической форме для основного исполнения машин (закрытые без обдува) зависимостью:

$$k_0 = \sqrt{\frac{\epsilon_n}{\epsilon_0} + \epsilon_n} \sqrt[3]{\frac{GD_{\text{дв}}}{1500} \frac{\epsilon_0 - \epsilon_n}{\epsilon_0}} - \frac{0,15 \sqrt[3]{\frac{GD_{\text{дв}}}{1500} \left[\left(\frac{U}{U_n} \right)^2 - 1 \right]}}{\quad} \quad (3)$$

где $G_{\text{дв}}$ — масса двигателя.

Закрытые асинхронные электродвигатели имеют две принципиально разные модификации: с внешней вентиляцией и неветилируемые, характер теплоотдачи которых различен. Кроме того, электродвигатели различных серий имеют существенно разные отношения между постоянными и переменными потерями. Поэтому универсального математического выражения для коэффициента k_0 предложить нельзя, и для расчета влияния постоянных потерь и изменения теплоотдачи предлагаются зависимости $k_0 = f(\epsilon_0)$, полученные путем обработки экспериментальных данных (см. рис. 2).

Выражение (2) является универсальным и позволяет выбрать двигатели повторно-кратковременного режима работы с учетом энергетических и регулировочных свойств применяемых систем электропривода в зависимости от режима работы механизма.

Являясь обобщенным показателем энергетических свойств электропривода, эквивалентный к. п. д. системы позволяет оптимизировать параметры механизмов повторно-кратковременного режима работы, однако при этом необходимо учитывать регулировочные качества системы электропривода. В качестве обобщенного показателя регулировочных свойств электроприводов предлагается зависимость средней скорости $v_{\text{ср}}$ системы от максимальной скорости v_{max} . Поскольку при заданном графике работы $v_{\text{ср}}$ пропорциональна числу циклов N , эта зависимость характеризует производительность механизмов. Произведение указанных обобщенных показателей — эквивалентного к. п. д. и числа циклов — может служить обобщенным критерием выбора оптимальных параметров системы «механизм — привод», основными из которых являются, с одной стороны, скоростные параметры механизма и его производительность, а с другой, — установочная мощность электропривода. Такая постановка

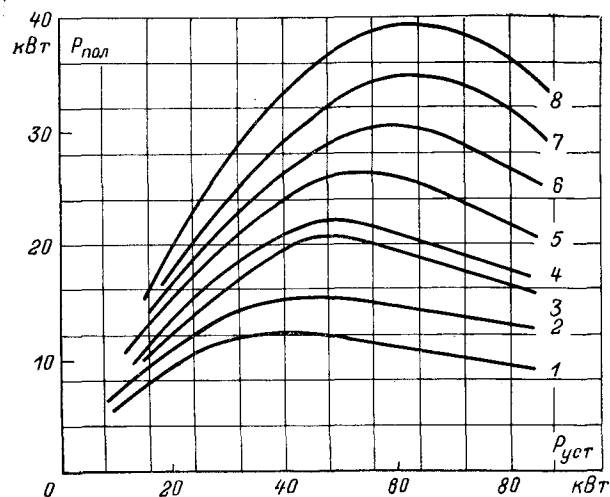


Рис. 3. Зависимость полезно реализуемой мощности в функции установленной.

1 — контакторное управление асинхронным двигателем с контактными кольцами с торможением противовключением; 2 — система с трехскоростным асинхронным короткозамкнутым двигателем; 3 — то же, что и 1, но с регулируемым динамическим торможением; 4, 5 — управление двигателем с контактными кольцами при фазовом и импульсном регулировании соответственно; 6 — система с ограниченной зоной частотного регулирования и двухскоростным асинхронным короткозамкнутым двигателем; 7 — электропривод постоянного тока с тиристорным преобразователем; 8 — частотное регулирование односкоростным асинхронным короткозамкнутым двигателем.

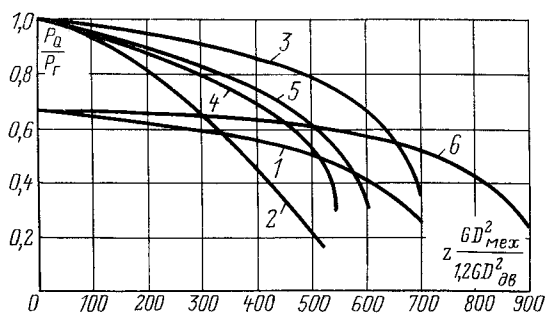


Рис. 4. Зависимость допустимой по тепловым потерям мощности двигателя P_0/P_r от приведенного числа включений для электроприводов с различным соотношением числа пар полюсов двигателей.

1 — 6/12/24; 2 — 4/8/24; 3 — 4/6 с питанием от преобразователя частоты (ПЧ) обмотки $2p=4$; 4 — 4/6 с ПЧ для обмотки $2p=6$; 5 — 4/6/12 с ПЧ для обмотки $2p=12$; 6 — 6/8 с ПЧ для обмотки $2p=6$.

задачи приводит к определению максимума зависимости

$$\eta_{\text{эвб}} N = f(v_{\text{max}}). \quad (4)$$

Построение зависимостей требует знания конкретных параметров механизмов, что лишает их общности. Выражая число N через $v_{\text{ср}}$ и умножая обе части (4) на значение номинальной статической нагрузки, получаем зависимость

$$P_{\text{пол}} = f(P_{\text{уст}}), \quad (5)$$

полностью характеризующую регулировочные и энергетические свойства системы ($P_{\text{пол}}$ — полезно реализуемая мощность; $P_{\text{уст}}$ — установочная мощность электропривода, пропорциональная максимальной статической мощности механизма).

Исследование (5) показывает, что для каждого класса механизмов повторно-кратковременного режима работы существуют оптимальные с точки зрения реализации установленной мощности скоростные параметры, зависящие от технологии выполнения работ и применяемой системы электропривода. Для иллюстрации сказанного на рис. 3 приведены зависимости $P_{\text{пол}} = f(P_{\text{уст}})$, рассчитанные для крановых механизмов с различными системами электропривода.

Из анализа полученных зависимостей следует, что увеличение скоростных параметров, и следовательно, производительности механизмов повторно-кратковременного режима работы возможно только на основе применения электроприводов с высокими регулировочными и энергетическими показателями.

Характеристики $P_{\text{пол}} = f(P_{\text{уст}})$ определяют значение оптимально реализуемой для данного класса механизмов повторно-кратковременного режима работы статической мощности $P_{\text{ст}}$, по значению которой в соответствии с (2) может быть выбран исполнительный двигатель, а также пуско-регулирующая аппаратура управления, входящая в комплект электропривода. Принцип минимизации затрат энергии при регулировании может быть положен в основу оптимального проектирования непосредственно электропривода. Так, решением задачи оптимизации электропривода по принципу минимума затрат энергии в электродвигателе могут

быть выбраны оптимальные скорости исполнительного двигателя и определены целесообразные зоны регулирования в зависимости от применяемых методов управления.

Если выполнить преобразования уравнения (1) с учетом зависимости динамических потерь от нагрузки:

$$A_{\text{дин}} = A_{\text{х.дин}} + (A_{\text{г.дин}} - A_{\text{х.дин}}) k_Q^2, \quad (6)$$

можно получить следующее выражение для коэффициента k_Q , определяющее мощность двигателя по условию допустимых потерь:

$$k_Q = \sqrt{\frac{1 - \frac{A_{\text{х.дин}} z}{3600 \epsilon_n P_r (1/\gamma_r - 1) - Q_{\text{г.ст}}}}{1 + \frac{z}{3600 \epsilon_n} \left[\frac{A_{\text{г.дин}} - A_{\text{х.дин}}}{P_r \left(\frac{1}{\gamma_r} - 1 \right) - Q_{\text{г.ст}}} - t_{\text{дин}} \right]}}, \quad (7)$$

где $A_{\text{х.дин}}$ — динамические потери в режиме холостого хода; $A_{\text{г.дин}}$ — динамические потери при нагрузке, соответствующей P_r ; $Q_{\text{г.ст}}$ — мощность потерь в стали машины при P_r ; $t_{\text{дин}}$ — время разгона и торможения двигателя за одно включение.

Мощность двигателя, рассчитанная по допустимым потерям, определится выражением:

$$P_Q = P_r k_Q. \quad (8)$$

Выражение (7) является основанием для определения оптимальных по принципу потерь скоростных параметров исполнительного двигателя и электропривода.

На рис. 4 приведены рассчитанные по (7) зависимости $k_Q = \frac{P_Q}{P_r} = f\left(z \frac{GD_{\text{мех}}^2}{1,2 GD_{\text{дв}}^2}\right)$ для электроприводов с двух- и трех-скоростными асинхронными короткозамкнутыми двигателями при электромашином (переключением числа пар полюсов) и комбинированном частотном и электромашином регулировании. Частотное регулирование в таких системах осуществляется посредством преобразователя частоты с непосредственной связью в зоне скоростей до $0,4 n_n$ и позволяет благодаря ограничению зоны электромашиного регулирования увеличить в 1,5—1,8 раза допустимую мощность машины определенного габарита.

Для частотно-регулируемых электроприводов с односкоростным короткозамкнутым асинхронным двигателем такой анализ позволяет получить оптимальную по минимуму потерь частоту вращения двигателя в номинальном режиме в зависимости от режима работы электропривода. Тем самым определяются оптимальные значения выходной частоты

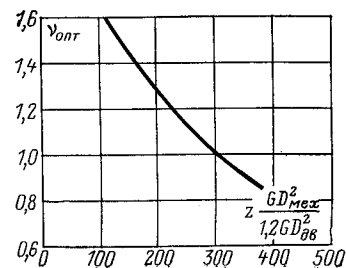


Рис. 5. Зависимость оптимальной скорости асинхронного односкоростного короткозамкнутого двигателя от приведенного числа включений в системе частотного регулирования.

преобразователя и числа пар полюсов исполнительного двигателя.

Зависимости $v_{\text{опт}} = \frac{n_{\text{опт}}}{n_6} = f\left(z \frac{GD^2_{\text{мех}}}{1,2GD^2_{\text{дв}}}\right)$ при-

менительно к крановым механизмам приведены на рис. 5. Графики показывают, что верхний предел частоты вращения кранового двигателя даже при наиболее экономичной системе частотного регулирования не превышает 1900—1800 об/мин для механизмов среднего режима работы при числе включений 300—400 в час, снижаясь до 1000 об/мин для механизмов тяжелого режима работы при числе

включений 800 в час при $\frac{GD^2_{\text{мех}}}{1,2GD^2_{\text{дв}}} = 1,2 - 1,5$.

При больших значениях маховых масс и других системах электроприводов верхние границы частот вращения исполнительных двигателей должны быть соответственно снижены.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Яуре А. Г., Богословский А. П., Певзнер Е. М. Перспективы развития электроприводов крановых механизмов. — «ЭП. Электропривод», 1974, вып. 7 (33).
2. Петров И. И., Певзнер Е. М., Шукалов В. Ф. Частотно-регулируемый электропривод высокопроизводительных судовых грузоподъемных механизмов. — «Электричество», 1971, № 6.

УДК 538.4:621.65

Уравнения движения линейных индукционных МГД-приводов

Канд. техн. наук ТИИСМУС Х. А.

Таллинский политехнический институт

Переходный режим МГД-привода описывается дифференциальным уравнением равновесия, написанным для мгновенных значений всех действующих сил. Развиваемое МГД-насосом электромагнитное давление в любой момент времени уравновешивается статическим и динамическим давлениями. Рассмотрим модель МГД-привода, предусмотренного для подъема жидкого металла (рис. 1) на некоторую высоту.

Общее уравнение движения МГД-привода может быть записано в следующем виде:

$$p_{\text{эм}} - p_c = p_d, \quad (1)$$

где $p_{\text{эм}}$ — электромагнитное давление, развиваемое МГД-двигателем в слое жидкого металла в канале; p_c — статическое давление, обусловленное гидростатическим давлением столба жидкого металла и трением внутри канала и металлотректа; p_d — динамическое давление, проявляющееся в переходных режимах от сил инерции и противодействующее ускорению жидкого металла.

Входящие в (1) составляющие в общем случае являются сложными функциями от подачи МГД-привода Q , т. е. от средней скорости течения жидкого металла или скольжения относительно первичного магнитного поля. Рассмотрим составляющие уравнения (1). Электромагнитное давление определяется выражением, подобным формуле Клосса¹. Однако у большинства металлургических линейных индукционных МГД-насосов при питании их от сети с неизменным напряжением, критическое скольжение весьма велико, т. е. $s_{\text{кр}} > 1$. Это позволяет аппроксимировать гидромеханическую характеристику уравнением прямой

$$p_{\text{эм}} = p_{\text{эм}0}(1 - K_Q Q), \quad (2)$$

где K_Q — коэффициент линеаризации гидромеханической характеристики; Q — текущее значение по-

дачи; $p_{\text{эм}0}$ — электромагнитное давление при $Q=0$ ($s=1$).

Коэффициент K_Q в зависимости от величины $s_{\text{кр}}$ может быть либо положительным, либо отрицательным. Если $s_{\text{кр}} < 1$, то $K_Q < 0$, а при условии $s_{\text{кр}} > 1$ коэффициент $K_Q \approx 1/Q_c > 0$, так что

$$p_{\text{эм}} = p_{\text{эм}0}(1 - Q/Q_c) = p_{\text{эм}0}s, \quad (3)$$

где Q_c — подача идеального холостого хода ($s=0$); s — текущее значение скольжения.

Поскольку диапазон изменения скольжения у большинства высокотемпературных металлургических индукционных МГД-насосов составляет 0,9—1,0, то без особой погрешности электромагнитное давление можно считать постоянным, не зависящим от скольжения, т. е.

$$p_{\text{эм}} = p_{\text{эм}0}. \quad (4)$$

Статическое давление в металлотректе транспортных МГД-приводов

$$p_c = p_{\text{г.с}} + p_{\text{г}}, \quad (5)$$

где $p_{\text{г.с}}$ — гидростатическое давление, обусловленное весом столба жидкого металла; $p_{\text{г}}$ — давление от гидравлических потерь движения, обусловленное трением в канале и металлотректе.

Гидростатическое давление $p_{\text{г.с}}$ является функцией подачи, так как оно пропорционально разности уровней жидкого металла в расходном и приемном резервуарах.

В общем случае для принятой модели перекачивания жидкого металла

$$p_{\text{г.с}} = p_{\text{с}0} + \frac{\rho g}{F_{\text{к}}} \int Q dt \quad (6)$$

или

$$p_{\text{г.с}} = p_{\text{с}0} + \rho gh = p_{\text{с}0} + \rho gx \sin \alpha, \quad (7)$$

где $p_{\text{с}0}$ — начальное гидростатическое давление; ρ — плотность жидкого металла; g — ускорение силы тяжести; $F_{\text{к}}$ — площадь поперечного сечения слоя жидкого металла в канале; h — высота подь-

¹ Тийсмус Х. А. Гидромеханические характеристики линейных индукционных МГД-двигателей. — «Электричество», 1975, № 10, с. 39—42.

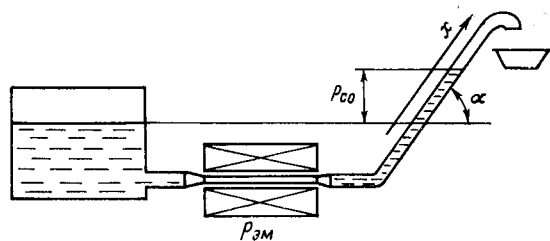


Рис. 1. Расчетная модель МГД-привода.

ема жидкого металла; α — угол наклона металлотректа; x — координата движения.

Текущая координата движения и подача связаны зависимостью

$$Q = F_K \dot{x}. \quad (8)$$

Потери давления на гидравлическое сопротивление трения обычно считают пропорциональными квадрату скорости течения или квадрату подачи. Суммарное гидравлическое сопротивление представляет собой результирующее нескольких слагаемых, по-разному зависящих от скорости течения. Однако, как показали исследования, для описания суммарных гидравлических потерь можно пользоваться интегральным коэффициентом гидравлических потерь k_r . Давление от гидравлических потерь всегда противодействует движению. Следовательно,

$$p_r = k_r Q^2 \text{sign } Q. \quad (9)$$

Динамическое давление учитывает инерционные свойства МГД-привода:

$$p_d = \frac{m}{F_K^2} \dot{Q}, \quad (10)$$

где m — приведенная к поперечному сечению канала масса жидкого металла.

Если металлотрект имеет участки различного поперечного сечения, то приведенная масса рассчитывается по формуле

$$m = m_K + \sum_{i=1}^n m_i \left(\frac{F_K}{F_i} \right)^2 = m_K + \rho \sum_{i=1}^n \frac{l_i}{F_i} F_K^2, \quad (11)$$

где m_K — масса жидкого металла в канале; m_i — масса жидкого металла i -го участка металлотректа; F_i — поперечное сечение i -го участка; l_i — длина i -го участка металлотректа.

Подставляя теперь (2), (5), (6), (9) и (10) в (1), получаем общее уравнение движения МГД-привода:

$$\begin{aligned} p_{ЭМ0} (1 - K_Q Q) - p_{с0} - \frac{\rho g}{F_K} \int Q dt - \\ - k_r Q^2 \text{sign } Q = \frac{m}{F_K^2} \ddot{Q}. \end{aligned} \quad (12)$$

С учетом (8) из (12) получим уравнение движения МГД-привода относительно координаты движения x :

$$\begin{aligned} \ddot{x} + \frac{k_r F_K^3}{m} \dot{x}^2 \text{sign } \dot{x} + \frac{p_{ЭМ0} K_Q F_K^2}{m} \dot{x} + \\ + \frac{F_K \rho g \sin \alpha}{m} x + \frac{F_K (p_{с0} - p_{ЭМ0})}{m} = 0. \end{aligned} \quad (13)$$

Рассмотрим уравнение движения при пуске и остановке МГД-привода при линейной гидромеханической характеристике (2) и в случае, когда все коэффициенты уравнения движения (13) сами зависят от координаты движения x , т. е.

$$k_r = k_r(x); \quad m = m(x); \quad p_{г.с} = f(x).$$

Преобразуем исходное уравнение движения (13) к виду

$$\ddot{x} + (\text{sign } \dot{x}) a(x) \dot{x}^2 + c(x) \dot{x} + b(x) = 0, \quad (14)$$

где

$$\begin{aligned} a(x) &= \frac{k_r(x) F_K^3}{m(x)}; \quad c(x) = \frac{p_{ЭМ0} K_Q F_K^2}{m(x)}; \\ b(x) &= \frac{x F_K \rho g \sin \alpha}{m(x)} + \frac{F_K (p_{с0} - p_{ЭМ0})}{m(x)}. \end{aligned}$$

Подстановкой $y(x) = \dot{x}(t)$ уравнение (14) приводится к уравнению Абеля, аналитическое решение которого в виде зависимости скорости течения металла в канале от координаты движения $\dot{x} = f(x)$ выполнимо только для нескольких частных случаев.

Как уже указано выше, гидромеханическая характеристика МГД-привода $Q(p)$ в рабочей зоне может иметь различные коэффициенты наклона K_Q , как показано на рис. 2.

В самом деле, в 10-процентном интервале скольжений, где обычно работают МГД-двигатели металлургического назначения, гидромеханическая характеристика может считаться прямой с отрицательным (1), нулевым (2) или положительным (3) коэффициентом линеаризации K_Q .

В тех случаях, когда гидромеханическая характеристика близка к вертикали (кривая 2 рис. 2), т. е. когда в рабочей зоне она не зависит от скольжения, коэффициент $K_Q = 0$, а все другие коэффициенты (k_r , m , $p_{г.с}$) зависят от координаты движения, уравнение (13) приводится к уравнению Бернулли, решение которого относительно производной

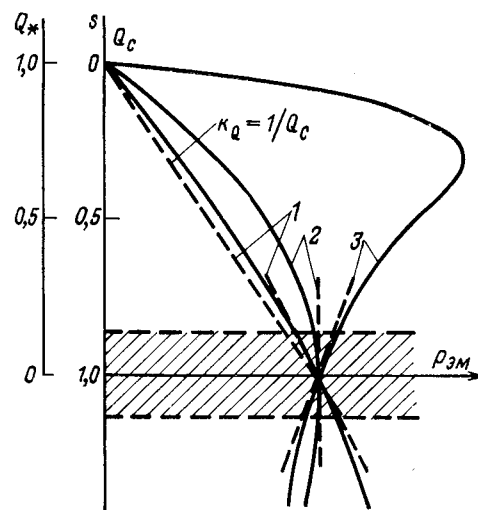


Рис. 2. Линеаризация внутренних гидромеханических характеристик индукционных МГД-насосов.
— — — линеаризованные характеристики; 1 — $K_Q > 0$; 2 — $K_Q = 0$; 3 — $K_Q < 0$; заштрихованная площадь соответствует наиболее вероятному рабочему диапазону изменения скольжения.

координаты движения $\dot{x}$, т. е. относительно средней скорости движения жидкого металла, имеет вид:

$$\dot{x} = \sqrt{\left\{ C_i - \int 2b(x) \exp[(\text{sign } \dot{x}) \int 2a(x) dx] dx \right\} \times \rightarrow \times \exp[-(\text{sign } \dot{x}) \int 2a(x) dx]}, \quad (15)$$

где

$$C_i = \int_0^{x_i} 2b(x) \exp\left[(\text{sign } \dot{x}) \int_0^{x_i} 2a(x) dx\right] dx;$$

$$C_0 = \int_0^{x_0} 2b(x) \exp\left[(\text{sign } \dot{x}) \int_0^{x_0} 2a(x) dx\right] dx;$$

$$x_i = x_{(i-1)m}; \quad x_0 = \frac{p_{c0} - p_{эм0}}{\rho g \sin \alpha};$$

x_{im} — определяется из трансцендентного уравнения

$$C_i - \int_0^{x_{im}} 2b(x) \exp\left[(\text{sign } \dot{x}) \int_0^{x_{im}} 2a(x) dx\right] dx = 0. \quad (16)$$

Поскольку выражение гидравлических потерь давления не является элементарной функцией, при каждой перемене знака $\dot{x}$ для уравнения (15) надо определить новые начальные условия x_i и C_i .

В случае, когда коэффициент k_r и массу m можно считать постоянными, уравнение (15) становится интегрируемым и

$$\dot{x} = \sqrt{C_i \exp(-2ax \text{ sign } \dot{x}) + \frac{b}{2a^2} (1 - 2ax \text{ sign } \dot{x})}, \quad (17)$$

где

$$C_i = -\exp(2ax_i \text{ sign } \dot{x}) \frac{b}{2a^2} (1 - 2ax_i \text{ sign } \dot{x});$$

$$C_0 = -\exp(2ax_0 \text{ sign } \dot{x}) \frac{b}{2a^2} (1 - 2ax_0 \text{ sign } \dot{x});$$

$$x_i = \frac{p_{c0} - p_{эм0}}{\rho g \sin \alpha}; \quad a = \frac{k_r F_{\kappa}^3}{m}; \quad b = \frac{F_{\kappa} \rho g \sin \alpha}{m};$$

x_{im} — определяется из трансцендентного уравнения

$$C_i \exp(-2ax_{im} \text{ sign } \dot{x}) + \frac{b}{2a^2} (1 - 2ax_{im} \text{ sign } \dot{x}) = 0.$$

Решение (17) производится также поэтапно в зависимости от знака $\dot{x}$. В тех случаях, когда знак величины $\dot{x}$ не меняется (например, при пуске МГД-привода), для решения (17) достаточно определить x_0 и C_0 .

Можно представить себе случай, когда установившийся режим перекачивания жидкого металла нарушается вследствие изменения нагрузки или малого изменения входных электрических параметров МГД-привода. Тогда вполне закономерно допустить постоянство коэффициентов $k_r = \text{const}$, $m = \text{const}$, $p_{гс} = p_{с0} = \text{const}$. При падающей линейной гидромеханической характеристике (2) уравнение движения МГД-привода (13) приводится к уравнению Риккати, которое решается относительно подачи в виде явной функции времени $Q(t)$, т. е. по решению можно рассчитать изменение средней скорости течения во времени или ее интеграл (пройденный металлом путь по трубопроводу).

Рассмотрим для принятой модели перекачивания жидкого металла простейший случай, когда все коэффициенты дифференциального уравнения постоянны, гидромеханическая характеристика МГД-привода вертикальна в рабочей зоне (рис. 2, кривая 2). Тогда $K_Q = 0$ и электромагнитное давление постоянно и равно давлению короткого замыкания:

$$p_{эм} = p_{эм0} = \text{const}.$$

В этом случае уравнение (13) приводится к уравнению Риккати:

$$\dot{Q} + aQ^2 \text{ sign } Q = b, \quad (18)$$

где

$$a = \frac{k_r F_{\kappa}^2}{m}, \quad b = \frac{F_{\kappa}^2 (p_{эм0} - p_{с0})}{m}.$$

Решение уравнения движения (18) зависит от знака дискриминанта

$$D = ab \text{ sign } Q. \quad (19)$$

Если $D > 0$, то решение уравнения Риккати имеет вид:

$$Q = \frac{Q_0 \sqrt{ab \text{ sign } Q} + b \text{ th} [\sqrt{ab \text{ sign } Q} (t - t_0)]}{\sqrt{ab \text{ sign } Q} + aQ_0 \text{ th} [\sqrt{ab \text{ sign } Q} (t - t_0) \text{ sign } Q]}, \quad (20)$$

где t_0 и Q_0 соответствуют начальным условиям переходного процесса.

Если $D < 0$, то решение уравнения Риккати (18) отличается от решения (20) только обратными знаками в подкоренных выражениях и переходом гиперболического тангенса в обычный:

$$Q = \frac{Q_0 \sqrt{-ab \text{ sign } Q} + b \text{ tg} [\sqrt{-ab \text{ sign } Q} (t - t_0)]}{\sqrt{-ab \text{ sign } Q} + aQ_0 \text{ tg} [\sqrt{-ab \text{ sign } Q} (t - t_0) \text{ sign } Q]}. \quad (21)$$

Если $D = 0$, подача МГД-привода определяется решением:

$$Q = \frac{Q_0}{1 + aQ_0 (t - t_0) \text{ sign } Q}. \quad (22)$$

Имея в виду, что в выражение дискриминанта (19) входит функция $\text{sign } Q$, учитывающая знак текущего значения подачи, характер переходного процесса и описывающее его выражение зависят от взаимного расположения начального и установившегося значения подачи. Поэтому для выбора конкретного выражения для описания гидромеханических переходных процессов МГД-привода можно сформулировать следующие правила.

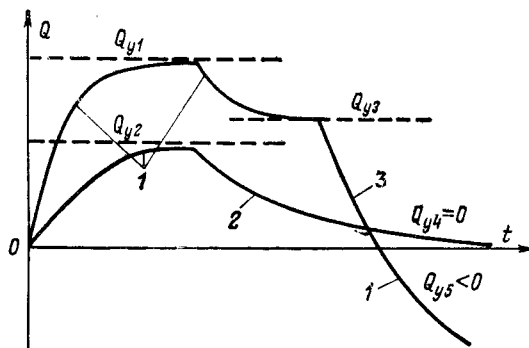


Рис. 3. Расчет переходных процессов МГД-привода.
1 — по (20); 2 — по (22); 3 — по (21).

1. Если МГД-насос работает или в двигательном или в тормозном режимах без перехода из одного режима в другой, то гидромеханические переходные процессы описываются выражением (20) (см. рис. 3).

2. Если в ходе переходного процесса ожидается переход из двигательного режима в тормозной или обратно, то в диапазоне $Q_0 \leq Q \leq 0$ гидромеханические переходные процессы описываются выражением (21), а дальше — выражением (20) (см. рис. 3).

3. Если МГД-двигатель включается на такое напряжение питания, при котором $p_{эм0} = p_{с0}$, которому соответствуют режим «свободного выбега», то гидромеханический переходный процесс описывается выражением (22) (см. рис. 3).

В некоторых случаях установившегося режима перекачивания подача МГД-привода a изменяется весьма медленно, что приводит к незначительному изменению также гидростатического давления во времени. Такие условия соблюдены, например, при перекачивании жидкого металла из сосуда (миксера) с большим зеркалом металла с помощью привода с металлотрактом весьма малого поперечного сечения. В таких случаях можно пренебречь динамическим давлением, т. е. считать ускорение равным нулю.

В простейшем случае такой режим работы характеризуется следующими условиями и допущениями:

$$\left. \begin{aligned} p_{эм} &= p_{эм0} = \text{const}; \\ k_r &= \text{const}; m = \text{const}; \\ p_{r.c} &= f(x); \frac{dQ}{dt} = 0 \end{aligned} \right\} \quad (23)$$



VII Всесоюзная конференция по автоматизированному электроприводу была организована Минвузом СССР, Минэлектротехпромом, Минвузом ЭССР, Московским энергетическим и Таллинским политехническими институтами, ВНИИэлектроприводом и Информэлектро. Для подготовки и проведения конференции были созданы оргкомитет Минвуза СССР (председатель проф. Чиликин М. Г., заместители председателя проф. Петров И. И., проф. Соколов М. М., доц. Тийсмус Х. А., к. т. н. Юньков Н. Г., ученый секретарь доц. Шинянский А. В.) и республиканский оргкомитет Минвуза ЭССР.

В процессе подготовки конференции оргкомитет определил структуру ее рабочих органов и сформулировал научно-техническое направление. Значительная часть докладов была заказана представителям ведущих организаций отрасли, выполняющих наиболее важные исследования и разработки в области автоматизированного электропривода. При этом оргкомитет исходил из необходимости координации работ организаций, занятых разработкой аналогичных проблем, в связи с чем подавляющее большинство докладов конференции было представлено авторскими коллективами, состоящими из сотрудников различных организаций.

В конференции приняли участие свыше 400 специалистов, представлявших промышленные предприятия, проектно-конструкторские организации, научно-исследовательские институты, вузы, союзные и республиканские министерства и ведомства.

Работа конференции проводилась на двух пленарных заседаниях и в трех секциях: I секция — Общие и теоретические вопросы автоматизированного электропривода (председатель проф. Чиликин М. Г., сопредседатели проф. Петров И. И., доц. Тийсмус Х. А.); II секция — Средства автоматизированного электропривода (председатель д. т. н. Сле-

и называется квазиустановившимся режимом. Тогда уравнение движения (13) приводится к виду:

$$a\dot{x}^2 \text{sign } \dot{x} + bx + d = 0, \quad (24)$$

где

$$a = k_r F^2 k; \quad b = \rho g \sin \alpha; \quad d = p_{с0} - p_{эм0}.$$

Решение уравнения (24) имеет вид:

$$Q = Q_0 - \frac{b}{2a} (t - t_0) \text{sign } Q. \quad (25)$$

Подача в начале переходного процесса Q_0 определяется через начальную координату движения x_0 по следующему выражению:

$$Q_0 = \pm \sqrt{\frac{1}{a} (p_{эм0} - p_{с0} - x_0 \rho g \sin \alpha) \text{sign } Q}. \quad (26)$$

Уравнение установившегося режима работы должно содержаться в уравнении переходного процесса и проявляется после подстановки $t = \infty$. Так, например, уравнение (18), описывающее простейший случай, приводится к виду

$$k_r Q^2 \text{sign } Q = p_{эм0} - p_{с0}, \quad (27)$$

откуда

$$Q = \pm \sqrt{\frac{1}{k_r} (p_{эм0} - p_{с0}) \text{sign } Q}. \quad (28)$$

Уравнение установившегося режима $Q(p)$ позволяет переходить к регулировочным характеристикам МГД-привода путем подстановки $p_{эм0} = f_1(U)$ при питании насоса от источника напряжения и $p_{эм0} = f_2(I)$ при питании насоса от источника тока. Полученные решения уравнений движения МГД-привода являются основой для разработки и дальнейшего анализа автоматизированного МГД-привода.

жановский О. В., сопредседатели Поздеев А. Д., доц. Томсон Я. Я.); III секция — Системы автоматизированного электропривода (председатель проф. Соколов М. М., сопредседатели д. т. н. Онищенко Г. Б., доц. Ристхейн Э. М.). На пленарных заседаниях было сделано три доклада — два на первом и один на заключительном; на заседаниях секций — 71 доклад и 8 сообщений. Кроме того, на заключительном пленарном заседании были обсуждены и приняты рекомендации конференции.

На заключительном пленарном заседании 17 октября был заслушан доклад «Содержание учебных планов специальности» Электропривод и автоматизация промышленных установок (проф. Чиликин М. Г., проф. Петров И. И., проф. Соколов М. М.). В докладе речь шла не только о новых учебных планах, но и о содержании программ основных профилирующих дисциплин. На столь представительном форуме специалистов-электроприводчиков вопросы подготовки кадров ставятся не в первый раз, так как именно здесь представители вузов могут узнать оценку своей деятельности и получить соответствующие рекомендации представителей промышленности, проектных и исследовательских организаций. Было обращено внимание на необходимость усиления подготовки инженеров в области применения вычислительной техники — как для расчетных работ, так и для систем управления, а также в области оптимального управления.

На этом же пленарном заседании были обсуждены и приняты рекомендации конференции, в которых в концентрированном виде нашли отражение основные положения большинства докладов. В этом документе в сжатой форме отмечаются основные достижения в области автоматизированного электропривода, указываются недостатки и помехи на пути развития отрасли, приводится перечень важнейших мероприя-

тий по развитию научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ в отрасли в X пятилетке.

В качестве первоочередной задачи выдвигается развитие теоретических основ комплексных разработок электромеханических систем для электрификации, автоматизации и оптимального управления технологическими процессами во всех областях народного хозяйства. Решение этой проблемы неразрывно связано и с ее практической реализацией — комплектами поставками автоматизированных электроприводов.

Намечено расширить применение управляющих вычислительных машин (УВМ) для оптимального управления многосвязанными электромеханическими системами. Этой проблеме были посвящены доклады, представленные ВНИИэлектроприводом (д. т. н. Слежановский О. В.) * и ЛЭТИ (д. т. н. Борцов Ю. А.). Весьма важным направлением представляется развитие теории и практики применения машинного проектирования систем автоматизированного электропривода. Этой теме был посвящен доклад, представленный МЭИ, ВНИИэлектроприводом, ЛЭТИ, Одесским ПИ и др. (проф. Сиротин А. А.).

Конференция отметила расширение применения электрического привода в его наиболее прогрессивной форме — регулируемого привода. Была подчеркнута также тенденция применения тиристорного электропривода. Вместе с тем увеличение мощности и расширение области применения тиристорных электроприводов сделало актуальным решение проблемы улучшения их энергетической и электромагнитной совместимости с системами электроснабжения. Конференция подчеркнула особую остроту данной проблемы для решения задач, связанных с широким применением вентиляльных электроприводов средней и большой мощности при питании от маломощных сетей электроснабжения. Подробно этот вопрос был рассмотрен в докладе ГПИ «Тяжпромэлектропроект» и ЛЭТИ (Замараев Б. С.).

Конференция рекомендовала развивать вопросы теории и практики электропривода с учетом упругости, зазоров в передачах, упругоэластичных связей, рассредоточенности параметров. Эти вопросы рассмотрены во многих докладах, представленных МЭИ, ЛЭТИ, НЭТИ, Фрунзенским ПИ (проф. Ключев В. И.); ВНИИметмашем (к. т. н. Мирер А. Г.); ВНИИэлектроприводом, ГПИ «Электропроект» (к. т. н. Иванов Г. М.); Северо-Западным ЗПИ, ИЭИ, ЛИТМО, Оргбумдревом, ЦНИИбуммашем и др. (к. т. н. Шестаков В. М.).

В рекомендациях обращается внимание на развитие прецизионных электроприводов — приводов с минимальными ошибками по скорости и углу поворота приводимого устройства. Такие работы уже ведутся. Их результаты были изложены в докладах, представленных ЛПИ, ЛИТМО, ЛЭТИ, ВНИИэлектромашем и др. (к. т. н. Ковчин С. А., к. т. н. Соколовский Г. Г.) и ВНИИэлектроприводом Лолейт А. Т.).

Предусматривается развитие теории и расширение области применения электропривода для промышленных роботов и манипуляторов. Доклад на эту тему сделал к. т. н. Бор-Раменский А. Е.

Необходимо продолжение работ по повышению надежности электроприводов с целью доведения длительности наработки на отказ до оптимального экономически обоснованного уровня. Эти вопросы отражены в докладе Сибирского металлургического института и ВНИИэлектропривода (к. т. н. Рипс Я. А.).

Большое внимание на конференции было уделено развитию технических средств автоматизированного электропривода. Речь идет о специальных двигателях, вентиляльных преобразователях, унифицированных системах управления, датчиках неэлектрических величин и т. д. Многие доклады были посвящены электроприводу с минимальным числом преобразования энергии и параметров движения: шагового, линейного и дугостаторного, магнитогиродинамического.

Вопросам развития шагового электропривода были посвящены два доклада, представленные МЭИ (к. т. н. Цаценкин В. К.) и МЭИ совместно с ВНИИэлектроприводом (к. т. н. Рубцов В. П.). Большое внимание было уделено быстро развивающимся системам с линейными двигателями — доклады Ленинградского и Одесского ПИ, НЭТИ и др. (к. т. н. Андрушук В. В.); МЭИ, НЭТИ и др. (проф. Ивоботенко Б. А.). В последнем докладе рассматривались, в частности, и линейные шаговые двигатели. Применению асинхронных дугостаторных двигателей в электроприводе прессов был

посвящен доклад к. т. н. Каминского Д. М. Большой интерес у участников конференции вызывали представленные Таллинским ПИ доклады по электроприводам переменного тока с МГД-двигателями (к. т. н. Тийсмус Х. А., к. т. н. Янес Х. И., к. т. н. Лоотус Я. К.).

По материалам доклада ЛЭО «Электросила», ХЭМЗ, ВНИИэлектропривода, заводов «Динамо», «Электротяжмаша», «Сибэлектромотор» (Павленко В. К.) конференция рекомендовала развивать теорию и практику электроприводов прокатных станов с синхронными двигателями, в том числе и «обращенными», повышать единичную мощность реверсивных (до 16 МВт) и неререверсивных (до 10 МВт) прокатных двигателей постоянного тока, создавать новые конструктивные исполнения двигателей постоянного тока, в том числе в закрытом исполнении, а также продолжать исследования систем электропривода с двигателями переменного и постоянного тока с использованием явления сверхпроводимости.

Для быстроходных механизмов большой мощности рекомендовано развивать теорию и практику вентиляльных электроприводов. Соответствующие вопросы были рассмотрены в докладах Чувашского госуниверситета, АЗНИЭТИ, НЭТИ, ВНИИэлектромаша, Информэлектро (к. т. н. Аракелян А. К.) и НИИ ХЭМЗ, ВНИИЭМ, АЗНИЭТИ (к. т. н. Эпштейн И. И.).

Предусмотрено продолжать работы по расширению номенклатуры тиристорных преобразователей для электроприводов переменного и постоянного тока, в частности мощных тиристорных преобразователей с тиристорами до 1000 А и 6 кВ, тиристорных преобразователей специального исполнения для тяжелых условий работы и др. Доклады по данной проблеме были представлены ВНИИ электроприводом, НИИ ХЭМЗ, ЭНИН, МЭИ и др. (к. т. н. Орлик В. Я., Коньшев Л. И., к. т. н. Роговой В. И., к. т. н. Забродин Ю. С.).

Большое внимание было уделено проблемам совершенствования систем управления вентиляльными преобразователями, созданию унифицированных систем управления вентиляльными преобразователями, созданию унифицированных систем управления автоматизированными электроприводами с использованием новых средств, в том числе микроэлектроники — доклады ВНИИэлектропривода, ВНИИР, НИИ ХЭМЗ, ЭНИМС ГПИ «Тяжпромэлектропроект» и др. (Мельников Е. В., Бирюков А. В., Федотов А. С., к. т. н. Анисимов М. Н., Русаев В. И.). Рекомендуются развитие систем частотного электропривода — доклады МЭИ, ЛГИ, НИИ ЛЭО «Электросила», НЭТИ, НИИ ХЭМЗ, ВНИИЭМ и др. (д. т. н. Сандлер А. С., к. т. н. Андриенко П. Д., к. т. н. Дартау В. А.), а также систем «источник тока — двигатель» (к. т. н. Ильинский Н. Ф.). Признано перспективным развитие транзисторного электропривода постоянного и переменного тока, в том числе с широтно-импульсным управлением — доклад ВНИИэлектропривода (Кутлер Н. П.).

Конференция рекомендовала также развивать работы в области регулируемых электроприводов с питанием от автономных источников соизмеримой мощности. Данная проблема нашла отражение в докладах ВНИИэлектропривода, МЭИ, Львовского ПИ (Парфенов Б. М.) и завода им. Владимира Ильича, ВНИИЭМ (к. т. н. Быков Ю. М.).

На конференции в отличие от предыдущих не были организованы «отраслевые» секции, тем не менее был заслушан ряд докладов, посвященных основным проблемам развития электропривода в различных отраслях промышленности: металлургии — доклад ВНИИэлектропривода, ГИПРОМЕЗ, Минчермета СССР, ГПИ «Тяжпромэлектропроект» (д. т. н. Тищенко Н. А.); станкостроении — доклад ЭНИМС, МЭИ, ВЗПИ и др. (к. т. н. Андреев Г. И., к. т. н. Спивак Л. М., к. т. н. Фельдман А. В.); горнодобывающей промышленности — доклад МГИ (проф. Тулин В. С.); сельском хозяйстве — доклад ВНИИэлектропривода, МИИСП, ВИЭСХ (к. т. н. Иванов В. В.) и др. В рекомендациях конференции указаны наиболее важные задачи по разработке электроприводов ряда отраслей народного хозяйства.

Рекомендации предусматривают также продолжение работ по усовершенствованию методики расчета экономической эффективности мероприятий, повышающих технический уровень регулируемого электропривода, а также определению рациональных объемов автоматизации промышленных установок.

В заключение следует отметить весьма четкую работу конференции.

Канд. техн. наук ШИНЯНСКИЙ А. В.

* В скобках указаны фамилии докладчиков.

Анализ устойчивости инвертора с регулятором угла погасания

Инж. ЦФАСМАН Г. М., канд. техн. наук СТУПЕЛЬ А. И.

Москва

Для анализа устойчивости вентильного преобразователя можно использовать метод исследования кусочно-линейных систем [Л. 1]. При этом устойчивость установившегося режима системы регулирования преобразователя определяется как устойчивость режима вынужденных колебаний в кусочно-линейной системе.

В некоторых случаях, например при исследовании выпрямителя с регулятором тока, переменные состояния рассматриваемой системы не имеют скачков в моменты перехода от одного интервала линейности к другому, и описывающие систему уравнения находятся достаточно просто. При работе преобразователя в инверторном режиме с регулированием на постоянство углов погасания вентилей по пропорционально-интегральному закону это предположение не выполняется, так как углы погасания измеряются в дискретные моменты времени, и сигнал на выходе пропорционального канала регулятора может скачкообразно изменяться в эти моменты.

Кроме того, в регуляторах угла погасания часто используют сигнал, пропорциональный производной тока, которая также скачкообразно меняется в моменты начала и окончания коммутацией тока.

Условия очередного переключения могут зависеть от значений переменных состояния в предшествующие моменты переключения. В частности, это имеет место для моментов окончания коммутации при введении в вектор состояния неопределенных интегралов от коммутирующих напряжений. При этом выражения для определения результирующих матриц перехода теряют универсальность и должны выводиться заново при рассмотрении новых вариантов схемы. Этого неудобства можно избежать надлежащим выбором переменных состояния.

Иногда для этого следует ввести в вектор состояния дополнительные переменные, «запоминающие» на интервале повторяемости структуры значения интересующих нас переменных в моменты переключения. Очевидно, что эти вспомогательные переменные будут скачкообразно меняться в моменты соответствующих переключений.

В статье рассматривается система уравнений, описывающих поведение инвертора с регулятором угла погасания, выводится переходная матрица для малых возмущений. Применение полученных соотношений иллюстрируется на примерах исследования устойчивости трехфазного инвертора при работе на приемную систему бесконечной мощности и однофазного инвертора, работающего на приемную систему, мощность которой соизмерима с мощностью инвертора.

Эквивалентная схема регулируемого инвертора. На рис. 1 приведена упрощенная схема однофазного инвертора с регулятором угла погасания, питаемого через сглаживающий реактор L_d от выпрямителя с регулятором тока. Для простоты выпря-

митель замещен его э. д. с. E_d и сопротивлением R , учитывающим наклон внешней характеристики при наличии регулятора тока. Уставка регулятора тока представлена источником I_0 .

Инвертор подключен к шинам переменного тока бесконечной мощности через индуктивные сопротивления коммутации L_K и индуктивность линии L . Емкости C учитывают емкость линии и батареи конденсаторов в точках примыкания инвертора.

Вентили зажигаются в моменты равенства нулю суммы опорного пилообразного напряжения $u_0(t)$ и ряда сигналов управления. Сигнал u_{p1} снимается с выхода интегрального канала усиления рассогласования $\Delta\delta_n$ между измеренным значением углов погасания δ_n и заданным значением δ_0 . Угол погасания измеряется как интервал между моментом окончания тока в погасшем вентиле и переходом коммутирующего напряжения через нуль в положительном направлении и превращается в аналоговый сигнал с помощью фиксирующего элемента нулевого порядка.

Сигналы, пропорциональные выпрямленному току и его первой производной, вводятся для упреждающей компенсации изменений угла погасания при изменении тока.

Уравнения движения системы. Условия устойчивости. В установившемся режиме работы m -фазного инвертора каждый период частоты приемной системы переменного тока может быть разбит на m интервалов повторяемости структуры, каждый из которых состоит из нескольких участков линейности.

На каждом j -м участке линейности r -го интервала повторяемости поведение рассматриваемой сис-

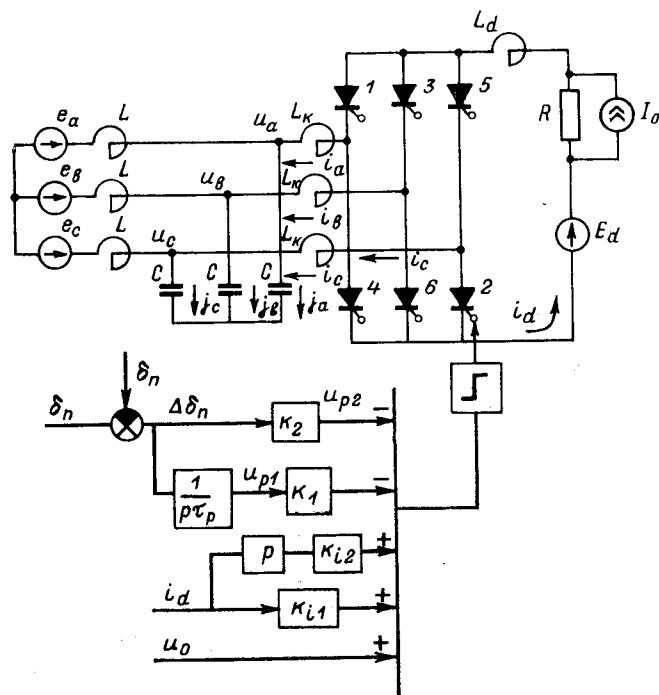


Рис. 1. Эквивалентная схема инвертора с регулятором угла погасания вентилей.

темы описывается канонической системой дифференциальных уравнений:

$$\dot{\mathbf{Y}}(\tau) = \mathbf{A}_{jr} \mathbf{Y}(\tau) + \mathbf{F}_{jr} \mathbf{E}(\tau), \quad (1)$$

где

$$\mathbf{Y} = [u_a, u_b, u_c, j_a, j_b, j_c, i_a, i_b, i_c, i_d, \Delta\delta_n, u_{p1}, \dots]';$$

$$\mathbf{E} = [e_a, e_b, e_c, \dot{e}_a, \dot{e}_b, \dot{e}_c, E_d, I_0, \dots]'^*.$$

Моменты переключений τ_{jr} в конце участков линейности определяются скалярными уравнениями вида:

$$g_{jr}(\mathbf{Y}_{jr}^-, \mathbf{E}_{jr}^-, \tau_{jr}) = 0. \quad (2)$$

В инверторном режиме можно выделить три основных типа моментов переключения:

1. Моменты τ_{nr} перехода через нуль коммутирующих напряжений, сопровождающиеся скачкообразным изменением измеренного значения угла погасания вентиля. Условие переключения для этих моментов определяется линейной комбинацией напряжений на емкостях u_a, u_b, u_c или э. д. с. e_a, e_b, e_c (при $L=0$), поэтому

$$g_{nr}(\mathbf{Y}_{nr}^-, \mathbf{E}_{nr}^-) = \mathbf{S}_{nr} \mathbf{Y}_{nr}^- + \mathbf{S}_{nr}^e \mathbf{E}_{nr}^- = 0. \quad (3)$$

2. Моменты τ_{ir} окончания коммутации тока с вентиля на вентиль (моменты погасания вентилей). Очевидно, что условием погасания вентиля будет равенство нулю соответствующего фазного тока или некоторой комбинации фазных и выпрямленного токов, т. е. компонент вектора $\mathbf{Y}$:

$$g_{ir}(\mathbf{Y}_{ir}^-) = \mathbf{S}_{ir} \mathbf{Y}_{ir}^- = 0. \quad (4)$$

3. Моменты τ_{hr} зажигания вентиля. Эти моменты определяются равенством нулю суммы опорного пилообразного напряжения $u_0(\tau)$ и набора управляющих сигналов с соответствующими коэффициентами усиления. В канале формирования импульсов управления и передачи их непосредственно к вентилям всегда имеется некоторое запаздывание. В [Л. 6] показано, что это запаздывание может существенно влиять на устойчивость регулируемого преобразователя. Поэтому в общем случае условие зажигания очередного вентиля определяется значениями указанных выше величин в момент времени $\tau = \tau_{hr} - \tau_{dh}^{**}$.

При использовании в системе фазоимпульсного управления инвертором автономного генератора, управляемого по фазе [Л. 2], или синхронизируемого сетью фазосдвигающего устройства с достаточно хорошей фильтрацией синхронизирующих напряжений, опорное напряжение можно считать зависящим только от текущего времени τ . В системах с автономным частотноуправляемым генератором [Л. 3] напряжение u_0 линейно зависит также от момента формирования предшествующего импульса $\tau_{h(r-1)}$.

Однако эту зависимость можно искусственно исключить, если ввести в вектор состояния $\mathbf{Y}$ вспомо-

* Для наглядности составляющие векторов $\mathbf{Y}$ и $\mathbf{E}$ записаны здесь в естественной трехфазной системе координат. При практических расчетах для сокращения размерности векторов и преобразующих их матриц удобнее величины на стороне переменного тока представлять в ортогональной α, β -системе координат (см., например, [Л. 5]). Штрих означает транспозицию.

** Соответствующие мгновенные значения величин будем далее обозначать верхним индексом d , например $\mathbf{Y}_{hr}^{-d} = \mathbf{Y}(\tau_{hr} - \tau_{dh})$.

могательную переменную, принимающую значение, равное $\tau_{h(r-1)}$ в момент $\tau = \tau_{h(r-1)}$, и неизменную в течение интервала $\tau_{h(r-1)} < \tau < \tau_{hr}$.

В синхронных системах управления с относительно слабой фильтрацией синхронизирующих напряжений опорное напряжение зависит от моментов $\tau_{\Phi r}$ перехода через нуль напряжений на выходе фильтра. В этом случае нежелательная зависимость также может быть сделана неявной, если в систему (1) ввести дифференциальные уравнения фильтра и добавить в вектор состояния необходимые вспомогательные переменные.

Таким образом, для всех рассматриваемых типов систем фазового управления условие зажигания очередного вентиля может быть записано в единообразной форме:

$$g_{kr}(\cdot) = \mathbf{S}_{kr} \mathbf{Y}_{kr}^{-d} + u_{okr}^{-d} = 0. \quad (5)$$

В некоторых частных случаях, например при использовании для синхронизации напряжений на шинах «бесконечной мощности» без предварительной фильтрации, функция $g_{kr}(\cdot)$ может зависеть также от э. д. с. на этих шинах, входящих в вектор внешних воздействий.

Значения вектора состояния справа от моментов переключения определяются векторными функциями, которые могут в общем случае зависеть от значений вектора состояния, вектора внешних воздействий и текущего времени в нескольких предшествующих моментах переключения. Однако включением дополнительных переменных состояния зависимость от «чужих» моментов и соответствующих им величин можно сделать неявной, как и для функций $g_{jr}(\cdot)$. Поэтому можно ограничиться рассмотрением вектор-функций скачков вида

$$\mathbf{Y}_{jr}^+ = \Phi_{jr}(\mathbf{Y}_{jr}^-, \mathbf{E}_{jr}^-, \tau_{jr}). \quad (6)$$

Уравнения (1), (2) и (6) полностью определяют движение системы при известных начальных значениях векторов $\mathbf{Y}$ и $\mathbf{E}$. Установившийся режим системы может быть описан заданием моментов переключения τ_{0jr} , значениями вектора состояния $\mathbf{Y}_{0jr}$ слева и справа от этих моментов и периодического закона изменения внешних воздействий $\mathbf{E}(\tau)$. При этом в симметричном установившемся режиме при $\tau_{j(r+l)} = \tau_{jr} + l \frac{2\pi}{m}$ имеют место соотношения:

$$\mathbf{Y}_{j(r+l)} = \mathbf{T}^l \mathbf{Y}_{jr}, \quad \mathbf{E}_{j(r+l)} = \mathbf{T}^l \mathbf{E}_{jr} \quad (7)$$

где $\mathbf{T}$ — матрица преобразования координат, причем $\mathbf{T}^{-1} = \mathbf{T}'$ и $\mathbf{T}^m = \mathbf{1}$. (7a)

Вид матрицы $\mathbf{T}$ определяется фазностью преобразователя.

При возникновении малых отклонений $\mathbf{Z}(\tau)$ вектора состояния от его значений в установившемся режиме, так что

$$\mathbf{Y}(\tau) = \mathbf{Y}_0(\tau) + \mathbf{Z}(\tau), \quad (8)$$

значения вектора отклонений в моменты $(\tau_{(j-1)r} + 0)$ и $(\tau_{jr} + 0)$ после двух соседних переключений связаны матрицей перехода $\mathbf{H}^+_{jr}$:

$$\mathbf{Z}_{jr}^+ = \mathbf{H}^+_{jr} \mathbf{Z}_{(j-1)r}^+, \quad (9)$$

где

$$\mathbf{H}_{jr}^+ = \{\mu_{jr} [\mathbf{B}_{jr} \dot{\mathbf{Y}}_{0jr}^- + \mathbf{G}_{jr} \dot{\mathbf{E}}_{jr}^- + \mathbf{V}_{jr} - \dot{\mathbf{Y}}_{0jr}^+] \times \\ \times \mathbf{S}_{jr} e^{-\mathbf{A}_{jr} \tau_{dj}} + \mathbf{B}_{jr}\} e^{\mathbf{A}_{jr} (\tau_{0jr} - \tau_{0j} (j-1) r)}; \quad (10)$$

$$\mu_{jr} = -[\mathbf{S}_{jr} \dot{\mathbf{Y}}_{0jr}^- + \mathbf{S}_{jr} \dot{\mathbf{E}}_{jr}^- + k_{jr}]^{-1}. \quad (11)$$

Вывод выражения (10) приведен в приложении I, а смысл входящих в него величин указан в списке основных обозначений.

Результирующая матрица перехода, связывающая значения вектора отклонений $\mathbf{Z}$ в начале двух последовательных периодов из m интервалов повторяемости структуры каждый, может быть получена непосредственным перемножением:

$$\mathbf{Q}_{jr}^+ = \prod_{q=r}^{r+m-1} \prod_{s=j}^{j+p-1} \mathbf{H}_{sq}, \quad (12)$$

причем матрицы $\mathbf{H}_{sq}$ в произведениях расставляются справа налево в порядке возрастания индексов.

Независимость общего вида выражений (10) и (12) от номеров интервалов j и r очень удобна для построения универсальной программы расчетов устойчивости схем с преобразователями на ЦВМ, что особенно важно при анализе сложных многомерных систем.

Известно, что система, описываемая разностным уравнением

$$\mathbf{Z}_{jr} = \mathbf{Q}_{jr}^+ \mathbf{Z}_{j(r-m)}, \quad (13)$$

устойчива (асимптотически устойчива) тогда, и только тогда, когда модули собственных значений λ_i матрицы $\mathbf{Q}_{jr}^+$ не превышают единицы (меньше единицы).

Можно показать (см. приложение 2), что при выполнении условий (7), как и в случае с непрерывными векторами $\mathbf{Y}(\tau)$, матрицы $\mathbf{H}_{j(r+l)}^+$ и $\mathbf{H}_{jr}^+$ связаны преобразованием подобия с преобразующей матрицей $\mathbf{T}$, если опорное напряжение системы фазоимпульсного управления преобразователем периодически с частотой $m\omega$, т. е.

$$\mathbf{H}_{j(r+l)}^+ = \mathbf{T} \mathbf{H}_{jr}^+ \mathbf{T}^{-1}. \quad (14)$$

При этом подстановка (14) в (12) дает с учетом (7а):

$$\mathbf{Q}_{jr}^+ = (\mathbf{T}^{-1} \mathbf{H}_r^+ \mathbf{T})^m, \quad (15)$$

где

$$\mathbf{H}_r^+ = \prod_{q=j}^{j+p-1} \mathbf{H}_{qr}^+, \quad (16)$$

и устойчивость преобразователя определяется расположением на комплексной плоскости собственных значений матрицы $\mathbf{T}^{-1} \mathbf{H}_r^+ \mathbf{T}$.

Таким образом, алгоритм анализа устойчивости сводится к следующему:

1. Одним из известных методов рассчитываются моменты переключения τ_{jr} в установившемся режиме и соответствующие им значения вектора $\mathbf{Y}$ (см., например, [Л. 7]).

2. По уравнениям (1) вычисляются производные вектора состояния $\dot{\mathbf{Y}}_{jr}^+$ и $\dot{\mathbf{Y}}_{jr}^-$.

3. Вычисляются матричные экспоненциалы:

$$e^{-\tau_{dj} \mathbf{A}_{jr}} \text{ и } e^{(\tau_{0jr} - \tau_{0j} (j-1) r) \mathbf{A}_{jr}}.$$

Методы их вычисления и соответствующие стандартные программы в настоящее время хорошо разработаны [Л. 8].

4. По уравнениям (10) и (11) вычисляются матрицы $\mathbf{H}_{jr}^+$. Элементы входящих в эти уравнения постоянных матриц $\mathbf{B}$, $\mathbf{G}$, $\mathbf{S}$ и $\mathbf{V}$ или формируются непосредственно в программе, если она составляется для расчетов конкретной схемы, или вводятся с исходными данными, если программа универсальна.

5. По уравнениям (12) или (15) вычисляется результирующая матрица перехода $\mathbf{Q}_{jr}^+$ или $\mathbf{T}^{-1} \mathbf{H}_r^+ \mathbf{T}$ соответственно.

6. Строится отображение круга с радиусом ρ и центром в начале координат плоскости собственных значений матрицы перехода на плоскость интересующей нас пары коэффициентов системы регулирования M_1 и M_2 .

В большинстве практических случаев структурная схема системы регулирования может быть приведена к такому виду, что коэффициенты M_1 и M_2 будут входить, причем линейно, только в матрицу $\mathbf{H}_k$. Можно показать, что в этом случае они будут линейно входить и в коэффициенты характеристического уравнения.

При этом искомое отображение легко получается методом D -разбиения, для чего задаются собственные значения λ матрицы $\mathbf{Q}_{jr}^+$ в виде

$$\lambda = \rho e^{j\varphi} = \rho (\cos \varphi + j \sin \varphi),$$

и для каждого значения φ находится пара коэффициентов M_1 , M_2 , отвечающая решению характеристического уравнения $|\mathbf{Q}_{jr}^+ - \lambda \mathbf{I}| = 0$.

Различные значения ρ дают границы областей равной степени устойчивости. Значению $\rho=1$ соответствуют области устойчивости системы.

Более подробно методика D -разбиения и ее обоснование приведены в приложении 3.

Примеры исследования устойчивости инверторов с регулятором угла погасания. 1. Трехфазный мостовой инвертор, питаемый от шин бесконечной мощности. Расчетная схема соответствует рис. 1. При этом полагается $L=0$, $C=0$. Рассмотрим для простоты случай $L_d \gg L_k$, в котором пульсациями выпрямленного тока можно пренебречь.

Вектор переменных состояния

$$\mathbf{Y} = [i_a, i_b, i_c, u_{p1}, \Delta \delta_n, \tau_{if}]'; \quad (17)$$

вектор внешних воздействий

$$\mathbf{E} = [e_a, e_b, e_c, E_d, I_0, 0, 0]'. \quad (18)$$

Переменная τ_{if} принимает значение τ_{ir} в моменты окончания коммутации и остается неизменной на интервале повторяемости.

Выделим в качестве основного интервал повторяемости между моментами погасания вентилей 4 и 5 (см. рис. 2). На интервале горения вентилей 5 и 6 ($\tau_{i(r-1)} < \tau < \tau_{kr}$) система при введенных допущениях описывается дифференциальными уравнениями:

$$i_a = i_b = i_c = 0;$$

$$\dot{u}_{p1} = \frac{1}{\tau_p} \Delta \delta_n;$$

$$\Delta \dot{\delta}_n = \dot{\tau}_{if} \equiv 0.$$

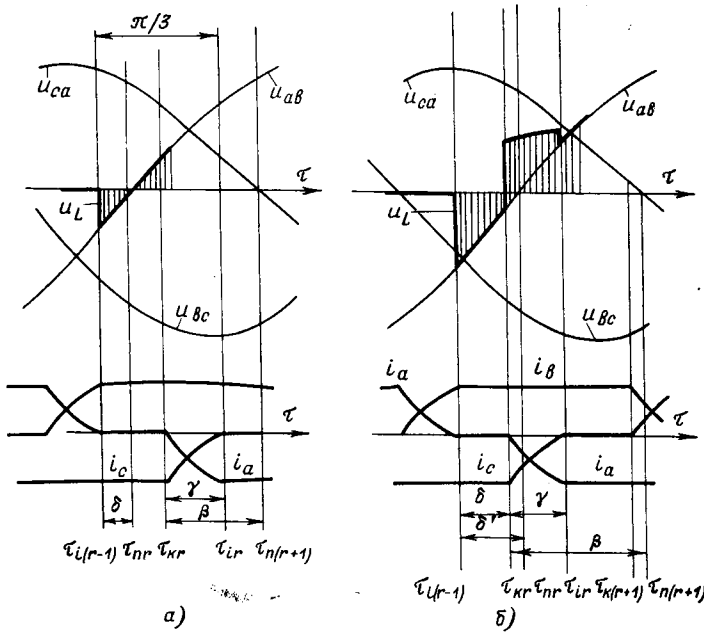


Рис. 2. Временные диаграммы работы инвертора при различных углах опережения зажигания (заштриховано напряжение на вентиле 4).

$$a - \beta < \frac{\pi}{3}; \quad б - \beta > \frac{\pi}{3}.$$

На интервале коммутации $\tau_{kr} < \tau < \tau_{ir}$:

$$\dot{i}_a = -\dot{i}_c \approx \frac{1}{2\omega L_k} (e_a - e_c);$$

$$\dot{i}_b = 0;$$

$$\dot{U}_{p1} = \frac{1}{\tau_p} \Delta \delta_n;$$

$$\Delta \dot{\delta}_n = \dot{\tau}_{if} \equiv 0.$$

Из приведенных уравнений очевидно, что матрицы A системы уравнений (1) в данном случае одинаковы для всех участков линейности, и имеют один ненулевой элемент $1/\tau_p$, связывающий производную сигнала u_{p1} со значением измеренного рассогласования по углу погасания $\Delta \delta_n$.

Соответствующий матричный экспоненциал имеет вид:

$$e^{A\Delta\tau} = \begin{bmatrix} 1 & & & & \\ & 1 & & & \\ & & 1 & & \\ & & & 1 & \frac{\Delta\tau}{\tau_p} \\ & & & & 1 \end{bmatrix}. \quad (19)$$

Условия переключения:
для момента $\tau = \tau_{nr}$:

$$e_a(\tau_{nr}) - e_b(\tau_{nr}) = 0;$$

для момента $\tau = \tau_{kr}$ (без учета запаздывания):

$$U_0(\tau_{kr}) - k_1 u_{p1}(\tau_{kr}) - k_2 \Delta \delta_n(\tau_{kr}) = 0;$$

для момента $\tau = \tau_{ir}$:

$$i_c = 0.$$

Производные функции переключения:

$$S_{nr}^e = [1, -1, 0, 0, 0, 0], \quad S_{nr} = 0, \quad k_{nr} = 0;$$

$$S_{kr} = [0, 0, 0, -k_1, -k_2, 0], \quad S_{kr}^e = 0, \quad k_{kr} = \left. \frac{dU_0}{d\tau} \right|_{\tau=\tau_{kr}} = k_a;$$

$$S_{ir} = [0, 0, 1, 0, 0, 0], \quad S_{ir}^e = 0, \quad k_{ir} = 0.$$

* Рассматривается система фазового управления с фазоуправляемым автономным генератором [Л.2].

Рассмотрим сначала режим $\beta < \frac{\pi}{3}$. При этом в момент

$\tau = \tau_{nr}$ переменная $\Delta \delta_n$ принимает новое значение, равное $(+\tau_{nr} - \tau_{if} - \delta_0)$. Функция скачка для этого момента будет линейной:

$$Y_{nr}^+ = B_{nr} Y_{nr}^- + V_{nr} (\tau_{nr} - \delta_{уст}).$$

где

$$B_{nr} = \begin{bmatrix} \cdot & & & & \\ & \cdot & & & \\ & & 1 & & \\ & & & 1 & \\ & & & & 0 & -1 \\ & & & & & 1 \end{bmatrix}; \quad V_{nr} = \begin{bmatrix} \cdot \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

В момент $\tau = \tau_{kr}$ никаких скачков переменных нет, $Y_{kr}^+ = Y_{kr}^-$, поэтому $B_{kr} = 1$, $G_{kr} = 0$, $V_{kr} = 0$.

В момент $\tau = \tau_{ir}$ скачком меняется значение τ_{if} , чему соответствуют матрицы:

$$B_{ir} = \begin{bmatrix} \cdot & & & & \\ & \cdot & & & \\ & & 1 & & \\ & & & 1 & \\ & & & & 1 & 0 \end{bmatrix}; \quad G = 0; \quad V_{ir} = \begin{bmatrix} \cdot \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

Производные вектора состояния в установившемся режиме найдем, положив

$$e_a = \frac{em}{\sqrt{3}} \sin\left(\tau + \frac{\pi}{6}\right);$$

$$e_b = \frac{em}{\sqrt{3}} \sin\left(\tau - \frac{\pi}{2}\right);$$

$$e_c = \frac{em}{\sqrt{3}} \sin\left(\tau + \frac{5\pi}{6}\right).$$

С учетом сделанных допущений получим:

$$\dot{Y}_{nr}^+ = \dot{Y}_{nr}^- = \dot{Y}_{kr}^- = \dot{Y}_{ir}^+ = 0;$$

$$\dot{Y}_{kr}^+ \approx \begin{bmatrix} -em \frac{\sin \beta}{2X_k}, & 0, & em \frac{\sin \beta}{2X_k}, & 0, & 0, & 0 \end{bmatrix}';$$

$$\dot{Y}_{ir}^- \approx \begin{bmatrix} -em \frac{\sin \delta}{2X_k}, & 0, & em \frac{\sin \delta}{2X_k}, & 0, & 0, & 0 \end{bmatrix}'.$$

По выражению (11) найдем скалярные коэффициенты:

$$\mu_{nr} = -\frac{1}{em}; \quad \mu_{kr} = -\frac{1}{k_a}; \quad \mu_{ir} = -\frac{2X_k}{em \sin \delta}.$$

Обратная матрица преобразования координат при переходе к следующему интервалу повторяемости структуры для трехфазной схемы инвертора запишется в виде

$$T^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ & & & 1 \\ & & & & 1 \\ & & & & & 1 \end{bmatrix}.$$

Подставляя теперь найденные выражения в (10) и (16), после промежуточных преобразований получим требуемую

матрицу:

$$Q = T^{-1} H_{i1} H_{k1} H_{n1} =$$

$$= \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 \\ & 1 & \frac{\delta}{\tau_p} & \frac{\delta - \pi/3}{\tau_p} \\ & -\frac{2x_k}{e_m \sin \delta} & -\frac{k_1 k_0}{k_a} & -\frac{k_1 k_0 \delta}{k_a \tau_p} - \frac{k_0 [k_1 (\pi - 3\beta) - k_2 \tau_p]}{3k_a \tau_p} \end{bmatrix},$$

где

$$k_0 = \frac{\sin \beta}{\sin \delta}, \quad X_k = \omega L_k.$$

Характеристическое уравнение системы

$$|Q_i - \lambda \cdot 1| = \lambda^2 (\lambda^2 - 1) \{ \lambda^2 - \lambda [1 - k' (1 - \bar{\beta}) - k''] + k' \bar{\beta} - k'' \} = 0. \quad (20)$$

Здесь $k' = \frac{\pi k_1 k_0}{3k_a \tau_p}$ и $k'' = \frac{k_2 k_0}{k_a}$ — обобщенные коэффициенты усиления в разомкнутой системе регулирования по интегральному и пропорциональному каналам; $\bar{\beta} = \frac{3\beta}{\pi}$ — относительное значение угла опережения зажигания в установившемся режиме.

Появление корней $\lambda = \pm 1$, определяемых сомножителем $\lambda^2 - 1$ в левой части (20), объясняется тем, что возмущения в выпрямленном токе (например, изменение уставки регулятора тока I_0) при бесконечно большой индуктивности сглаживающего реактора L_d передаются с коэффициентами ± 1 значениям двух фазных токов инвертора в моменты $\tau = \tau_{ir} + 2\pi n$ и не отрабатываются регулятором угла погасания. Поэтому система в целом не может быть, строго говоря, асимптотически устойчивой.

Однако можно рассматривать асимптотическую устойчивость собственно регулятора угла погасания, определяемую расположением нулей выражения в фигурных скобках в левой части (20).

Применяя к этому выражению аналог критерия Гурвица для дискретных систем [Л. 9], можно получить условия асимптотической устойчивости в виде:

$$k' > 0; \quad k' < \frac{1 + k''}{\bar{\beta}}; \quad k' > \frac{2(k'' - 1)}{2\bar{\beta} - 1}. \quad (21)$$

Эти условия совпадают с условиями устойчивости, полученными в [Л. 10] для такой системы регулирования при тех же допущениях методом z-преобразования.

В режиме работы инвертора с углами опережения зажигания $\beta > \pi/3$ напряжение на погасшем вентиле становится положительным в момент зажигания следующего вентиля (вентиля 2 на принятом за основной интервале повторяемости) вследствие падения коммутирующего напряжения на индуктивности контура коммутации [Л. 11].

В этот же момент меняется значение измеренного угла погасания δ_n . При переходе через нуль э. д. с. на шинах при-

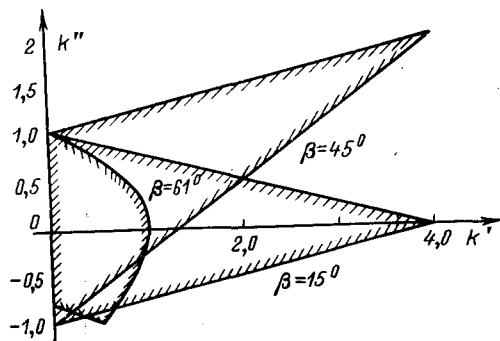


Рис. 3. Области устойчивости регулятора углов погасания трехфазного инвертора, работающего на шину бесконечной мощности ($\delta = 15^\circ$; $L_d = \infty$).

емной системы переменного тока никаких изменений в схеме в этом случае не происходит, и производные функции скачков принимают вид:

$$B_{kr} = \begin{bmatrix} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ & 1 & & \\ & & 0 & -1 \\ & & & 1 \end{bmatrix};$$

$$V_{kr} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad B_{nr} = 1; \quad V_{kr} = 0.$$

Используя полученные выше соотношения, можно получить характеристическое уравнение (с точностью до нулевых и единичных корней)

$$\lambda^3 - \lambda^2 \left(1 + \frac{k'' + k'}{k_0} \right) + \lambda \left(\frac{k''}{k_0} + k'' + k' \right) - k'' = 0, \quad (22)$$

которое в этом случае имеет уже третий порядок.

Соответствующие условия устойчивости:

$$\left. \begin{aligned} k' &> 0, \quad k' < \frac{4k_0(1 - k'')}{k_0 - 1} \\ k' &< \frac{2k_0 - 2k''(k_0 - 1)}{1 + k_0}; \quad k' < \frac{k_0 - k'' - (k'')^2(k_0 - 1)}{k_0 - k''} \\ k' &> \frac{-2k_0 - 2k''(1 + k_0)}{1 + k_0} \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

На рис. 3 приведены границы областей устойчивости для данного примера при значениях $\beta = 15, 45$ и 61° , $\delta = 15^\circ$.

2. Однофазный двухполупериодный инвертор, работающий на слабую приемную систему. Влияние конечной мощности системы переменного тока на устойчивость инвертора покажем для наглядности на простом примере однофазной схемы, изображенной на рис. 4,а. При этом допустим, что выполняются соотношения $L_d \gg L$, $L_d \gg L_k$, и, кроме того, напряжение на емкости C в установившемся режиме мало отличается от синусоидального. За основной интервал возьмем участок между зажиганиями вентилей 1, 4 и 2, 3 (рис. 4,б).

Выберем вектор переменных состояния

$$Y = [u_c, i_c, i_\phi, i_d, \Delta \delta_n, u_{p1}, \tau_{ij}]'$$

и вектор внешних воздействий

$$E = [e_c, 0, 0, E_d, I_0, 0, 0]'$$

На интервале коммутации $\tau_{k0} < \tau < \tau_{k1}$ матрицей однородной системы дифференциальных уравнений будет:

$$A_{i1} = \begin{bmatrix} -X_c & & & \\ y_{kL} & & & \\ y_k & & & \\ & -\frac{1}{\tau_d} & & \\ & & \frac{1}{\tau_p} & \end{bmatrix};$$

на внекоммутационном интервале $\tau_{i1} < \tau < \tau_{k1}$

$$A_{k1} = \begin{bmatrix} -X_c & & & \\ y_{kd} + y_L & & -\frac{1}{\tau_{kd}} & \\ y_{kd} & & -\frac{1}{\tau_{kd}} & \\ y_{kd} & & -\frac{1}{\tau_{kd}} & \\ & & & \frac{1}{\tau_p} \end{bmatrix},$$

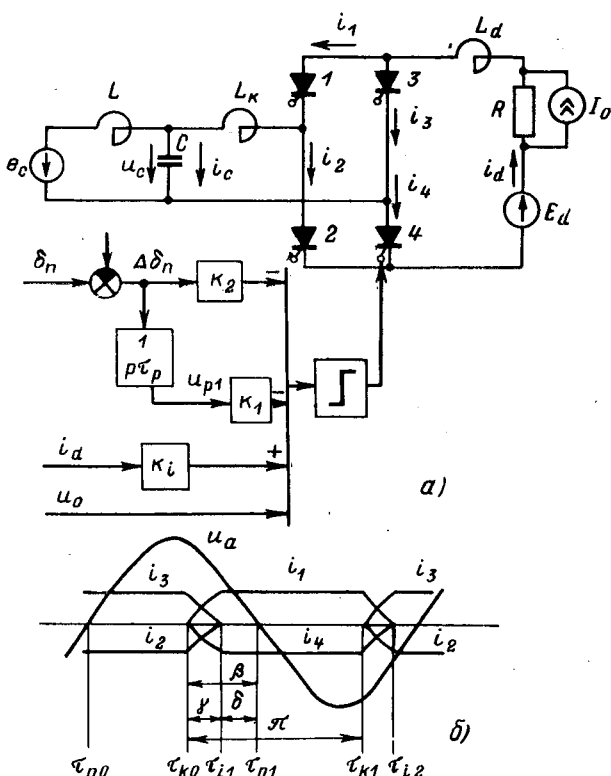


Рис. 4. Расчетная схема (а) однофазного инвертора со слабой приемной системой переменного тока и диаграмма работы (б). [К примеру 2.]

$$\text{где } X_c = \frac{1}{\omega C}; \quad y_k = \frac{1}{\omega L_k}; \quad y_{kL} = \frac{1}{\omega L_k} + \frac{1}{\omega L}; \quad \frac{1}{\tau_d} = \frac{R}{\omega L_d},$$

$$y_{kd} = \frac{1}{\omega (L_k + L_d)}; \quad y_L = \frac{1}{\omega L}; \quad \frac{1}{\tau_{kd}} = R y_{kd}.$$

Аналогично тому, как это было показано в первом примере, можно найти необходимые матрицы:

$$S_k = [0, 0, 0, k_1 - k_2, -k_1, 0];$$

$$S_i = [0, 0, 1, -1, 0, 0, 0];$$

$$S_n = [1, 0, 0, 0, 0, 0, 0];$$

$$B_i = \begin{bmatrix} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix}; \quad V_i = \begin{bmatrix} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix}; \quad G_i = 0;$$

$$B_n = \begin{bmatrix} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix}; \quad V_n = \begin{bmatrix} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix}; \quad G_n = 0;$$

$$B_k = 1, \quad G_k = 0; \quad V_k = 0.$$

При введенных допущениях производные вектора состояния в установившемся режиме равны:

$$\dot{Y}_{0i1}^+ = [-U_m \cos \delta, y_L (U_m \sin \delta - e_c(\tau_{i10})), 0, 0, 0, 0, 0]';$$

$$\dot{Y}_{0i1}^- = [0, -y_k U_m \sin \delta, -y_k U_m \sin \delta, 0, 0, 0, 0]';$$

$$\dot{Y}_{0n1}^+ = \dot{Y}_{0n1}^- = [-U_m, -y_L e_c(\tau_{n10}), 0, 0, 0, 0, 0]';$$

$$\dot{Y}_{0k1}^+ = [U_m \cos \beta, -y_k U_m \sin \beta, -y_L e_c(\tau_{k10}), -y_k U_m \sin \beta, 0, 0, 0, 0]';$$

$$\dot{Y}_{0k1}^- = [U_m \cos \beta, -y_L (U_m \sin \beta - e_c(\tau_{k10})), 0, 0, 0, 0, 0]';$$

причем $u_c = U_m \sin \tau$.

Скалярные коэффициенты μ при этом равны:

$$\mu_{i1} = -\frac{1}{y_k U_m \sin \delta}; \quad \mu_{k1} = -\frac{1}{k_a}; \quad \mu_{n1} = \frac{1}{U_m}.$$

Матрица преобразования координат при переходе к следующему интервалу повторяемости для однофазной двухполупериодной схемы

$$T = T' = T^{-1} = \begin{bmatrix} -1 & & & & & & \\ & -1 & & & & & \\ & & -1 & & & & \\ & & & 1 & & & \\ & & & & 1 & & \\ & & & & & 1 & \\ & & & & & & 1 \end{bmatrix}.$$

Полученные величины позволяют вычислить характеристическую матрицу системы и границы устойчивости системы регулирования инвертора. Расчеты проведены по алгоритму, описанному ранее, с использованием метода D-разбиения в плоскости обобщенных параметров

$$k' = \frac{k_1 k_0 \pi}{k_a \tau_p}; \quad k'' = \frac{k_2 k_0}{k_a}.$$

На рис. 5 приведены границы устойчивости для различных соотношений L/L_k при $\delta = 15^\circ$, $\beta = \beta/\pi = 0,25$.

Сопротивление емкости X_c на промышленной частоте принято равным $8X_k$. При этом емкость компенсирует около 70% потребляемой инвертором реактивной мощности.

Из рис. 5 видно, что с ростом X_L область устойчивости быстро сокращается. Так как при этом изменяется собственная частота колебаний в системе переменного тока, что вызывает различное влияние малых изменений угла β на ход кривой u_c в районе перехода через нуль, границы областей могут искажаться и взаимно пересекаться.

Из сравнения рис. 5 и 3 видно, что при $L/L_k \approx 0$ области устойчивости трехфазного и однофазного инверторов в плоскости обобщенных параметров k' , k'' при одном и том же значении β совпадают, что подтверждается и аналитической проверкой.

Однако для конечных значений L такого совпадения нет.

Выводы. 1. Рассмотренный метод позволяет исследовать устойчивость в малом систем регуляро-

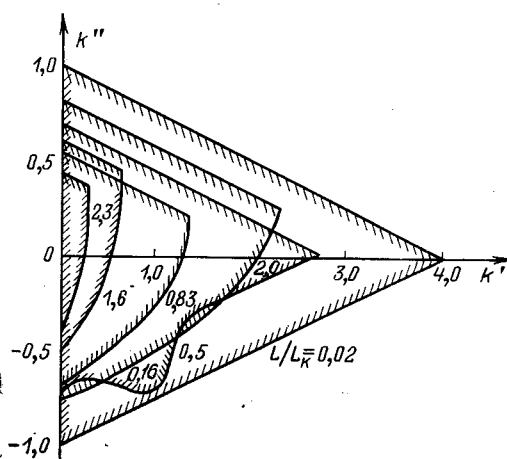


Рис. 5. Области устойчивости регулятора углов погасания однофазного инвертора в зависимости от L/L_k ; $\delta = 15^\circ$, $\beta = 0,025$.

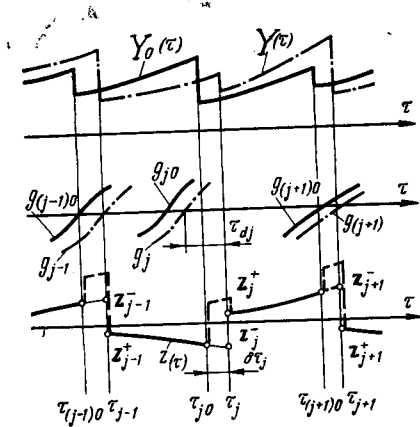


Рис. 6. К выводу матрицы перехода.

вания схем с вентильными преобразователями при любой их сложности с помощью унифицированного вычислительного алгоритма.

2. Показано, что при линейном вхождении коэффициентов системы регулирования в матрицу перехода для интервала, включающего в себя зажигание вентиля, область устойчивости легко находится методом D -разбиения.

3. Примеры расчета для простых схем дают полное совпадение результатов с результатами, полученными методом z -преобразования.

4. На примере однофазного инвертора показана существенная зависимость областей устойчивости системы регулирования углов погасания от относительной мощности приемной системы переменного тока и частоты собственных колебаний в ней даже при полной автономности устройства фазового управления.

Приложение 1. Вывод матрицы перехода для участка линейности. Пусть известно значение вектора возмущений $Z^{+}_{(j-1)r}$ (рис. 6). Так как изменение малого вектора Z за малое время δt есть малая второго порядка, значение вектора возмущений в момент $\tau = \tau_{jr} - \tau_{dj}$ можно записать в виде

$$Z_{jr}^{-d} = e^{A_{jr}(\tau_{jr0} - \tau_{dj} - (j-1)r\tau_0 - \tau_{dj})} Z_{(j-1)r}^{+}. \quad (\text{П1-1})$$

Разлагая вектор состояния $Y(\tau)$ в ряд Тейлора в окрестности момента $\tau = \tau_{jr0} - \tau_{dj}$ и удерживая члены первого порядка малости, получим:

$$Y(\tau_{jr} - \tau_{dj}) = Y_0(\tau_{jr0} - \tau_{dj}) + \dot{Y}_0(\tau_{jr0} - \tau_{dj}) \delta\tau_{jr} + Z(\tau_{jr} - \tau_{dj}) \approx \approx Y_0(\tau_{jr0} - \tau_{dj}) + \dot{Y}_0(\tau_{jr0} - \tau_{dj}) \delta\tau_{jr} + Z(\tau_{jr} - \tau_{dj}). \quad (\text{П1-2})$$

Условие переключения для этого момента с точностью до малых первого порядка запишется в виде

$$g_{jr}[Y_{jr}^{-d}, E_{jr}^{-d}, (\tau_{jr} - \tau_{dj})] = g_{jr}[Y_{jr0}(\tau_{jr0} - \tau_{dj}), E_{jr}(\tau_{jr0} - \tau_{dj}), (\tau_{jr0} - \tau_{dj})] + (S_{jr}\dot{Y}_{jr}^{-d} + S_{jr}\dot{E}_{jr}^{-d} + k_{jr})\delta\tau_{jr} + S_{jr}Z_{jr}^{-d} = 0. \quad (\text{П1-3})$$

Так как первый член в средней части (П1-3) по определению равен 0, можно найти приращение момента переключения $\delta\tau_{jr}$ с учетом (П1-1):

$$\delta\tau_{jr} = \mu_{jr} S_{jr} e^{A_{jr}(\tau_{jr0} - \tau_{dj} - (j-1)r\tau_0 - \tau_{dj})} Z_{(j-1)r}^{+}, \quad (\text{П1-4})$$

где

$$\mu = -[S_{jr}\dot{Y}_{jr}^{-d} + S_{jr}\dot{E}_{jr}^{-d} + k_{jr}]^{-1}.$$

Значение возмущенного вектора состояния справа от нового момента переключения с точностью до малых первого порядка

$$Y_{jr}^{+} = \Phi_{jr}(Y_{jr}^{-}, E_{jr}, \tau_{jr}) = \Phi_{jr}[Y_0(\tau_{jr0} - 0), E(\tau_{jr0}), \tau_{jr0}] + + B_{jr}(\dot{Y}_{0jr}\delta\tau_{jr} + Z_{jr}^{+}) + G_{jr}\dot{E}_{jr}\delta\tau_{jr} + V_{jr}\delta\tau_{jr}. \quad (\text{П1-5})$$

Значение вектора Y в этот же момент в невозмущенном режиме²

$$Y_0^{+}(\tau_{jr0} + \delta\tau_{jr}) = \Phi_{jr}[Y_0(\tau_{jr0} - 0), E(\tau_{jr0}), \tau_{jr0}] + \dot{Y}_{0jr}\delta\tau_{jr}. \quad (\text{П1-6})$$

Вектор возмущений к моменту $(\tau_{jr} - 0)$ будет иметь значение:

$$Z_{jr}^{-} = e^{A_{jr}(\tau_{jr} - \tau_{dj} - (j-1)r\tau_0)} Z_{(j-1)r}^{+}. \quad (\text{П1-7})$$

Вычитая (П1-6) из (П1-5), с учетом (П1-7) получим:

$$Z_{jr}^{+} = Y_{jr}^{+} - Y_{0jr}^{+} = (B_{jr}\dot{Y}_{jr}^{-} + G_{jr}\dot{E}_{jr} + V_{jr} - \dot{Y}_{jr}^{+})\delta\tau_{jr} + + B_{jr}e^{A_{jr}(\tau_{jr0} - \tau_{dj} - (j-1)r\tau_0)} Z_{(j-1)r}^{+}. \quad (\text{П1-8})$$

Подставляя в (П1-8) выражение (П1-4) для $\delta\tau_{jr}$ и вынося $Z_{(j-1)r}^{+}$ за скобки, получим окончательно:

$$Z_{jr}^{+} = [\mu_{jr}(B_{jr}\dot{Y}_{0jr}^{-} + G_{jr}\dot{E}_{jr} + V_{jr} - \dot{Y}_{0jr}^{+}) S_{jr} e^{-A_{jr}\tau_{dj}} + + B_{jr}] e^{A_{jr}(\tau_{jr0} - \tau_{dj} - (j-1)r\tau_0)} Z_{(j-1)r}^{+}. \quad (\text{П1-9})$$

Приложение 2. Распространение матрицы перехода на неосновной интервал повторяемости. В симметричном установившемся режиме работы преобразователя справедливо преобразование подобия:

$$H_{j(r+l)} = T^l H_{jr} T^{-l}, \quad (\text{П2-1})$$

причем вывод (П2-1) сделан ранее для случая, когда вектор состояния не имеет разрывов в моменты переключения. Рассматриваемый здесь более общий случай отличается тем, что значения вектора состояния до и после момента переключения не равны и связаны векторной функцией

$$Y_{jr}^{+} = \Phi_{jr}(Y_{jr}^{-}, E_{jr}^{-}, \tau_{jr}). \quad (\text{П2-2})$$

Для интервала повторяемости с номером $r+l$ соответственно можно записать:

$$Y_{j(r+l)}^{+} = \Phi_{j(r+l)} \left[Y_{j(r+l)}^{-}, E_{j(r+l)}^{-}, \left(\tau_{jr} + \frac{2\pi l}{m} \right) \right]. \quad (\text{П2-3})$$

Подставив в (П2-3) условия $Y_{j(r+l)}^{\pm} = T^l Y_{jr}^{\pm}$ и $E_{j(r+l)} = T^l E_{jr}$ получим:

$$T^l Y_{jr}^{+} = \Phi_{j(r+l)} \left[T^l Y_{jr}^{-}, T^l E_{jr}, \left(\tau_{jr} + \frac{2\pi l}{m} \right) \right]. \quad (\text{П2-4})$$

Подставляя в левую часть (П2-4) выражение (П2-2) и дифференцируя полученное выражение по Y_{jr}^{-} , найдем:

$$T^l B_{jr} = B_{j(r+l)} T^l,$$

или

$$B_{j(r+l)} = T^l B_{jr} T^{-l}. \quad (\text{П2-5})$$

Аналогично можно получить такое же выражение для G_{jr} и выражения

$$V_{j(r+l)} = T^l V_{jr}, \quad S_{j(r+l)} = S_{jr} T^{-l}, \quad S_{j(r+l)}^e = S_{jr}^e T^{-l}.$$

Так как остальные величины, линейно входящие в выражение для матрицы H , также подчиняются преобразованию подобия с матрицей T , то выражение (П2-1) справедливо и для рассматриваемого случая.

Приложение 3. Определение областей устойчивости в плоскости коэффициентов регулирования. Расчет области устойчивости сводится к отображению на плоскость коэффициентов M_1, M_2 системы регулирования единичной окружности в плоскости корней λ харак-

² Формула (П1-6) записана для положительных значений $\delta\tau_{jr}$. При отрицательных значениях промежуточные выкладки несколько изменятся, но конечный результат будет тем же.

теристического уравнения системы

$$|G(M_1, M_2) - \lambda I| = \left| T^{-1} \prod_{j=1}^l H_j(M_1, M_2) - \lambda I \right| = 0. \quad (ПЗ-1)$$

В соответствии с выражением (10) матрицы H_j могут быть представлены в виде

$$H_j = W_{je} A_j (\Delta \tau_{j(j-1)} - \tau_{dj}) + B_{je} A_j \Delta \tau_{j(j-1)}; \quad (ПЗ-2)$$

$$W_j = -[S_j \dot{Y}_{0j} + S_e E_0 j + k_j]^{-1} [B_j \dot{Y}_{0j} + G_j \dot{E}_{0j} + V_j - \dot{Y}_{0j}^+ S_j]. \quad (ПЗ-3)$$

Если в качестве варьируемых параметров системы выбрать коэффициенты усиления на входе устройства фазоимпульсного преобразования (например, коэффициенты усиления по пропорциональному и интегральному каналам регулятора угла погасания), то эти коэффициенты войдут только в матрицу строку S_k , определяющую удельные приращения угла зажигания от изменения отдельных сигналов регулятора, и, следовательно, — только в матрицу W_k .

Характеристическое уравнение (ПЗ-1) можно в силу сказанного записать в виде:

$$|R_1(M_1, M_2) + R_2(\lambda)| = 0. \quad (ПЗ-4)$$

Из (ПЗ-3) видно, что W_k является произведением матрицы-столбца на матрицу-строку. Так как ранг матрицы-произведения не выше рангов матриц-составляющих, ранг W_k и любых ее произведений с другими матрицами не превосходит 1 и, следовательно, все столбцы (строки) матрицы $R_1(M_1, M_2)$ пропорциональны. При этом характер зависимости элементов R_1 от коэффициентов M_1 и M_2 будет таким же, как и у элементов W_k . В частности, если коэффициенты M_1 и M_2 линейно входят в элементы W_k , то они линейно войдут и в элементы R_1 .

Значение определителя (ПЗ-4) не изменится, если из каждого его столбца, кроме первого, вычесть первый столбец, умноженный на соответствующий коэффициент пропорциональности. В полученном таким образом определителе от коэффициентов системы регулирования зависит только первый столбец. Можно утверждать поэтому, что если в элементы матрицы W_k коэффициенты системы регулирования входят линейно, то они линейно входят и в коэффициенты характеристического уравнения, которое в этом случае может быть записано в виде

$$P_1(\lambda) M_1 + P_2(\lambda) M_2 + P_0(\lambda) = 0, \quad (ПЗ-5)$$

где $P(\lambda)$ — многочлены от λ .

При $\lambda = e^{j\varphi}$ уравнение (ПЗ-5) дает искомое отображение.

Для определения коэффициентов $P_1(e^{j\varphi_0})$, $P_2(e^{j\varphi_0})$, при фиксированном $\varphi = \varphi_0$ следует в характеристическом определителе положить поочередно

$$M_1 = 0, M_2 = 0; M_1 = 1, M_2 = 0; M_1 = 0, M_2 = 1.$$

Тогда

$$\left. \begin{aligned} P_0(e^{j\varphi_0}) &= |Q(0, 0) - 1 e^{j\varphi_0}|; \\ P_1(e^{j\varphi_0}) &= |Q(1, 0) - 1 e^{j\varphi_0}| - P_0(e^{j\varphi_0}); \\ P_2(e^{j\varphi_0}) &= |Q(0, 1) - 1 e^{j\varphi_0}| - P_0(e^{j\varphi_0}). \end{aligned} \right\} \quad (ПЗ-6)$$

Разбив уравнение (ПЗ-5) с комплексными коэффициентами на два уравнения с действительными коэффициентами, можно найти значения $M_1(e^{j\varphi_0})$ и $M_2(e^{j\varphi_0})$, соответствующие $\lambda = e^{j\varphi_0}$.

Так как $(e^{j\varphi_0})^n = \cos n\varphi_0 + j \sin n\varphi_0$ действительная и мнимая части уравнения (ПЗ-5) могут быть представлены в форме

$$\left. \begin{aligned} M_1 \sum_{k=0}^n a_k \cos k\varphi_0 + M_2 \sum_{k=0}^n b_k \cos k\varphi_0 + \sum_{k=0}^n c_k \cos k\varphi_0 &= 0; \\ M_1 \sum_{k=1}^n a_k \sin k\varphi_0 + M_2 \sum_{k=1}^n b_k \sin k\varphi_0 + \sum_{k=1}^n c_k \sin k\varphi_0 &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (ПЗ-7)$$

Поскольку $\cos k\varphi = \cos(-k\varphi)$ и $\sin k\varphi = -\sin(-k\varphi)$ оба уравнения (ПЗ-7) сохраняют силу при изменении знака φ . Поэтому для нахождения полной границы области устойчивости можно ограничиться вариацией φ от 0 до π . При $\varphi_0 = 0$ и $\varphi_0 = \pi$ второе уравнение системы (ПЗ-7) обращается в тождество, а первое определяет две особые прямые:

$$\left. \begin{aligned} P_1(1) M_1 + P_2(1) M_2 + P_0(1) &= 0; \\ P_1(-1) M_1 + P_2(-1) M_2 + P_0(-1) &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (ПЗ-8)$$

Выделение областей устойчивости в D -разбиении производится по известным правилам.

Принятые обозначения:

A_{jr} — матрица коэффициентов при переменных состояниях в системе дифференциальных уравнений инвертора на j -м участке линейности интервала повторяемости структуры с номером r ;

$B_{jr} = \frac{\partial \Phi_{jr}}{\partial Y_{jr}}$ — матрица из частных производных компонент векторной функции $\Phi_{jr}(\cdot)$ по компонентам вектора Y_{jr} ;

E — вектор внешних воздействий;

F_{jr} — матрица коэффициентов при внешних воздействиях в системе дифференциальных уравнений инвертора;

$G_{jr} = \frac{\partial \Phi_{jr}}{\partial E_{jr}}$ — матрица из частных производных компонент векторной функции $\Phi_{jr}(\cdot)$ по компонентам вектора E_{jr} ;

H_{jr}^+ — матрица перехода, связывающая значение вектора возмущений Z справа от j -го и $(j-1)$ -го моментов переключения на интервале повторяемости с номером r ;

H_{jr}^+ — матрица перехода, связывающая значения вектора возмущений справа от моментов переключения τ_{jr} и $\tau_{j(r+m)}$;

$S_{jr}, S_{e jr}$ — матрицы-строки из частных производных скалярной функции переключения $g_{jr}(\cdot)$ по компонентам векторов Y и E соответственно;

T — матрица преобразования координат при переходе от r -го к $(r+1)$ -му интервалу повторяемости структуры;

$V_{jr} = \frac{\partial \Phi_{jr}}{\partial \tau_{jr}}$ — матрица-столбец из частных производных компонент векторной функции $\Phi_{jr}(\cdot)$ по значениям момента времени τ_{jr} ;

$Y(\tau), Y_0(\tau)$ — вектор состояния системы и его значение в исходном установившемся режиме;

Y_{jr}^+, Y_{jr}^- — значения вектора Y справа и слева от момента переключения τ_{jr} ;

$$\dot{Y} = \frac{d}{d\tau} (Y(\tau));$$

$Z(\tau) = Y(\tau) - Y_0(\tau)$ — вектор малых возмущений;

$\Phi_{jr}(\cdot)$ — векторная функция, определяющая значение вектора состояния справа от момента переключения τ_{jr} ;

$g_{jr}(\cdot)$ — скалярная функция, определяющая момент переключения τ_{jr} ;

j — номер участка линейности в пределах интервала повторяемости структуры;

$$k_{jr} = \frac{\partial g_{jr}(\cdot)}{\partial \tau_{jr}} \text{ — скалярный коэффициент;}$$

m — число фаз преобразователя;

p — число участков линейности на интервале повторяемости структуры;

r — номер интервала повторяемости структуры;

β — угол опережения зажигания;

γ — угол коммутации;
 $\delta = (\tau_{nr} - \tau_{ir})$ — условный угол погасания вентилей;
 δ — истинный угол погасания; при $\beta < \pi/3$: $\delta = \delta'$, при $\beta \geq \pi/3$: $\delta = \tau_{k(r+1)} - \tau_{ir}$;
 λ — собственные значения матрицы перехода (корни характеристического уравнения системы);
 μ_{jr} — скалярные коэффициенты усиления в выражении, определяющем матрицу H_{jr}^+ ;
 ρ — коэффициент затухания;
 τ — текущее время (в радианной мере);
 $\tau_{jr}, \tau_{jro}, \delta\tau_{jr}$ — момент переключения в конце j -го участка линейности на интервале повторности r , его значение в установившемся режиме и малое отклонение соответственно;
 ω — круговая частота в приемной системе переменного тока.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Розенвассер Е. Н. Колебания нелинейных систем. М., «Наука», 1969.
2. Holtz I. Ein neues Zündsteuerverfahren für am schwachen Netz. — «Elektrotechn. Z.», 1970, Bd A91, № 6.
3. Ainsworth J. D. The phase-locked oscillator — a new control system for controlled static converters. — «IEEE transactions», 1968, vol. PAS-87, № 3.

4. Иванов В. А., Чемоданов Б. К., Медведев В. С. Математические основы теории автоматического регулирования. М., «Высшая школа», 1971.

5. Analysis of rectifier circuits by state variable method. — «Electrical engineering in Japan», 1972, vol. 92-B, № 5. Aut.: N. Matsui, N. Kidera, J. Tsunehira, J. Adachi.

6. Ольшванг М. В., Ермолович Э. С. Влияние режимных и малых параметров на устойчивость регулирования тока вентильного преобразователя при работе на индуктивность и э. д. с. — «ЭП. Преобразовательная техника», 1973, вып. 8 (43).

7. Герценберг Г. Р., Левченко В. В., Ступель А. И. Исследование режимов преобразователей, работающих на сложную приемную систему, методом гармонического анализа. — В кн.: Сб. докладов «Теоретические и электрофизические проблемы электроэнергетики», Л., АН СССР, 1973.

8. Nealy M. Study of methods of computing transitions matrices. — «Proceedings of the IEE», 1973, vol. 120, № 8.

9. Цыпкин Я. З. Теория линейных импульсных систем. М., Физматгиз, 1963.

10. Берх И. М. Устойчивость системы регулирования углов погасания инвертора. — «Изв. НИИПТ», Л., «Энергия», 1970, вып. 16.

11. Поссе А. В. Схемы и режимы электропередач постоянного тока. М., «Энергия», 1973.

[6.10.1975]

УДК 621.372.012.8.001.24

Численный анализ процессов в линейных электрических цепях с помощью итеративных схем замещения

Канд. техн. наук СМЕРНОВ В. П.

Ташкентский политехнический институт

В решении задачи оптимального проектирования электрических устройств значительный объем по времени занимает расчет переходных и установившихся режимов в электрических цепях. В процедуре численного анализа режима с помощью ЦВМ четко различимы две стадии:

составление системы дифференциальных или интегродифференциальных уравнений, адекватной физическим процессам [Л. 1 и 2];

решение полученной системы одним из известных численных методов [Л. 3 и 4].

Численные методы решения систем дифференциальных уравнений (ДУ) ориентированы на системы уравнений первого порядка, приведенные к нормальной форме, и поэтому первой стадии в расчетах электрических цепей уделяется большое внимание. Наиболее гибкий алгоритм составления системы ДУ первого порядка в нормальной форме представлен методом переменных состояния [Л. 1]. Несмотря на популярность этого метода, нужно отметить его громоздкость, значительные затраты времени на изучение метода, трудности реализации в цепях с трансформаторами и топологическими вырождениями типа «емкостный контур» или «индуктивное сечение».

Ниже излагается метод итеративных схем замещения (ИСЗ) численного анализа режимов для линейных электрических цепей, в котором отсутствуют указанные недостатки.

Известно, что связь между токами и напряжениями различных участков произвольной электрической схемы в любой отдельно взятый момент времени описывается системой линейных алгебраических уравнений. Взаимосвязанные изменения этих токов и напряжений описываются системой дифференциальных уравнений, причем вид процесса определяется законами изменения во времени внешних воздействий и тем, как изменяются напряжения на емкостях и токи индуктивностей (инерциальные величины или переменные состояния). Изменения э. д. с. $e(t)$ и токов $i(t)$ внешних воздействий обычно даны, и основную сложность представляет определение инерциальных величин.

Численный анализ процессов в цепи состоит в определении значений токов и напряжений последовательно в дискретные моменты $t=0, t_1, \dots, t_{n-j}, \dots, t_n, t_{n+1}, \dots$ при известных начальных значениях всех инерциальных величин. Примем, что шаг вычислений $h=t_{n+1}-t_n=\text{const}$.

Напряжение и ток на зажимах любого реактивного элемента связаны между собой через простейшее ДУ первого порядка:

$$y' = \frac{dy}{dt} = f(t), \quad (1)$$

имеющее решение для $(n+1)$ -го момента времени:

$$y_{n+1} = y_n + \int_{t_n}^{t_{n+1}} y'(t) dt. \quad (2)$$

В теории приближенных вычислений решение (2), определяющее значение инерциальной величины в $(n+1)$ -й точке, представляется различными формулами численного интегрирования, которые являются частными случаями общего соотношения [Л. 3 и 4]:

$$y_{n+1} = C_0 y_n + C_1 y_{n-1} + C_2 y_{n-2} + \dots + h(B_{-1} y'_{n+1} + B_0 y'_n + B_1 y'_{n-1} + \dots). \quad (3)$$

Как видно из (3), значение $y(t)$ в момент $t_{n+1}=h(n+1)$ определяется как сумма линейной комбинации $y(t)$ в предшествующие моменты времени с весами C_i и произведения шага h на линейную комбинацию значений первой производной в предшествующие моменты с весами B_i . В зависимости от наличия члена $B_{-1} y_{n+1}$ формулы делятся на две большие группы: экстраполяционные и интерполяционные. В частности, в практике численного интегрирования ДУ часто используются экстраполяционные формулы вида

$$y_{n+1} = y_{n-j} + h \sum_{i=0}^k a_{ki} y'_{n-i}$$

и интерполяционные формулы вида

$$y_{n+1}^n = y_{n-j} + h \sum_{i=0}^k b_{ki} y'_{n+1-i}$$

при разных неотрицательных j и k [Л. 3 и 4]. В последние годы приобрели популярность интерполяционные формулы вида [Л. 8]

$$y_{n+1}^n = \sum_{i=0}^k C_{ki} y_{n-i} + h b_{ky}'_{n+1}.$$

Число k учитываемых значений первой производной $y'(t)$ или самой функции $y(t)$ определяет порядок формулы. Веса a , b , c значений первой производной или функции в различные моменты времени отличаются как по индексу i , так и в формулах различных порядков. Известные формулы Адамса ($j=0$) до третьего порядка включительно приведены в табл. 1 [Л. 3].

Таблица 1

Порядок	Формулы численного интегрирования по Адамсу	
	экстраполяционные	интерполяционные
Первый	$y_{n+1} = y_n + h y'_n$	$y_{n+1} = y_n + h y'_{n+1}$
Второй	$y_{n+1} = y_n + h \left(\frac{3}{2} y'_n - \frac{1}{2} y'_{n-1} \right)$	$y_{n+1} = y_n + h \left(\frac{1}{2} y'_{n+1} + \frac{1}{2} y'_n \right)$
Третий	$y_{n+1} = y_n + h \left(\frac{23}{12} y'_n - \frac{16}{12} y'_{n-1} + \frac{5}{12} y'_{n-2} \right)$	$y_{n+1} = y_n + h \left(\frac{5}{12} y'_{n+1} + \frac{8}{12} y'_n - \frac{1}{12} y'_{n-1} \right)$

Для дальнейших целей любую экстраполяционную формулу будем записывать в виде

$$y_{n+1}^n = y_{\Delta n}^n + h a y'_n, \quad (4)$$

а интерполяционную — в виде

$$y_{n+1}^n = y_{\Delta n}^n + h b y'_{n+1} \quad (5)$$

(буква «э» в нижнем индексе означает «эквивалентный») и трактовать вычисление y_{n+1} как сумму $y_{\Delta n}$, учитывающую предысторию процесса до момента t_n , и результата развития процесса на интервале h с постоянной скоростью, определяемой производной на левой или правой границе интервала.

Состояние ИСЗ реактивных элементов цепи. Процессы в конденсаторах и индуктивностях описываются уравнениями типа (1):

$$\frac{du_c}{dt} = \frac{1}{C} i_c(t); \quad \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} u_L(t).$$

Решение этих уравнений для $(n+1)$ -го момента времени

$$U_{c(n+1)} = U_{c(n)} + \frac{1}{C} \int_{t_n}^{t_{n+1}} i_c(t) dt;$$

$$I_{L(n+1)} = I_{L(n)} + \frac{1}{L} \int_{t_n}^{t_{n+1}} U_L(t) dt$$

не отличается от (2) и может быть также представлено в виде (3) или в каких-то конкретных формулах численного интегрирования. В табл. 2 приведены такие формулы, соответствующие соотношениям Адамса из табл. 1.

Составление ИСЗ поясним на примере конкретных формул второго порядка из табл. 2. В случае применения экстраполяционной формулы

$$\left. \begin{aligned} U_{c(n+1)} &= U_{c(n)} - \frac{1}{2} \frac{h}{C} I_{c(n-1)} + \frac{3}{2} \frac{h}{C} I_{c(n)} = \\ &= U_{c(n)} + \Delta U_{\Delta c} + a \frac{h}{C} I_{c(n)}; \\ I_{L(n+1)} &= I_{L(n)} - \frac{1}{2} \frac{h}{L} U_{L(n-1)} + \frac{3}{2} \frac{h}{L} U_{L(n)} = \\ &= I_{L(n)} + \Delta I_{\Delta L} + a \frac{h}{L} U_{L(n)}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Таблица 2

Элемент	Формулы численного интегрирования по Адамсу для элементов электрических цепей		Порядок
	экстраполяционные	интерполяционные	
Емкость	$U_{c(n+1)} = U_{c(n)} + \frac{h}{C} I_{c(n)}$	$U_{c(n+1)} = U_{c(n)} + \frac{h}{C} I_{c(n+1)}$	Первый
	$U_{c(n+1)} = U_{c(n)} + \frac{h}{C} \left(\frac{3}{2} I_{c(n)} - \frac{1}{2} I_{c(n-1)} \right)$	$U_{c(n+1)} = U_{c(n)} + \frac{h}{C} \left(\frac{1}{2} I_{c(n+1)} + \frac{1}{2} I_{c(n)} \right)$	Второй
	$U_{c(n+1)} = U_{c(n)} + \frac{h}{C} \left(\frac{23}{12} I_{c(n)} - \frac{16}{12} I_{c(n-1)} + \frac{5}{12} I_{c(n-2)} \right)$	$U_{c(n+1)} = U_{c(n)} + \frac{h}{C} \left(\frac{5}{12} I_{c(n+1)} + \frac{8}{12} I_{c(n)} - \frac{1}{12} I_{c(n-1)} \right)$	Третий
Индуктивность	$I_{L(n+1)} = I_{L(n)} + \frac{h}{L} U_{L(n)}$	$I_{L(n+1)} = I_{L(n)} + \frac{h}{L} U_{L(n+1)}$	Первый
	$I_{L(n+1)} = I_{L(n)} + \frac{h}{L} \left(\frac{3}{2} U_{L(n)} - \frac{1}{2} U_{L(n-1)} \right)$	$I_{L(n+1)} = I_{L(n)} + \frac{h}{L} \left(\frac{1}{2} U_{L(n+1)} + \frac{1}{2} U_{L(n)} \right)$	Второй
	$I_{L(n+1)} = I_{L(n)} + \frac{h}{L} \left(\frac{23}{12} U_{L(n)} - \frac{16}{12} U_{L(n-1)} + \frac{5}{12} U_{L(n-2)} \right)$	$I_{L(n+1)} = I_{L(n)} + \frac{h}{L} \left(\frac{5}{12} U_{L(n+1)} + \frac{8}{12} U_{L(n)} - \frac{1}{12} U_{L(n-1)} \right)$	Третий

Таблица 3

Элемент	Расчетные схемы замещения реактивных элементов электрических цепей при применении формул	
	экстраполяционных	интерполяционных
Емкость		
Индуктивность		

В случае применения интерполяционной формулы подход остается тем же, и мы получаем:

$$\left. \begin{aligned} U_{c(n+1)} &= U_{c(n)} + \Delta U_c + b \frac{h}{C} I_{c(n+1)}; \\ I_{L(n+1)} &= I_{L(n)} + \Delta I_L + b \frac{h}{L} U_{L(n+1)}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Поскольку h/C имеет размерность сопротивления, а h/L — размерность проводимости, можно любую из формул численного интегрирования табл. 2 привести к одной из полученных форм и поставить ей в соответствие активный двухполюсник постоянного тока, в котором строго определены направления отсчета токов и напряжений. В табл. 3 показаны в общем виде такие расчетные схемы замещения емкости и индуктивности, названные итеративными в силу того, что они в неизменном виде используются для повторяющегося от шага к шагу вычислительного процесса. На схемах табл. 3 проводимость изображена заштрихованным прямоугольником.

При составлении ИСЗ реактивных элементов необходимо учитывать следующие положения:

в соответствии с табл. 2 и полученными в (6) и (7) соотношениями a — вес производных $\frac{1}{C} I_{c(n)}$ и $\frac{1}{L} U_{L(n)}$ в экстра-

поляционных формулах; b — вес производных $\frac{1}{C} I_{c(n+1)}$, $\frac{1}{L} U_{L(n+1)}$ в интерполяционных формулах;

форма представления ИСЗ реактивных элементов в табл. 3 является достаточно общей. Однако выражения для вычисления э. д. с. и токов источников даны в соответствии с алгоритмами Адамса, в которых согласно (4) — (7) предыстория процесса описывается величинами:

$$\left. \begin{aligned} U_{cs(n)} &= U_{c(n)} + \Delta U_c; \\ I_{Ls(n)} &= I_{L(n)} + \Delta I_L. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Итеративные схемы замещения реактивных элементов могут быть построены на основе любой формулы численного интегрирования при условии, что э. д. с. $U_{cs(n)}$ и токи $I_{Ls(n)}$ источников в соответствии с (4) и (5) будут представлены суммой всех составляющих расчетной формулы за исключением одной, содержащей n -е значение производной в экстраполяционных формулах и $(n+1)$ -е значение производной в интерполяционных.

В дальнейшем активное сопротивление в ИСЗ конденсаторов будем обозначать как R_c , а проводимость в ИСЗ индук-

тивностей как Y_L и отметим, что их величины определяются порядком расчетной формулы и величиной шага h .

Составление ИСЗ для цепей без трансформаторов и численный анализ процессов. Полученные ИСЗ реактивных элементов соответствуют приближенному анализу процессов на их зажимах в интервале $(t_{n+1} - t_n)$. Для вычисления мгновенных значений всех токов и напряжений в исследуемой цепи в момент t_{n+1} изобразим ее в ИСЗ вместо реальных реактивных элементов и в результате получим возможность, используя известные законы электротехники, установить недостающие величины, определяющие взаимодействие реактивных с источниками внешних воздействий и другими элементами цепи.

Упоминание о возможности представления реактивных элементов на шаге расчета активными двухполюсниками встречается в [Л. 6, 7 и 9].

В [Л. 7 и 9] такое представление осуществлено на основе формулы [Л. 8] в виде двухполюсников типа $y - I$ для емкости и $R - E$ для индуктивности. Предлагаемая форма ИСЗ реактивных элементов ближе к устойчивым электротехническим представлениям о природе процессов в инерционных элементах, чем в [Л. 7 и 9].

Расчет ИСЗ соответствует приближенному вычислению режима реальной цепи в t_{n+1} момент времени и может быть проделан известными компактными методами (контурных токов, узловых потенциалов или определяющих величин). В приложении дан пример анализа с применением интерполяционной формулы второго порядка.

Если принять, что при расчете режима в точке t_{n+1} имеется полная информация о токах и напряжениях в точке t_n , то из рассмотрения экстраполяционных ИСЗ следует, что для них система расчетных уравнений переопределена и в силу этого противоречива.

В интерполяционных ИСЗ таких противоречий нет и можно рассматривать интерполяционные ИСЗ как схему расчета последующих по времени (индекс $n+1$) значений интересующих нас функций по известным предыдущим значениям (индекс n) этих функций и их производных. При таком подходе расчет ИСЗ, например методом узловых потенциалов, приводит к матричному соотношению

$$Y_y \cdot \vec{U}_{y(n+1)} = \sum \vec{I}_{s(n+1)} + \sum \frac{\vec{U}_{cs(n)}}{R_c} + \sum \vec{I}_{Ls(n)}, \quad (9)$$

где Y_y — матрица узловых проводимостей; $\vec{U}_{y(n+1)}$ — матрица-столбец узловых потенциалов, определяющих последующие значения искомых функций (напряжений на конденсаторах и

токов в индуктивностях); $\sum \vec{I}_{s(n+1)}$ — матрица-столбец токов с элементами, определяемыми как сумма токов в узле, зада-

ваемых источниками внешних воздействий; $\sum \frac{\vec{U}_{cs(n)}}{R_c}$ — то же,

но задаваемых в узел от источников э. д. с. ИСЗ конденсаторов с величинами $U_{cs(n)}$, определяемыми через предыдущие расчетные значения режимов этих двухполюсников по (8); $\sum \vec{I}_{Ls(n)}$ — то же, но задаваемых в узел от источников тока ИСЗ индуктивностей с величинами $I_{Ls(n)}$, определяемыми через предыдущие расчетные значения режимов этих двухполюсников по (8).

Составление ИСЗ трансформаторов и численный анализ цепей с трансформаторами. Согласно известной теории реальному двухобмоточному трансформатору с учетом потоков рассеяния и потерь в обмотках соответствует эквивалентная схема, представленная на рис. 1. Здесь резисторы и индуктивности моделируют потери и потоки рассеяния, а часть схемы (пунктир) представляет собой так называемый совершенный трансформатор [Л. 5] с числом витков обмоток w_1 и w_2 , опи-

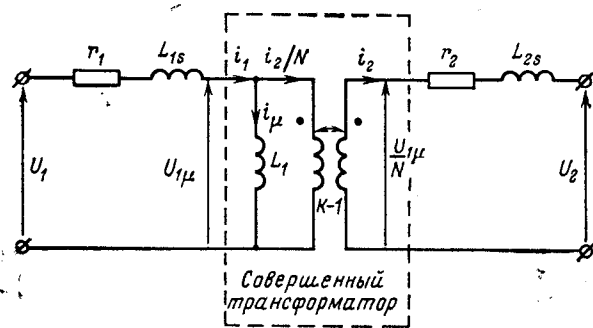


Рис. 1.

сываемый известными соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} u_{1\mu} &= L_1 \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt}; \\ u_{2\mu} &= -L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

В таком трансформаторе коэффициент связи обмоток $k=1$ и справедливо соотношение

$$L_1 L_2 - M^2 = 0,$$

и в соответствии с (10) имеет место равенство

$$\frac{u_{2\mu}}{u_{1\mu}} = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{1}{N}. \quad (11)$$

Таким образом, в совершенном трансформаторе $u_{2\mu}$ и $u_{1\mu}$ подобны с коэффициентом $1/N$, но изменения токов i_1 и i_2 не подобны из-за ответвления части тока i_1 в намагничивающую ветвь:

$$i_1 = i_{1\mu} + i_2/N. \quad (12)$$

Согласно рис. 1 рассматриваем первичную обмотку как генераторную, а вторичную как нагрузочную. Интегрируя первое уравнение в (10) и учитывая все последующие соотношения, получим:

$$i_1(t) = \left[i_1(0) - \frac{1}{N} i_2(0) \right] + \frac{1}{L_1} \int_0^t u_{1\mu}(t) dt + \frac{1}{N} i_2(t),$$

откуда на $(n+1)$ -м шаге численного анализа имеем:

$$\begin{aligned} I_1(n+1) &= \left[I_1(n) - \frac{1}{N} I_2(n) \right] + \frac{h}{L_1} U_{1\mu(n+1)} + \frac{1}{N} I_2(n+1) = \\ &= I_{1\mu n} + \frac{h}{L_1} U_{1\mu(n+1)} + \frac{1}{N} I_2(n+1) = I_{1\mu(n+1)} + \frac{1}{N} I_2(n+1), \end{aligned} \quad (13)$$

что находится в согласии с (12).

Выражению (13) и эквивалентной схеме на рис. 1 соответствует ИСЗ на рис. 2, состоящая из двух частей, связываемых в процессе расчета через величины токов и напряжений первичной и вторичной обмоток (изображена ИСЗ для интерполяционных расчетов). В принципе использование такой ИСЗ трансформатора возможно, однако, на каждом шаге расчета придется проводить многократные вычисления режима ИСЗ цепей, связанных с первичной и вторичной обмотками, отыскивая методом последовательных приближений взаимно соответствующие друг другу значения токов и напряжений ИСЗ трансформатора.

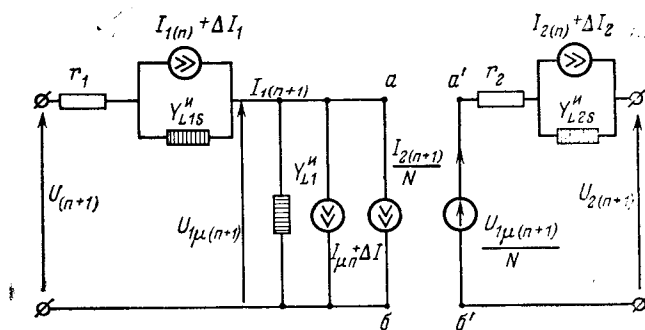


Рис. 2.

Гораздо более результативный подход может быть развит, если учесть, что ИСЗ обеих частей цепи представляет собой цепи постоянного тока и для их совмещения достаточно осуществить пропорциональное приведение правой части к зажимам ab или левой части к зажимам $a'b'$.

Для приведения, например, к зажимам ab достаточно во всей ИСЗ правой части значения токов источников тока разделить на N , напряжений источников э. д. с. умножить на N , а для сохранения уровня потребляемой активной мощности умножить значения всех сопротивлений на N^2 , а проводимостей — разделить на N^2 .

В результате появится возможность на каждом шаге расчета анализировать режим электрической цепи с помощью одного соотношения типа (9) вне зависимости от наличия трансформатора, и матрица Y_y останется симметричной.

Выводы. 1. Метод итеративных схем замещения позволяет связать в неразрывном комплексе свойства электрической цепи и применяемого при численном анализе вычислительного алгоритма.

2. Дискретный пошаговый анализ процесса приводит к описывающей системе алгебраических уравнений, которой соответствует ИСЗ постоянного тока.

3. Численный анализ процессов в цепях с трансформаторами может быть сведен к расчету единой ИСЗ постоянного тока.

Приложение 1. Об отношении одношаговых методов численного интегрирования к методу ИСЗ. К одношаговым методам относят метод Эйлера с модификациями и метод Рунге — Кутты, базирующие вычисление $(n+1)$ -го значения функции на информации, получаемой внутри $(n+1)$ -го шага интегрирования [Л. 6]. Обычно эти методы выделяются как независимые от совокупности экстраполяционных и интерполяционных формул. Однако, если рассматривать одношаговые методы для интегрирования уравнений типа (1), в которых правая часть зависит только от времени, то легко улавливается их взаимосвязь. Например, для широко известной формулы Рунге — Кутты четвертого порядка [Л. 3 и 5]

$$y(n+1) = y(n) + \frac{1}{6} (k_1 + 2k_2 + 2k_3 + k_4),$$

составляющие суммы в скобках приобретают вид:

$$k_1 = hy'(n); \quad k_2 = k_3 = hy'(n+0,5); \quad k_4 = hy'(n+1),$$

где $y'(n+0,5)$ — значение производной в середине $(n+1)$ -го шага. Тогда

$$y(n+1) = y(n) + \frac{h}{6} (y'(n) + 4y'(n+0,5) + y'(n+1)),$$

и, приняв новый шаг, равный половине исходного, получим возможность, изменив индексацию, переписать:

$$y_{n+1} = y_{n-1} + \frac{h_0}{3} (y'_{n-1} + 4y'_n + y'_{n+1}).$$

Анализ и расчет схемы подавления квадратурной составляющей напряжения

Доктор техн. наук ГОСТЕВ В. И.

Киев

При проектировании высокоточных систем автоматического управления и регулирования, работающих на несущей частоте, значительное внимание уделяется вопросам компенсации и подавления квадратурной помехи, которая способна насыщать усилители, вызывать добавочное нагревание двигателя, смещать нуль в системе и т. п. Разработано достаточно большое число схем для подавления и компенсации квадратурной составляющей напряжения [Л. 1—16]*. Однако число работ, в которых изложена теория, анализ и расчет этих схем, весьма ограничено. Более того, теоретические и практические возможности многих схем в полной мере не выявлены.

Ниже изложен анализ и расчет схемы подавления квадратурной составляющей напряжения (рис. 1, а), состоящей из прерывателя КЛ1, частота коммутации которого равна удвоенной несущей частоте, и конденсатора С. Сопротивление R_1 представляет собой суммарное сопротивление источника входного сигнала и прерывателя в замкнутом состоянии, а сопротивление R_2 является входным сопротивлением электрической цепи, на которую нагружается схема.

Процессы в схеме в относительном времени $\bar{t} = t/T = n + \varepsilon$, где $T = 2\pi/\omega_n$; ω_n — угловая несущая частота; $n = 0, 1, 2, \dots$; $0 \leq \varepsilon \leq 1$, описываются уравнениями (см. рис. 1, б) в интервалах $n \leq \bar{t} \leq n + \gamma$ и $n + 0,5 \leq \bar{t} \leq n + 0,5 + \gamma$

$$\frac{du_c(\bar{t})}{d\bar{t}} - q_1 u_c(\bar{t}) = -k_1 q_1 u_{вх}(\bar{t}), \quad (1)$$

и в интервалах $n + \gamma \leq \bar{t} \leq n + 0,5$ и $n + 0,5 + \gamma \leq \bar{t} \leq n + 1$

$$\frac{du_c(\bar{t})}{d\bar{t}} - q'_1 u_c(\bar{t}) = 0. \quad (2)$$

В этих уравнениях $q_1 = -\frac{T(R_1 + R_2)}{R_1 R_2 C}$ и $k_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ — параметры цепи при замкнутых контактах прерывателя;

$q'_1 = -T/R_2 C$ — параметр цепи при разомкнутых контактах прерывателя; $u_c(\bar{t})$ — напряжение на конденсаторе, равное выходному значению напряжения схемы. Входное напряжение запишем в виде:

$$u_{вх}(\bar{t}) = F(\bar{t}) \sin(2\pi\bar{t} + \theta), \quad (3)$$

где θ — начальная фаза несущей относительно моментов замыкания прерывателя.

Найдем разностное уравнение, которое определяет напряжение на конденсаторе в дискретные моменты времени $\bar{t} = n$. Для этого, введя обозначение

ния смещенных решетчатых функций $u_c(\bar{t}) = u_c[n + \varepsilon] = u_c[n, \varepsilon]$ и $u_{вх}(\bar{t}) = u_{вх}[n + \lambda] = u_{вх}[n, \lambda]$, $0 \leq \lambda \leq 1$, запишем значения напряжения на конденсаторе в промежутке времени $n \leq \bar{t} \leq n + 1$.

В интервале $0 \leq \varepsilon \leq \gamma$ при начальном условии $u_c[n]$, которое пока неизвестно, решение уравнения (1) имеет вид:

$$u_c[n, \varepsilon] = u_c[n] e^{q_1 \varepsilon} - k_1 q_1 e^{q_1 \varepsilon} \int_0^{\varepsilon} e^{-q_1 \lambda} u_{вх}[n, \lambda] d\lambda. \quad (4)$$

В интервале $\gamma \leq \varepsilon \leq 0,5$ при начальном условии $u_c[n + \gamma]$, которое определяется из решения (4), решение уравнения (2) имеет вид:

$$u_c[n, \varepsilon] = u_c[n + \gamma] e^{q'_1 (\varepsilon - \gamma)}. \quad (5)$$

Аналогично в интервале $0,5 \leq \varepsilon \leq 0,5 + \gamma$ при начальном условии $u_c[n + 0,5]$, которое определяется из решения (5), решение уравнения (1) имеет вид:

$$u_c[n, \varepsilon] = u_c[n + 0,5] e^{q_1 (\varepsilon - 0,5)} - k_1 q_1 e^{q_1 (\varepsilon - 0,5)} \int_{0,5}^{\varepsilon} e^{-q_1 (\lambda - 0,5)} u_{вх}[n, \lambda] d\lambda, \quad (6)$$

а в интервале $0,5 + \gamma \leq \varepsilon \leq 1$ при начальном условии $u_c[n + 0,5 + \gamma]$ которое определяется из решения (6), решение уравнения (2) имеет вид:

$$u_c[n, \varepsilon] = u_c[n + 0,5 + \gamma] e^{q'_1 (\varepsilon - 0,5 - \gamma)}. \quad (7)$$

Полагая в (7) $\varepsilon = 1$, на основании выражений (4) — (7) после несложных преобразований находим

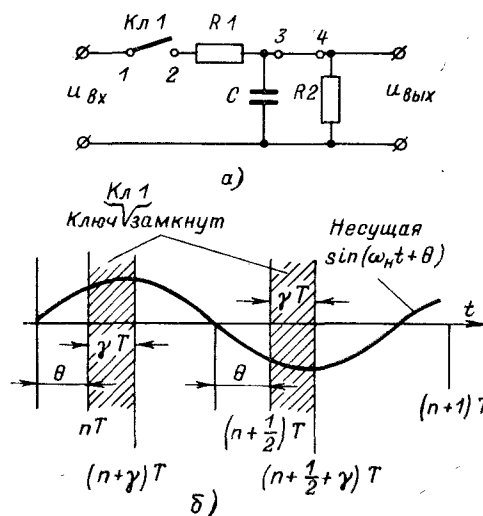


Рис. 1. Принципиальная схема подавления квадратурной составляющей напряжения (а) и поясняющие ее работу эпюры (б).

* В списке литературы не указаны работы, которые отмечены в книге автора [Л. 3].

следующее неоднородное линейное разностное уравнение первого порядка:

$$u_c[n+1] = e^{2q_{1cp}} u_c[n] - k_1 q_1 e^{q_{1cp}} \left[e^{q_{1cp}} \int_0^{\gamma} e^{-q_1 \lambda} \times \right. \\ \left. \times u_{вх}[n, \lambda] d\lambda + e^{0,5q_1} \int_{0,5}^{0,5+\gamma} e^{-q_1 \lambda} u_{вх}[n, \lambda] d\lambda \right], \quad (8)$$

где

$$q_{1cp} = q_1 \gamma + q'_1 (0,5 - \gamma). \quad (9)$$

Решив это разностное уравнение и определив $u_c[n]$, $n=0, 1, 2, \dots$, можно затем найти $u_c(\bar{t}) = u_c[n, \varepsilon]$ в любые моменты времени.

Полагая $u_c[0]=0$ и применяя к уравнению (8) дискретное преобразование Лапласа, после несложных преобразований найдем:

$$U^*_c(q) = D\{u_c[n]\} = - \frac{k_1 q_1 e^{q_{1cp}}}{e q - e^{2q_{1cp}}} \times \\ \times \left\{ e^{q_{1cp}} \int_0^{\gamma} e^{-q_1 \lambda} F^*(q, \lambda) \sin(2\pi \lambda + \theta) d\lambda + \right. \\ \left. + e^{0,5q_1} \int_{0,5}^{0,5+\gamma} e^{-q_1 \lambda} F^*(q, \lambda) \sin(2\pi \lambda + \theta) d\lambda \right\}. \quad (10)$$

Определяя оригинал $u_c[n]$ от изображения $U^*_c(q)$, можно теперь по уравнениям (4)–(7) найти выходную величину схемы в любые моменты времени $\bar{t}=n+\varepsilon$, $n=0, 1, 2, \dots$, $0 \leq \varepsilon \leq 1$ для различных огибающих входного сигнала $F(\bar{t})$. Если огибающая входного сигнала является единичной ступенчатой функцией (дискретное преобразование Лапласа такой огибающей $F^*(q, \lambda) = eq/(eq-1)$), то на основании формулы (10) после интегрирования и перехода от изображений к оригиналам получаем:

$$u_c[n] = k_1 B e^{q_{1cp}} \frac{1 - e^{q_{1cp}}}{1 - e^{2q_{1cp}}} (1 - e^{2q_{1cp} n}), \quad (11)$$

где

$$B = \frac{q_1}{q^2 + 4\pi^2} \{ q_1 \sin \theta + 2\pi \cos \theta - \\ - [(q_1 \cos \theta - 2\pi \sin \theta) \sin 2\pi \gamma + (q_1 \sin \theta + \\ + 2\pi \cos \theta) \cos 2\pi \gamma] e^{-q_1 \gamma} \}. \quad (12)$$

Используя значение $u_c[n]$, по формулам (4)–(7) находим выходную величину схемы для любых моментов времени:

$$u_c[n, \varepsilon] = k_1 B e^{q_{1cp}} \frac{1 - e^{q_{1cp}}}{1 - e^{2q_{1cp}}} (1 - e^{2q_{1cp} n}) e^{q_1 \varepsilon} + \\ + \frac{k_1 q_1}{q^2 + 4\pi^2} [q_1 \sin(2\pi \varepsilon + \theta) + 2\pi \cos(2\pi \varepsilon + \theta) - \\ - (q_1 \sin \theta + 2\pi \cos \theta) e^{q_1 \varepsilon}], \quad 0 \leq \varepsilon \leq \gamma; \quad (13)$$

$$u_c[n, \varepsilon] = -k_1 B e^{q_1 \gamma} \frac{1 - e^{q_{1cp}}}{1 - e^{2q_{1cp}}} \times \\ \times \left[1 + e^{2q_{1cp} \left(n + \frac{1}{2} \right)} \right] e^{q'_1 (\varepsilon - \gamma)}, \quad \gamma \leq \varepsilon \leq 0,5; \quad (14)$$

$$u_c[n, \varepsilon] = -k_1 B e^{q_{1cp}} \frac{1 - e^{q_{1cp}}}{1 - e^{2q_{1cp}}} \times \\ \times \left[1 + e^{2q_{1cp} \left(n + \frac{1}{2} \right)} \right] e^{q_1 (\varepsilon - 0,5)} + \\ + \frac{k_1 q_1}{q^2 + 4\pi^2} [q_1 \sin(2\pi \varepsilon + \theta) + 2\pi \cos(2\pi \varepsilon + \theta) + \\ + (q_1 \sin \theta + 2\pi \cos \theta) e^{q_1 (\varepsilon - 0,5)}], \quad 0,5 \leq \varepsilon \leq 0,5 + \lambda; \quad (15)$$

$$u_c[n, \varepsilon] = k_1 B e^{q_1 \gamma} \frac{1 - e^{q_{1cp}}}{1 - e^{2q_{1cp}}} \times \\ \times [1 - e^{2q_{1cp} (n+1)}] e^{q'_1 (\varepsilon - 0,5 - \gamma)}, \quad 0,5 + \gamma \leq \varepsilon \leq 1. \quad (16)$$

Отметим, что

$$u_c[\infty, 0] = -u_c\left[\infty, \frac{1}{2}\right] = u_c[\infty, 1] = \\ = k_1 B e^{q_{1cp}} \frac{1 - e^{q_{1cp}}}{1 - e^{2q_{1cp}}} \quad (17)$$

$$u_c[\infty, \gamma] = -u_c\left[\infty, \frac{1}{2} + \gamma\right] = \\ = -k_1 B e^{q_1 \gamma} \frac{1 - e^{q_{1cp}}}{1 - e^{2q_{1cp}}}. \quad (18)$$

При $R_2 = \infty$, $q'_1 = 0$, $k_1 = 1$ и $q_{1cp} = q_1 \gamma$. В этом случае правые части в формулах (17) и (18) определяются одним и тем же выражением (с соответствующим знаком), которое обозначим

$$K = -B e^{q_1 \gamma} \frac{1 - e^{q_1 \gamma}}{1 - e^{2q_1 \gamma}}. \quad (19)$$

Исследуя функцию $B = B(\theta, q_1, \gamma)$ или $K \equiv K(\theta, q_1, \gamma)$ можно заключить, что схема (рис. 1,а) обладает избирательностью по фазе по отношению ко входной несущей. Действительно, можно определить фазовый угол $\theta_{\max}$, при котором величина B (и соответственно K) достигает максимального значения при заданных q_1 и γ , и фазовый угол $\theta_{\min}$, при котором величина B равна нулю при заданных q_1 и γ . Дифференцируя правую часть выражения (12) по θ и приравнявая нулю при $\theta = \theta_{\max}$, получаем:

$$\theta_{\max} = \arctg \frac{q_1 e^{q_1 \gamma} - q_1 \cos 2\pi \gamma + 2\pi \sin 2\pi \gamma}{2\pi e^{q_1 \gamma} - 2\pi \cos 2\pi \gamma - q_1 \sin 2\pi \gamma}. \quad (20)$$

Приравнявая правую часть выражения (12) нулю при $\theta = \theta_{\min}$, получаем:

$$\theta_{\min} = \arctg \frac{-2\pi e^{q_1 \gamma} + 2\pi \cos 2\pi \gamma + q_1 \sin 2\pi \gamma}{q_1 e^{q_1 \gamma} - q_1 \cos 2\pi \gamma + 2\pi \sin 2\pi \gamma} = \theta_{\max} - 90^\circ, \quad (21)$$

т. е. схема (рис. 1,а) имеет максимальное по амплитуде выходное напряжение при поступлении входного напряжения на несущей $\sin(\omega_{\text{н}} t + \theta_{\max})$ и равное нулю при $\gamma \leq \varepsilon \leq 0,5$ и $0,5 + \gamma \leq \varepsilon \leq 1$ выходное напряжение при поступлении входного сигнала на несущей $\cos(\omega_{\text{н}} t + \theta_{\max})$. Квадратурное входное напряжение может «просачиваться» на выход схемы только в моменты $0 \leq \varepsilon \leq \gamma$ и $0,5 \leq \varepsilon \leq 0,5 + \gamma$

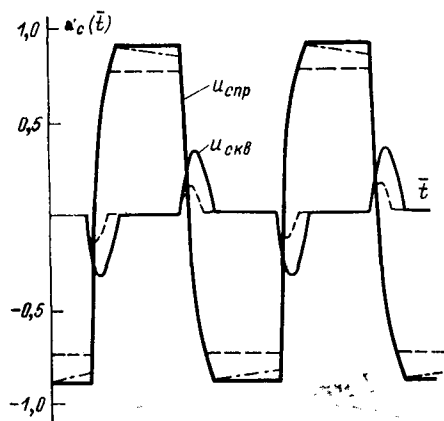


Рис. 2. Кривые установившегося напряжения на конденсаторе $u_{с.пр}$ и $u_{с.кв}$ в схеме рис. 1, а.
— при параметрах $\gamma=0,16$, $C=0,5$ мкФ, $R_1=250$ Ом, $R_2=\infty$ ($q_1=-20$, $k_1=1$, $q'_1=0$, $q_{1ср}=-3,2$, $\theta_{\max}=47^\circ 83'$, $K_{\max}\approx 0,897$); — — — при параметрах $\gamma=0,16$, $C=0,5$ мкФ, $R_1=252$ Ома, $R_2=30$ Ком ($q_1=-20$, $k_1\approx 0,992$, $q'_1=-1/6$, $q_{1ср}=-3,2567$, $\theta_{\max}\approx 47^\circ 83'$); — · — · — при параметрах $\gamma=0,1$, $C=0,5$ мкФ, $R_1=250$ Ом, $R_2=\infty$ ($q_1=-20$, $k_1=0$, $q'_1=0$, $q_{1ср}=-2$, $\theta_{\max}\approx 66^\circ 34'$, $K_{\max}\approx 0,75$).

(когда это напряжение проходит нулевые значения).

Для совершенно полного подавления квадратурной составляющей напряжения схема может быть модифицирована путем постановки дополнительного прерывателя $Kл2$ (между точками 3 и 4 — см. рис. 1, а), который замыкается в промежутках времени $\gamma \leq \epsilon \leq 0,5$ и $0,5 + \gamma \leq \epsilon \leq 1$, т. е. когда основной прерыватель $Kл1$ находится в разомкнутом состоянии. Все полученные выражения справедливы для схемы с двумя прерывателями (между точками 1, 2 и 3, 4) при условиях, что $k_1=1$ и $q_1=-T/R_1C$; выходное напряжение схемы с двумя прерывателями (ключами) при скачке входного амплитудно-модулированного сигнала в промежутках времени $\gamma \leq \epsilon \leq 0,5$ и $0,5 + \gamma \leq \epsilon \leq 1$ определяется по формулам (14) и (16), а в промежутках $0 \leq \epsilon \leq \gamma$ и $0,5 \leq \epsilon \leq 0,5 + \gamma$ равно нулю.

При настройке схем с одним и двумя прерывателями (ключами $Kл1$ и $Kл2$) на подавление квадратурного сигнала и максимальную передачу прямого, полезного сигнала (практически такая настройка обычно осуществляется путем изменения фазы коммутирующего прерывателя опорного напряжения несущей частоты) $\theta = \theta_{\max}$, $B = B_{\max}$ и $K = K_{\max}$.

На рис. 2 изображено установившееся напряжение на конденсаторе $u_{с.пр}$ при поступлении на вход схемы (рис. 1, а) напряжения прямой несущей $\sin(\omega_n t + \theta_{\max})$ и установившееся напряжение на конденсаторе $u_{с.кв}$ при поступлении на вход схемы напряжения квадратурной несущей $\cos(\omega_n t + \theta_{\max})$. Эюры напряжений рассчитаны по формулам (13)–(16) при $n=\infty$ для несущей частоты $f_n = 1/T = 400$ Гц при параметрах, указанных на рисунке. Прямое напряжение преобразуется схемой в напряжение типа «меандра», а квадратурное напряжение — в остроконечные импульсы длительностью γT . При расширении длительности замыкания прерыватели вместе с увеличением амплитуды напряжения $u_{с.пр}$ происходит увеличение импульсов

квадратурного напряжения $u_{с.кв}$ в промежутках $0 \leq \epsilon \leq \gamma$ и $0,5 \leq \epsilon \leq 0,5 + \gamma$. Подключение сопротивления нагрузки незначительно влияет на импульсы выходного квадратурного напряжения $u_{с.кв}$, но приводит к спаду вершук импульсов прямого напряжения $u_{с.пр}$. Нетрудно найти, что для обеспечения спада вершук импульсов $u_{с.пр}$, не превышающего 5%, должно выполняться условие

$$e^{q'_1(0,5-\gamma)} = e^{-\frac{T(0,5-\gamma)!}{R_2 C}} \geq 0,95;$$

из этого условия можно определить значение емкости конденсатора

$$C \geq \frac{20(0,5-\gamma)}{f_n R_2}. \quad (22)$$

Как правило, напряжение с выхода схемы подавления квадратурного напряжения подается через резонансный усилитель на обмотку управления асинхронного двухфазного электродвигателя. При этом из напряжения $u_{с.пр}$ выделяется 1-я гармоника напряжения несущей частоты, а напряжение в обмотке возбуждения двигателя сдвигается на 90° по фазе относительно этой гармоники. Если условие (22) выполняется, то с достаточной для практики точностью можно определить коэффициент передачи по 1-й гармонике несущей частоты: для схемы рис. 1, а с одним ключом $Kл1$

$$K_{пр} \approx \frac{4}{\pi} K_{\max} \frac{\sin \gamma \pi}{\gamma \pi}; \quad (23)$$

для схемы рис. 1, а с двумя ключами (между точками 1, 2 и 3, 4)

$$K_{пр} \approx \frac{4}{\pi} K_{\max} \cos \gamma \pi. \quad (24)$$

Нарастание напряжения на конденсаторе в схеме рис. 1, а при скачке входного сигнала несущей частоты определяется формулой (11), из которой видно, что при $|q_{1ср}| \geq 2$ установившееся значение практически образуется за один период ($n=1$) несущей частоты ($e^{-4} \approx 0,0183$). Это указывает на весьма высокое быстродействие схемы.

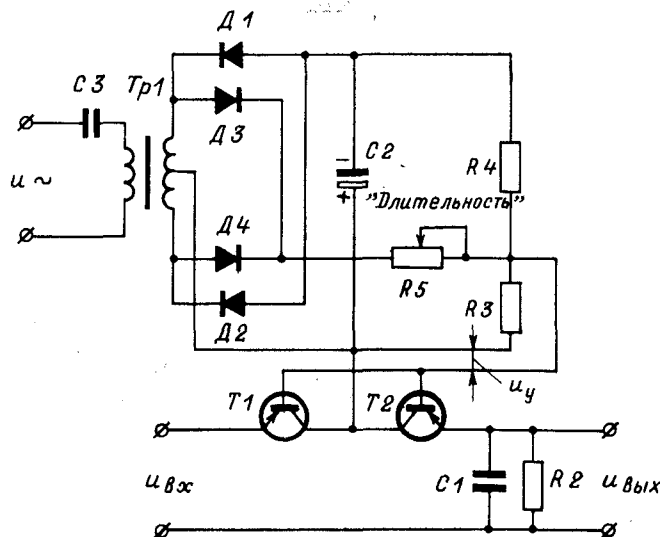


Рис. 3. Практическая схема подавления квадратурного напряжения.

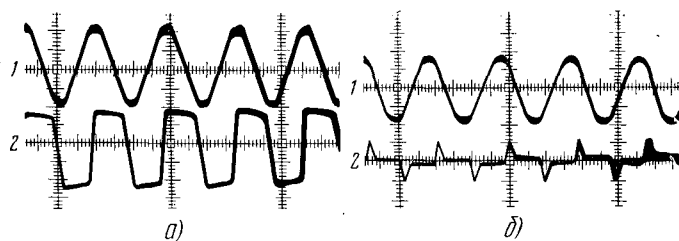


Рис. 4. Осциллограммы напряжений, иллюстрирующие работу практической схемы при $\gamma = 0,16$.

а — 1 входное напряжение $\sin(\omega_n t + 47^\circ 8')$; 2 — напряжение $u_{c.пр.}$
б — 1 входное напряжение $\cos(\omega_n t + 47^\circ 8')$; 2 — напряжение $u_{c.нв.}$

Практическая одноключевая схема подавления квадратурного напряжения приведена на рис. 3. Прерыватель выполнен на двух последовательно и встречно включенных транзисторах $T1$ и $T2$ (типа МП-14Б). Управляющее транзисторами напряжение u_y получается от двух выпрямителей, собранных на одном трансформаторе $Tr1$, с общим сопротивлением $R3$. Выпрямленное диодами $D1, D2$ (типа Д7Ж) и сглаженное фильтром, состоящим из конденсатора $C2$ (50 мкФ, 10 В) и сопротивлений $R3$ (150 Ом), $R4$ (1,6 кОм), постоянное напряжение U_0 отпирает транзисторы. Выпрямленное диодами $D3, D4$ регулировочное напряжение u_p на сопротивлении $R3$ представляет собой полусинусоиды, амплитуда которых регулируется потенциометром $R5$ (4,7 кОм); $u_y = u_p - U_0$. В промежутках времени, когда регулировочное напряжение u_p превышает постоянное напряжение U_0 , транзисторный ключ оказывается разомкнутым (транзисторы закрыты) 2 раза в течение периода несущей частоты. В практической схеме подавителя $C1 = 0,5$ мкФ, $R2 = 30$ кОм. Суммарное сопротивление ключа в замкнутом состоянии (транзисторы открыты) и источника входного сигнала $R1 \approx 252$ Ом. Величина $C3$ подбирается экспериментально при настройке схемы. К первичной обмотке трансформатора $Tr1$ подводится напряжение несущей частоты $f_n = 400$ Гц амплитудой 50 В; $U_0 = -0,25$ В; амплитуда U_p изменяется от 0,2 до 6,4 В; $u_p = U_p |\sin(\omega_n t - \pi\gamma)|$, так как напряжение, подводимое к первичной обмотке трансформатора $Tr1$, сдвинуто относительно моментов замыкания ключа на фазовый угол $\pi\gamma$ в сторону отставания.

На рис. 4 приведены осциллограммы напряжений, иллюстрирующие работу практической схемы при $\gamma \approx 0,16$. Результаты экспериментального исследования достаточно хорошо согласуются с теоретическими. Исследование схемы на амплитудно-моду-

лированные сигналы показывает, что схема является практически безынерционной в диапазоне угловых частот огибающих $\Omega = 2\pi F$ от 0 до $0,1\omega_n = \pi f_n/5$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Азов А. К., Веселов В. А., Щербаков В. Н. Усилители следящих систем переменного тока. Л., «Энергия», 1972. 152 с.
2. Гостев В. И. Устройство для подавления квадратурной помехи. А. С. № 250256 (СССР). Оpubл. в бюл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1969, № 26. 47 с.
3. Гостев В. И. Подавители и компенсаторы квадратурной помехи. Киев, «Техника», 1971. 144 с.
4. Гостев В. И. Схемы с синхронным переключателем для подавления квадратурной составляющей напряжения. — «Электричество», 1969, № 12, с. 57—60.
5. Худыш Е. Е. Устройство для подавления квадратурной помехи. А. С. № 215289 (СССР). Оpubл. в бюл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1968, № 13. 37 с.
6. Устройство для подавления квадратурной помехи. А. С. № 225970 (СССР). Оpubл. в бюл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1968, № 28. 35 с. Авт.: В. Н. Оранский, Г. И. Шапкайт, Л. Г. Печенкина, Н. Ф. Чижов.
7. Лазарев Ю. В., Голицын М. Г. Усилительное устройство переменного тока с компенсацией квадратурной помехи и высших гармоник. А. С. № 235142 (СССР). Оpubл. в бюл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1969, № 5, с. 36—37.
8. Глухарев А. А., Оранский В. Н., Дорошкевич Е. М. Устройство для подавления квадратурной помехи. А. С. № 263019 (СССР). Оpubл. в бюл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1970, № 7, с. 55—56.
9. Давиденко М. П. Устройство для подавления квадратурной помехи. А. С. № 294135 (СССР). Оpubл. в бюл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1971, № 6, с. 145—146.
10. Захаров В. В., Оранский В. Н. Устройство для подавления квадратурной помехи. А. С. № 305454 (СССР). Оpubл. в бюл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1971, № 18. 157 с.
11. Веселов В. А., Савельев Е. В., Щербаков В. Н. Фильтр квадратурной и высших гармонических составляющих напряжений сигналов. А. С. № 318904 (СССР). Оpubл. в бюл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1971, № 32. 135 с.
12. Следящая система. А. С. № 332423 (СССР). Оpubл. в бюл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1972, № 10, с. 184. Авт.: А. А. Глухарев, Е. М. Дорошкевич, Э. П. Козлов и др.
13. Устройство для подавления квадратурной помехи. А. С. № 364922 (СССР). Оpubл. в бюл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1973, № 5, с. 136—137. Авт.: В. Н. Щербаков, Б. А. Байков, Н. В. Бричук и др.
14. Оранский В. Н., Шапкайт Г. И. Транзисторный подаватель квадратурной помехи. — «Приборы и системы управления», 1971, № 2, с. 39—40.
15. Samuelian R. V. Quadrature Rejection for Fuel Gauges. Pat. № 3.230.433, 1966. (США).
16. Adams W. L. Quadrature Signal Rejection Filter. Pat. № 3.235.810, 1966. (США).

[19.9.1975]

УДК 621.316.1.018.3.003.1

Нормирование уровней гармоник с учетом экономического ущерба

ЖЕЖЕЛЕНКО И. В.

Жданов

Принципы нормирования уровней гармоник. Проблема высших гармоник в электрических сетях имеет технический и экономический аспекты [Л. 1]. Ограничение уровней гармоник требуется по ряду причин технического характера. К их числу относятся: необходимость исключить повреждения бата-

рей конденсаторов, кабелей, гирлянд изоляторов и других электротехнических аппаратов, возникающие в резонансных режимах на частотах гармоник; предотвратить неуспешные коммутации вентиляльных преобразователей, постоянно или эпизодически работающих в инверторном режиме; исключить сбоя

и некачественную работу систем релейной защиты, автоматики, телемеханики, а также электроизмерительных приборов. Отметим, что большое разнообразие автоматических и телемеханических устройств и измерительных приборов, различным образом реагирующих на спектральный состав напряжения и тока, а также уровни отдельных гармоник, не позволяет сформулировать какие-либо общие требования к нормированию несинусоидальности напряжения (тока). Поэтому в последние годы часто в комплект упомянутых устройств включаются фильтрующие устройства. Эта тенденция получает дальнейшее развитие. Технические требования определяют необходимость нормировать для некоторых электроприемников допустимые уровни отдельных гармоник или их совокупности.

При несинусоидальном напряжении возникает дополнительный экономический ущерб, обусловленный высшими гармониками, даже в случае, если отмеченные выше нарушения нормальной работы электроприемников отсутствуют. Основными составляющими ущерба являются сокращение срока службы электрических машин, трансформаторов, конденсаторов и кабелей вследствие ускоренного старения изоляции, стоимость ремонта кабельных сетей вследствие повышенной аварийности и дополнительные активные потери в электрических сетях.

Наличие ущерба определяет необходимость разработки экономически обоснованного показателя несинусоидальности. Оптимальное значение этого показателя может быть выбрано в каждом конкретном случае с учетом ограничений, накладываемых техническими требованиями, а также возможности проникновения гармоник в электрические связанные распределительные сети и основные сети энергосистем. Анализ технического и экономического аспектов проблемы позволяет сформулировать общие принципы нормирования уровней гармоник в сетях промышленных предприятий и энергосистем; эти принципы состоят в следующем.

1. Необходимо установить обобщенный показатель несинусоидальности напряжения, характеризующий нелинейные искажения с точки зрения ожидаемой величины экономического ущерба. Этот показатель должен быть достаточно универсальным, чтобы представлялось возможным использовать его в практике проектирования и эксплуатации предприятий и энергосистем.

2. Необходимо нормировать допустимые значения напряжения (тока) гармоник и (или) других величин, характеризующих несинусоидальность, для конкретных электроприемников, в частности допустимые значения:

- а) гармоник тока замыкания на землю в компенсированных кабельных сетях [Л. 2];
- б) коммутационных провалов (выбросов) кривых напряжения в сетях с вентиальными преобразователями, работающими в инверторном режиме;
- в) тока нагрузки и напряжения на батареях конденсаторов с учетом гармоник;
- г) тока гармоник, проникающих в сети энергосистем [Л. 3].

Допустимые состав и уровень гармоник напряжения на зажимах устройств автоматики, телемеханики и связи обязательно должны указываться в паспортах соответствующих устройств. Соблюдение совокупности требований, входящих в состав нормативного документа, должно обеспечивать надежную работу энергосистем и систем электроснабжения промышленных предприятий с нелинейными нагрузками при минимуме приведенных затрат (3):

$$Z = pK_{\text{осн}}^{(v)} + Y^{(v)}, \quad (1)$$

где $K_{\text{осн}}^{(v)}$ — единовременные капитальные вложения на технические средства для снижения несинусоидальности; $Y^{(v)}$ — ущерб, обусловленный влиянием гармоник после установки технических средств.

В [Л. 2 и 4] отмечено, что действующие в настоящее время в СССР и за рубежом нормы, ограничивающие тот или иной показатель несинусоидальности напряжения, не являются экономически обоснованными; соблюдение их не гарантирует в полной мере надежную работу электроприемников.

Ущерб, обусловленный несинусоидальностью напряжений и токов. Рассмотрим вначале ущерб, обусловленный старением изоляции. Ускоренное старение изоляции происходит в результате повышенного нагрева, а также необратимых физико-химических процессов, протекающих под воздействием полей высших гармоник. Влияние полей высших гармоник на ионизационные процессы в изоляции электрических машин, транс-

форматоров и кабелей проявляется лишь при весьма значительных искажениях форм кривых напряжения за счет гармоник относительно небольшого порядка ($v=2-4$) [Л. 4] и этим влиянием можно пренебречь.

Исследование характеристик изоляции кабелей и секций обмоток электрических машин, длительное время находившихся под напряжением (2—13)-й гармоник в пределах 10—20% номинального напряжения при неизменной температуре окружающей среды, позволило установить, что величины коэффициента диэлектрических потерь и сопротивления утечки остались практически неизменными¹. В дальнейшем для электрических машин, трансформаторов и кабелей будем учитывать только тепловое старение изоляции.

Срок службы электрооборудования t связан с нормой амортизационных отчислений на реновацию u_{p*} (в относительных единицах) соотношением

$$u_{p*} = \frac{1}{t}, \quad (2)$$

справедливым при пренебрежении ликвидационной стоимостью.

Ущерб от сокращения срока службы электрооборудования на величину Δt может быть учтен путем увеличения отчислений на реновацию на величину Δu_{p*} ; при $\Delta t \ll t$ из (2) следует:

$$\frac{\Delta u_{p*}}{u_{p*}} = \frac{\Delta t}{t}. \quad (3)$$

Относительное сокращение срока службы изоляции при несинусоидальном напряжении [Л. 1]

$$\frac{\Delta t}{t_c} = 1 - 2^{-\frac{\Delta \tau}{\theta}}, \quad (4)$$

где $\Delta t = t_c - t_{nc}$ и $\Delta \tau = \tau_c - \tau_{nc}$; t_c и t_{nc} — «время жизни» изоляции при синусоидальном и несинусоидальном напряжениях; τ_c и τ_{nc} — температура изоляции в длительном режиме работы оборудования при синусоидальном и несинусоидальном напряжениях; θ — температурная постоянная, равная приращению температуры, при котором срок службы изоляции сокращается вдвое.

Разлагая выражение 2 в ряд и ограничиваясь двумя членами разложения, после преобразований с учетом выражения (4) получаем:

$$\frac{\Delta t}{t_c} = 0,69 \frac{\Delta \tau}{\theta}. \quad (4a)$$

При $\theta = 8^\circ$

$$\frac{\Delta t}{t_c} = \frac{\Delta u_{p*}}{u_{p*}} = 0,086 \Delta \tau. \quad (4b)$$

Дополнительный перегрев электрических машин, имеющих непосредственное охлаждение обмоток, определим в предположении, что охлаждающей средой отводятся потери, выделившиеся внутри обмотки. При этом температурный перепад между обмоткой и окружающей средой при синусоидальном и несинусоидальном напряжениях можно найти из выражений:

$$\begin{aligned} \tau_c &= \alpha \Delta P_M; \\ \tau_{nc} &= \alpha (\Delta P_{Mv} + \Delta P_M), \end{aligned} \quad (5a)$$

где ΔP_M — потери в меди при синусоидальном напряжении; ΔP_{Mv} — потери в меди, обусловленные высшими гармониками; α — постоянный коэффициент, зависящий от параметров машины.

Дополнительный перегрев

$$\Delta \tau = \tau_c \frac{\Delta P_{Mv}}{\Delta P_M}. \quad (5b)$$

Для асинхронных электродвигателей [Л. 7]

$$\frac{\Delta P_{Mv}}{\Delta P_M} \approx \frac{\sum_{v=2}^n I_{2v}^2}{I_1^2} = \sum_{v=2}^n k^2 I_{2v}^2, \quad (5b)$$

¹ Исследования выполнены инж. В. Н. Трамбовецким.

где I_1 и I_ν — токи 1-й и ν -й гармоник электродвигателя;

$$K_{i\nu} = \frac{I_\nu}{I_1}.$$

Принимая сопротивление асинхронного электродвигателя в схеме замещения для высших гармоник равным 0,15v относительных единиц и учитывая резкое проявление поверхностного эффекта в цепях статора и ротора, из (5б), (5в) и (4в) получаем:

$$\Delta\tau = 42\tau_a \sum_{\nu=2}^n \frac{U_{\nu*}^2}{\nu V \sqrt{\nu}}; \quad (6a)$$

$$\frac{\Delta u_{p*}}{u_{p*}} = k_a \tau_a \sum_{\nu=2}^n \frac{U_{\nu*}^2}{\nu V \sqrt{\nu}}, \quad (6б)$$

где τ_a — перегрев обмотки асинхронного двигателя при синусоидальном режиме.

Зависимости величин потерь в синхронных двигателях от порядков гармоник и температуры перегрева обмотки при отсутствии гармоник τ_c идентичны [Л. 4]:

$$\frac{\Delta u_{p*}^{(c.d.)}}{u_{p*}^{(c.d.)}} = k_c \tau_c \sum_{\nu=2}^n \frac{U_{\nu*}^2}{\nu V \sqrt{\nu}}, \quad (7)$$

где k_c находится, например, по кривым [Л. 4].

В первом приближении $k_c = k_a$. Отметим, что нагрев за счет гармоник активных частей турбогенераторов не приводит к необходимости снижать их реактивную мощность.

Дополнительный нагрев изоляции обмотки силового трансформатора на основании [Л. 1] можно найти из выражения

$$\Delta\tau_T = 0,6\tau_T \sum_{\nu=2}^n k_{i\nu}^2 k_{r\nu}, \quad (8a)$$

где $k_{i\nu}$ — относительная (в долях от тока 1-й гармоники) величина ν -й гармоники тока, протекающего через трансформатор; $k_{r\nu}$ — коэффициент, учитывающий возрастание сопротивления обмоток вследствие поверхностного эффекта и эффекта близости; приближенно можно считать $k_{r\nu} = \sqrt{\nu}$ [Л. 5]; τ_T — температура перегрева изоляции над температурой масла при синусоидальном режиме.

При сопротивлении трансформатора и нагрузки (в относительных единицах), равном x_* , из (8a) получаем:

$$\Delta\tau_T = \frac{0,6\tau_T}{x_*^2} \sum_{\nu=2}^n \frac{U_{\nu*}^2}{\nu V \sqrt{\nu}}, \quad (8б)$$

где $x_* = 0,35 + e_{k*}$ для трансформаторов цеховых подстанций; e_{k*} — относительная величина э. д. с. короткого замыкания трансформатора.

Увеличение отчислений на реновацию

$$\frac{\Delta u_{p*}^{(r)}}{u_{p*}^{(r)}} = \frac{0,052\tau_T}{x_*^2} \sum_{\nu=2}^n \frac{U_{\nu*}^2}{\nu V \sqrt{\nu}}. \quad (8в)$$

Дополнительный нагрев кабелей может быть оценен по выражению, аналогичному (8a). Если принять, что сопротивление потребителей, питающихся по кабельной линии, для высших гармоник составляет 0,35v относительных единиц и номинальная нагрузка принята по номинальному току, то $\Delta\tau_K$ определяется следующим выражением:

$$\Delta\tau_K = 8,6\tau_K \sum_{\nu=2}^n \frac{U_{\nu*}^2}{\nu V \sqrt{\nu}}. \quad (9a)$$

Математическое ожидание ущерба, обусловленного выходом из строя кабелей вследствие прожигания их остаточными токами высших гармоник [Л. 2 и 6]

$$MU_K = p_3 \frac{I_c}{100} p_{nc} c_0, \quad (9б)$$

где p_3 — среднегодовое количество однофазных замыканий на землю, отнесенное к емкостному току $I_c = 100A$; p_n — вероятность перехода однофазного замыкания на землю в двухфазное в месте первого повреждения; c_0 — стоимость ремонта одного повреждения.

Согласно [Л. 6] $p_3 \approx 13$. При остаточном токе гармоник 20—30 А и более по нашим данным $p_n = 0,8$, $c_0 = 30$ руб. Однако при учете возможных перерывов в электроснабжении в среднем $c_0 = 560$ руб. [Л. 6].

Температура перегрева изоляции бумажно-масляных конденсаторов при синусоидальном и несинусоидальном напряжении

$$\tau_c = A_T p_c; \quad (10a)$$

$$\tau_{nc} = A_T P_c \eta, \quad (10б)$$

где P_c — мощность потерь при синусоидальном напряжении; A_T — коэффициент, зависящий от габарита конденсатора; η — коэффициент увеличения потерь при наличии гармоник в кривой напряжения;

$$\eta = \frac{\sum_{\nu=1}^n \nu U_{\nu*}^2}{\sum_{\nu=1}^n U_{\nu*}^2}. \quad (10в)$$

Из (10a) и (10б) получаем, что

$$\Delta\tau_c = \tau_c (\eta - 1), \quad (11a)$$

где τ_c — температура перегрева изоляции при синусоидальном напряжении.

С дополнительной погрешностью не более 1% получим:

$$\Delta\tau_c = \tau_c \sum_{\nu=2}^n (\nu - 1) U_{\nu*}^2. \quad (11б)$$

Срок службы изоляции конденсаторов при синусоидальном t_c и несинусоидальном напряжении t_{nc} :

$$t_{nc} = \frac{T_0}{\left\{ \left[\frac{E_{mc(nc)}}{E_{н.н}} \right]^6 - \left[\frac{E_{mc}}{E_{н.н}} \right]^2 \right\} \arccos \frac{E_{mc(nc)}}{E_{н.н}}}, \quad (12a)$$

где $E_{mc(nc)}$ — напряженность поля, соответствующая амплитуде синусоидального (несинусоидального) напряжения; $E_{н.н}$ — напряженность поля, соответствующая напряжению начальной ионизации. Коэффициент T_0 принимается равным 150—200.

Относительное сокращение срока службы изоляции (и соответствующее увеличение отчислений на реновацию)

$$\frac{\Delta u_{p*}^{(6)}}{u_{p*}^{(6)}} = 1 - \left(1 + \frac{2}{\pi} k_{н.н} k_D D_* \right) (1 - k_{D*} D_*), \quad (12б)$$

где $D_* = \sum_{\nu=2}^n U_{\nu*}$ — так называемый теоретический скачок напряжения [Л. 1 и 5]; k_{D*} — коэффициент, учитывающий несовпадение максимумов гармоник напряжения ($k_{D*} < 1$);

$$k_{н.н} = \frac{E_{mc}}{E_{н.н}}.$$

При выводе выражения (12б) были учтены два первых члена разложения в ряд выражения $\arccos \frac{E_{mc(nc)}}{E_{н.н}}$, а также принято, что $\frac{1}{1 - D_*} = 1 + D_*$.

С дополнительной погрешностью не более 3% при $k_{D*} D_* \leq 0,15$ на основании (12б) можно записать:

$$\frac{\Delta u_{p*}^{(6)}}{u_{p*}^{(6)}} \approx k_{D*} D_*. \quad (12в)$$

Старение изоляции вследствие дополнительного нагрева и повышенной ионизации происходит более интенсивно, чем при воздействии одного из этих факторов; однако совместное влияние их на сокращение срока службы изоляции не изучено. В дальнейшем будем полагать, что взаимное влияние указанных факторов отсутствует и сокращение срока службы изоляции (и увеличение амортизационных отчислений) определяется арифметической суммой соответствующих величин, обусловленных влиянием повышенных нагрева и ионизации.

Активные потери на частотах гармоник в сети приближенно равны

$$\Delta P_v = 3I^2_v r \sqrt{v}. \quad (13a)$$

Оценивая эквивалентное активное сопротивление сети величиной

$$r = k_r x_k,$$

где x_k — сопротивление короткого замыкания при промышленной частоте, из (13a) получаем:

$$\Delta P_v = k_r S_k \sum_{v=2}^n \frac{U_{v*}^2}{v \sqrt{v}} 10^{-3}, \quad (13b)$$

где S_k — мощность короткого замыкания сети на шинах нелинейной нагрузки, МВ·А.

Годовые потери энергии при стабильном уровне гармоник

$$\Delta A_v = \Delta P_v T \beta,$$

где T — число часов работы в году; β — стоимость 1 кВт·ч электроэнергии.

Суммарный ежегодный ущерб, обусловленный высшими гармониками, при стабильном режиме работы сети

$$\begin{aligned} Y = \sum_{v=2}^n \frac{U_{v*}^2}{v \sqrt{v}} & \left[3,65 K_{a.d} u_{p*}^{(a)} \tau_a + k_c K_{c.d} u_{p*}^{(c)} \tau_c + \right. \\ & + 0,052 u_{p*}^{(\tau)} \tau_\tau \sum_{s=1}^l \frac{K_{\tau s}}{x_{*s}^2} + 0,7 u_{p*}^{(k)} \tau_k \sum_{q=1}^m K_{kq} + \beta k_r S_k T \cdot 10^{-3} \left. \right] + \\ & + 0,087 K_{\phi u_{p*}}^{(6)} \tau_\phi \sum_{v=2}^n (v-1) U_{v*}^2 + k_D K_{\phi u_{p*}}^{(6)} \sum_{v=2}^n U_{v*}, \quad (14) \end{aligned}$$

где $K_{a.d}$, $K_{c.d}$, K_τ , K_k , K_ϕ — стоимость асинхронных и синхронных электродвигателей, трансформаторов, кабелей и батарей конденсаторов.

Расчеты показывают, что наибольший удельный вес имеют составляющие ущерба, обусловленные активными потерями и сокращением «времени жизни» изоляции электродвигателей. Уменьшение срока службы изоляции конденсаторов, включенных последовательно с защитным реактором, оказывается пренебрежимо малым; при использовании бумажно-масляных конденсаторов в схемах резонансных фильтров срок службы их уменьшается на 20—30%.

При установке защитных реакторов величина реактивной мощности, поступающей в сеть, уменьшается на величину

$$\Delta Q = \frac{Q_6}{v^2_3},$$

где Q_6 — мощность батарей конденсаторов (с учетом напряжения на их зажимах); v_3 — порядок гармоники, соответствующей частоте резонанса в последовательной цепи реактор-батарея конденсаторов.

Очевидно, установленная мощность конденсаторов в рассматриваемом случае должна быть увеличена на ΔQ .

Выражение (14) можно представить в более компактном виде:

$$Y = \sum_{v=2}^n \frac{U_{v*}^2}{v \sqrt{v}} \sum_{\eta=1}^m a_\eta \tau_\eta + b_6 \tau_6 \sum_{v=2}^n (v-1) U_{v*}^2 + C_6 \sum_{v=2}^n U_{v*}, \quad (15)$$

где a_η — коэффициент, определяемый [режимом работы, параметрами и стоимостными показателями η -го вида электрооборудования; τ_η — температура перегрева изоляции над температурой охлаждающей среды при синусоидальном режиме; b_6 , c_6 , τ_6 — то же для батарей конденсаторов.

Напряжения отдельных гармоник U_{v*} , а также температуры перегрева τ_η и τ_6 образуют системы случайных величин; при этом величины U_{v*} ; τ_η и τ_6 независимы и некоррелированы. То же относится и к температурам перегрева различного электрооборудования.

Напряжения U_{v*} и температуры τ_η , τ_6 имеют нормальные законы распределения [Л. 4 и 5]; величина суммарного экономического ущерба является сложной функцией совокупности этих случайных величин.

Для определения двух первых моментов распределения функции ущерба $Y(U_{v*}; \tau_\eta; \tau_6)$ разложим ее в ряд Тейлора и учтем в силу относительно небольшого диапазона изменения величин U_{v*} ; τ_η и τ_6 только два первых члена разложения. Коэффициент корреляции между напряжениями гармоник различных порядков ввиду нелинейного характера связи между токами и напряжениями отдельных гармоник нелинейных нагрузок $k_{pq}^{(v)} \leq \leq 0,1$ [Л. 4]; примем $k_{pq}^{(v)} = 0$. При этих условиях можем записать:

$$MY(U_{v*}; \tau_\eta; \tau_6) = Y(MU_{v*}; M\tau_\eta; M\tau_6) +$$

$$+ \frac{1}{2} \left[\left(\sum_{v=2}^n \frac{\partial^2 Y}{\partial U_{v*}^2} \right)^2 \sigma_{U_{v*}}^2 + \sum_{\eta=1}^m \frac{\partial^2 Y}{\partial \tau_\eta^2} \sigma_{\tau_\eta}^2 \right]; \quad (16a)$$

$$\begin{aligned} \sigma_Y = & \sqrt{\sum_{v=2}^n \left(\frac{\partial Y}{\partial U_{v*}} \sigma_{U_{v*}} \right)^2 + \sum_{q=1}^m \left(\frac{\partial Y}{\partial \tau_\eta} \sigma_{\tau_\eta} \right)^2 +} \\ & + \frac{1}{2} \left[\sum_{v=2}^n \left(\frac{\partial^2 Y}{\partial U_{v*}^2} \sigma_{U_{v*}}^2 \right)^2 + \sum_{q=1}^m \left(\frac{\partial^2 Y}{\partial \tau_\eta^2} \sigma_{\tau_\eta}^2 \right)^2 + \right. \\ & \left. + \sum_{v=2}^n \sum_{\eta=1}^m \frac{\partial^2 Y}{\partial U_{v*} \partial \tau_\eta} \sigma_{U_{v*}} \sigma_{\tau_\eta} \right]^2, \quad (16b) \end{aligned}$$

где $\sigma_{U_{v*}}$ и σ_{τ_η} — среднеквадратические отклонения относительных величин напряжения v -й гармоники и температуры перегрева изоляции η -го вида электрооборудования; индекс m означает, что после дифференцирования функции ущерба следует подставить математическое ожидание MU_{v*} или $M\tau_\eta$.

После подстановки (15) в (16a) и (16b) и выполнения преобразований получаем:

$$\begin{aligned} MY = & \sum_{v=2}^n \frac{(MU_{v*})^2}{v \sqrt{v}} \left[\sum_{\eta=1}^m a_\eta M\tau_\eta + b_6 \right] + b_6 \tau_6 \sum_{v=2}^n (v-1) \times \\ & \times (MU_{v*})^2 + c_6 \sum_{v=2}^n MU_{v*} + \sum_{v=2}^n \frac{\sigma_{U_{v*}}^2}{v \sqrt{v}} \left[\sum_{\eta=2}^m a_\eta M\tau_\eta + b_6 \right] + \\ & + 2b_6 \tau_6 \sum_{v=2}^n (v-1) \sigma_{U_{v*}}^2; \quad (17a) \end{aligned}$$

$$\sigma_Y = \sqrt{\sum_{v=2}^n \left\{ \frac{2MU_{v*}}{v \sqrt{v}} \left[\sum_{\eta=1}^m a_\eta M\tau_\eta + b_6 \right] + 2b_6 \tau_6 (v-1) \right\}^2}$$

$$\begin{aligned}
 & -1) MU_{v*} + c_6(v-1) \left\{ \sigma^2 U_{v*} + \left[\sum_{v=2}^n \frac{(MU_{v*})^2}{v V^v} \sum_{\eta=1}^m a_{\eta} \tau_{\eta}^2 + \right. \right. \\
 & + 2 \sum_{v=2}^n \left\{ \frac{1}{v V^v} \left[\sum_{\eta=2}^m a_{\eta} M \tau_{\eta} + b_6 \right] + b_6 c_6(v-1) \right\} \sigma^4 U_{v*} + \\
 & \left. \left. + 4 \left[\sum_{v=2}^n \frac{MU_{v*}}{v V^v} \sum_{\eta=1}^m a_{\eta} \right]^2 \right\} \right. \quad (176)
 \end{aligned}$$

Расчеты по выражениям (17а) и (17б) позволяют сделать вывод, что учет нелинейных членов функции σ_U вносит дополнительное уточнение в пределах 8—10%; для функции MU это уточнение оказывается в 2—3 раза меньшим.

Обобщенный показатель несинусоидальности. Выражения (14)—(17) позволяют сделать вывод, что ущерб от действия гармоник в сетях без батарей конденсаторов пропорционален величине

$$\Lambda = \sum_{v=2}^n \frac{(MU_{v*})^2}{v V^v} \quad (18)$$

В системах электроснабжения предприятий, а также в сетях энергосистем с нелинейными нагрузками конденсаторы, как правило, устанавливаются в сочетании с защитным реактором или в схеме резонансного фильтра; таким образом, коэффициент Λ в первом приближении пропорционален величине ущерба от действия гармоник и характеризует несинусоидальность напряжения с этой точки зрения. Он может быть назван гармоническим коэффициентом ущерба.

Для сети 6 кВ целлюлозно-бумажного комбината с мощностью короткого замыкания 150 МВ·А, питающейся через трансформатор мощностью 60 МВ·А, сделан расчет экономического ущерба, обусловленного высшими гармониками, при их различных уровнях. Установленные мощности синхронных и асинхронных двигателей и конденсаторов составляют соответственно 11,2 МВт; 32 МВ·А и 2,4 Мвар; в цехе имеется четыре трансформаторных подстанций с трансформаторами по 1,6 МВ·А; суммарная длина кабелей 30 км; емкостный ток 75 А. Температуры перегрева изоляции при синусоидальном режиме принимались равными номинальным значениям. Режим работы — стабильный, число часов работы в году составляет 7500.

Результаты расчетов представлены в таблице, из которой следует, что зависимость величины ущерба, обусловленного гармониками, от коэффициента Λ близка к линейной; в то же время какая-либо зависимость ущерба от коэффициента несинусоидальности не имеет места.

Из таблицы также следует, что ущерб, обусловленный несинусоидальностью напряжения, определяется преимущественно гармониками относительно небольшого порядка, что дополнительно подтверждает целесообразность использования коэффициента Λ для характеристики несинусоидальности. Расчеты показывают, что даже при 12-фазных схемах вентильных преобразователей пренебрежение гармониками выше 13-й вносит погрешность в расчет величины Λ , не превосходящую 10%. В случае 6-фазных схем преобразователей погрешность не превосходит 5%. В сетях с электродуговыми печами и сварочными установками неучет гармоник выше 7-й обуславливает погрешность расчета величины Λ не более 5%.

Ущерб, вызываемый гармониками, невелик. Однако при уровнях отдельных гармоник, превышающих 10% (что имеет

место в сетях некоторых новейших прокатных станков) ущерб возрастает в несколько раз.

Как уже отмечалось, коэффициент несинусоидальности, а также теоретический скачок не характеризуют несинусоидальность напряжения с точки зрения вероятной величины ущерба; однако при использовании коэффициента несинусоидальности неучет гармоник выше 13-й является правомерным. Анализ гармонического коэффициента ущерба и связанной с ним величины экономического ущерба для различных потребителей позволяет сделать ряд общих выводов о целесообразном составе нелинейных нагрузок и компенсации их воздействия на питающую сеть.

Реализация эквивалентных 12-фазных схем преобразователей значительной мощности (скажем, более 2 МВт) является действенной мерой, направленной на снижение ущерба от высших гармоник. Выражение (18) и данные таблицы позволяют заключить, что переход к схемам с большей эквивалентной фазностью не целесообразен с точки зрения снижения ущерба от действия гармоник на предприятии; однако «выброс» этих гармоник в основные сети энергосистем в некоторых случаях может оказаться недопустимыми [Л. 3], поэтому вопрос о необходимости снижения их уровней должен решаться с учетом ограничений, накладываемых особенностями схем и режимов питающей энергосистемы. Отметим, что при значительном дефиците реактивной мощности и (или) несимметрии напряжений сети применение резонансных фильтров или фильтро-симметрирующих устройств на базе батарей конденсаторов является экономически более оправданным решением, чем использование многофазных схем преобразователей.

Если применение резонансных фильтров обусловлено только требованиями обеспечения качества напряжения и компенсации реактивной мощности в системе электроснабжения предприятия, то, как следует из таблицы, экономически целесообразно устанавливать фильтры на частоты гармоник небольшого порядка; так, при 6-фазных схемах преобразователей — на частоты 5 и 7-й или 5-й гармоники. При отсутствии или небольшой установленной мощности вентильных нагрузок на подстанциях предприятий ущерб от гармоник в распределительных сетях будет незначительным; допустимые уровни гармоник будут определяться в основном условиями, необходимыми для нормальной работы этих нагрузок и питающей энергосистемы. Такие случаи имеют место, например, на некоторых прокатных станах, где для электроприводов используются исключительно вентильные преобразователи, в электролизных цехах алюминиевых заводов и т. п.

Представляется целесообразным ограничить предельно допустимое значение коэффициента Λ некоторыми величинами, определяемыми в зависимости от мощности подстанций и состава электрооборудования; соответствующие градации могут быть установлены на основе анализа характерных схем подстанций энергосистем и предприятий различных отраслей народного хозяйства.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Жежеленко И. В., Сорокин В. М. Высшие гармоники в электрических сетях. — «Электричество», 1974, № 11, с. 23—28.
2. Жежеленко И. В. Оценка несинусоидальности напряжения промышленных электросетей. — «Промышленная энергетика», 1974, № 10.
3. Жежеленко И. В., Харламова З. В., Израилевский Н. Л. Подключение нелинейных нагрузок к основным сетям энергосистем. — «Электрические станции», 1974, № 10.
4. Жежеленко И. В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промышленных предприятий. М., «Энергия», 1974, 184 с.
5. Jonescu A. Combatarea efectului deformant al redresoarelor și cuptoarelor electrice în rețelele de distribuție. — Institutul central de documentare tehnică. București, 1969, 95 p.
6. Трухан А. П. Эффективность различных способов заземления нейтрали сетей 6—10 кВ. — В кн.: Режимы нейтрали в электрических системах. «Наукова думка», 1974, с. 43—60.
7. Постников И. М. Проектирование электрических машин. Киев, Гостехиздат УССР, 1960. 610 с.

[4.10.1974]

Параметр	Варианты			
	I	II	III	IV
$U_{5*}, \%$	4	7,5	1	1
$U_{7*}, \%$	2	5,5	1	1
$U_{11*}, \%$	2	3	8	4
$U_{13*}, \%$	1	2	6	3
$k_{ac}, \%$	5	10	10,2	5,2
$\Lambda \cdot 10^{-3}, \%$	14	68	25	4,3
$Y, \text{руб.}$	1410	6660	2300	460
$Y + Y_k, \text{руб.}$	1650	6900	2540	710

Оценка погрешности расчета и реализации оптимального распределения реактивной мощности

Доктор техн. наук АРЗАМАСЦЕВ Д. А., инж. ИГУМЕНЦЕВ В. А.

Свердловск, Магнитогорск

Строго детерминированный подход к задаче оптимизации дает единственное решение для распределения реактивной мощности. Однако исходная информация о характеристиках отдельных элементов системы и параметрах режима содержит погрешности, природа которых определяется способом получения исходных данных и разрешающей способностью технических средств, используемых для сбора, передачи и обработки информации. Наличие недетерминированной информации также приводит к появлению погрешностей в выборе оптимального плана, так как в любой момент времени случайные факторы, действующие в системе, вызывают отклонение действительного режима от оптимального расчетного. Наиболее ярко выраженным случайным характером обладают электрические нагрузки промышленных предприятий. Вероятностная информация об электрических нагрузках придает математической модели стохастические свойства. Погрешность выбора оптимального режима увеличивается также за счет упрощения реального физического процесса в математической модели системы.

Ценность полученного оптимального решения определяется возможностью его практической реализации. В процессе реализации расчетного режима неизбежно возникает погрешность. Даже при детерминированном подходе в реальных условиях необходимо учитывать возможные отклонения действительных параметров режима от расчетных. Задача реализации решения усложняется, если учесть случайный характер электрических нагрузок. В этом случае поддержание оптимального режима компенсации реактивных нагрузок возможно только с применением автоматических устройств регулирования реактивной мощности генерирующих источников.

Экономико-математическую постановку задачи оценки погрешности расчета и реализации оптимальных режимов распределения реактивной мощности между генерирующими источниками можно записать следующим образом. Каждому множеству векторов параметров состояния системы $\{B(t), t=1, 2, \dots, T\}$ и вектору управления $Q(t)$ поставим в соответствие функционал $I(t)$. В процессе решения оптимизационной задачи определяется расчетный вектор оптимальных параметров управления $Q_0(t)$. Значения расчетного вектора будут отличны от действительного оптимального вследствие ошибки определения параметров состояния и неточности метода решения. Возникает погрешность расчета оптимального режима. Аналогично этому отклонение вектора управления в процессе реализации решения от расчетного приводит к появлению погрешности реализации. Совокупная погрешность расчета и реализации оптимального режима определяется увеличением δ функционала $I(t)$ по сравнению с его минимальным значением.

Снижение указанной погрешности сопряжено с некоторыми материальными затратами, необходимыми для повышения как точности расчета, так и точности реализации [Л. 1]. С другой стороны, полнота экономического функционала в окрестности своего экстремума предполагает наличие области равноэкономичных режимов, неразличимых с точки зрения экономического критерия оптимальности. Поэтому совокупная погрешность расчета и реализации оптимального режима должна оцениваться по допустимому отклонению $\delta_{\text{доп}}$ функционала $I(t)$.

В качестве варьируемых параметров состояния режима примем случайные величины активных и реактивных нагрузок потребителей в узлах схемы электроснабжения, а точность реализации расчетного режима будем оценивать случайными отклонениями нагрузки генерирующих источников реактивной мощности от их расчетных оптимальных величин.

Аналитическая оценка погрешности для сложной многопараметрической системы представляет большие трудности. Поэтому наиболее приемлемыми являются статистические методы [Л. 2 и 3]. Вероятностные законы распределения целевой функ-

ции потерь электроэнергии при известных распределениях отдельных параметров режима можно получить методом статистических испытаний. Под статистическими испытаниями подразумеваются расчеты целевой функции, выполненные на ЦВМ.

Исходной случайной величиной при моделировании служит равномерно распределенная в интервале $[-1, 1]$ случайная величина ξ_r , получаемая с помощью датчика псевдослучайных чисел на ЦВМ. Равномерный закон целесообразно использовать для характеристики распределения величины нагрузки генерирующих источников реактивной мощности. При отсутствии автоматических регуляторов интервал изменения реактивной мощности ε_r источников по существу определяет точность установки и поддержания базовых токов возбуждения синхронных двигателей и компенсаторов. Случайная величина нагрузки i -го генерирующего источника Q_{ri} получается из выражения

$$Q_{ri} = Q_{r.oi}(1 \pm \varepsilon_r \xi_r), \quad (1)$$

где $Q_{r.oi}$ — реактивная мощность источника, соответствующая расчетному оптимальному значению.

Как показывают исследования, электрические нагрузки на интервалах стационарности и эргодичности суточного и годового графиков можно представить в виде случайных величин, подчиняющихся нормальному закону распределения. Для моделирования случайных величин, распределенных по нормальному закону, может быть использована таблица заранее разыгранных случайных чисел или программа получения псевдослучайных нормально распределенных чисел с математическим ожиданием $M(\xi_n) = 0$ и дисперсией $D(\xi_n) = 1$.

По заданным характеристикам распределения активных p_i и реактивных q_i нагрузок их случайные значения определяются из выражений:

$$p_i = M(p_i)[1 \pm \varepsilon_m(p_i)\xi_n]; \quad (2)$$

$$q_i = M(q_i)[1 \pm \varepsilon_m(q_i)\xi_n], \quad (3)$$

где $\varepsilon_m(p_i)$ и $\varepsilon_m(q_i)$ — коэффициенты вариации активных и реактивных нагрузок соответственно.

Для проведения статистических испытаний используется программа, обеспечивающая расчет потоков распределения в сетях и уровнях напряжений. Целевую функцию потерь активной мощности ΔP_q , обусловленных генерацией и распределением реактивной мощности, представим в виде [Л. 4]

$$\Delta P_q = \sum_{i=1}^n (a_i Q_{ri}^2 + b_i Q_{ri}) + \sum_{j=1}^m \frac{r_j q_j^2}{U_j^2}, \quad (4)$$

где a_i, b_i — постоянные коэффициенты уравнения потерь в синхронных машинах; r_j — активные сопротивления элементов схемы замещения; q_j — потоки реактивной мощности в сети; U_j — напряжение.

При рассмотрении сложной иерархической системы электроснабжения функциональная связь между параметрами узлов различных уровней иерархии осуществляется посредством определения оптимальных значений входных реактивных мощностей $Q_{вх.0}$ для каждого локального узла. Значение $Q_{вх.0}$, получающееся в процессе расчета и реализации, может быть отличным от оптимального и, следовательно, увеличивает значение экономического функционала для узлов более высокого уровня иерархии. Поэтому при случайных изменениях параметров режима локального узла важно оценить не только

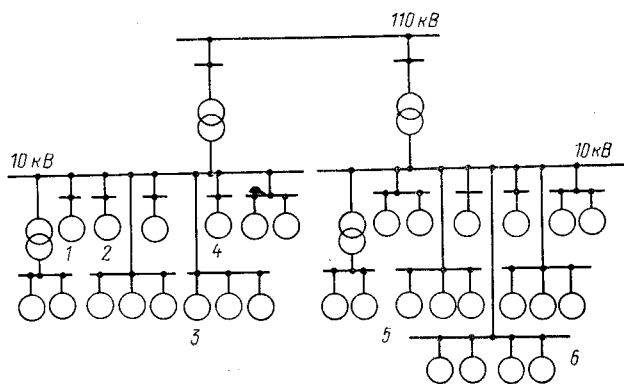


Рис. 1.

значение целевой функции ΔP_q , но также и значение входной реактивной мощности узла.

$$Q_{вх} = \sum_{i=1}^n Q_{ri} - \sum_{i=1}^n q_i. \quad (5)$$

Значение экономического функционала в узле электроснабжения

$$I_T = \sum_{v=1}^{T/t} \Delta P_{qv} t, \quad (6)$$

где t — интервал осреднения нагрузок; T — интервал стационарности графика нагрузок; v — количество испытаний.

Учитывая, что

$$M(\Delta P_q) = \frac{\sum_{v=1}^{T/t} \Delta P_{qv} t}{T}, \quad (7)$$

можно записать:

$$I_T = M(\Delta P_q) T. \quad (8)$$

Таким образом, величина экономического функционала на интервале стационарности и эргодичности графика нагрузки зависит от математического ожидания целевой функции и не является случайной. Точность оценки $M(\Delta P_q)$ определяется количеством испытаний v . Примем точность оценки такую, чтобы среднее значение ΔP_q отличалось от $M(\Delta P_q)$ не более, чем на $\alpha = 0,005 M(\Delta P_q)$ с вероятностью $\gamma = 0,95$. Для определения наименьшего количества испытаний воспользуемся известным соотношением из теории вероятностей:

$$\gamma = 2S_{n-1} \left(\frac{\alpha \sqrt{v}}{\sigma(\Delta P_q)} \right) - 1, \quad (9)$$

где $S_{n-1}(\tau)$ — функции распределения Стьюдента с $n-1$ степенями свободы.

Для заданных условий получаем $v = 255$.

Исследуем поведение целевой функции ΔP_q и экономического функционала I_T вблизи их экстремальных значений для конкретного узла системы электроснабжения (рис. 1).

Если провести ряд оптимизационных расчетов по детерминированной математической модели при различных значениях $Q_{вх}$, то получим график $\Delta P_q = f(Q_{вх})$, в каждой точке которого реактивные мощности распределены между источниками оптимально (кривая 1 на рис. 2). Примем в качестве исходных параметров режима для проведения статистических испытаний математические ожидания активных и реактивных нагрузок потребителей и расчетные оптимальные значения загрузки генерирующих источников реактивной мощностью, полученные при $Q_{вх} = Q_{вх.0}$. Для удобства анализа и наглядности результатов исследования проведем ряд циклов статистических испытаний, изменяя значения коэффициентов вариации нагрузок ε_m и интервала случайных отклонений реактивной загрузки источников ε_p .

Законы распределения ΔP_q и $Q_{вх}$ можно приближенно считать нормальными, как это следует из гистограммы рас-

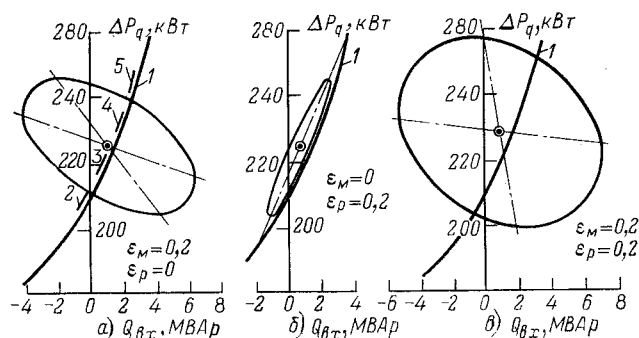


Рис. 2.

пределения плотностей. Геометрической характеристикой концентрации точек корреляционного поля около своего центра тяжести для случайных величин, имеющих совместное нормальное распределение, является эллипс рассеивания [Л. 5]. Эллипсы рассеивания, построенные с доверительной вероятностью 95%, для различных значений ε_m и ε_p показаны на рис. 2.

Анализ характеристик распределения ΔP_q и $Q_{вх}$ позволяет определить составляющие погрешности расчета и реализации оптимального режима. Погрешность расчета при $\varepsilon_m = 0,2$ (рис. 2,а) составляет 3,8% значения экономического функционала, вычисленного по детерминированной модели. Погрешность реализации при $\varepsilon_p = 0,2$ (рис. 2,б) составляет 3,1%. Совокупная погрешность при $\varepsilon_m = \varepsilon_p = 0,2$ (рис. 2,в) выражается увеличением экономического функционала на 4,7%.

С ростом интервалов изменения параметров режима увеличиваются и погрешности расчета и реализации. Зависимости отклонения экономического функционала от величин интервалов при $\varepsilon = \varepsilon_m = \varepsilon_p$ показаны на рис. 3,а. В узлах электроснабжения с резкопеременной нагрузкой детерминированный подход к расчету и реализации может привести к значительному отклонению режима от оптимального. Например, при $\varepsilon = 0,4$ увеличение функционала составляет 17%.

Математическое ожидание $Q_{вх}$ при увеличении интервала изменения ε_m и ε_p практически не изменяется, но значительно увеличивается ее дисперсия. Допустимые значения $D(Q_{вх})$ должны определяться после анализа отклонения экономического функционала в целом для системы электроснабжения промышленного предприятия. Зависимость среднеквадратического отклонения $\sigma(Q_{вх})$ от величины ε показана на рис. 3,б.

Учет случайных изменений нагрузок, как правило, предполагает автоматическое регулирование реактивной мощности генерирующих источников. Существующие устройства автоматического регулирования возбуждения синхронных двигателей дают возможность реализовать различные законы регулирования. Рассмотрим эффективность использования некоторых законов регулирования с точки зрения поддержания наиболее экономичного режима распределения реактивной мощности. Влияние регулирования на экономичность системы электроснабжения выявляется путем анализа распределения целевой функции ΔP_q и входной реактивной мощности $Q_{вх}$, полученных в результате испытаний.

Наиболее простым для исследования является закон регулирования, обеспечивающий условие

$$Q_{ri} = Q_{r.oi} = \text{const}. \quad (10)$$

Регулирование по закону (10) соответствует отсутствию погрешности реализации ε_p . Поддержание постоянной реактивной загрузки двигателей, как это видно из рис. 3, оказывается малоэффективным при значительной дисперсии реактивной нагрузки потребителей, так как не дает существенного снижения величин δ и $\sigma(Q_{вх})$.

Рассмотрим эффективность пропорционального регулирования возбуждения синхронных двигателей по законам $Q_{ri} = k_{1i} Q_{вх}$ и $Q_{ri} = k_{2i} \Delta U$. В узле электроснабжения (рис. 1) выделим в качестве регулируемых источников наиболее крупные двигатели прокатных станов:

главный привод слябинга $S_H = 20 \text{ МВ} \cdot \text{А}$ (синхронный двигатель № 1 на рис. 1);

пять двигателей клетей стана 2500 $S_H = 5 \text{ МВ} \cdot \text{А}$ (синхронные двигатели № 2—6 на рис. 1).

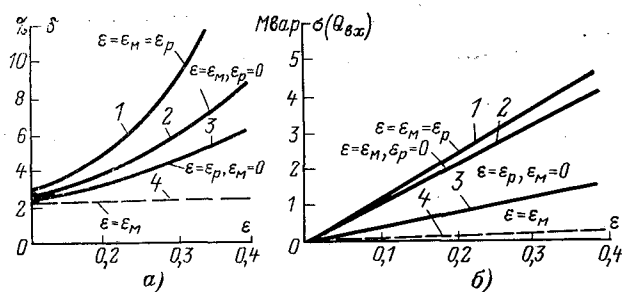


Рис. 3.

Алгоритм метода статистических испытаний дополним блоком регулирования. При случайном изменении нагрузок в узлах схемы замещения и оптимальной базовой нагрузке синхронных двигателей реактивной мощностью в каждом испытании рассматриваются напряжения на шинах 10 кВ и входная реактивная мощность.

Примем в качестве критерия регулирования величину реактивной мощности и закон регулирования приближенно запишем в виде

$$Q_{ri} = k_{ii} Q_{вх}, \quad (11)$$

где k_{ii} — постоянный коэффициент, определяемый через коэффициенты уравнения потерь синхронных двигателей. Приближенно можно принять

$$k_{ii} = \frac{1}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{a_i}}.$$

Для рассматриваемого узла электроснабжения отклонение напряжения на шинах 10 кВ, обусловленное изменением нагрузочного режима, определяется в основном значением $Q_{вх}$. Напряжение в сети $U_1 = 110$ кВ принимается неизменным. При этих условиях

$$Q_{ri} = k_{2i} \frac{x_{св}}{U_1} \Delta U, \quad (12)$$

где $x_{св}$ — реактивное сопротивление связи.

В каждом испытании нагрузка регулируемых синхронных двигателей реактивной мощностью изменяется в соответствии с (11) или (12) с учетом ограничений по располагаемой мощности

$$Q_{ri\min} \leq Q_{ri} \leq Q_{ri\max}, \quad (13)$$

после чего производится новый расчет потокораспределения и уровней напряжения, определяются значения ΔP_q и $Q_{вх}$.

Регулирование реактивной мощности по законам (11) и (12) на крупных синхронных двигателях узла дает возможность значительно улучшить выходные характеристики режима распределения реактивной мощности. Как видно из рис. 3, отклонение экономического функционала не превышает 2% от его значения, вычисленного по детерминированной модели. Резко снижается рассеивание входной реактивной мощности узла, что облегчает поддержание оптимального режима в целом по системе электроснабжения.

При регулировании по закону (12) нужно иметь в виду, что изменение напряжения в основной питающей сети в пределах 122—116 кВ перемещает рабочий интервал регулирования, как это показано на рис. 2,а. Изменение математического ожидания приводит к отклонению режима от оптимального в целом для системы электроснабжения. Поэтому выбор закона регулирования должен осуществляться с учетом конкретных условий работы системы электроснабжения и схемы связи рассматриваемого узла с основной сетью.

Выводы. 1. Для получения объективных оценок погрешности расчета и реализации оптимальных режимов распределения реактивной мощности может быть использован метод статистических испытаний.

2. Анализ совокупной погрешности позволяет задать необходимую точность представления исходной информации, решить вопрос о допустимости применения детерминированной математической модели для расчета оптимальных режимов, выбрать способ реализации режима для различных генерирующих источников, обосновать эффективность используемых законов регулирования реактивной мощности.

3. При использовании автоматических регуляторов возбуждения синхронных двигателей для снижения потерь электроэнергии наиболее предпочтительными являются законы пропорционального регулирования, обеспечивающие постоянство входной реактивной мощности или напряжения на интервалах стационарности и эргодичности графика электрических нагрузок.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Арзамасцев Д. А. Некоторые вопросы математического моделирования для управления большими системами применительно к электроэнергетическим системам. — В кн.: Оптимизация и управление большими системами в энергетике. Материалы симпозиума. Иркутск, 1970.

2. Анализ погрешности с помощью ЦВМ задач оптимального распределения нагрузок. — «Электричество», 1970, № 4. Авт.: В. А. Веников, Б. И. Головицын, В. Д. Ковалев и др.

3. Васин В. П., Рокотян И. С., Федоров Д. А. Анализ необходимой точности реализации расчетного оптимального режима электроэнергетической системы. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1970, № 3.

4. Указания по компенсации реактивной мощности в распределительных сетях. М., «Энергия», 1974.

5. Айвазян С. А. Статистическое исследование зависимостей. М., «Металлургия», 1968.

[16.6.1975]

Выбор сечений проводов распределительных линий с учетом роста нагрузок

Доктор техн. наук БУДЗКО И. А., доктор техн. наук ЛЕВИН М. С.,

канд. техн. наук ЛЕЩИНСКАЯ Т. Б.

Московский институт инженеров сельскохозяйственного производства

Чтобы минимизировать приведенные затраты на электрическую сеть, сечения проводов воздушных линий необходимо выбирать по интервалам экономических нагрузок [Л. 1—3]. Пусть в течение рассматриваемого расчетного срока нагрузка линии неизменна. Тогда предельное значение тока трехфазной линии $I_{пр}$, при котором вместо сечения F_1 целесообразно применить большее сечение F_2 ,

$$I_{пр} = \sqrt{\frac{1000 (p_{ам} + E_n) (K_2 - K_1)}{3\tau c (r_1 - r_2)}}, \quad (1)$$

где K_1 и K_2 — соответственно стоимости линий с сечениями проводов F_1 и F_2 (мм²), руб/км; r_1 и r_2 — активные сопротивления (Ом/км) этих же линий; E_n — нормативный коэффициент эффективности; $p_{ам}$ — коэффициент амортизационных отчислений; τ — число часов потерь, ч/год; c — приведенные затраты на потери электроэнергии руб/(кВт·ч).

Выражение (1) выведено в предположении постоянства ежегодных приведенных затрат на линии. В действительности эти затраты в течение срока службы, как правило, возрастают из-за увеличения тока нагрузки и связанной с ним стоимости потерь электроэнергии.

УДК 621.316.1.017.2.001.24

Для линий напряжением 110—500 кВ имеются предложения о способах учета роста нагрузок [Л. 2]. При этом считают, что нагрузка линии в течение сравнительно небольшого срока возрастает от начальной до расчетной и в дальнейшем остается неизменной. Для распределительных линий напряжением 10—35 кВ, в том числе и сельских, подобный способ неприемлем. Обычно при проектировании таких линий расчетную нагрузку определяют на конец расчетного периода, равного 5—7 годам (считая от года ввода проектируемого объекта в эксплуатацию). Однако нагрузки и после достижения расчетных значений продолжают расти, что в конечном счете приводит к необходимости реконструкции сети с целью повышения ее пропускной способности.

Как правило, поводом для реконструкции является ухудшение качества напряжения, причем первоначально у сравнительно небольшого числа электроприемников. Поэтому сначала целесообразно осуществлять мероприятия, требующие относительно небольших капиталовложений и материальных ресурсов — установку дополнительных устройств для автоматического регулирования напряжения, замену проводов на отдельных участках и т. п., и лишь впоследствии производить коренную реконструкцию сети, например, путем строительства дополнительных подстанций 110—35/10 кВ и линий 10 кВ.

В настоящее время провода сельских распределительных линий выбирают по методике [Л. 4], где рост нагрузки учитывается с помощью специального коэффициента. К сожалению, численные значения этого коэффициента определены без учета особенностей современной методики технико-экономической оценки энергетических объектов, требующей ясности в вопросе о сроке суммирования разновременных ежегодных приведенных затрат при их изменении во времени [Л. 3 и 5].

Наиболее логичным представляется следующий подход к этому вопросу. Расчетный срок службы воздушных линий T_c считают равным 25—30 годам, и за этот срок следовало бы суммировать разновременные затраты, если бы закон изменения нагрузки линии, а следовательно, и характер ее последующей реконструкции был бы точно известен. Однако в настоящее время не существует методов прогнозирования нагрузок на такие длительные сроки. Поэтому расчетную нагрузку можно считать известной лишь к концу расчетного периода ($T_p = 5—7$ лет), а за пределами этого периода затраты на потери энергии и на последующую реконструкцию сети можно принимать либо одинаковыми для всех рассматриваемых вариантов, либо равными для каждого варианта затрат на потери энергии в последний год расчетного периода.

Основанием для таких допущений служит неизбежность реконструкции, которая должна произойти вскоре после конца расчетного периода. Отчисления же от капитальных вложений на строительство линий, не зависящие от нагрузки, можно суммировать за срок службы или же бесконечно большой срок с учетом того, что реновационные отчисления обеспечивают полное возмещение основных фондов, и за счет их постоянного обновления циклы производства на протяжении неопределенно длительного времени становятся как бы непрерывными.

Таким образом, при выборе сечений проводов распределительных линий с учетом роста нагрузок целесообразно оценить влияние на результаты расчетов следующих факторов:

- 1) характера допущения об изменении затрат на сеть за пределами расчетного периода;
- 2) срока суммирования ежегодных затрат, принимаемые от 25—30 лет до бесконечности;
- 3) закона роста нагрузок в расчетный период.

Как уже отмечалось, из-за отсутствия достоверных методов долгосрочного прогнозирования нагрузок, стоимость потерь энергии за пределами расчетного периода можно принимать одинаковой для всех рассматриваемых вариантов, т. е. вообще их не учитывать. В этом случае предельное значение начального тока для сечений F_1 и F_2 можно определить из следующего уравнения, записанного для суммарных приведенных затрат за срок службы линии T_c [Л. 3]:

$$\sum_1^{T_c} pK_1 \beta^{t-1} + \sum_1^{T_p} \frac{3I^2 t r_1 \tau c}{1000} \beta^{t-1} = \sum_1^{T_c} pK_2 \beta^{t-1} + \sum_1^{T_p} \frac{3I^2 t r_2 \tau c}{1000} \beta^{t-1}, \quad (2)$$

где $p = p_{ам} + E_n$; T_p — последний год расчетного периода; I_t — ток в год t ; $\beta = \frac{1}{1 + E_{н.п}}$; $E_{н.п}$ — нормативный коэффициент приведения разновременных затрат.

Если затраты на потери энергии за пределами расчетного периода для каждого сечения считать равными соответствующим затратам в последний год этого периода, то уравнение (2) можно записать в следующем виде:

$$\sum_1^{T_c} pK_1 \beta^{t-1} + \sum_1^{T_p} \frac{3I^2 t r_1 \tau c}{1000} \beta^{t-1} + \sum_{t_p+1}^{T_c} \frac{3I^2 t_p r_1 \tau c}{1000} \beta^{t-1} = \sum_1^{T_c} pK_2 \beta^{t-1} + \sum_1^{T_p} \frac{3I^2 t r_2 \tau c}{1000} \beta^{t-1} + \sum_{t_p+1}^{T_c} \frac{3I^2 t_p r_2 \tau c}{1000} \beta^{t-1}, \quad (3)$$

где I_{tp} — ток в последний год расчетного периода.

После простейших преобразований уравнения (2) получим следующее выражение для предельного тока в первый год $I_{1пр}$, при котором вместо сечения F_1 целесообразно применять сечение F_2 :

$$I_{1пр} = k_p I_{пр}, \quad (4)$$

где

$$k_p = \sqrt{\frac{\sum_1^{T_c} \beta^{t-1}}{\sum_1^{T_p} \left(\frac{I_t}{I_1}\right)^2 \beta^{t-1}}} = \frac{1}{\sqrt{(1-\beta) \sum_1^{T_p} \left(\frac{I_t}{I_1}\right)^2 \beta^{t-1}}}, \quad (5)$$

а $I_{пр}$ определяется по выражению (1).

Из сравнения (1) и (4) следует, что коэффициент k_p учитывает влияние роста нагрузок. На значения этого коэффициента необходимо умножать предельные значения токов, вычисленные по выражению (1) при неизменной нагрузке. При этом получают новые предельные токи первого года службы линии.

Аналогично, используя уравнение (3), можно получить, что

$$k_p = \sqrt{\frac{\sum_1^{T_c} \beta^{t-1}}{\sum_1^{T_p} \left(\frac{I_t}{I_1}\right)^2 \beta^{t-1} + \sum_{t_p+1}^{T_c} \left(\frac{I_{tp}}{I_1}\right)^2 \beta^{t-1}}}. \quad (6)$$

Для определенности предположим, что ток нагрузки меняется по показательному закону:

$$I_t = I_1 q^{t-1}, \quad (7)$$

где I_1 — ток в первый год службы линии; q — коэффициент ежегодного роста нагрузки.

Расчетный срок T_p примем равным пяти годам.

На рис. 1 приведены зависимости $k_p = f(q)$, вычисленные по уравнениям (5) и (6) для двух значений срока службы T_c . Как следует из рис. 1, вид допущения о характере изменения затрат на потери энергии за пределами расчетного периода существенно влияет на величину k_p . Если эти затраты не учитывать, т. е. считать их для всех вариантов одинаковыми то при $q = 1—1,2$ коэффициент k_p в 1,7—2,2 раза больше, чем при расчетах по выражению (6). Разница в расчетах по уравнениям (5) и (6) уменьшается с увеличением T_p .

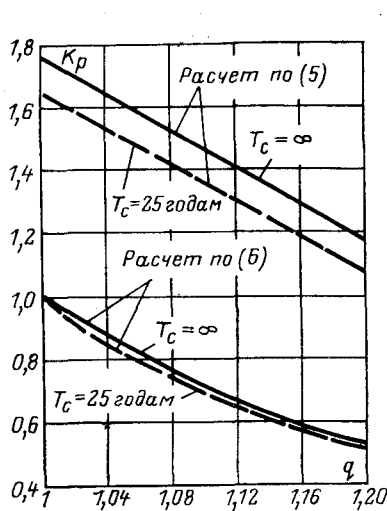


Рис. 1. Зависимости $k_p = f(q, T_c)$.

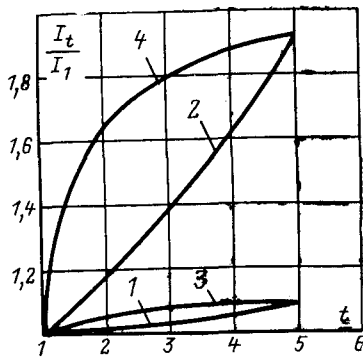


Рис. 2. Законы роста нагрузок.

$I - I_t = I_1 q^{t-1}$ при $q=1,02$; 2— $I_t = I_1 q^{t-1}$ при $q=1,18$; 3— $I_t = ab^{t-1} + d$, $a = -0,082$; $b=0,0057$; $d=1,08$; 4— $I_t = ab^{t-1} + d$, $a=0,938$ $b=0,0057$; $d=1,938$.

Величина срока службы T_c в пределах выше 25 лет практически не оказывает влияния на результаты, хотя это влияние при расчетах по выражению (5) несколько больше.

Для оценки влияния законов роста нагрузки помимо показательного закона (7) было также рассмотрено изменение нагрузки в соответствии с уравнением

$$I_t = ab^{t-1} + d, \quad (8)$$

где a , b и d — коэффициенты.

Выбор надлежащих значений a , b и d позволяет широко варьировать возможную область изменений I_t (рис. 2). Для удобства дальнейшего сопоставления результатов расчетов, выполненных при различных законах роста нагрузки, коэффициенты выбирались из условия равенства в расчетный год T_p токов по законам (7) и (8).

На рис. 3 приведены зависимости $k_p = f(I_p/I_1)$ для двух законов изменения нагрузки при $T_p=5$ годам. Если затраты на потери энергии за пределами расчетного периода принимать равными соответствующим затратам в год T_p , то принятый закон роста нагрузок не оказывает заметного влияния на величину k_p . Если же затраты на потери энергии за пределами расчетного периода вообще не учитывать, то значения k_p различны для разных законов, причем эта разница увеличивается при повышении темпов роста нагрузки.

На рис. 4 приведены зависимости $k_p = f(T_p)$ при показательном законе роста нагрузок и при различных условиях расчета. Из рис. 4 видно, что с увеличением T_p коэффициент k_p заметно уменьшается.

Рис. 3. Зависимости $k_p = f\left(\frac{I_p}{I_1}\right)$.

1 и 3 — закон роста нагрузок (7); 2 и 4 — закон роста нагрузок (8); — — — расчет по минимаксному критерию Сэвиджа.

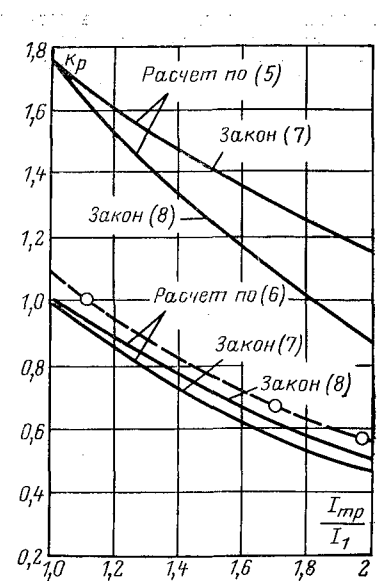
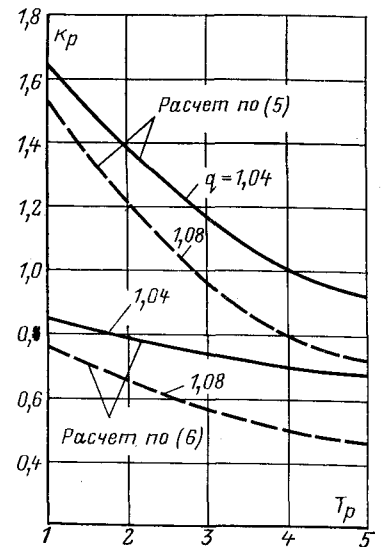


Рис. 4. Зависимости $k_p = f(T_p)$ при показательном законе роста нагрузок.

1 и 2 — k_p рассчитан по (5); 3 и 4 — k_p рассчитан по (6).



Как уже отмечалось, нагрузки продолжают расти и за пределами расчетного периода, что вызывает необходимость в реконструкции сети. Можно предположить, что сроки реконструкции t_p близки к расчетным срокам [Л. 5]:

$$t_p \approx T_p. \quad (9)$$

Пользуясь терминологией теории исследований операций, законы роста нагрузок и сроки проведения реконструкции можно рассматривать как неопределенные факторы, так как в момент проектирования сети они неизвестны. Следует подчеркнуть, что эти факторы могут быть оценены лишь на основе весьма недостоверных прогнозов. Существенное различие результатов расчетов по выражениям (5) и (6), в той или другой степени отражающих эту недостоверность, свидетельствует о правомерности применения минимаксных критериев для выбора оптимальных сечений проводов [Л. 6]. Однако ранее при решении этой задачи срок реконструкции принимался фиксированной, известной величиной, что ограничивает возможность эффективного использования полученных рекомендаций. Кроме того, результаты расчетов не сопоставлялись с аналогичными результатами при детерминированном задании нагрузок.

Как уже отмечалось, в качестве неопределенных факторов следует рассматривать не только закон роста нагрузок, но и сроки реконструкции и, следовательно, затраты на реконструкцию. Можно принять, что область возможных затрат при использовании того или другого сечения ограничена, во-первых, минимальным значением затрат, соответствующих неизменно-му во времени току, равному I_1 , и, во-вторых, некоторым ма-

ксимальным значением, соответствующим, например, возрастанию тока уже в первый год до значения I_{tp} и осуществлению в год t_p реконструкции. С целью утяжеления условий срок t_p можно выбрать минимальным, например, равным пяти годам, а дополнительные затраты на реконструкцию — максимальными, соответствующими замене провода на провод большего сечения.

Минимальные затраты для некоторого сечения F_1 можно вычислить по левой части уравнения (2), считая, что $I_t = I_1 = \text{const}$. Максимальные затраты при принятых допущениях

$$Z_{\max} = \sum_1^{T_c} pK_1 \beta^{t-1} + \sum_{t_p}^{T_c} p\Delta K \beta^{t-1} + \sum_1^{T_c} \frac{3I_2 t_p r_1 T_c}{1000} \beta^{t-1}, \quad (10)$$

где ΔK — капитальные затраты на реконструкцию, осуществляемую в год t_p .

В соответствии с [Л. 6] оптимальное сечение провода определялось по критерию Сэвиджа, причем предварительно для двух смежных сечений составлялась платежная матрица вида

Сечения	Затраты	
	$Z_{\min}$	$Z_{\max}$
F_1	$Z_{\min 1}$	$Z_{\max 1}$
F_2	$Z_{\min 2}$	$Z_{\max 2}$

Расчеты выполнялись для ВЛ 10 кВ, выполненных на одностоечных деревянных опорах во втором районе по гололеду и втором по ветру [Л. 7]. Число часов потерь принималось равным 2000 ч/год, стоимость потерь энергии 0,0284 руб/кВт·ч, значения ΔK в зависимости от сечения провода колебались от 1,05 до 1,6 тыс. руб/км. Годовые отчисления на амортизацию линии принимались равными 6,6% от ее стоимости.

В результате расчетов для ряда значений отношения I_{tp}/I_1 получены таблицы экономических интервалов, т. е. для каждого из n сечений $F_1, F_2, \dots, F_n$ определены нижние и верхние пределы экономических токовых нагрузок первого года $I_{1п}, I_{1в}, \dots, I_{nп}, I_{nв}$. Полученные таблицы сравнивались с таблицей, составленной по выражению (1) без учета роста нагрузок, и вычислялись отношения:

$$\frac{I_{1в}}{I_{п(1)-(2)}} \approx \frac{I_{nв}}{I_{п[(n)-(n+1)]}} = k_{p.э}, \quad (11)$$

где $I_{п[(i)-(i+1)]}$ — предельное значение тока, при котором вместо сечения F_i целесообразно применять сечение F_{i+1} .

Отношения (11) можно трактовать как величины, аналогичные коэффициентам k_p и отражающие неопределенность задания нагрузок и сроков реконструкции при выборе оптимальных сечений проводов по минимаксным критериям.

На рис. 3 для нескольких отношений I_{tp}/I_1 точками показаны значения $k_{p.э}$. Они располагаются в области, ограниченной зависимостями $k_p = f(I_{tp}/I_1)$, вычисленными по выражениям (5) и (6). Таким образом, в практических расчетах по составлению таблиц экономических интервалов коэффициент k_p целесообразно принимать по пунктирной кривой на рис. 3 в зависимости от отношения I_{tp}/I_1 .

При оценке полученных результатов необходимо учитывать, что расчеты по выражениям (5) и (6) также в неявной форме отражают неопределенность изменения затрат на сеть за пределами расчетного периода. Относительно решений, полученных по критерию Сэвиджа, результаты расчетов по (5) и (6) можно рассматривать как предельные, что косвенно подтверждает целесообразность практического применения минимаксных критериев.

В заключение коснемся вопроса об использовании дополнительной информации для уточнения экономического выбора сечений проводов. Наибольшую ценность, очевидно, представляла бы информация о затратах на сети за пределами расчетного периода. Однако сбор и обработка достаточных объемов этой информации может потребовать столько времени, что практическая ценность прогноза окажется под сомнением. В то же время выполненные расчеты подтверждают возможность принятия достаточно обоснованных решений, в том числе и по минимаксным критериям, на основании известных значений нагрузок в конце расчетного периода. Как показывают исследования, эти значения могут быть определены достаточно точно при использовании информации, имеющейся в организациях, эксплуатирующих распределительные сети [Л. 8].

В сравнительно короткие сроки для различных зон можно построить и статистические распределения отношения I_{tp}/I_1 , что позволяет при использовании минимаксных критериев оперировать с математическими ожиданиями затрат и уточнить расчет. Таким образом, актуальным следует считать совершенствование методов краткосрочного прогнозирования расчетных электрических нагрузок распределительных сетей и получение достаточно полных статистических характеристик этих нагрузок.

Выводы. 1. Принимаемый закон роста нагрузок в пределах расчетного периода, равного 5—7 годам, не оказывает заметного влияния на выбор экономических сечений проводов. Решающее значение при этом имеет вид допущения о характере изменения затрат на потери энергии и реконструкцию сети за пределами расчетного периода.

2. При сделанных в статье допущениях выбор экономических сечений по минимаксному критерию Сэвиджа приводит к решениям, промежуточным по отношению к результатам расчетов по выражениям (5) и (6). В практических расчетах по составлению таблиц экономических интервалов рост нагрузки целесообразно учитывать с помощью коэффициента k_p , принимая его значения в зависимости от отношения I_{tp}/I_1 по пунктирной кривой на рис. 3.

3. Из различных возможных видов дополнительной информации в распределительных сетях наиболее вероятно получение сравнительно достоверной информации о нагрузках в последний год расчетного периода. Совершенствованию методов их прогнозирования, а также уточнению статистических распределений величины I_{tp}/I_1 необходимо уделять достаточное внимание.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Грудинский П. Г., Приклонский Е. П. Нормы на экономическую плотность тока. — «Электричество», 1957, № 3.
2. Шеренцис А. Н., Горюшкин В. А. Пределы экономических интервалов токовых нагрузок для линий электропередачи 110—500 кВ на унифицированных опорах. — «Электричество», 1963, № 3.
3. Будзко И. А., Гессен В. Ю., Левин М. С. Электрообеспечение сельскохозяйственных предприятий и населенных пунктов. М., «Колос», 1975.
4. Методические указания по выбору проводов для ВЛ 0,4 и 20 кВ на минимум приведенных затрат. Руководящие материалы по проектированию электроснабжения сельского хозяйства. М., Сельэнергопроект, 1972, вып. 10.
5. Эбин Л. Е., Левин М. С., Сырых Н. Н. О методике технико-экономических расчетов в энергетике. — «Электрические станции», 1970, № 4.
6. Васин Ю. Н., Горелик В. А. Принцип минимакса в задаче выбора проводов воздушных линий. — «Техническая кибернетика», 1975, № 2.
7. Методические указания по технико-экономическим расчетам при проектировании электрических сетей сельскохозяйственного назначения. Руководящие материалы по проектированию электроснабжения сельского хозяйства. М., Сельэнергопроект, 1972, вып. 5.
8. Шестерень В. Е., Левин М. С. Прогнозирование расчетных нагрузок сельских электрических сетей. — В кн.: Повышение надежности электроснабжения сельскохозяйственных потребителей. М., ВЭСХ, 1972.

[30.6.1975]

О применении метода средних потенциалов в случае плоского и плоскомеридианного полей

Канд. техн. наук КОЛЕЧИЦКИЙ Е. С.

Московский энергетический институт

Метод средних потенциалов, предложенный Хоу, применяется для расчета емкости и ее аналогов. Наиболее широкое применение этот метод получил для расчета емкости проводников, состоящих из стержней круглого сечения. Однако нет никаких принципиальных ограничений и для применения этого метода в случае плоских, плоскомеридианных, или трехмерных полей [Л. 1]. Ниже рассматриваются только плоские и плоскомеридианные поля.

Согласно методу средних потенциалов поверхностная плотность заряда на проводнике принимается постоянной. В этих условиях определяется потенциал проводника в разных точках поверхности. Далее вычисляется его среднее значение, и емкость определяется как отношение полного заряда проводника к среднему значению потенциала. В случае сложной конфигурации проводника формулы для расчета среднего значения становятся громоздкими и их применение нецелесообразно. Проще произвести непосредственное вычисление потенциала в разных точках проводника и затем численно определить его среднее значение.

Применительно к плоскому полю эта задача эквивалентна вычислению криволинейного интеграла вида

$$\int_L \ln \frac{1}{r_{AB}} dl = f(A), \quad (1)$$

где L — контур сечения проводника; A — точка на поверхности проводника, в которой рассчитывается потенциал; B — точка на поверхности, пробегающая весь контур L ; r_{AB} — расстояние между точками A и B .

Если представить контур L состоящим из отрезков прямых и дуг окружностей, то вычисление интеграла (1) можно упростить с помощью следующих вспомогательных формул.

Номер точки	$\varphi_i / \frac{\sigma l}{2\pi\epsilon}$	Номер формулы
1	$\ln \frac{e^*}{l}$	(2)
2	$\ln \frac{2e^*}{l}$	(3)
3	$\ln \frac{e^*}{l+a} - \frac{a}{l} \ln \frac{a+l}{a}$	(4)
$a \gg l$	$\ln \frac{1}{l+a}^*$	(5)
4	$\ln \frac{e}{\sqrt{l^2 + r^2}} - \frac{r}{l} \operatorname{arctg} \frac{l}{r}$	(6)
$r \gg l$	$\ln \frac{1}{r}^*$	(7)
5	$a \ln \frac{n_1}{n_2} + \ln \frac{e^*}{n_2} - \frac{r}{l} \left(\operatorname{arctg} \frac{a+l}{r} - \operatorname{arctg} \frac{a}{r} \right)$	(8)
$n_1 \approx n_2 \approx n \gg l$	$\ln \frac{1}{n}^*$	(9)

Примечание. Здесь $e = 2,718$ — основание натуральных логарифмов; $*$ — ϵ/ϵ_0 — диэлектрическая проницаемость среды.

Рассмотрим прямолинейный отрезок контура L шириной l с поверхностной плотностью заряда σ . Пусть необходимо вычислить потенциал, создаваемый этим отрезком в различных точках, лежащих как на самом отрезке, так и вне его (см. рис. 1,а). Для вычисления потенциала на самом отрезке достаточно иметь формулу для точки, лежащей на его краю (точка 1 на рис. 1,а). В этой точке имеем:

$$d\varphi_1 = \frac{\sigma}{2\pi\epsilon} \ln \frac{1}{x} dx,$$

где x — расстояние от точки 1 до текущей точки отрезка. Отсюда

$$\varphi_1 = \int_0^l d\varphi_1 = \frac{\sigma l}{2\pi\epsilon} \ln \frac{e}{l}. \quad (2)$$

При вычислении потенциала в любой другой точке отрезка следует использовать формулу (2) и принцип наложения. Таким образом было получено выражение для потенциала в точке 2, лежащей в середине отрезка [формула (3) в таблице].

Для точек, лежащих вне отрезка, вид формулы зависит от положения рассматриваемой точки относительно отрезка. Относительно простые формулы имеют место для частных случаев [точки 3 и 4, формулы (4)–(7), см. таблицу]. Для общего случая (точка 5) получена формула (8). Рассмотренный «набор» точек исчерпывает все возможные случаи. Формулы (2)–(9) могут применяться и в тех случаях, когда конфигурация отрезка отличается от прямой. Так, например, расчеты показывают, что если отрезок l согнут по дуге окружности с центральным углом $\gamma = 45^\circ$ (см. рис. 1,б), то потенциал в точке 1 можно вычислить по (2) с точностью 1%. При $\gamma = 90^\circ$ точность (2) составляет около 3%.

При использовании приведенных формул следует учитывать особенность расчета плоских полей. Как известно, плоская электростатическая задача может быть решена, если суммарный заряд всех проводников равен нулю. Это имеет место в случае, если проводники расположены над проводящей плоскостью нулевого потенциала или контур с нулевым потенциалом охватывает все остальные проводники. Для случая расположения проводников над плоскостью в формулах (2)–(9) в числителе дробей, отмеченных звездочкой, необходимо приписать расстояние до зеркального изображения соответствующего участка.

Так например, формула (2) должна быть записана в этом случае как

$$\varphi_1 = \frac{\sigma l}{2\pi\epsilon} \ln \frac{de}{l},$$

где $d \gg l$ — расстояние от точки 1 до зеркального изображения отрезка. Таким образом потенциал в какой-либо точке контура по формулам (2)–(9) можно вычислить как сумму потенциалов от соответствующих отрезков.

Переходим к случаю плоскомеридианного поля. В этом случае «элементарным зарядом» является кольцевой заряд, потенциал которого (см. рис. 2,а) равен:

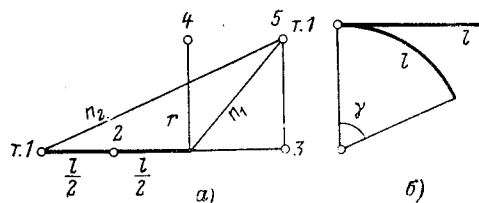


Рис. 1.

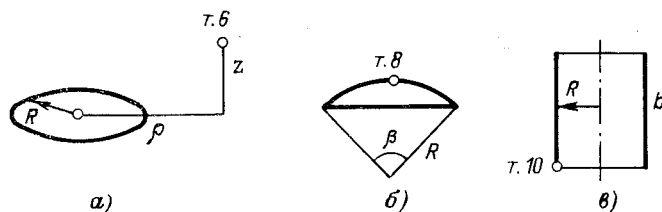


Рис. 2.

$$\varphi_6 = \frac{q}{2\pi^2\epsilon} \frac{K(k)}{\sqrt{z^2 + (R + \rho)^2}}, \quad (10)$$

где $K(k)$ — полный эллиптический интеграл 1-го рода; $k = \sqrt{\frac{4R\rho}{z^2 + (R + \rho)^2}}$ — модуль эллиптического интеграла.

Как известно [Л. 2], $K(k)$ можно представить рядами, что дает возможность для упрощений. Так, при $k \geq 0,98$ справедливо

$$K(k) = \ln \frac{4}{\sqrt{1-k^2}}, \quad (11)$$

а при $k \leq 0,2$

$$K(k) = \frac{\pi}{2}. \quad (12)$$

Точность (11) и (12) не ниже 1%.

Так как потенциал кольцевого заряда выражается через эллиптический интеграл, то вывод формул типа (2)—(9) в случае плоскомеридианного поля затруднителен. Однако для частных случаев это возможно.

Как известно из [Л. 3], потенциал в центре круглого диска радиуса R , на котором распределен заряд с постоянной плотностью σ , вычисляется элементарным интегрированием и равняется

$$\varphi_7 = \frac{\sigma R}{2\epsilon}. \quad (13)$$

Также путем непосредственного интегрирования можно вычислить потенциал в центре диска, представляющего сферический сегмент (см. рис. 2, б), с радиусом R и центральным углом γ . При постоянной поверхностной плотности заряда σ на сегменте потенциал в точке 8 выражается формулой

$$\varphi_8 = \frac{\sigma R}{2\epsilon} \sqrt{2 - 2\cos \frac{\gamma}{2}}. \quad (14)$$

При расчете потенциала в различных точках тела, имеющего осевую симметрию, можно рекомендовать следующий порядок вычислений. Вся поверхность тела разбивается на несколько «поясков». Потенциал в центре пояса, охватывающего рассматриваемую точку, вычисляется следующим образом. Для точек, лежащих вблизи центра пояса $k \rightarrow 1$ и в формуле (10) эллиптический интеграл можно заменить логарифмом в соответствии с (11). Тогда, интегрируя по пояску шириной l с поверхностной плотностью заряда на нем σ , получим выражение для потенциала в середине пояса

$$\varphi_9 = \frac{\sigma l}{2\pi\epsilon} \ln \frac{16Re}{l}. \quad (15)$$

При выполнении условия $l \leq 0,1R$ точность формулы (15) не меньше 1% независимо от угла наклона образующей к оси вращения. При вычислении потенциала от других поясков следует пользоваться формулой (10) при условии, что q — полный заряд пояса.

Указанным образом были вычислены значения потенциала на краю цилиндра (точка 10 на рис. 2, в) в функции длины цилиндра. Поверхностная плотность заряда на цилиндре по-

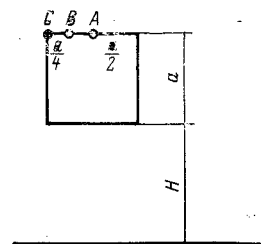


Рис. 3.

стоянна и равна σ . Вычисленные значения потенциала приведены далее

b/R	0,1	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0	2,0	4,0	6,0	8,0	10,0
$\varphi_{10} / \frac{\sigma R}{2\pi\epsilon}$	0,515	0,935	1,60	2,15	2,63	3,05	4,71	6,76	8,00	8,90	9,59
$\varphi_{10} / \frac{\sigma b}{2\pi\epsilon}$	5,15	4,67	4,0	3,58	3,29	3,05	2,35	1,69	1,33	1,11	0,959

Приведенные данные и формулы (10)—(15) позволяют упростить процесс вычисления потенциала в разных точках поверхности тела.

Пример. Вычислим емкость на единицу длины проводника квадратного сечения относительно проводящей плоскости. Обозначим сторону квадрата a , расстояние от проводника до плоскости H . Примем при расчете $H \gg a$. Вычислим значение потенциала в трех точках поверхности проводника. Так как поверхностная плотность заряда по методу средних потенциалов постоянна во всех точках, то выбираем следующее расположение расчетных точек. Точка A лежит в середине стороны квадрата, точка B отстоит от вершины квадрата на расстоянии $a/4$ и точка C лежит в вершине квадрата (см. рис. 3). Вычисление потенциала проведем по формулам (2), (3) и (5). Так например, для точки C потенциал будет равен

$$\begin{aligned} \varphi_C &= 2 \frac{\sigma a}{2\pi\epsilon} \ln \frac{2He}{a} + 2 \frac{\sigma a}{2\pi\epsilon} \left(\ln \frac{2He}{\sqrt{2}a} - \frac{\pi}{4} \right) = \\ &= 4 \frac{\sigma a}{2\pi\epsilon} \ln \frac{2H1,545}{a}. \end{aligned}$$

Аналогично для точек A и B получим:

$$\varphi_A = 4 \frac{\sigma a}{2\pi\epsilon} \ln \frac{2H2,04}{a}; \quad \varphi_B = 4 \frac{\sigma a}{2\pi\epsilon} \ln \frac{2H1,75}{a}.$$

Учитывая симметрию, среднее значение потенциала получим путем интегрирования от точки A до точки C

$$\varphi_{cp} = \frac{1}{a/2} \int_A^C \varphi dx.$$

Используя формулу Симпсона для численного интегрирования по трем точкам, получим:

$$\varphi_{cp} = 4 \frac{\sigma a}{2\pi\epsilon} \ln \frac{2H1,76}{a},$$

откуда

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln \frac{2H1,76}{a}},$$

что при $H \geq 10a$ практически совпадает с результатом, который дает формула (3—50) из [Л. 1].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Иоссель Ю. Я. и др. Расчет электрической емкости. Л., «Энергия», 1969. 239 с.
2. Двайт Г. Б. Таблицы интегралов и другие математические формулы. М., «Наука», 1973. 228 с.
3. Говорков Г. А. Электрические и магнитные поля. М., «Энергия», 1968. 486 с.

[24.9.1975]

Расчет электродинамических усилий в системе произвольно расположенных прямолинейных проводников

Канд. техн. наук СТРЕЛЮК М. И.
Белорусский политехнический институт,
инж. ЗАРЕЦКИЙ Е. Ф.
Белорусский филиал ЭНИН

Непрерывный рост уровней токов коротких замыканий в энергосистемах [Л. 1] приводит к значительному увеличению электродинамических усилий, действующих на токоведущие части электрических аппаратов. Как отмечалось в [Л. 1], вопросы электродинамической стойкости электрических аппаратов приобретают все большую актуальность и в недалеком будущем их решение будет одной из основных задач при проектировании и разработке новых типов аппаратов.

В электрических аппаратах имеет место самое разнообразное взаимное расположение токоведущих проводников. Расчет электродинамических усилий (э. д. у.) при таком расположении проводников довольно трудоемкая задача, так как отсутствуют аналитические выражения для их определения. Расчетные формулы получены только для некоторых конкретных расположений проводников [Л. 2]. В связи с этим для расчета э. д. у. между проводниками, лежащими в разных плоскостях, используется графоаналитический метод [Л. 2], который является также достаточно трудоемким. В этой же работе отмечается, что при расчете э. д. у. между скрещивающимися проводниками возникает «ряд неопределенностей при оценке равнодействующей э. д. у.».

Все это требует разработки общего метода расчета э. д. у. при произвольном расположении прямолинейных проводников, позволяющего преодолеть эти неопределенности. Кроме того, наличие такого метода позволяет разработать алгоритм и программу расчета э. д. у. на ЦВМ, что значительно упростит и облегчит задачу.

В статье обосновывается метод расчета э. д. у. в системе произвольно расположенных бесконечно тонких прямолинейных проводников.

Как известно, на прямолинейный проводник с током i_2 длиной L_2 , находящийся в магнитном поле с индукцией B_1 , действует э. д. у., равное [Л. 3]:

$$F_2 = i_2 \int_{L_2} dS_2 \times B_1. \quad (1)$$

Чтобы найти усилие по (1), необходимо знать индукцию от тока, протекающего по первому проводнику. Выведем выражения для составляющих индукции в точке 2 (рис. 1) от тока i_1 , протекающего по произвольно расположенному проводнику L_1 . Индукция в точке [Л. 3], радиус-вектор которой R_2 , равна:

$$B_1 = \frac{\mu_0 i_1}{4\pi} \int_{L_1} \frac{dS_1 \times R}{R^3}. \quad (2)$$

Векторное уравнение прямой L_1 в параметрической форме [Л. 4]:

$$R_1 = A + \lambda(N - A), \quad (3)$$

где λ — параметр, изменяющийся от 0 до 1.

Вектор элемента длины dS_1 получим, взяв производную от R_1 по $d\lambda$:

$$dS_1 = \frac{dR_1}{d\lambda} d\lambda = (N - A) d\lambda. \quad (4)$$

Радиус-вектор R равен разности векторов R_2 и R_1 (рис. 1)

$$R = R_2 - R_1 = (R_2 - A) - \lambda(N - A). \quad (5)$$

Подставив в (2) значения dS_1 и R из (4) и (5) соответственно и перейдя от векторной к координатной форме записи,

получим выражения для определения составляющих индукции:

$$B_{1j} = \frac{\mu_0 i_1}{4\pi} P \Delta_{bj}; \quad j = x, y, z, \quad (6)$$

где

$$P = \int_0^1 \frac{d\lambda}{V(1 + W\lambda + L_1^2 \lambda^2)^{3/2}}; \quad (7)$$

L_1 — длина проводника; $V = (R_{2x} - A_x)^2 + (R_{2y} - A_y)^2 + (R_{2z} - A_z)^2$; $W = 2[(A_x - N_x)(R_{2x} - A_x) + (A_y - N_y)(R_{2y} - A_y) + (A_z - N_z)(R_{2z} - A_z)]$; Δ_{bj} — алгебраическое дополнение, получающееся при раскрытии определителя Δ_1 по соответствующей координате:

$$\Delta_1 = \begin{vmatrix} x & y & z \\ R_{2x} - A_x & R_{2y} - A_y & R_{2z} - A_z \\ A_x - N_x & A_y - N_y & A_z - N_z \end{vmatrix}.$$

Выполнив интегрирование, получим:

$$P = \frac{2}{4L_1 V - W^2} \left(\frac{2L_1 + W}{V\sqrt{V + W + L_1^2}} - \frac{W}{V\sqrt{V}} \right). \quad (8)$$

Перейдем к определению э. д. у., действующих на второй проводник (рис. 2). Векторное уравнение второго проводника и вектор элемента длины dS_2 найдем так же как и для первого проводника:

$$\left. \begin{aligned} R_2 &= C + \lambda(D - C); \\ dS_2 &= (D - C) d\lambda. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Подставив dS_2 из (9) в (1) и используя координатную форму записи, получим:

$$F_{2j} = i_2 \int_0^1 \Delta_{fj} d\lambda; \quad j = x, y, z, \quad (10)$$

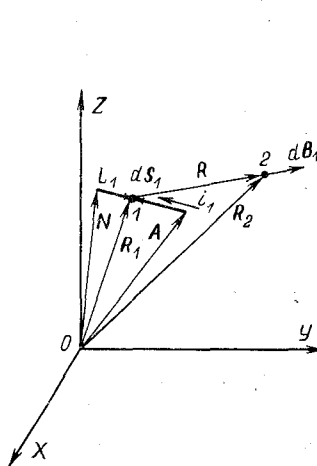


Рис. 1. К расчету индукции от произвольно расположенного прямолинейного проводника с током.

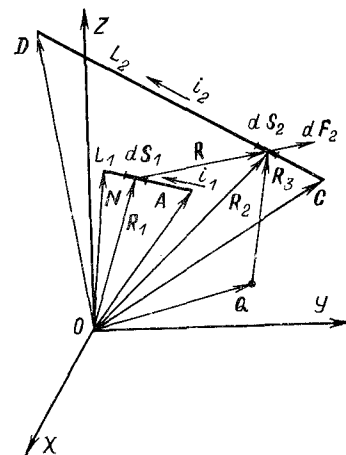


Рис. 2. К расчету э. д. у. от взаимодействия произвольно расположенных прямолинейных проводников.

где Δ_{fj} — алгебраическое дополнение определителя Δ_2 при его раскрытии по элементам первой строки:

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} x & y & z \\ D_x - C_x & D_y - C_y & D_z - C_z \\ B_{1x}d\lambda & B_{1y}d\lambda & B_{1z}d\lambda \end{vmatrix};$$

B_{1x} , B_{1y} и B_{1z} в определителе Δ_2 находятся по выражению (6) с заменой в нем R_2 на $C + \lambda(D - C)$.

Выполнив данную подстановку и приведя подобные члены, получим новые подынтегральные функции, которые обозначим через $\Phi_j(\lambda)$:

$$\Phi_j(\lambda) = \frac{K_j(L_1 + \text{AN} \cdot \text{CA}) + \lambda[K_j(\text{AN} \cdot \text{DC}) + \Delta \sqrt{L_1^2 + L_{AC}^2 + 2(\text{AN} \cdot \text{CA}) + S_j(L_1 + \text{AN} \cdot \text{CA})} + \lambda^2 S_j(\text{AN} \cdot \text{DC}) + 2\lambda(\text{CA} \cdot \text{DC} + \text{AN} \cdot \text{DC}) + \lambda^2 L_2^2]}{K_j(\text{AN} \cdot \text{CA}) + \lambda[K_j(\text{AN} \cdot \text{DC}) + S_j(\text{AN} \cdot \text{CA})] + \lambda^2 S_j(\text{AN} \cdot \text{DC}) + \Delta \sqrt{L_1^2 + L_{AC}^2 + 2\lambda(\text{CA} \cdot \text{DC}) + \lambda^2 L_2^2}} \quad j = x, y, z, \quad (11)$$

где $\text{AN} \cdot \text{CA}$, $\text{AN} \cdot \text{DC}$, $\text{CA} \cdot \text{DC}$ — скалярное произведение соответствующих векторов; $\Delta = L_1^2 L_{AC}^2 - (\text{AN} \cdot \text{CA})^2 + 2\lambda[L_1 \times (\text{CA} \cdot \text{DC}) - (\text{AN} \cdot \text{CA})(\text{AN} \cdot \text{DC})] + \lambda^2[L_1^2 L_2^2 - (\text{AN} \cdot \text{DC})^2]$; K_j , S_j — алгебраические дополнения определителей Δ_3 и Δ_4 соответственно:

$$\Delta_3 = \begin{vmatrix} x & y & z \\ C_x - A_x & C_y - A_y & C_z - A_z \\ A_x - N_x & A_y - N_y & A_z - N_z \end{vmatrix}; \quad \Delta_4 = \begin{vmatrix} x & y & z \\ D_x - C_x & D_y - C_y & D_z - C_z \\ A_x - N_x & A_y - N_y & A_z - N_z \end{vmatrix} \quad (12)$$

Окончательно для э. д. у. получим:

$$F_{2j} = \frac{\mu_0 i_1 i_2}{4\pi} \int_0^1 \Delta_{\Phi j} d\lambda; \quad j = x, y, z, \quad (13)$$

где $\Delta_{\Phi j}$ — алгебраическое дополнение определителя Δ_5 при раскрытии его по соответствующей координате:

$$\Delta_5 = \begin{vmatrix} x & y & z \\ D_x - C_x & D_y - C_y & D_z - C_z \\ \Phi_x(\lambda) d\lambda & \Phi_y(\lambda) d\lambda & \Phi_z(\lambda) d\lambda \end{vmatrix}.$$

Каждый из интегралов (13) сводится к двум интегралам вида:

$$\int \frac{(u + t\lambda) d\lambda}{(\alpha + \beta\lambda + \gamma\lambda^2) \sqrt{m + n\lambda + q\lambda^2}}; \quad \int \frac{d\lambda}{\sqrt{m + n\lambda + q\lambda^2}}.$$

Вид первообразной от данных интегралов зависит от значения коэффициентов α , β , γ , m , ... Поэтому интегралы (13) в общем виде не решаются. Для конкретного расположения проводников необходимо подставить их координаты в подынтегральное выражение, после чего можно получить первообразную. При расчетах на ЦВМ интегралы (13) легко вычисляются в общем виде численным методом.

На практике кроме суммарных э. д. у. часто необходимо знать точку приложения равнодействующей этих э. д. у. Зная составляющие момента относительно

точки отсчета и составляющие суммарного усилия, нетрудно определить точку его приложения.

Моментом вектора dF_2 относительно точки Q (рис. 2) называется векторное произведение [Л. 5]:

$$dM_2 = R_3 \times dF_2, \quad (14)$$

где R_3 — радиус-вектор, проведенный из точки Q в точку приложения вектора dF_2 .

Подставляя значения dF_2 в (14) из (13), получим выражения для определения моментов:

$$M_{2j} = \int_0^1 \Delta_{Mj} d\lambda; \quad j = x, y, z, \quad (15)$$

где Δ_{Mj} — алгебраическое дополнение для соответствующей координаты нижеследующего определителя:

$$\Delta_6 = \begin{vmatrix} x & y & z \\ C_x - Q_x + \lambda(D_x - C_x) & C_y - Q_y + \lambda(D_y - C_y) & C_z - Q_z + \lambda(D_z - C_z) \\ dF_{2x}(\lambda) & dF_{2y}(\lambda) & dF_{2z}(\lambda) \end{vmatrix}. \quad (16)$$

На основании полученных результатов разработана программа для расчета на ЦВМ Минск-22 э. д. у. в системе произвольно расположенных прямолинейных проводников. Исходными данными являются координаты начал и концов проводников и значения токов, протекающих по этим проводникам, а также координаты точки, относительно которой определяется момент э. д. у. В результате расчета получаем составляющие э. д. у. и момента относительно заданной точки. Время счета зависит от необходимой точности и при точности 0,1% составляет 1 мин.

Выводы 1. Получены выражения для определения составляющих индукции от бесконечно тонкого произвольно расположенного прямолинейного проводника.

2. Выведенные формулы для расчета э. д. у. и момента в системе произвольно расположенных прямолинейных проводников являются общими, из которых вытекают все частные случаи.

3. Наличие таких формул позволило разработать простой алгоритм и программу расчета э. д. у. и моментов в системе произвольно расположенных прямолинейных проводников.

Приложение. Достоверность полученных результатов проверим для проводников, расположенных в одной плоскости. При расположении проводников согласно рис. 3а для э. д. у. имеем:

$$F_{2y} = F_{2z} = 0;$$

$$F_{2x} = -\frac{\mu_0 i_1 i_2}{4\pi} (D_x - C_x) \int_0^1 \Phi_y(\lambda) d\lambda;$$

$$\text{AN} \cdot \text{CA} = -L_1; \quad \text{AN} \cdot \text{DC} = -L_1 L_2; \quad \text{CA} \cdot \text{DC} = L_1 L_2;$$

$$K_y = -L_1 h; \quad S_y = 0; \quad L_{AC}^2 = h^2 + L_1^2; \quad \Delta = L_1^2 h^2;$$

$$D_z - C_z = L_2;$$

$$F_{2x} = \frac{\mu_0 i_1 i_2}{4\pi} \frac{L_2}{h} \left[\int_0^1 \frac{(L_1 + \lambda L_2) d\lambda}{\sqrt{h^2 + (L_1 + \lambda L_2)^2}} - \int_0^1 \frac{L_2 \lambda d\lambda}{\sqrt{h^2 + L_2^2 \lambda^2}} \right];$$

$$F_{2x} = \frac{\mu_0 i_1 i_2}{4\pi h} [V \sqrt{h^2 + (L_1 + L_2)^2} - V \sqrt{h^2 + L_1^2} - V \sqrt{h^2 + L_2^2} + h]. \quad (17)$$

Составляющие момента относительно точки Q :

$$M_{2x} = M_{2z} = 0;$$

$$M_{2y} = \int_0^1 [C_z - Q_z + \lambda(D_z - C_z)] dF_{2x} =$$

$$= \int_0^1 (L_1 + \lambda L_2) dF_{2x} = \frac{\mu_0 i_1 i_2}{4\pi} \frac{L_2}{h} \times$$

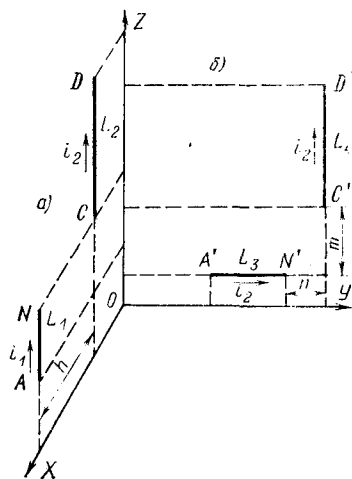


Рис. 3. Варианты расположения проводников.

$$\times \left[\int_0^1 \frac{(L_1 + \lambda L_2)^2 d\lambda}{V h^2 + (L_1 + \lambda L_2)^2} - \int_0^1 \frac{L_2 (\lambda L_1 + \lambda^2 L_2) d\lambda}{V h^2 + \lambda^2 L_2^2} \right];$$

$$M_{2y} = \frac{\mu_0 i_1 i_2}{4\pi h} \left[\frac{L_1 + L_2}{2} V h^2 + (L_1 + L_2)^2 - \right.$$

$$- \frac{h^2}{2} \ln \frac{L_1 + L_2 + V h^2 + (L_1 + L_2)^2}{h} - \frac{L_2 + 2L_1}{2} V h^2 + L_2^2 +$$

$$+ \frac{h^2}{2} \ln \frac{L_2 + V h^2 + L_2^2}{h} - \frac{L_1}{2} V h^2 + L_1^2 +$$

$$\left. + \frac{h^2}{2} \ln \frac{L_1 + V h^2 + L_1^2}{h} + L_1 L_2 \right]. \quad (18)$$

Для проводников, расположенных согласно рис. 3, б, получим:

$$F_{2x} = F_{2z} = 0;$$

$$F_{2y} = \frac{\mu_0 i_1 i_2}{4\pi} (D'_z - C'_z) \int_0^1 \Phi_x(\lambda) d\lambda;$$

$$A'N' \cdot C'A' = -L_3(L_3 + n); A'N' \cdot D'C' = 0; C'A' \cdot D'C' = mL_4;$$

$$K_x = mL_3; S_x = L_3 L_4; L_{A'C'}^2 = (L_3 + n)^2 + m^2;$$

$$\Delta = L_3(m + L_4\lambda)^2; D'_z - C'_z = L_4;$$

$$F_{2y} = \frac{\mu_0 i_1 i_2}{4\pi} \left[\int_0^1 \frac{n L_4 d\lambda}{(m + L_4\lambda) V n^2 + (m + L_4\lambda)^2} - \right.$$

$$\left. - \int_0^1 \frac{L_4 (L_3 + n) d\lambda}{(m + L_4\lambda) V (L_3 + n)^2 + (m + L_4\lambda)^2} \right];$$

$$F_{2y} = \frac{\mu_0 i_1 i_2}{4\pi} \left[\ln \frac{n + V n^2 + (m + L_4)^2}{n + V n^2 + m^2} - \right.$$

$$\left. - \ln \frac{L_3 + n + V (L_3 + n)^2 + (L_4 + m)^2}{L_3 + n + V (L_3 + n)^2 + m^2} \right]; \quad (19)$$

$$M_{2x} = - \int_0^1 [C'_z - Q'_z + \lambda (D'_z - C'_z)] dF_{2y} =$$

$$= - \int_0^1 (m + L_4\lambda) dF_{2y};$$

$$M_{2x} = \frac{\mu_0 i_1 i_2}{4\pi} \left[\int_0^1 \frac{L_4 (L_3 + n) d\lambda}{V (L_3 + n)^2 + (m + L_4\lambda)^2} - \right.$$

$$\left. - \int_0^1 \frac{L_4 n d\lambda}{V n^2 + (m + L_4\lambda)^2} \right];$$

$$M_{2x} = \frac{\mu_0 i_1 i_2}{4\pi} \left[(L_3 + n) \ln \frac{L_3 + m + V (L_3 + n)^2 + (L_4 + m)^2}{m + V (L_3 + n)^2 + m^2} - \right.$$

$$\left. - n \ln \frac{L_4 + m + V n^2 + (L_4 + m)^2}{m + V n^2 + m^2} \right]. \quad (20)$$

Выражения (17)–(20) совпадают с аналогичными выражениями, приведенными в [Л. 6].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Неклепаев Б. Н. Уровни токов короткого замыкания в энергосистемах и динамика их изменения. — В кн.: Вопросы проектирования и эксплуатации электрической части электростанций. Тезисы докладов всесоюзного научного совещания 25–27 ноября 1974 г. М., МЭИ, 1974. 63 с.
2. Холявский Г. Б. Расчет электродинамических усилий в электрических аппаратах. М., «Энергия», 1971, с. 17–34.
3. Смайт В. Р. Электростатика и электродинамика. М., Изд.-во иностр. лит., 1954, с. 275–308.
4. Борисенко А. И., Таранов И. Е. Векторный анализ и начало тензорного исчисления. М., «Высшая школа», 1963. 45 с.
5. Бухгольц Н. Н. Основы курса теоретической механики. М., Физматгиз, 1972, ч. I. 35 с.
6. Смуров А. А. Электротехника высокого напряжения и передача энергии. М., ОНТИ НКТП СССР, 1935, ч. 3, с. 20–40.

[20.10.1975]



Выбор мощности электрических двигателей для работы в шаговой системе экстремального управления

НИКОЛЬСКИЙ А. А.

Москва

В ряде отраслей вопросы повышения эффективности производства решаются средствами автоматической оптимизации, обеспечивающими поддержание некоторого показателя качества производственного процесса в окрестности экстремального значения.

Наибольшее распространение получили системы экстремального управления (СЭУ) с использованием различных дискретных так называемых «шаговых» алгоритмов поиска экстре-

мума. Объект управления (ОУ) СЭУ обладает статической экстремальной зависимостью показателя качества f от регулирующего воздействия u , которое формируется на выходе исполнительного устройства и поступает на вход ОУ. В общем случае указанная зависимость векторная.

Поиск экстремума показателя качества необходимо связан с выполнением системой пробных и рабочих шагов. Под воздействием разного рода внешних возмущений процесс поиска

УДК 62-83:62-52

экстремума приобретает характер случайного процесса, для описания которого широко используется математический аппарат теории марковских цепей [Л. 1—3].

Исполнительным устройством во многих СЭУ является электрический привод, который может обеспечить в качестве регулируемых воздействий изменения момента двигателя M (СЭУ1), скорости вращения ω (СЭУ2), пути перемещения (СЭУ3).

Работа привода в условиях поисковых колебаний существенно увеличивает нагрузку двигателя за счет большой динамической составляющей. При этом остро встает вопрос обоснованного выбора двигателя. В то же время при выборе или проверке на нагрев двигателя СЭУ нельзя ориентироваться на нагрузочные диаграммы привода, которые принципиально не могут быть построены вследствие случайного характера поисковых колебаний.

Предлагаемый ниже метод расчета основан на рассмотрении ограниченного числа вариантов временных диаграмм изменения момента, мощности потерь и других характеристик в продолжение одного рабочего шага системы. На их основе с учетом вероятности реализации одного из вариантов диаграммы в том или ином состоянии системы, а также вероятности самого состояния могут быть определены эквивалентные величины момента, мощности потерь и другие интересующие нас при выборе двигателя или проверке его по нагреву.

Под состоянием системы подразумевается совокупность характеризующих ее параметров. Для шаговых СЭУ такие состояния в большинстве случаев строго определены, и их число ограничено. Условно предположим, что одно из состояний

СЭУ соответствует экстремуму показателя качества, и припишем этому состоянию индекс $i=0$. Теперь все состояния системы можно пронумеровать:

$$-N; -N+1; \dots; -1; 0; 1; 2; \dots; K.$$

Вероятность того, что система в некоторый момент времени находится в i -м состоянии, обозначим r_i . Очевидно, справедливо условие нормировки

$$\sum_{i=-N}^K r_i = 1. \quad (1)$$

Метод расчета показан ниже на примере простейшей одномерной СЭУ с двумя пробными шагами, структурная схема которой приведена на рис. 1. Задающий сигнал на входе исполнительного устройства Q_j^* получает последовательно во времени два различных по знаку приращення. По истечении некоторого времени после начала подачи приращення $+a$, определяемого инерционностью ОУ, на его выходе сформируется новое значение показателя качества, которое фиксируется в запоминающем устройстве ЗУ1. В ЗУ2 фиксируется значение показателя качества, соответствующее приращенню другого знака. Управляющее устройство УУ сравнивает содержимое ЗУ и определяет направление движения к экстремуму. После этого УУ скачкообразно изменяет задающий сигнал до значения $Q(j+1)$ или $Q(j-1)$. Оработка системой изменения задающего сигнала называется рабочим шагом, оработка приращення — пробным шагом [Л. 2]. В результате регулирующее воздействие μ принимает только значения, кратные величине рабочего шага Q с приращеннями, равными пробному шагу $\pm a$. В запоминающих устройствах СЭУ фиксируется в общем случае не точное значение показателя качества, но искаженное вследствие влияния различных факторов. Его часто удается представить в виде суммы неискаженного значения показателя качества и аддитивной помехи $\delta(t)$.

Введем следующие обозначения вероятностей переходов системы из состояния i после совершения пробных шагов: p_i — шаг в направлении к экстремуму; q_i — рабочий шаг в направлении от экстремума; m_i — рабочее движение не последует. В [Л. 1] показано, что вероятности переходов p_i , q_i и m_i однозначно определяются видом экстремальной характеристики, величиной пробного шага, зоной нечувствительности управляющего устройства и законом распределения помехи $\delta(t)$, если ее интервал корреляции не превышает длительности пробного движения. Для определения вероятностей состояний при всех $-N, \dots, 0, 1, \dots, K$ необходимо решить совместно (1) и систему уравнений, связывающую r_i с r_{i+1} и r_{i-1} , в которой вероятности переходов p_i , q_i и m_i присутствуют как коэффициенты.

В известных работах [Л. 1—3] указанный прием используется для анализа шаговых СЭУ с безынерционными ОУ. Однако этот метод может быть распространен на системы с существенно инерционными ОУ и ИУ. Необходимым условием такого распространения является следующее: переходные процессы в СЭУ должны закончиться к моменту фиксации показателя качества в запоминающих устройствах, что практически выполняется в шаговых СЭУ. При этом системы уравнений, связывающие вероятности состояний в СЭУ с инерционными и безынерционными ОУ и ИУ, идентичны.

В СЭУ1 $\mu = M$ пробные и рабочие шаги сопровождаются изменением момента M двигателя. Для таких приводов характерна работа в режиме короткого замыкания либо при некоторой, примерно постоянной, скорости вращения. Коэффициент теплоотдачи двигателя во всем диапазоне значений момента изменяется незначительно, поэтому выбор и проверка двигателя на нагрев могут быть выполнены на основе метода эквивалентного момента [Л. 4].

Пусть $\mu_0 = M_0$ — момент, соответствующий экстремуму показателя качества. Тогда эквивалентный момент для i -го состояния СЭУ1 за время одного рабочего шага составит (рис. 2):

$$M_i = \sqrt{(M_0 + Qi + a)^2 S + (M_0 + Qi - a)^2 + (M_0 + Qi)^2 (1 - 2S)} = \sqrt{2a^2 S + (M_0 + Qi)^2}, \quad (2)$$

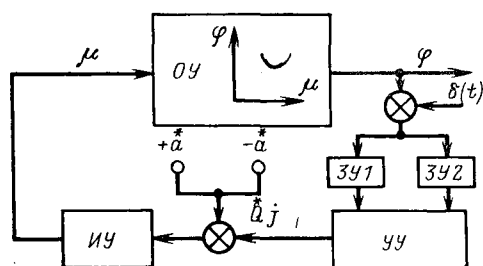


Рис. 1. Структурная схема системы экстремального управления с двумя пробными шагами.

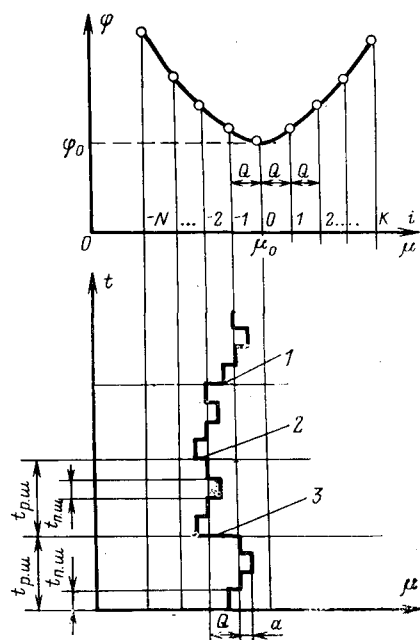


Рис. 2. Диаграмма работы экстремального регулятора. Направление рабочих шагов: 1 — к экстремуму; 2 — шаг отсутствует; 3 — от экстремума.

где $S = \frac{t_{п.ш}}{t_{р.ш}}$ — скважность пробного шага; $t_{п.ш}$ — длительность пробного шага; $t_{р.ш}$ — длительность рабочего шага.

Зная вероятности состояний системы $r_{-N}, \dots, r_0, \dots, r_K$, можно определить эквивалентный момент двигателя:

$$M_{\text{экв}} = \sqrt{\sum_{i=-N}^K M_{\text{э}}^2 r_i}. \quad (3)$$

Подставив (2) в (3) с учетом условия нормировки (1), получим:

$$M_{\text{экв}} = \sqrt{2a^2S + M_0^2 + 2M_0Q \sum_{i=-N}^K ir_i + Q^2 \sum_{i=-N}^K i^2 r_i}. \quad (4)$$

В качестве примера рассмотрим СЭУ с кусочно-линейной аппроксимацией симметричной экстремальной характеристики [Л. 2]. Для этой СЭУ справедливы следующие соотношения:

$$\left. \begin{aligned} q_i &= q = \text{const}; \\ P_i &= p = \text{const}; \\ m_i &= m = \text{const} \end{aligned} \right\} i = 0 \quad \left. \begin{aligned} r_i &= \left(\frac{q}{p}\right)^{i-1} r_1; \quad r_1; \quad r_0 = \frac{p}{q_0} r_1; \\ r_1 &= \frac{q_0(p-q)}{p^2 - pq + 2pq_0}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Подстановка соотношений (5) в (4) после несложных преобразований дает:

$$M_{\text{экв}} = \left\{ 2a^2S + M_0^2 + 4M_0Q \frac{q_0(p-q)}{(p^2 - pq + 2pq_0) \left(1 - \frac{q}{p}\right)^2} + 2Q^2 \frac{q_0(p-q)}{p^2 - pq + 2pq_0} \left[\frac{1}{\left(1 - \frac{q}{p}\right)^2} + \frac{2 \frac{q}{p}}{\left(1 - \frac{q}{p}\right)^3} \right] \right\}^{\frac{1}{2}}. \quad (6)$$

Результаты расчетов по формуле (6) для $m=0$ и $q_0=0,5$ при различных Q и a представлены на рис. 3 в виде зависимостей $M_{\text{экв}} = f(p)$. На графике $M_{\text{экв}}$, Q , a показаны отнесенные к M_0 .

Следует подчеркнуть, что применение метода эквивалентных величин необходимо в каждом случае обосновывать сравнением постоянной времени нагрева двигателя T_n со средним временем $(t_{L,0})_{\text{ср}}$ движения к экстремуму из максимального вероятного состояния L системы. Вероятными состояниями можно считать такую совокупность состояний, сумма вероятностей которых превышает 0,97—0,99.

Знание $(t_{L,0})_{\text{ср}}$ позволяет судить насколько быстро в среднем система сможет покинуть зону значительных тепловых перегрузок двигателя.

Случайное время $t_{L,0}$ при движении к экстремуму по конкретным траекториям может значительно отличаться от своего математического ожидания. Поэтому при сравнении T_n и $t_{L,0}$ следует ориентироваться на большие значения $t_{L,0}$, лежащие на границе вероятных времен перехода из состояния L в экстремум. Для этого необходимо знание закона распределения случайного времени $t_{L,0}$, который можно найти, например, методом перебора возможных траекторий с помощью ЦВМ.

Однако, учитывая сравнительно невысокую точность метода эквивалентного момента, для его обоснования можно использовать неравенство:

$$(t_{L,0})_{\text{ср}} + 3\sqrt{D(t_{L,0})} \leq (0,3 \div 0,1) T_n, \quad (7)$$

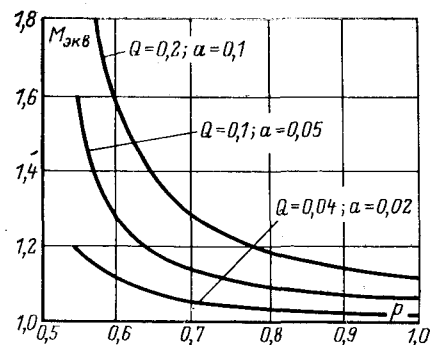


Рис. 3. Зависимость эквивалентного по нагреву момента двигателя от вероятности p в СЭУ1.

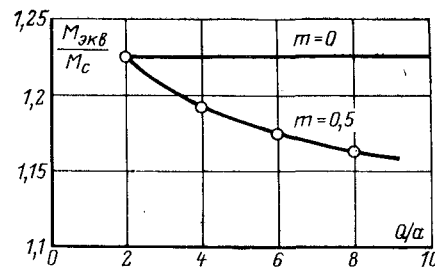


Рис. 4. Влияние зоны нечувствительности и соотношения рабочих и пробных шагов на эквивалентный по нагреву момент в СЭУ2.

где $D(t_{L,0})$ — дисперсия случайного времени перехода системы из состояния L в экстремум.

При известной длительности рабочего шага $(t_{L,0})_{\text{ср}}$ и $D(t_{L,0})$ могут быть рассчитаны по формулам, приведенным в [Л. 1]. Приемлемую точность имеет приближенный расчет

$$\left. \begin{aligned} (t_{L,0})_{\text{ср}} &= t_{р.ш} \sum_{i=L}^1 \frac{1}{p_i - q_i}; \\ D(t_{L,0}) &= t_{р.ш}^2 \sum_{i=L}^1 \frac{1}{p_i} \left[\frac{2 - p_i}{p_i - q_i} + \frac{2q_i - p_i}{(p_i - q_i)^2} + \frac{2q_i p_i}{(p_i - q_i)^3} \right] \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

При нарушении неравенства (7) следует завышать значение эквивалентного момента по сравнению с результатом формулы (4), и в пределе при сравнимых $t_{р.ш}$ и T_n проверять двигатель по максимальному моменту из диапазона регулирующих воздействий СЭУ1.

Рабочие и пробные шаги СЭУ2 сопровождаются изменением скорости вращения двигателя, вследствие чего его коэффициент теплоотдачи будет определяться тем, в каком состоянии из совокупности возможных находится система. Поэтому для выбора и проверки на нагрев двигателя СЭУ2 следует воспользоваться методом эквивалентных потерь. Лишь в некоторых случаях [Л. 4] можно применить другие методы эквивалентных величин.

Тепловой режим электрического двигателя в СЭУ2 зависит от того, по какому закону осуществляется изменение во времени скорости вращения в процессе пробных и рабочих шагов, а также от связи между моментом сопротивления на валу и скоростью вращения.

Особенностью СЭУ2 является принципиальное различие эквивалентных за время совершения одного рабочего движе-

ния величин момента и мощности потерь для состояний, расположенных даже симметрично относительно экстремума. Так, движение к экстремуму из состояния $+j$ связано с торможением, а из состояния $-j$ — с разгоном приводного двигателя.

Средняя мощность потерь в двигателе за один рабочий шаг из i -го состояния составит:

$$\left. \begin{aligned} \Delta P_i &= \Delta P_{ip}i + \Delta P_{iq}i + \Delta P_{im}i, \quad (i \neq 0); \\ \Delta P_0 &= \Delta P_{0q+}q_{0+} + \Delta P_{0q-}q_{0-} + \Delta P_{0m}m_0, \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

где ΔP_{ip} и ΔP_{iq} — соответственно средние мощности потерь в двигателе за один рабочий шаг из состояния i в сторону экстремума и от него, $i \neq 0$; ΔP_{im} — средняя мощность потерь в двигателе за время одного рабочего шага, в том случае, если переход из i -го состояния в любое соседнее не состоялся; ΔP_{0q+} и ΔP_{0q-} — соответственно средние мощности потерь в двигателе за один рабочий шаг из состояния 0 вправо и влево от экстремума; q_{0+} и q_{0-} — вероятности того, что после совершения пробных шагов система перейдет из состояния 0 соответственно в состояние 1 и -1 .

Коэффициент изменения теплоотдачи двигателя β_i вследствие малости пробных шагов можно считать неизменным за время пребывания СЭУ в i -м состоянии. С учетом вероятностей состояний системы эквивалентная средняя мощность потерь составит:

$$\Delta P_{\text{экв}} = \frac{\sum_{i=-N}^K \Delta P_{it}}{\sum_{i=-N}^K \beta_i t_i} \quad (10)$$

В том случае, если $\beta_i \approx \text{const}$ при всех $i = -N, \dots, 0, \dots, K$, эквивалентный момент может быть определен по (3), где следует положить:

$$M_i = \sqrt{M_{ip}^2 i + M_{iq}^2 i + M_{im}^2 i} \quad \text{при } i \neq 0; \quad (11)$$

$$M_0 = \sqrt{M_{0q+}^2 q_{0+} + M_{0q-}^2 q_{0-} + M_{0m}^2 m_0} \quad \text{при } i = 0,$$

где M_{ip} , M_{iq} , M_{im} , M_{0q+} и M_{0q-} — эквивалентные моменты за время одного рабочего шага.

Формулы (10) и (3) требуют для каждого из возможных состояний задания, по крайней мере, трех параметров, эквивалентных за время рабочего шага. Если число возможных состояний велико, то расчеты становятся трудоемкими и выполняются с использованием средств вычислительной техники. Однако в ряде важных для практики случаев удается ограничиться заданием нескольких эквивалентных параметров, одинаковых для всех состояний системы. Например, при постоянном моменте статического сопротивления M_c на валу двигателя СЭУ2 имеют место упрощения:

$$\left. \begin{aligned} \Delta P_{ip} &= \text{const}; \\ \Delta P_{iq} &= \text{const} \\ \Delta P_{im} &= \text{const}; \end{aligned} \right\} \quad \text{для } i = -N, \dots, -2, -1;$$

$$\left. \begin{aligned} \Delta P_{ip} &= \text{const}; \\ \Delta P_{iq} &= \text{const}; \\ \Delta P_{im} &= \text{const} \end{aligned} \right\} \quad \text{для } j = 1, 2, \dots, K.$$

На рис. 4 приведены расчетные зависимости $\frac{M_{\text{экв}}}{M_c} = f(Q/a)$

для двигателя СЭУ2, полученные по (3). В расчете принято $M_c = \text{const}$; $q_0 = 0,25$; $\beta = 1$. Для частного случая при $m = 0$ эквивалентный момент не зависит от соотношения Q и a . При наличии зоны нечувствительности управляющего устройства эквивалентный момент сложно зависит от соотношения Q и a и от вероятностных характеристик процесса поиска ($m = 0,5$).

Применимость (3) и (10) к расчету СЭУ2 нуждается в обосновании путем сопоставления соответствующих временных показателей по (7).

Как показывают расчеты, диапазон изменения эквивалентных величин в зависимости от Q , a и вероятностных характеристик процесса поиска существенно уже, чем у СЭУ1, однако, влияние указанных факторов может значительно возрастать, например, при вентиляторном моменте на валу двигателя.

Последние замечания в равной мере относятся и к СЭУ3, в которой рабочие и пробные шаги сопровождаются пусками, реверсами и остановками двигателя, причем в зависимости от соотношений длительности рабочего шага и времени включения двигателя возможны кратковременный и повторно-кратковременный режимы работы. Длительность цикла для электрических двигателей повторно-кратковременного режима работы не должна превышать 10 мин. Это условие позволяет распространить предлагаемый метод расчета лишь на быстродействующее СЭУ3, для которых

$$(t_{L, 0})_{\text{ср}} + 3 \sqrt{D(t_{L, 0})} \leq 1 \div 3 \text{ мин.} \quad (12)$$

Если неравенство (12) удовлетворяется, то проверка двигателя СЭУ3 на нагрев может быть проведена по методике [Л. 4] с учетом того, что продолжительность включения, эквивалентные момент и мощность двигателя следует принимать равными их математическим ожиданиям, определенным по известному распределению вероятностей состояний системы. В противном случае двигатель следует проверять по наиболее загруженному рабочему шагу с учетом пробных шагов.

Методика, рассмотренная выше на примере СЭУ с двумя пробными шагами, легко может быть распространена на другие типы шаговых СЭУ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Медведев Г. А., Тарасенко В. П. Вероятностные методы исследования экстремальных систем. М., «Наука», 1967.
2. Мандровский-Соколов Б. Ю., Туник А. А. Системы экстремального управления при случайных возмущениях. Киев, «Наукова думка», 1970.
3. Растринин Л. А. Системы экстремального управления. М., «Наука», 1974.
4. Основы автоматизированного электропривода. М., «Энергия», 1974. Авт.: М. Г. Чиликин, М. М. Соколов, В. М. Терехов, А. В. Шинянский.

[3.10.1974]

Чувствительность потерь мощности в линиях электропередачи сверхвысокого напряжения к регулированию напряжения

(Статья Астахова Ю. Н., Василенко И. Н., «Электричество», 1974, № 6)

Канд. техн. наук ПОСТОЛАТИЙ В. М., инж. КОМЕНДАНТ И. Т.

ОЭК АН МССР

В обсуждаемой статье приводятся результаты исследования авторов, которые сводятся к тому, что при анализе изменения значения потерь активной мощности в линиях СВН, состоящих из потерь на нагрев проводов (ΔP_n — нагрузочные потери) и потерь на корону (ΔP_k), последние оказываются мало чувствительными к изменению отклонения напряжения в достаточно широких пределах. На основании этого авторы ставят под сомнение вопрос о целесообразности регулирования напряжения на электропередачах СВН.

В принципе с авторами можно согласиться, если в расчет принимать только приведенные в статье условия (1) и (2). Однако следует иметь в виду, что эти условия справедливы при изменении отклонения напряжений (ΔU_n) в небольших пределах [Л. 1], что не позволяет делать однозначных суждений о значении потерь при изменении ΔU_n в больших пределах, тем более, что кривизна зависимостей потерь на корону (ΔP_k) от напряжения при различных погодных условиях различна [Л. 2], отличаются также и наклоны характеристик тепловых потерь от напряжения (ΔP_n) линии, построенных для различных нагрузок.

Второе обстоятельство, которое необходимо учитывать при решении вопроса о регулировании напряжения заключается в том, что, как указывается в [Л. 1], время больших потерь на корону (ΔP_k) вследствие плохой погоды может составлять около 10% всего времени года, а коэффициент попадания потерь на корону в максимум нагрузки системы может быть принят равным 0,2 вследствие очень непродолжительного времени совпадения повышенных потерь на корону с наибольшей нагрузкой линий. Именно в это время целесообразно регулировать напряжение линии в сторону его уменьшения (если это допустимо по техническим соображениям). Выражение (2) статьи содержит коэффициенты, полученные с учетом среднегодовых потерь на корону, и поэтому они не в полной мере учитывают указанные выше обстоятельства.

Таким образом, при решении вопроса о целесообразности регулирования напряжения следует подразделять общие активные потери в линиях СВЧ на потери при хорошей погоде, составляющей 90% времени года, и потери при плохой погоде, составляющей около 10% времени года, когда потери на корону соизмеримы с тепловыми. Например, анализ [Л. 2] показывает, что в течение года плохая погода только в виде дождя и изморози составляет 8%, и именно за это время на линиях 220—750 кВ потери энергии на корону составляют примерно 53—65% общих потерь на корону в течение всего года.

При хорошей погоде регулирование напряжения должно осуществляться в функции передаваемой мощности. Последняя определяет уровень напряжения линии, а в случае управляемых линий электропередач и требуемый закон распределения напряжений вдоль линии, обеспечивающий минимальные потери в проводах [Л. 3]. Для случая отсутствия компенсирующих

устройств на линии в [Л. 4] показан закон, по которому следует управлять эквивалентными параметрами управляемой электропередачи, чтобы в последней сохранить уровень напряжения, обеспечивающий минимальные потери.

Вид характеристик тепловых потерь в линии зависит как от величины передаваемой мощности, так и от значения эквивалентных параметров. Принимая в качестве обобщенной характеристики управляемой линии регулируемый параметр θ для электропередачи напряжением 500 кВ длиной 700 км были выполнены расчеты величин тепловых потерь для различных значений передаваемой по линии мощности, изменяющейся в пределах 0—1,32 от значения натуральной мощности, рассчитанной для линии при $\theta=0^\circ$. Полученные результаты показаны на рисунке.

Из рисунка видно, что наклоны характеристик потерь мощности при изменении параметра θ значительно отличаются между собой в зависимости от того, какая по линии передается мощность.

Если придерживаться выводов обсуждаемой статьи, то закрепив параметр θ , например $\theta=0$ (при котором обеспечивается допустимый уровень напряжения вдоль линии) при нагрузке $P_2=1,158$ проигрыш в потерях составил бы примерно 0,035 от натуральной мощности линии, что представляет довольно существенную величину.

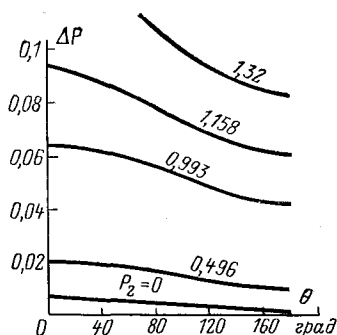
Сомнения по поводу целесообразности регулирования напряжения связаны главным образом с наличием погрешности определения потерь мощности ϵ . Однако эта погрешность при хорошей погоде может быть сведена к погрешности измерения напряжения, которая значительно меньше, чем погрешность измерения мощности.

Установив систему измерения напряжения, например, в середине некомпенсированной линии и по концам, обеспечив равными модули напряжений по концам линий с помощью концевых устройств можно поддерживать на линии при любой нагрузке необходимое распределение напряжения (при наивысшем допустимом значении напряжения в середине линии), обеспечивающее минимум тепловых потерь в линии при хорошей погоде. И таким образом вопрос о погрешностях различных измерений сводится только к погрешности измерения напряжения.

Что же касается однозначного решения вопроса о целесообразности регулирования напряжения электропередачи как такового в течение всего года, то этот вопрос следует, по нашему мнению, решать в каждом конкретном случае самостоятельно, руководствуясь технико-экономическими расчетами с учетом соответствующих ограничений по отклонению напряжения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мельников Н. А. Электрические сети и системы. М., «Энергия», 1969. 305 с.
2. Емельянов Н. П., Мельников Н. А. Возможности снижения потерь в линиях электропередачи 220—750 кВ с учетом короны путем регулирования рабочего напряжения. — «Электричество», № 11, 1972, с. 1—6.
3. Либкинд М. С., Мещеряков К. П. Режим минимальных потерь в линии с управляемой поперечной компенсацией. — «Изв. АН СССР. Энергетика и автоматика», 1962, № 2.
4. Постолатий В. М., Комендант И. Т., Калинин Л. П. Регулирование полуразомкнутых электропередач в режимах минимальных потерь и натуральной мощности. — «Материалы семинара по кибернетике», Кишинев, 1973, № 54, с. 3—9.



Изменение тепловых потерь в управляемой ЛЭП при изменении параметра θ для различных значений передаваемой активной мощности P_2 (в долях от натуральной мощности линии при $\theta=0^\circ$). Данные линии: напряжение 500 кВ, провода $5 \times \text{АСО} = 300$, длина $l = 700$ км.

Канд. техн. наук КАРПОВ Ф. Ф.

Москва

Значение потерь активной мощности в линиях электропередачи 330—750 кВ, нагрузка которых в режиме максимума близка к натуральной, может достигать 10% и более от передаваемой мощности. Ежегодная стоимость потерь энергии для таких линий может составлять несколько миллионов рублей.

Значительные потери энергии в линиях электропередачи сверхвысокого напряжения (СВН) заставляют для таких линий считать весьма актуальной задачу регулирования напряжения и можно полностью согласиться со сделанным в [Л. 1] выводом о значительном экономическом эффекте такого регулирования.

Авторы обсуждаемой статьи придерживаются противоположного мнения и ставят под сомнение целесообразность регулирования напряжения в линиях СВН с целью получения экономического эффекта от снижения потерь энергии. В упомянутой статье устанавливается понятие «зоны равноэкономичных напряжений», т. е. зоны, внутри которой изменения потерь активной мощности настолько малы, что сколько-нибудь достоверно оценить эти изменения не представляется возможным. Авторы статьи определяют, что «зона равноэкономичных напряжений» для линий 500—750 кВ будет равна всему располагаемому диапазону регулирования напряжения. Если же дополнительно учесть неточность в определении активного сопротивления проводов, то ширина этой зоны составит около половины и даже более рабочего напряжения линии. Вывод неожиданный! Получается, что потери энергии в линиях, например, 500 кВ не будут заметно меняться при регулировании напряжения в пределах 250—500 кВ (!).

Таким образом, ставится под сомнение возможность получения достоверного экономического эффекта в линиях СВН за счет регулирования напряжения.

С таким заключением нельзя согласиться. Авторы обсуждаемой статьи не учитывают того обстоятельства, что для многих режимов работы линии СВН напряжение, при котором достигается математический минимум функции потерь активной мощности, вместе с прилегающей зоной «равноэкономичных напряжений» будет находиться за пределами допустимого диапазона изменения напряжения линии. Внутри же допустимого диапазона регулирование напряжения может обеспечить существенный экономический эффект, достаточный для определения вполне достоверного значения оптимального напряжения, при котором в линии будет обеспечен минимум потерь активной мощности.

Для режимов больших нагрузок линии и при «хорошей погоде» (т. е. при малых потерях на корону) оптимальным напряжением будет являться наибольшее рабочее напряжение, допустимое по условиям изоляции. Для режимов же малых нагрузок, особенно при «плохой погоде», когда значительно увеличиваются потери на корону, оптимальное напряжение будет совпадать с наиболее низким напряжением, допустимым при эксплуатации линии.

Для иллюстрации экономического эффекта, который может быть получен регулированием напряжения в режиме наибольшей нагрузки линии, приводится следующий пример. Пусть по линии 500 кВ, выполненной тремя проводами в фазе марки АСО-400 передается натуральная для этой линии мощность 900 МВт.

В таблице приведены значения потерь активной мощности на 100 км длины этой линии в функции напряжения.

Значения потерь на корону приняты по [Л. 3], потери и нагрев проводов определены расчетом при $\cos \varphi = 1$ (например, потери при напряжении 500 кВ составляют 8600 кВт).

Напряжение линии, кВ	Потери, кВт		
	на корону	на нагрев	суммарные
475	350	9550	9900
490	424	8950	9370
500	480	8600	9080
510	535	8250	8790
525	620	7800	8420

Как видно из таблицы, минимум потерь активной мощности будет иметь место при напряжении 525 кВ, которое и является в данном случае оптимальным. Даже небольшое отклонение напряжения линии от оптимального здесь приводит к значительному экономическому ущербу. Например, из таблицы видно, что при отклонении напряжения линии от оптимального на 3% потери активной мощности повысятся на каждые 100 км линии на 8790—8420=370 кВт или на 4,4% по отношению к минимальным потерям. При этом экономический ущерб для линии длиной 1000 км при числе часов потерь 5000 и стоимости 1 кВт потерь 1 коп. составит 185 000 руб/год.

В рассматриваемом примере в допустимой области регулирования напряжения нет «зоны равноэкономичных напряжений». Неточность в определении параметров линии здесь может повлиять лишь на некоторое изменение числовых значений потерь мощности, но не может изменить вполне достоверного вывода о том, что для данной линии и данного режима ее работы оптимальным является наибольшее рабочее напряжение.

В промежуточных режимах работы линии, когда математический минимум функции потерь мощности оказывается внутри допустимого диапазона напряжений линии, экономический эффект регулирования напряжения уменьшается, но это не может служить основанием для отказа от регулирования из-за погрешностей в определении параметров режима работы линии.

Приходится мириться с тем, что почти все технические расчеты носят приближенный характер из-за неточности значений исходных параметров расчета. Задача инженера заключается в снижении возможных ошибок в результатах расчета путем уточнения исходной информации. В частности, при определении потерь активной мощности в линии СВН может быть уточнено значение активного сопротивления проводов с учетом токовой нагрузки и ожидаемой для данного режима работы линии температуры воздуха.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Возможности снижения потерь в линиях электропередачи 220—750 кВ с учетом короны путем регулирования рабочего напряжения. — «Электричество», 1972, № 11, с. 1—6.
2. Астахов Ю. Н., Василенко И. Н. Чувствительность потерь мощности в линиях электропередачи сверхвысокого напряжения к регулированию напряжения. — «Электричество», 1974, № 6, с. 23—24.
3. Мельников Н. А., Рокотян С. С., Шеренцис А. Н. Проектирование электрической части воздушных линий электропередачи 330—500 кВ. М., «Энергия», 1974. 472 с.

Инж. ВОЛЧКОВ Ю. Д.

Москва

В литературе вопросы влияния неточности исходной информации на экономическую эффективность продольного регулирования напряжения на линиях электропередачи СВН до сих пор не рассматривались. Поэтому полученная в обсуждаемой статье характеристика чувствительности потерь мощности к регулированию рабочего напряжения линии и сделан-

ные на основе ее выводы представляют значительный интерес. Вместе с тем имеющееся в статье утверждение о том, что проблема оптимизации рабочего напряжения линий СВН по потерям активной мощности в значительной степени усложняется неточностью исходной информации, недостаточно обосновано.

Оценим влияние погрешности в информации, необходимой при определении оптимального напряжения линии, на величину отклонений потерь мощности и энергии от своего минимума. Создание автоматизированных систем диспетчерского управления, базирующихся на комплексном использовании средств автоматики, телемеханики и вычислительной техники, позволяет определять оптимальное напряжение линии с помощью ее математической модели. Неточность используемой при этом информации обусловлена следующими причинами:

1. Погрешностью моделирования процессов, происходящих на линии электропередачи, из-за приближенного или обобщенного характера зависимостей, положенных в основу модели. Это — зависимость потерь на корону от приложенного напряжения и погодных условий и зависимость удельного активного сопротивления от тока нагрузки и условий охлаждения.

2. Наличием вариаций индуктивного сопротивления и емкостной проводимости линии.

3. Неточностью оценки режимных параметров линии.

Указанные причины могут привести к тому, что найденное и установленное в условиях эксплуатации напряжение $U_{\text{э.р}}$ будет отличаться от напряжения $U_{\text{о}}$, соответствующего минимальным активным потерям при текущем значении передаваемой мощности.

Обозначив используемые при расчете схемные и режимные параметры линии как $x_1, x_2, \dots, x_n$, а их действительные величины $x_{10}, x_{20}, \dots, x_{n0}$, представим эти напряжения в виде функций:

$$U_{\text{э.р}} = F(x_1, x_2, \dots, x_n); \quad (1)$$

$$U_{\text{о}} = f(x_{10}, x_{20}, \dots, x_{n0}). \quad (2)$$

Тогда разность между $U_{\text{о}}$ и $U_{\text{э.р}}$ может быть найдена как

$$\Delta U = U_{\text{о}} - U_{\text{э.р}} \approx \sum_{i=1}^n \frac{\partial F}{\partial x_i} \delta x_i, \quad (3)$$

где $\frac{\partial F}{\partial x_i}$ — чувствительность функции к изменению i -го параметра; $\delta x_i = x_{i0} - x_i$ — отклонение i -го параметра от действительного значения.

В случае, когда схемные параметры линии электропередачи не зависят от параметров режима, оптимальное напряжение [Л. 1]

$$U_{\text{э.р}} = \sqrt{P} K, \quad (4)$$

где P — передаваемая по линии активная мощность; K — коэффициент, зависящий от схемных параметров.

Переходя в формуле (3) от $\frac{\partial F}{\partial x_i}$ к $\frac{\Delta F}{\Delta x_i}$, оценим чувствительность $U_{\text{э.р}}$ к изменению активной мощности. При отклонении P на ΔP оптимальное напряжение меняется на ΔU_p , т. е.

$$U_{\text{э.р}} + \Delta U_p = \sqrt{P + \Delta P} K$$

или

$$U_{\text{э.р}} (1 + \Delta U_p) = \sqrt{P (1 + \Delta P_*)} K.$$

Поделив обе части этого выражения на (4), получим:

$$\Delta U_p = \sqrt{1 + \Delta P_*} - 1 \approx \frac{1}{2} \Delta P_* \quad (5)$$

Таким образом, неточность при оценке передаваемой по линии активной мощности может привести к примерно вдвое меньшей погрешности в определении соответствующего ей оптимального напряжения.

Подставив в уравнение (4) выражение для K при П-образной схеме замещения электропередачи [Л. 2], имеем:

$$U_{\text{э.р}} = \sqrt{\frac{\sqrt{2} P (r + g^2)}{4g(r + g^2) - 2x^2 g^2}}.$$

Учитывая, что $g^2 \ll g$, можно записать:

$$U_{\text{э.р}} = \sqrt{\frac{P}{2}} \sqrt[4]{\frac{r}{g}}.$$

Рассмотрение отклонений в системе относительных единиц дает следующие оценки чувствительности:

$$\frac{\Delta U_{p*}}{\Delta r_*} = -\frac{\Delta U_{p*}}{\Delta g_*} \approx \frac{1}{4}.$$

Из-за сложности выражений не удастся аналитически оценить чувствительность оптимального напряжения к отклонениям индуктивного сопротивления и емкостной проводимости. Поэтому такая оценка проводилась на основе численных расчетов на ЦВМ, что позволило учесть нелинейную зависимость удельной активной проводимости от напряжения и уточнить полученные выше величины. Рассматривались режимы работы линий электропередачи 500 и 700 кВ длиной от 250 до 1000 км при различных значениях нагрузки P , различных погодных условиях. Расчеты проводились по методике, приведенной в обсуждаемой статье. При этом отклонения удельного активного сопротивления от табличного значения в зависимости от погодных условий рассматривались в диапазоне $+8 \div -24\%$, что соответствует изменению температуры провода от $+40$ до -40°C . Диапазон изменений удельной емкостной проводимости в соответствии с [Л. 3] был принят $\pm 10\%$, а удельного индуктивного сопротивления $\pm 0,25\%$ [Л. 4]. Результаты расчетов оказались следующими:

$$\frac{\Delta U_{p*}}{\Delta r_*} = \frac{1}{7} \div \frac{1}{28}; \quad \frac{\Delta U_{p*}}{\Delta g_*} = -\frac{1}{4} \div -\frac{1}{12};$$

$$\frac{\Delta U_{p*}}{\Delta b_*} = \frac{1}{12} \div -\frac{1}{40}; \quad \frac{\Delta U_{p*}}{\Delta x_*} = \frac{1}{10} \div -\frac{1}{30}.$$

При отклонениях мощности $2 - 6\%$

$$\frac{\Delta U_{p*}}{\Delta P} = \frac{1}{2} \div \frac{1}{4}.$$

Из этих данных следует, что учет изменения активной проводимости приводит к несколько меньшим значениям чувствительности.

Моделируя погрешности в схемах и режимных параметрах случайными независимыми величинами, подчиняющимися нормальному закону распределения, оценим величину несоответствия между $U_{\text{э.р}}$ и $U_{\text{о}}$. Согласно [Л. 5] дисперсия оптимального напряжения в этом случае

$$D = \sigma^2 U = \sum_{i=1}^n \left(\frac{\Delta U_{p*}}{\Delta x_{i*}} \right)^2 \sigma^2 x_i.$$

При определении D примем, что

$$2\sigma_i = \delta x_{i*}.$$

Так как значение удельной активной проводимости из-за погрешности датчиков потерь на корону, неодинаковости метеорологических условий вдоль трассы, погрешности математической модели, по-видимому, может быть найдено с погрешностью не меньше 20% , то берем $\delta g_* = 0,2$. Среднеквадратичные отклонения индуктивного сопротивления и емкостной проводимости определяем в соответствии с указанными выше пределами их вариаций. Отклонения активного сопротивления и активной мощности из-за погрешности их определения принимаем равными следующим реально возможным величинам: $\delta r_* = 0,04$, $\delta P_* = 0,02$. Среднеквадратичные отклонения оптимального напряжения при этом составляют $\sigma_U = 0,027$ для наибольших значений чувствительности и $\sigma_U = 0,011$ для средних. Следовательно, несоответствие между $U_{\text{э.р}}$ и $U_{\text{о}}$ с вероятностью $p = 0,95$ не превышает $5,4\%$.

Значение возможного отклонения потерь мощности от своего минимума $\Delta P'_*$ найдем с помощью критерияльного уравнения, полученного в обсуждаемой статье:

$$\Delta P'_* = \pi \Delta U_*^2.$$

При $\Delta U_* = 5,4\%$ она лежит в пределах $2,0 - 1,4\%$. Для средних значений чувствительности $\Delta P'_*$ не превышает $0,35\%$.

Для оценки влияния погрешности в информации на значение возможных отклонений потерь энергии от своего минимального значения запишем следующее выражение:

$$\Delta \mathcal{E} = \sum_{j=1}^m \Delta P_j t_j,$$

где ΔP_j — потери активной мощности при j -й нагрузке; t_j — время работы линии с j -й нагрузкой.

Выражение для ΔP_j может быть представлено в виде:

$$\Delta P_j = \Delta P_{j\min} + \Delta P' = \Delta P_{j\min} (1 + \pi \Delta U_*^2), \quad (6)$$

где $\Delta P_{j\min}$ — минимальные потери мощности.

Подставив (6) в (5), получим:

$$\Delta \mathcal{E} = (1 + \pi \Delta U_*^2) \sum_{j=1}^m \Delta P_{j\min} t_j$$

или в относительных единицах:

$$\Delta \mathcal{E}_* = \frac{\Delta \mathcal{E}}{\Delta \mathcal{E}_{\min}} = 1 + \Delta \mathcal{E}'_*,$$

где $\Delta \mathcal{E}'_*$ — отклонение потерь энергии $\Delta \mathcal{E}_*$ от минимального значения.

Поскольку

$$\Delta \mathcal{E}'_* = \pi \Delta U_*^2,$$

то критериальные уравнения для потерь мощности и энергии совпадают. При средних значениях ΔU_* и величина отклонений потерь энергии составляет всего 0,3%.

Таким образом, найденные значения возможных отклонений потерь мощности и энергии от их минимума свидетельствуют о меньшем, по сравнению с приведенным в обсуждаемой статье, влиянии погрешности в информации на процесс оптимизации режима работы линий электропередачи сверхвысокого напряжения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Веников В. А., Сиуда И. П. Расчеты режимов дальних электропередач переменного тока. М., «Высшая школа», 1966. 142 с.
2. Анисимова Н. Д., Веников В. А., Худяков В. В. Электрические системы. Передача энергии переменным и постоянным током высокого напряжения. М., «Высшая школа», 1972. 368 с.
3. Мельников Н. А., Солдаткина Л. А., Железко Ю. С. Влияние различных факторов на погрешность определения емкостных проводимостей воздушных линий сверхвысокого напряжения. — «Электричество», 1972, № 3, с. 5—10.
4. Заславская Т. Б., Ирлахман М. Я., Лодягин В. Ф. Пределы вариаций электрических параметров симметричной линии электропередачи. — «Труды СибНИИЭ», 1970, вып. 17, с. 13—26.
5. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. М., «Наука», 1969. 576 с.

Инж. СИМАКОВ Ю. П.

Москва

Чувствительность потерь мощности на линиях электропередачи СВН к регулированию рабочего напряжения является важной характеристикой, необходимой для выбора целесообразной степени регулирования напряжения, для оценки влияния погрешности исходной информации на экономическую эффективность регулирования напряжения, направленного на снижение потерь мощности и энергии. Анализ чувствительности удобно проводить с помощью критериального уравнения, которое приведено в обсуждаемой статье. В ней отмечено, что критериальное уравнение справедливо для всех линий электропередачи СВН независимо от сечения проводов и конструкции фазы. Однако из статьи неясно, рассматривались ли линии электропередачи, работающие в специфических условиях, например, высокогорные линии. Особенностью последних являются повышенные потери мощности на корону, обусловленные в основном пониженной плотностью воздуха. Кроме того, для линий электропередачи, проходящих в горных условиях, характерны и значительные изменения высотных отметок по трассе линии и большое разнообразие климатических условий. В связи с этим необходимо оценить чувствительность потерь мощности к регулированию рабочего напряжения для таких линий.

Исследования проводились для линий электропередачи 500 кВ, идущих от Токтогульской ГЭС на Андижан и на Фрунзе. Трассы этих линий проходят по горным районам на высотах от 500 до 3500 м над уровнем моря. Для указанных линий характерна повышенная неоднородность, так, например, на линии Токтогульская ГЭС — Андижан в зависимости от высотных отметок и климатических условий применяются усиленные и специальные провода с различной конструкцией фазы. Этот факт учитывался при численных расчетах, которые проводились по методике, изложенной в рассматриваемой статье.

В [Л. 1] приведены обобщенные характеристики потерь мощности на корону для высокогорных линий электропереда-

чи. Аппроксимируя эти характеристики уравнением (2) рассматриваемой статьи при отношениях рабочей напряженности электрического поля к начальной напряженности общей короны, лежащих в пределах от 0,95 до 0,6, найдем значения эмпирических коэффициентов α и β и критерия подобия π :

$$\alpha = 2,5-9; \beta = 5-45; \pi = 2,8-10.$$

Для высокогорных линий электропередачи СВН критериальное уравнение имеет вид:

$$\Delta P'_* = (2,8 \div 10) \Delta U_*^2.$$

При отклонениях напряжения (ΔU_*) от значения, соответствующего минимуму потерь мощности, на $\pm 2,5\%$ потери мощности увеличиваются на (0,2—0,65)%, а при $\Delta U_* = \pm 5\%$ — на (0,7—2,5)%, т. е. значения чувствительности для рассматриваемых линий электропередачи могут быть как больше, так и меньше значений чувствительности для равнинных чиний. Однако, сравнивая полученные результаты с данными, приведенными в статье, можно сделать вывод о том, что и для высокогорных линий электропередачи СВН потери мощности в области минимума также малочувствительны к регулированию напряжения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Грдзелян Р. А., Сохакян Р. А., Торосян А. С. Потери мощности при короне на высокогорных линиях сверхвысокого напряжения. — «Электрические станции», 1969, № 9, с. 56—60.
2. Руководящие указания по определению среднегодовых потерь мощности на корону для линий электропередачи 330—750 кВ. М., Госэнергоиздат, 1961. 32 с.
3. Веников В. А., Сиуда И. П. Расчеты режимов дальних электропередач переменного тока. М., «Высшая школа», 1966. 142 с.

Канд. техн. наук ТАМАЗОВ А. И., инж. ЗИЦЕР М. М.

Москва

Нельзя не согласиться с авторами, что в области минимума потери малочувствительны к изменению напряжения. Авторы утверждают, что в пределах диапазона регулирования ($\approx 10\%$) любое напряжение оказывается равноэкономичным, если же учесть погрешность в измерении потерь, то зона равноэкономичности превзойдет половину рабочего напряжения. Исходя из этих соображений, следовало бы прямо сказать, что регулирование напряжения для уменьшения потерь в линии СВН малоэффективно и потому нецелесообразно. Однако авторы сделали более осторожные выводы, чувствуя, по-видимому, что где-то имеется пробел в цепочке представленных ими соображений.

Не возражая против данных в обсуждаемой статье доказательств малой чувствительности потерь в линии СВН к на-

пряжению в области минимума, нам представляется тем же менее, что сомнение в целесообразности регулирования напряжения для снижения потерь все же необоснованно.

При рассмотрении зависимостей суммарных годовых потерь энергии от напряжения для линии 750 кВ, приведенных в [Л. 1], и аналогичных зависимостей средней суммарной мощности потерь для линий 330 и 500 кВ, приведенных в цитируемой авторами статье Емельянова Н. П. и др., видно, что минимум суммарных потерь не всегда находится в области зоны регулирования. Если учесть, что мгновенные значения передаваемой мощности и потерь на корону есть случайные величины и совпадение максимума нагрузки с периодом больших потерь на корону имеет малую вероятность, то окажется, что минимум суммарных потерь, как правило, будет находиться вне зоны регулирования напряжения.

Для примера рассмотрим потери при дожде. На рис. 1 представлена гистограмма изменения мгновенных значений мощности потерь на корону при дожде в ВЛ 750 кВ, из которой видно, что потери могут изменяться в широком диапазоне. Длина высоковольтной линии, находящаяся под дождем, также является случайной величиной [Л. 2]. Поэтому при проведении расчетов по определению эффективности регулирования напряжения следует анализировать не одну, а несколько зависимостей суммарных потерь от напряжения при разных уровнях потерь на корону и потерь в проводах, а также при различных длинах линии, занятых плохой погодой.

На рис. 2 представлены кривые потерь, которые рассчитывались для линии длиной 400 км, при условии, что потери на корону поддерживаются только на длине 100 км. На рис. 3 приведены аналогичные кривые при условии, что область дождя распространена на всю длину линии. Из рис. 2 и 3 видно, что область оптимума напряжения, как правило, лежит вне диапазона регулирования, а внутри диапазона регулирования приращение потерь при изменении напряжения весьма существенно. Анализ экспериментальных данных о потерях на корону показывает, что регулирование напряжения в условиях, дале-

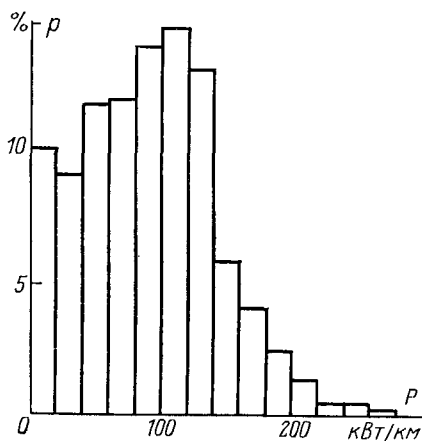


Рис. 1. Гистограмма распределения удельных потерь на корону в ВЛ 750 кВ при дожде.

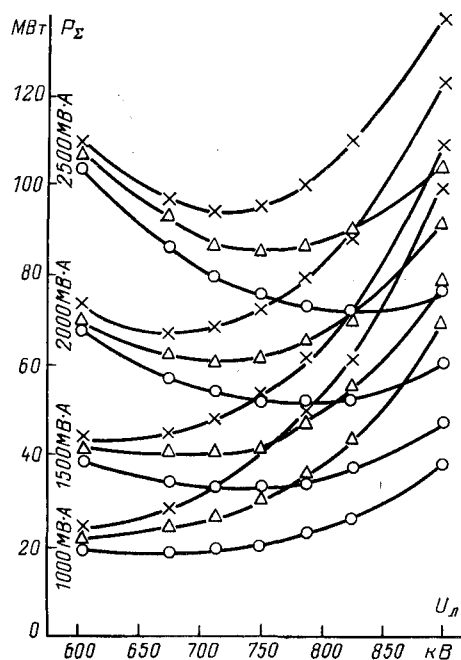


Рис. 2. Изменение суммы потерь в проводах и потерь на корону в ВЛ 750 кВ длиной 400 км при передаче мощности 1000 МВ·А, 1500 МВ·А, 2000 МВ·А и 2500 МВ·А в зависимости от напряжения для уровней потерь на корону.

О — 100 кВт/км; Δ — 200 кВт/км; × — 300 кВт/км; дождем охвачено только 100 км длины линии.

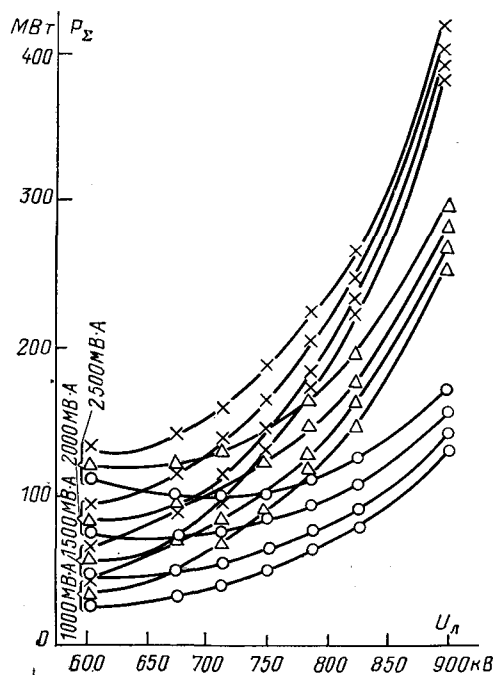


Рис. 3. Изменение суммы потерь в проводах и потерь на корону в ВЛ 750 кВ длиной 400 км при передаче мощности 1000 МВ·А, 1500 МВ·А, 2000 МВ·А и 2500 МВ·А в зависимости от напряжения для уровней потерь на корону.

О — 100 кВт/км; Δ — 200 кВт/км; × — 300 кВт/км; дождем охвачена вся линия (400 км).

ких от минимума потерь, позволяет уменьшить потери на 20—40%, причем с использованием аппаратуры, имеющей малую точность.

Таким образом, если учесть, что при появлении серьезных потерь на корону область минимума уходит из диапазона регулирования напряжения, то приведенные в обсуждаемой статье доводы уже перестают действовать. Вероятностные расчеты, проведенные для линии 750 кВ, показали, что регулированием напряжения можно существенно снизить потери в линии СВН и тем самым повысить ее к. п. д. Хотя в материалах цитированной Астаховым Ю. Н. и Василенко И. Н. статьи Емельянова Н. П., и др., а также еще ранее в [Л. 1] не учитывается вероятностный характер изменения потерь на корону и нагрузки в линии, однако сделанные в них выводы

о целесообразности регулирования напряжения с целью уменьшения потерь в линии СВН, на наш взгляд, достаточно убедительны.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Левитов В. И., Попков В. И. Методика расчетной оценки уровня потерь мощности и энергии на корону на проводах ЛЭП сверхвысокого напряжения. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1968, № 1.
2. Тамазов А. И. Применение теории массового обслуживания к анализу изменений условий погоды вдоль линии у поверхности земли. — «Метеорология и гидрология», 1975, № 1, с. 99—101.

Ответ авторов

Судя по откликам [Л. 1—4], их авторы пришли к выводу о том, что в обсуждаемой статье выражается сомнение относительно целесообразности регулирования напряжения на линиях электропередачи СВН как способа снижения потерь мощности и энергии. Причиной этого явилось недостаточно четкое изложение некоторых высказываний, сделанных в статье на основе анализа критериального уравнения (8) и выражения для ширины зоны равноэкономичных напряжений (10). В связи с этим необходимо разъяснение нашей позиции по затронутым в обсуждаемой статье вопросам.

Проведенный в статье критериальный анализ позволил сделать вывод о том, что потери мощности в линиях СВН в области своего минимума малочувствительны к отклонениям напряжения от значения, оптимального по к. п. д. Последнее в зависимости от нагрузки линии и метеорологических условий в общем случае может изменяться в широких пределах — от нуля в режиме холостого хода до наибольшего допустимого. Сомнение в возможности получения экономического эффекта за счет регулирования напряжения, высказанное в обсуждаемой статье, относится к режимам линии, при которых оптимальное напряжение не выходит или незначительно выходит за пределы располагаемого диапазона регулирования. Критериальное уравнение (8) показывает, что в этих случаях оптимизация напряжения внутри 10%-ного диапазона регулирования линий 500 и 750 кВ затруднительна из-за пологости зависимости суммарных потерь мощности от напряжения. Заметим, что сомнений в доказанности этого положения в обсуждаемой статье выступающие в дискуссии не выразили. Полученные в [Л. 5] значения критерия подобия $\pi = 2,8—10$ для высокогорных линий СВН подтверждают общий характер вывода о малой чувствительности потерь мощности в области их минимума к регулированию напряжения.

В режимах, когда оптимальное напряжение значительно выходит за пределы располагаемого диапазона регулирования, чувствительность потерь мощности к напряжению резко возрастает. В этих случаях приближение рабочего напряжения линии к оптимальному путем установки напряжения на соответствующем верхнем или нижнем пределах диапазона регулирования может привести к заметному снижению потерь мощности. Экономический эффект здесь необходимо определять путем сравнения потерь при нижнем (верхнем) предельном значении напряжения с потерями при напряжении, которое устанавливается на линии без специального регулирования, направленного на повышение к. п. д. Однако из-за того, что оба указанных напряжения оказываются отличными от оптимального, критериальное уравнение (8) уже не может быть использовано для оценки погрешности оптимизационных расчетов, как это справедливо отмечено в [Л. 1 и 3].

В [Л. 2] проведен анализ чувствительности оптимального напряжения к изменению схемных и режимных параметров линий СВН, на основании которого определены возможные отклонения расчетного оптимального напряжения от его действительного значения. Причем для принятых в [Л. 2] значений погрешностей в исходных данных указанные отклонения с вероятностью 0,95 находятся в пределах $\pm 5,4\%$, что соответствует располагаемому диапазону регулирования напряжения на линиях СВН. Дана также оценка возможного отклонения

потерь энергии от достигаемой при регулировании напряжения минимальной величины за счет погрешностей в исходных данных. Полученные при этом количественные результаты представляют значительный интерес. Однако область применения их, как и критериального уравнения (8), по причине рассмотренной выше, ограничивается теми случаями, когда оптимальное напряжение находится в пределах располагаемого диапазона регулирования.

Остановимся теперь на некоторых замечаниях и возражениях, содержащихся в [Л. 4 и 5]. В отклике [Л. 5] указывается, что чувствительность потерь мощности к регулированию напряжения позволяет оценить целесообразное значение ступени регулирования напряжения. Действительно, анализ уравнений (8) и (10) обсуждаемой статьи показывает, что по условию повышения экономичности работы линий СВН не требуется уменьшения ступеней регулирования трансформаторов и автотрансформаторов с РПИ по сравнению с теми, которые применяются в настоящее время (ступень регулирования напряжения менее 2%). Напротив, ступень регулирования напряжения может быть увеличена, например, до 3—5%, если это окажется целесообразным по другим условиям.

Неодинаковость темпа изменения потерь на корону в функции напряжения, о которой говорится в отклике [Л. 4], учитывалась в статье при аппроксимации уравнением (2) приведенных в [Л. 6] зависимостей потерь на корону для различных видов погоды. В [Л. 4] указывается, что уравнения (1) и (2) справедливы при небольших отклонениях напряжения. Здесь вопрос в том, относительно какой величины те или иные отклонения напряжений могут считаться небольшими. Критериальное уравнение (8), полученное исходя из этих уравнений, как отмечалось в статье, подтверждено большим количеством численных расчетов в пределах напряжения от оптимальной величины $\pm 10\%$ для линий длиной 300—400 км и $\pm 5\%$ для линий длиной порядка 1000 км. Такие отклонения напряжения не могут считаться небольшими по отношению к 10%-ному располагаемому диапазону регулирования напряжения на линиях 500 и 750 кВ.

В [Л. 4] имеется замечание о том, что необходимо учитывать вид характеристик нагрузочных потерь в линии и рассматривается влияние регулируемого параметра электропередачи θ на эти характеристики. Авторы отклика не разъясняют, что понимается под параметром θ , но, зная их предыдущие работы, можно считать θ углом расхождения векторов напряжения одноименных фаз управляемой линии электропередачи. Заметим, что это значение к обсуждаемой статье не относится, так как в ней рассматривалась линия обычной конструкции.

В [Л. 4] указывается, что при оптимизации потерь в линиях большой протяженности необходимо обеспечить определенный закон распределения напряжения вдоль линии и при этом дается ссылка на [Л. 7 и 8]. Но в указанных работах найдены условия минимума потерь мощности, состоящих из потерь от протекания активной и реактивной составляющих тока линии, тогда как потери на корону не учитывались. Такой подход не может быть признан достаточно обоснованным, так как потери на корону на линиях 500 и 750 кВ составляют до 40% суммарных потерь энергии. Потери мощности на корону

при неблагоприятных метеорологических условиях могут быть значительно большими. В то же время при проведении численных расчетов, определивших область применения уравнения (8), строго учитывались все составляющие суммарных потерь мощности.

Оптимальное напряжение на линии в хорошую погоду, если учитывать потери на корону, не при всех значениях передаваемой мощности будет наивысшим. При этом погрешность определения потерь мощности ε не может быть сведена к погрешности измерения напряжения, как это утверждается в [Л. 4], так как для оптимизации к. п. д. линии необходимо иметь данные о режимных и схемных параметрах линии электропередачи.

В заключение считаем необходимым отметить следующее. Техническая реализация идеи специального регулирования рабочего напряжения линий СВН потребует дополнительных затрат на регулирующие и компенсирующие устройства¹, а также на создание системы получения и передачи информации о потерях на корону и системы управления регулируемыми и компенсирующими устройствами. Экономическая целесообразность такого решения должна определяться путем сопоставления указанных затрат с экономическим эффектом от снижения потерь мощности и энергии. В [Л. 5] приведен пример расчета экономического эффекта от регулирования напряжения на линии 500 кВ и отмечается, что неточность в определении параметров линии может повлиять лишь на некоторое изменение числовых значений потерь мощности. Но экономическая целесообразность специального регулирования напряже-

¹ Установка дополнительных регулируемых и компенсирующих устройств может потребоваться в сложных электрических сетях СВН для раздельного регулирования напряжения на линиях с различными значениями передаваемых мощностей и различными условиями погоды.

ния как раз и должна основываться на количественных показателях экономии в потерях мощности и энергии. Учет погрешности в исходной информации может привести к снижению величины достоверного экономического эффекта и соответственно к ограничению области применения специального регулирования напряжения. Поэтому вывод обсуждаемой статьи о необходимости оценки экономической эффективности регулирования напряжения с учетом погрешности определения потерь мощности в условиях эксплуатации остается справедливым.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Карпов Ф. Ф. Выступление в дискуссии. — «Электричество», 1976, № 5.
2. Волчков Ю. Д. Выступление в дискуссии. — «Электричество», 1976, № 5.
3. Тамазов А. И., Зицер М. М. Выступление в дискуссии. — «Электричество», 1976, № 5.
4. Постолатий В. М., Комендант И. Т. Выступление в дискуссии. — «Электричество», 1976, № 5.
5. Симаков Ю. П. Выступление в дискуссии. — «Электричество», 1976, № 5.
6. Руководящие указания по определению среднегодовых потерь мощности на корону для линий электропередачи 330—750 кВ. М., Госэнергоиздат, 1961. 32 с.
7. Либкинд М. С., Мещеряков К. П. Режим минимальных потерь в линии с управляемой поперечной компенсацией. — «Изв. АН СССР. Энергетика и автоматика», 1962, № 2.
8. Постолатий В. М., Комендант И. Т., Калинин Л. П. Регулирование полуразомкнутых электропередач в режимах минимальных потерь и натуральной мощности. — В кн.: Материалы семинара по кибернетике. Кишинев, 1973, № 54, с. 3—9.



ОТ РЕДАКЦИИ

В результате дискуссии уточнены условия применения критериального уравнения, полученного в обсуждаемой статье. Диапазон его использования ограничивается рассмотренными случаями, предусматривающими то, что оптимальное по потерям мощности напряжение находится внутри располагаемого диапазона (10%) регулирования напряжения на линиях высокого напряжения. Следует учесть высказанные в выступлениях соображения при развитии исследований по определению экономической эффективности применения глубокого регулирования напряжения. Эти исследования должны быть направлены на повышение экономичности работы линий высокого напряжения различного типа при учете погрешности в информации и учете ее вероятностного характера. Критериальный анализ, проводимый на основе вероятностных свойств объекта может найти применение при обобщении результатов решения ряда задач электроэнергетики.

Семинар по физике гашения дуги в выключателях высокого напряжения

(21—24 октября 1975 г., Москва)

Первый семинар по физике гашения дуги в выключателях высокого напряжения был организован Научно-исследовательским центром по испытанию высоковольтной аппаратуры Минэнерго СССР (НИЦ ВВА). В семинаре приняли участие: ВЭИ им. В. И. Ленина, Институт атомной энергии им. И. В. Курчатова (ИАЭ), Московский институт радиотехники и автоматики (МИРЭА), Центральный институт авиационного моторостроения (ЦИАМ), НИЦ ВВА, Ленинградский политехнический институт им. М. И. Калинина (ЛПИ), Научно-производственное объединение (НПО) «Электроаппарат», Куйбышевский политехнический институт им. В. В. Куйбышева (КПИ), Смоленский филиал МЭИ.

Всего было заслушано 25 докладов.

Большая часть докладов была посвящена проблемам гашения электрической дуги переменного тока. Результаты исследований физических процессов, происходящих при гашении электрической дуги в масляных выключателях, были изложены в докладе **Н. В. Шилина** (НИЦ ВВА). Создание макета масляного выключателя с прозрачными стенками позволило произвести скоростную киносъемку процессов возникновения и развития парогазового пузыря и его взаимодействия с воздушной подушкой. Одновременное измерение энергии дуги, давления в дугогасительной камере, в воздушной подушке и надкамерном пространстве дало возможность уточнить исходные предпосылки, используемые при теоретическом анализе газогидродинамических процессов и предложить рациональную компоновку и режимы работы дугогасительной камеры малообъемного масляного выключателя. Скоростная киносъемка применялась также в работе **А. В. Авдонина, В. Г. Егорова и К. И. Серякова** (ВЭИ) для изучения поведения столба дуги в воздушном выключателе вблизи нуля тока. При этом стандартная съемочная аппаратура (камера СФР) была модернизирована для синхронной и синфазной съемки дуги при испытаниях воздушных выключателей от ударных генераторов.

Интересным было сообщение **И. П. Щеглова** (ВЭИ) об измерении остаточных токов в электромагнитном выключателе. Созданная в ВЭИ аппаратура позволяет проводить измерения остаточных токов с чувствительностью: 0,1 см/А при токах до 20 кА и 0,05 см/А при токах до 50 кА. Разработке аппаратуры для измерений вблизи нуля тока был также посвящен доклад **О. Я. Новикова и В. Д. Привалова** (КПИ).

Об остроумном применении новых физических результатов к решению задачи переброса тока из цепи главных контактов в цепь коммутирующих вентилей в полупроводниковых выключателях было доложено в сообщении **В. П. Игнатко и И. Л. Шлейфмана** (НИЦ ВВА). В докладе **Ю. А. Никуева** (НИЦ ВВА) изложены результаты исследований явления пробоя в потоке горячего ионизированного газа, представляющие интерес в связи с проблемой тепловых повторных зажигания в выключателях.

При анализе теоретических докладов необходимо прежде всего отметить, что главной задачей теории является формулирование критериев гашения дуги при переходе тока через нуль. С более общей точки зрения стоящую перед теорией задачу можно охарактеризовать как задачу отыскания областей устойчивых и неустойчивых режимов для системы выключатель — внешняя цепь. Возможны различные подходы к этой проблеме, и в полном соответствии с этим на семинаре были представлены доклады различных теоретических направлений.

Прежде всего можно попытаться составить и решить полную систему уравнений, описывающих поведение дуги в потоке газа. Об определенных успехах, достигнутых в этом направлении, свидетельствует доклад **Г. Я. Бородинского** (НПО «Электроаппарат»). Однако ввиду большой математической сложности задачи получение критериев гашения дуги

на этом пути является делом будущего. Более того, помимо математических трудностей существует ряд трудностей принципиального характера, связанных с описанием турбулентности потока, различных типов неустойчивостей дуги, процессов радиационного теплообмена и др. Анализ достижений и трудностей теории гашения дуги в потоке газа был посвящен подробный обзорный доклад **К. И. Серякова** (ВЭИ). Необходимо отметить создание **А. В. Авдоным, В. Г. Егоровым и К. И. Серяковым** (ВЭИ) упрощенной модели дуги, в которой обоснованно пренебрегается продольным течением газа вблизи нуля тока и решаются уравнения, содержащие только радиальные компоненты скорости.

Кроме того, можно пытаться описывать поведение дуги на электротехническом уровне, вводя динамическую характеристику дуги и трактуя входящие в нее параметры как эмпирические постоянные. Простейшей и наиболее изученной формой динамической характеристики является уравнение Майра. Несмотря на то, что в ряде случаев согласие теории Майра с опытом является плохим, она сохраняет свое значение как инструмент качественного исследования вопросов взаимодействия дуги с цепью. Получению критериев гашения с помощью уравнения Майра, а также расчетам уравнений цепи совместно с дугой (по Майру) были посвящены доклады **М. Е. Заруди** (МИРЭА), **В. Б. Калачева** (ЦИАМ), **В. Г. Егорова и К. И. Серякова** (ВЭИ), **А. К. Курочкина, Д. П. Лепера, Н. В. Шилина, И. Л. Шлейфмана** (НИЦ ВВА).

В то же время представленные на семинаре доклады **В. В. Каплана** (ЛПИ), **О. Я. Новикова, П. А. Кулакова** (КПИ), **А. В. Авдонина, К. И. Серякова** (ВЭИ) свидетельствуют о том, что существует и продолжает развиваться подход к описанию дуги, основанный на использовании более реалистического динамического уравнения, параметры которого извлекаются из анализа экспериментальных данных. В частности, в работе **В. В. Каплана** учтено существенное вблизи нуля тока явление отрыва электронной температуры от температуры тяжелых частиц. Более общий подход к проблеме гашения дуги, основанный на применении методов математической теории устойчивости, был изложен в докладе **О. Я. Новикова, В. М. Егорова и П. А. Кулакова** (КПИ).

Рассматривая в целом представленные на семинаре доклады по физике гашения электрической дуги переменного тока, можно высказать следующие общие суждения. Несмотря на определенные успехи в изучении околонулевых процессов общий уровень экспериментальных исследований пока еще недостаточно высок. Исследования ведутся разрозненно, малыми коллективами, недостаточно координированы. Следствием отставания экспериментальных работ явилось возникновение сильного теоретического крена (из доложенных на семинаре 20 докладов по дуге переменного тока только шесть были посвящены экспериментам). Теоретические исследования ведутся более широким фронтом, однако результаты теоретических работ зачастую не сопоставляются с экспериментальными данными. Дальнейшее развитие отечественного электроаппаростроения настоятельно требует существенного расширения объема экспериментальных исследований и повышения их уровня.

Несколько особняком стоит группа докладов **ИАЭ** (**Э. А. Азизов, Н. А. Ахмеров, И. П. Шедько, В. М. Ягнов**), посвященных разработке коммутационной аппаратуры для цепей с мощными индуктивными накопителями. Эти работы имеют весьма большое значение в связи с перспективой создания и развития термоядерной энергетики. При том уровне параметров, который достигнут в настоящее время (ток около 10^3 А, напряжение около $3 \cdot 10^4$ В [Л. 1]), а тем более ввиду перспективы дальнейшего роста параметров до значений токов до 10^7 А и напряжений до 10^7 В [Л. 2], приведение тока к нулю с помощью вспомогательного источника энергии ста-

новится практически неосуществимым. Таким образом, принципиальной особенностью работ этого направления является то, что они фактически представляют собой работы по гашению дуги постоянного тока. В связи с этой особенностью повышаются требования к мощности воздействия на дугу отключения. В настоящее время эта задача разрешается с помощью создания коммутирующих устройств взрывного типа, в которых в момент коммутации токоведущая оболочка разрушается под действием взрыва ВВ.

При этом принципиальной проблемой, стоящей в связи с созданием подобной коммутационной аппаратуры, является достижение достаточно малых времен коммутации (около 10^{-6} с). Достигнутый в настоящее время уровень времен коммутации (около 10^{-4} с [Л. 1]) в перспективе является недостаточным. Представленные ИАЭ доклады выгодно отличаются глубиной и уровнем экспериментальных исследований от работ по дуге переменного тока, что обусловлено наличием в ИАЭ мощной современной экспериментальной базы и широким фронтом исследований.

На семинаре было высказано мнение, что несмотря на существование принципиальных различий между указанными двумя основными направлениями (физикой гашения дуги переменного и постоянного токов), существует и глубокая общ-

ность этих проблем, в частности, общность применяемых теоретических и особенно экспериментальных методов. Поэтому дальнейшее развитие сотрудничества между этими двумя направлениями представляется весьма перспективным.

В целом проведение подобных семинаров по физике гашения электрической дуги было признано весьма полезным. Было принято решение проводить подобные семинары с периодичностью 1—2 раза в год. Ближайший семинар планируется провести летом 1976 г. в НИЦ ВВА, что позволит привлечь к участию в нем также и преподавателей высшей школы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Материалы I Всесоюзного совещания по инженерным проблемам термоядерного синтеза.** Ленинград, 1974. Авт.: Э. А. Азизов, Н. А. Ахмеров, И. В. Ночуров и др.

2. **Мэзонье Ч.** Плазменный фокус и термоядерный синтез. — «ПМТФ», 1975, № 4.

*Канд. техн. наук ШИЛИН Н. В.,
канд. физ.-мат. наук ЛЕПЕР Д. П.*

УДК 621.314.06.053

Всесоюзная научно-техническая конференция — Современные задачи преобразовательной техники

(16—18 сентября 1975 г., Киев)

Конференция была организована Научным советом АН СССР по теоретическим и электрофизическим проблемам энергетики, Научной комиссией АН УССР по проблеме «Преобразование параметров электрической энергии», Институтом электродинамики АН УССР, Киевским политехническим институтом, Министерством энергетики и электрификации УССР, Украинским НТОЭ и ЭП.

На конференции обсуждались состояние и перспективы развития силовых преобразовательных устройств, а также эффективность применения средств преобразовательной техники в народном хозяйстве.

В программу конференции были включены следующие вопросы:

- методы анализа и расчета электрических и магнитных процессов в элементах и узлах силовых преобразователей;
- способы построения преобразовательных установок;
- вопросы расчета и проектирования устройств, систем управления и регулирования вентильных преобразователей;
- методы и средства улучшения качества электрической энергии на входе и выходе преобразовательных устройств;
- вопросы унификации и стандартизации при разработке и построении устройств преобразования параметров электрической энергии;

- опыт промышленной эксплуатации силовых вентильных преобразователей.

В работе конференции приняло участие более 400 представителей 125 научных и научно-технических учреждений, вузов и предприятий из 54 городов СССР. Было заслушано и обсуждено около 350 докладов и сообщений.

На пленарные заседания было вынесено три доклада.

В докладе директора Института электродинамики АН УССР доктора техн. наук Шидловского А. К. освещены основные направления исследований, проводимых в институте в области преобразования параметров электрической энергии, по разработке преобразователей частоты и напряжения для регулируемого электропривода и спецпотребителей, созданию высокоэффективных вторичных источников питания на традиционной элементной базе, а также на работах в области теории и практических приложений систем постоянного тока на основе индуктивно-емкостных преобразователей, на использовании машинных методов проектирования устройств преобразовательной техники и др.

В докладе канд. техн. наук Клименко Г. А. (Минэнерго УССР, Украинское республиканское НТОЭ и ЭП) изложены вопросы практического применения полупроводниковых преобразователей в системах возбуждения синхронных генераторов мощных энергоблоков, в передачах электроэнергетики постоянным и пульсирующим током, в мощных источниках реактивной энергии, в системах управления режимами потоков распределения в неоднородных электрических сетях и др.

О деятельности Научной комиссии АН УССР по проблеме «Преобразование параметров электрической энергии» доложил ее ученый секретарь канд. техн. наук Липковский К. А. (ИЭД АН УССР). Комиссия осуществляет информационную и организаторскую функции и координирует работу одиннадцати постоянно действующих семинаров, охватывающих участников более чем из ста научных организаций и предприятий страны.

На конференции работало пять секций, разделенных на девять подсекций: выпрямители и инверторы, ведомые сетью; теория и процессы в преобразовательных установках; схемы и устройства преобразования напряжения и частоты; системы управления и регулирования преобразователей; машинные методы проектирования устройств преобразовательной техники; методы и средства повышения качества электрической энергии; источники и стабилизаторы тока; регуляторы и стабилизаторы напряжения; транзисторные преобразователи и вторичные источники питания.

На секции «Выпрямители и инверторы, ведомые сетью», рассматривались вопросы анализа работы выпрямительных и преобразовательных устройств на статическую и двигательную нагрузку, отдельных элементов и узлов таких преобразователей, а также схем управления ими. С большим вниманием были встречены доклады чл.-корр. АН УССР Чиженко И. М. по анализу, расчету и применению компенсационных преобразователей, позволяющих с большой эффективностью повышать коэффициент мощности в электрических сетях, и доктора техн. наук Грабовещкого Г. В. по преобразовательным установкам для электротрансмиссий самоходных транспортных средств и др.

На подсекции «Теория и процессы в преобразовательных установках» доклады и сообщения были посвящены методам анализа преобразователей в статическом и динамическом режимах, исследованию переходных процессов в отдельных

преобразовательных устройствах и в системах «источник — преобразователь — нагрузка».

С интересом были заслушаны доклады **Зажирко В. Н., Нестерова В. П.** (Омский институт инженеров транспорта) — об использовании направленных графов для анализа преобразователей; **Карташова Р. П.** (г. Киев) — о критериях оценки качества электрической энергии в системах с преобразователями. Проблемам работы преобразователей частоты на асинхронный двигатель были посвящены доклады **Тонкаля В. Е., Гречко Э. Н.** (ИЭД АН УССР), **Лабунцова В. А., Жеглова В. А., Коркия Э. Я., Светина А. П.** (МЭИ) и др.

Докладом **Милловзорова В. П., Мусолина А. К., Морозова А. С.** (Рязанский радиотехнический институт) «Стабилизированный преобразователь постоянного напряжения в переменное ступенчато-синусоидальное» открылись заседания подсекции «Схемы и устройства преобразования напряжения и частоты». В нем авторы предложили принцип и схему для формирования низкочастотного напряжения, обеспечивающие значительное улучшение весогабаритных показателей преобразователя.

Значительная часть докладов подсекции была посвящена схемам преобразователей частоты с непосредственной связью, а также со звеном постоянного тока, позволяющим формировать в нагрузке синусоидальное напряжение или ток при минимальной массе, габаритах и высоких энергетических показателях.

Вопросам разработки систем управления и регулирования, машинным методам проектирования преобразователей были посвящены доклады второй секции. В них наблюдалась основная тенденция в развитии устройств управления вентильными преобразователями: миниатюризация и унификация элементов и узлов. В исследованиях процессов и при проектировании устройств преобразовательной техники все шире применяются ЦВМ, математические модели и вычислительные комплексы, работа которых основана на применении современных методов математического анализа и синтеза цепей, узлов и систем (обобщенных функций, рядов Уолша и др.).

Актуальность проблемы повышения качества электрической энергии на выходе преобразовательных устройств и в питающих сетях обусловила дискуссию на секции «Методы и средства повышения качества электрической энергии». Большая часть докладов была посвящена исследованию процессов и энергетических характеристик симметрирующих и фильтро-симметрирующих устройств. Этим вопросам были посвящены выступления **Шидловского А. К., Аввакумова В. Г., Жежеленко И. В., Борисова Б. П., Кузнецова В. Г.** и др. Другая часть докладов, представленных на секции, была посвящена разработке и исследованию тиристорных источников реактивной мощности, анализу влияния высших гармоник в электрических сетях и способам их подавления, методам и средствам оценки и измерения параметров качества электрической энергии.

Работа четвертой секции проходила в двух подсекциях: источники и стабилизаторы тока и регуляторы и стабилизаторы постоянного и переменного напряжения. Первая подсекция объединяла доклады, посвященные методам анализа, расчета и построения индуктивно-емкостных преобразователей, являющихся основой систем неизменного тока и обеспечивающих высокое качество выходной энергии. С основными докладами на эту тему выступили **Волков И. В., Закревский С. И., Губаревич В. Н.** (ИЭД АН УССР). Большой интерес вызвали доклады **Легостаева В. А., Пантегова И. В., Стемковского Е. П., Шейковского Д. А.** (Институт электросварки АН УССР), посвященные практическому применению стабилизированных источников тока для дуговой шовой сварки.

На второй подсекции были представлены доклады и сообщения, в которых рассмотрен способ регулирования напряжения тиристорной, а также транзисторной импульсной и широтно-импульсной модуляцией постоянных и переменных напряжений. Интересный материал по таким преобразователям был предложен в докладах **Глазенко Т. А.** (Ленинградский институт точной механики и оптики), **Волотковско-го С. А.** (Криворожский институт Гипрорудмаш), **Лутидзе Ш. А.** (ЭНИИ), **Липковского К. А.** (ИЭД АН УССР), **Рожанского Л. Л.** (Харьковский политехнический институт). В выступлениях авторы подчеркивали перспективность применения таких преобразователей для регулирования электро-

приводов постоянного и переменного тока, для построения мощных стабилизаторов напряжения, в источниках гарантированного питания и др.

На секции «Транзисторные преобразователи и вторичные источники питания» докладчики основное внимание уделили методам улучшения энергетических характеристик транзисторных преобразователей напряжения и инверторов, методам снижения потерь на переключения, повышению рабочей частоты и уменьшения массы и габаритов. Большой интерес вызвали доклады сотрудников Института электродинамики АН УССР **Драбовича Ю. И., Маслободичева В. С., Юрченко Н. Н.** и др., посвященные способам построения транзисторных преобразователей на основе традиционной элементной базы, позволяющим резко повысить частоту переключения и надежность устройств при одновременном снижении их весов и габаритов.

В решении конференции были отмечены значительные успехи, достигнутые в нашей стране в области преобразовательной техники. Развита и внедрены современные методы анализа и расчета преобразователей. Статические преобразователи на основе современных полупроводниковых, магнитных и магнитополупроводниковых приборов, охватывающие большой диапазон токов и напряжений, а также удовлетворяющие самым различным целевым требованиям, нашли широкое применение во многих отраслях народного хозяйства. Силовые преобразователи применяются в системах автоматизированного электропривода, электроснабжения, в технике электросварки, электрометаллургии, электротехнологии, в системах автоматики и телемеханики. Они используются в качестве различных источников питания, источников реактивной мощности, быстродействующей пуско-регулирующей аппаратуры, работают на подвижном составе электрифицированных городских и магистральных железных дорог, в системах городского и промышленного электротранспорта, в рудниках и на шахтах, на различных промышленных предприятиях. Сделан значительный шаг вперед в деле совершенствования конструкций преобразовательных устройств, их унификации и стандартизации.

Однако в области силовой преобразовательной техники имеются нерешенные задачи и вопросы теоретического и прикладного характера. Еще недостаточны темпы и объем внедрения силовых статических преобразователей в ряде отраслей народного хозяйства, в которых их применение способно принести значительный экономический эффект. Технологический уровень, а также ряд технико-экономических показателей некоторых элементов и устройств силовых преобразователей еще отстают от уровня развития силовой электроники за рубежом.

Качество разработок и производства ряда новых силовых полупроводниковых приборов, узлов автоматики и схем управления преобразователями не обеспечивает требуемой надежности всей системы: высока трудоемкость изготовления и наладки приборов, а отсюда — высока и их стоимость.

Недостаточно полна как по диапазону, так и по глубине унификация конструкций и схемных решений приборов, узлов и элементов силовых преобразователей. Промышленность не выпускает в достаточном объеме и ассортименте элементы и узлы, рассчитанные специально для работы в устройствах силовой преобразовательной техники.

До настоящего времени отсутствуют систематизированные данные о текущих и перспективных первоочередных потребностях народного хозяйства по отраслям и объему в устройствах преобразовательной техники определенных видов, типов и целевого назначения. Это затрудняет оптимальное планирование и координацию научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ. Вследствие недостаточной координации работ имеет место их параллелизм.

В решении подчеркивается необходимость ускоренного развития фундаментальных исследований процессов и явлений в устройствах преобразовательной техники с целью разработки методов анализа, синтеза и оптимального проектирования преобразователей, обеспечивающих высокое качество энергии на зажимах приемников и в сети.

**Доктор техн. наук ШИДЛОВСКИЙ А. К.,
канд. техн. наук ПЯНЫХ Б. Е.**



ДМИТРИЙ ИВАНОВИЧ АЗАРЬЕВ

(К 70-летию со дня рождения)

5 апреля 1976 г. исполнилось 70 лет со дня рождения и 45 лет инженерной, научной и педагогической деятельности крупного советского инженера-энергетика, лауреата Ленинской и Государственных премий, доктора технических наук, профессора Азарьева Дмитрия Ивановича.

Путь в энергетике Д. И. Азарьев начал в 1930 г., когда после окончания Московского энергетического института приступил к работе дежурным инженером Шатурской ГРЭС им. В. И. Ленина. В 1931 г. он переходит в институт «Теплоэлектропроект». После реорганизации института и по настоящее время Д. И. Азарьев работает в институте «Энергосетьпроект» руководителем Центральной научно-исследовательской лаборатории устойчивости и моделирования энергосистем.

Д. И. Азарьев как ученый стал известен еще в 40-х годах, когда впервые обобщил и систематизировал характеристики комплексных нагрузок энергосистем в статических и динамических режимах. В послевоенный период им были разработаны оригинальные математические модели основных элементов системы: генераторной станции, нагрузочного узла, трансформатора, линии электропередачи и на базе их созданы компактные, надежные и простые статические модели электрических систем, серийно выпускаемые промышленностью и внедренные в большинство энергосистем, проектных и исследовательских организаций Советского Союза.

В 1947 г. за создание моделей электрических систем, улучшающих проектирование и эксплуатацию мощных электростанций, Д. И. Азарьев был удостоен звания лауреата Государственной премии.

В конце 40-х и начале 50-х годов Д. И. Азарьев занимается проектированием диспетчерского управления энергосистем и разработкой оригинальных кон-



струкций диспетчерских щитов. В 1951 г. за работу по автоматизации и телемеханизации Московской и Узбекской энергосистем Д. И. Азарьеву вторично было присвоено звание лауреата Государственной премии.

В 50-х годах впервые в мировой практике Д. И. Азарьевым была предложена, разработана и внедрена автоматическая модель энергосистем, воспроизводящая электромеханические переходные процессы в сложной системе с учетом электромагнитных процессов в цепи возбуждения генераторов, действия АРВ, статических и динамических характеристик нагрузок.

Весомый вклад был внесен Д. И. Азарьевым в разработку мероприятий, улучшающих устойчивость энергосистем. При его непосредственном участии были решены важнейшие вопросы создания

объединенных энергосистем и проведены разработки для дальних электропередач 400—500 кВ. Исключительно важное значение имеет предложение Д. И. Азарьева о создании управляемых электропередач на базе шунтирующих управляемых реакторов.

В 1962 г. за участие в работе по созданию линии электропередачи 500 кВ Д. И. Азарьеву присуждена Ленинская премия.

Имея громадный опыт практической работы, Д. И. Азарьев по праву является ведущим специалистом Советского Союза в области устойчивости и моделирования энергосистем, непосредственно и активно участвует в формировании технической политики института «Энергосетьпроект».

Д. И. Азарьев — автор более 40 изобретений, им написаны десятки статей, а его книга «Математическое моделирование электрических систем» стала учебным пособием для специалистов, работающих в этой области.

Несмотря на напряженнейшую работу в институте «Энергосетьпроект», Д. И. Азарьев занимается преподавательской деятельностью. С 1931 г. с некоторыми перерывами он ведет преподавательскую работу в Московском энергетическом институте.

В течение многих лет Д. И. Азарьев — член Совета по присуждению ученых степеней электроэнергетического факультета МЭИ и Научно-технического совета института «Энергосетьпроект».

Плодотворная деятельность Д. И. Азарьева отмечена правительственными наградами — орденами Трудового Красного Знамени, «Знак Почета» и медалями.

Горячо поздравляя Дмитрия Ивановича с юбилейной датой, желаем ему здоровья и больших успехов в его разносторонней деятельности.

Группа товарищей и учеников

НОВАЯ КНИГА ИЗДАТЕЛЬСТВА «ЭНЕРГИЯ»

Издательство «Энергия» предлагает Вашему вниманию новую книгу для специалистов, занятых разработкой и внедрением электрических преобразователей для систем контроля и измерения.

Мартышин А. И., Шахов Э. К., Шляндин В. М. Преобразователи электрических параметров для систем контроля и измерения. 1976. 392 с. с ил.

В книге рассматриваются вопросы теории, методов и средств построения преобразователей различных электрических параметров в сигналы стандартного вида, удобные для последующей коммутации, передачи и обработки с минимальными потерями точности.

В качестве основных электрических величин, подлежащих преобразованию, приняты напряжение постоянного тока, параметры переменного напряжения (амплитудное, среднее и действующее значения, мощность, частота и фаза), параметры комплексных сопротивлений. В качестве сигналов стандартного вида приняты сигналы на основе наиболее перспективных видов модуляции — ЧМ (ЧИМ), ФМ (ФИМ), ШИМ и КИМ.

Материал книги излагается применительно к использованию преобразователей в системах автоконтроля и измерения.

Обобщается опыт отечественных и зарубежных исследований и разработок в области построения преобразователей электрических параметров для систем контроля и измерения.

Основные идеи и методы преобразования иллюстрируются примерами их практической реализации, и приводятся характеристики соответствующих устройств.

ИВАН КИРИЛЛОВИЧ ФЕДЧЕНКО

После тяжелой болезни на 72-м году жизни скончался член КПСС с 1926 г., известный ученый и педагог в области электроэнергетики, доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой техники высоких напряжений Киевского ордена Ленина политехнического института Иван Кириллович Федченко.

В 1930 г. И. К. Федченко окончил электротехнический факультет Киевского политехнического института и был оставлен в аспирантуре на кафедре электрических сетей и техники высоких напряжений. Затем он прошел аспирантскую стажировку в отделе высоких напряжений ВЭИ им. В. И. Ленина и вновь продолжил научно-педагогическую деятельность в КПИ.

Первое научное исследование Ивана Кирилловича — измерение перенапряжений в высоковольтных линиях электропередачи; в 1936 г. он защитил на эту тему кандидатскую диссертацию.

В первые дни Великой Отечественной войны Иван Кириллович добровольно вступил в Советскую Армию и находился на фронте до конца войны.

После победы он вернулся в родной институт и приложил много усилий к его восстановлению. Проведенные им исследования протекания токов в земле завершились созданием теории распространения переменного тока в земле как обратном проводе. В монографии «Теория земляного провода» И. К. Федченко предложил новый метод расчета эквивалентного поперечного сечения и глубины залегания «земляного провода» в однородном и двухслойном грунте с разными удельными проводимостями слоев. После защиты в 1951 г. докторской диссертации и утверждения в 1954 г. в ученом звании профессора И. К. Федченко был



назначен заведующим кафедрой техники высоких напряжений КИИ.

Он является автором трех монографий, трех учебных пособий по ТВН и более 100 статей в научных журналах по различным вопросам высоковольтной электротехники. Им экспериментально исследован кумулятивный эффект и электрическая прочность пропитанной маслом конденсаторной бумаги при однократном приложении импульсов высокого напряжения, разработан метод исследования импульсной короны на моделях линий электропередачи, предложена и опробована гамма-дефектоскопия изоля-

ции высоковольтного электрооборудования.

Под руководством И. К. Федченко проведены фундаментальные теоретические и экспериментальные исследования электрической дуги, в последние годы разработана теория расчета формы импульсной волны высокого и сверхвысокого напряжений при испытании изоляции трансформаторов.

Иван Кириллович был научным руководителем и консультантом 15 кандидатов и докторов технических наук.

Наряду с научно-исследовательской и педагогической деятельностью Иван Кириллович вел большую общественную работу. Он был членом партийного комитета института, заместителем председателя Ученого Совета, членом секции ТВН Научно-методического совета по высшему электроэнергетическому образованию при Минвузе СССР, председателем секции высоковольтной электротехники Украинского республиканского Научно-технического общества энергетики и электропромышленности, членом редколлегий многих научных сборников и журналов, с 1947 г. бессменным председателем секции «Электротехника» Научно-технического совета Минвуза Украинской ССР.

Родина высоко оценила боевые и трудовые заслуги И. К. Федченко. Он награжден орденами Отечественной войны II степени, Красной Звезды, двумя орденами Трудового Красного Знамени и медалями.

Светлая память об Иване Кирилловиче Федченко, верном сыне Коммунистической партии и советского народа навсегда сохранится в наших сердцах.

Группа товарищей и учеников

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Афанасьев В. В., Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ипатов П. М., Костенко М. В., Костенко М. П., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Петров И. И. (зам. главного редактора), Рабинович С. И., Слежановский О. В., Совалов С. А., Тареев Б. М., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Хачатуров А. А., Чиликин М. Г., Шаталов А. С.

Адрес редакции: 103012, Москва, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.

Почтовый адрес: 101000, Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Н. Н. Левченко

Сдано в набор 16/III 1976 г.

Подписано к печати 29/IV 1976 г.

T-05681

Формат 60×90¹/₈

Усл. печ. л. 12,0

Уч.-изд. л. 14,96

Тираж 9353 экз.

Цена 80 к.

Зак. 671

Издательство «Энергия», Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 413114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

СОДЕРЖАНИЕ

Чиликин М. Г., Петров И. И., Соколов М. М., Юн- ков М. Г. — Развитие автоматизированного электро- привода в X пятилетке	1	Тийсмус Х. А. — Уравнения движения линейных индук- ционных МГД-приводов	43
Локтева И. Л., Онищенко Г. Б., Плотникова Т. В., Шака- рян Ю. Г. — Принципы построения систем регулиро- вания электроприводов с двигателями переменного тока	6	Цфасман Г. М., Ступель А. И. — Анализ устойчивости ин- вертора с регулятором угла погасания	48
Солодухо Я. Ю., Замараев Б. С., Иванов В. С., Гольден- таль М. Э., Латышко В. Д. — Улучшение электромаг- нитной совместимости тиристорных электроприводов и электропитающих сетей	13	Смирнов В. П. — Численный анализ процессов в линейных электрических цепях с помощью итеративных схем замещения	56
Чиликин М. Г., Сандлер А. С., Гусяцкий Ю. М., Кудряв- цев А. В., Сарбатов Р. С., Никольский А. А. — Про- блемы частотного управления асинхронными электро- приводами	18	Гостев В. И. — Анализ и расчет схемы подавления квад- ратурной составляющей напряжения	61
Соколов М. М., Масандилов Л. Б., Фесенко Ю. И., Бого- словский А. П., Перельмутер М. М., Поляков Л. Н. — Динамика и демпфирование колебаний при работе электроприводов механизмов перемещения	23	Жежеленко И. В. — Нормирование уровней гармоник с уче- том экономического ущерба	64
Ключев В. И., Терехов В. М., Горнов А. О., Присмот- ров Н. И., Борцов Ю. А., Путов В. В., Бургин В. В., Теличко Л. Я. — Состояние и перспективы развития теории электромеханических систем с упругими связями	27	СООБЩЕНИЯ	
Ковчин С. А., Пинчук В. М., Приход В. Н., Семенов И. М., Мищенко И. Ф., Напиряев Л. Б., Григорьев В. В., Дроздов В. И., Танский Е. А. — Состояние и перспек- тивы развития теории систем точного электропривода	34	Арзамасцев Д. А., Игуменцев В. А. — Оценка погрешности расчета и реализации оптимального распределения ре- активной мощности	69
Петров И. И., Яуре А. Г., Певзнер Е. М. — Новые методы исследования электроприводов повторно-кратковремен- ного режима	39	Будзко И. А., Левин М. С., Лещинская Т. Б. — Выбор се- чений проводов распределительных линий с учетом роста нагрузок	71
		Колечицкий Е. С. — О применении метода средних потен- циалов в случае плоского и плоскомеридианного полей	75
		Стрелюк М. И., Зарецкий Е. Ф. — Расчет электродинамиче- ских усилий в системе произвольно расположенных прямолинейных проводников	77
		Никольский А. А. — Выбор мощности электрических двига- телей для работы в шаговой системе экстремального управления	79
		ДИСКУССИИ	83
		ХРОНИКА	90

CONTENTS

Developments of Automatized Electric Drives During the Tenth Five — Year Period — M. G. Chilikin, I. I. Pe- trov, M. M. Sokolov, M. G. Yunkov	1	Equations for the Dynamics of Linear Induction MHD Dri- ves — H. A. Teesmus	43
Fundamentals for Creating Control Systems for Electric Drives With A. C. Motors — I. L. Lokteva, G. B. Oni- schenko, T. V. Plotnikova, U. G. Shakarian	6	Stability Analysis of an Inverter Having a Cut — Off Angle Regulator — G. M. Tsfasman, A. I. Stupel	48
Improving the Electromagnetic Compatability of Thyristor Drives and Power Supply Circuits — J. U. Solodukho, B. S. Zamarayev, V. S. Ivanov, M. E. Goldenthal, V. D. Latishko	13	Numerical Analysis of Processes in Linear Circuits by Means of Iterative Equivalent Circuits — V. P. Smirnov	56
Problems in Frequency Control of Asynchronous Electric Drives — M. G. Chilikin, A. S. Sandler, U. M. Gusiatski, A. V. Kudriavtsev, R. S. Sarbatov, A. A. Nikolski	18	Analysis and Design of Circuits for Suppressing the Quad- rature Component of the Voltage — V. I. Gostev	61
The Dynamics and Damping of Oscillations in Electric Dri- ves for Travel Mechanisms — M. M. Sokolov, L. B. Ma- sandilov, U. I. Fesenko, A. P. Bogoslovski, M. M. Perel- mutter, L. N. Poliakov	23	Rating Harmonic Content Levels With Account Taken of Economic Losses — I. V. Djedjelenko	64
The Present State and Prospects for Developments in the Theory of Electromechanical Systems With Elastic Coup- ling — V. I. Kliutchev, V. M. Terekhov, A. O. Gornov, N. I. Prismotrov, U. A. Bortsov, V. V. Putov, B. S. Bur- gin, L. J. Telichko	27	REPORTS	
The Present State and Prospects for Developments in the Theory of Precision Electric Drives — S. A. Kovchin, V. M. Pinchuk, V. I. Prikhno, I. M. Semenov, I. F. Mi- schenko, L. B. Napirayev, V. V. Grigoriev, V. N. Droz- dov, E. A. Tanski	34	Appraisal of Errors in Calculating and Effecting Optimum KVAR Distribution — D. A. Arzamastsev, V. A. Igu- menshev	69
New Methods for Investigating Intermittent Duty Electric Drives — I. I. Petrov, A. G. Jaure, E. M. Pevzner	39	Selecting the Cross — Section of Distribution Network Line Conductors With Account Taken of Load Development — I. A. Budzko, M. S. Levin, T. B. Leschinskaya	71
		Application of the Mean Potential Method for Plane and Plane — Meridian Fields — E. S. Kolechitski	75
		Calculation of Electrodynamical Forces in a System of Ran- domly Located Straight Conductors — M. I. Streliuk, E. F. Zaretski	77
		Selecting the Rating of Motors in an Extremum Step Con- trol System — A. A. Nikolski	79
		DISCUSSION	83
		CHRONICLE	90

РЕФЕРАТЫ ПУБЛИКУЕМЫХ СТАТЕЙ

УДК 62-83.025-533.7

Принципы построения систем регулирования электроприводов с двигателями переменного тока. Локтева И. Л., Онищенко Г. Б., Плотникова Т. В., Шакарян Ю. Г. — «Электричество», 1976, № 5.

Рассмотрены общие вопросы синтеза систем регулирования электроприводов переменного тока. На основе элементов теории инвариантности и методов преобразования координат разработан способ структурного синтеза САР электроприводов с двигателями переменного тока и проведена систематизация возможных структурных решений. Библ. 6.

УДК 62-83-187.4

Состояние и перспективы развития теории систем точного электропривода. Ковчин С. А., Пинчук В. М., Прихно В. И., Семенов И. М., Мищенко И. Ф., Напирев Л. Б., Григорьев В. В., Дроздов В. Н., Танский Е. А. — «Электричество», 1976, № 5.

Рассматриваются основные вопросы теории фазовых систем, связанные с оценкой методов их построения, анализа и синтеза.

Показано, что эти системы являются наиболее перспективными при реализации точных электроприводов. Приведены основные уравнения, характеризующие поведение фазовых систем в статических и динамических режимах. Доказано, что такие электроприводы следует строить как многоканальные.

Приведены описания функциональных схем нескольких систем привода с двигателями постоянного и переменного тока и указаны результаты их исследований.

Для оценки влияния на поведение точных приводов стационарных возмущений и детерминированных вариаций параметров предлагается использовать «сравнительные» частотные и логарифмические характеристики, которые дают возможность достаточно просто сравнивать между собой различные по структуре системы и проводить их анализ и синтез. Библ. 9.

УДК 538.4:621.65

Уравнения движения линейных индукционных МГД-приводов. Тиймус Х. А. — «Электричество», 1976, № 5.

Выводится общее дифференциальное уравнение движения для принятой модели МГД-привода. При решении оно приводится к уравнению Абеля. Введением допустимых упрощений для частных случаев уравнение движения приводится к уравнению Бернулли и Риккати. Приведены решения этих уравнений для наиболее простых частных случаев. Полученные решения могут служить основой для получения фазового портрета МГД-привода.

УДК 621.314.572.016.35

Анализ устойчивости инвертора с регулятором угла погасания. Цфасман Г. М., Ступель А. И. — «Электричество», 1976, № 5.

Предложенный ранее метод исследования устойчивости регулируемого вентильного преобразователя с представлением его как кусочно-линейной системы распространяется на случай, когда компоненты вектора состояния имеют скачки в моменты переключений. Полученные соотношения используются для анализа границ устойчивости в малом инверторе со слабой приемной системой, регулируемого на постоянство углов погасания вентилей. Библ. 11.

УДК 621.372.012.8.001.24

Численный анализ процессов в линейных электрических цепях с помощью итерационных схем замещения. Смирнов В. П. — «Электричество», 1976, № 5.

Показано, что параметры активных двухполюсников могут быть поставлены в соответствие с избранным алгоритмом численного интегрирования, причем параметры активных элементов зависят от величины шага и параметров реактивных элементов цепи, а параметры источников — от результатов расчета схемы замещения на предыдущих шагах. Дан пример расчета по разработанному методу. Для цепей с трансформаторами показано, что они могут быть приведены к единой схеме замещения постоянного тока. Библ. 9.

УДК 621-523.8(088.8)

Анализ и расчет схемы подавления квадратурной составляющей напряжения. Гостев В. И. — «Электричество», 1976, № 5.

Изложен анализ схемы подавления квадратурной помехи для высокочастотных систем автоматического управления, работающих на несущей частоте. Схема отличается простотой, эффективностью подавления квадратурной помехи и высоким быстродействием. Получены основные формулы для расчета схемы и приведены графики выходных сигналов. Представлена практическая схема подавления квадратурной помехи и осциллограммы, отражающие ее работу. Библ. 16.

УДК 621.316.1.018.3.003.1

Нормирование уровней гармоник с учетом экономического ущерба. — Жежеленко И. В. — «Электричество», 1976, № 5.

Предлагается нормирование уровней гармоник в электрических сетях на основе обобщенного показателя, функционально связанного с экономическим ущербом, обусловленным высшими гармониками. Таким показателем является гармонический коэффициент ущерба, введение которого позволит в конкретных случаях установить экономически целесообразные уровни гармоник. Библ. 7.

УДК 621.316.728.001.24

Оценка погрешности расчета и реализации оптимального распределения реактивной мощности. Арзамасцев Д. А., Игуменцев В. А. — «Электричество», 1976, № 5.

Рассматривается физическая сущность составляющих совокупной погрешности расчета и реализации оптимальных режимов распределения реактивной мощности в системе электроснабжения действующего промышленного предприятия.

Предложен статистический метод оценки погрешности, обусловленной детерминированным подходом к решению задачи, и погрешности реализации оптимального режима. Проведен анализ эффективности некоторых законов автоматического регулирования возбуждения синхронных двигателей для конкретного узла электроснабжения. Библ. 5.

УДК 621.316.1.017.2.001.24

Выбор сечений проводов распределительных линий с учетом роста нагрузок. Будзко И. А., Левин М. С., Лещинская Т. Б. — «Электричество», 1976, № 5.

Рассмотрено влияние на выбор экономических сечений проводов закона роста нагрузок, срока суммирования затрат и вида допущения о затратах на электроэнергию и реконструкцию сети за пределами расчетного срока. Результаты расчетов сопоставлены с решениями, полученными по минимаксному критерию Сэвиджа. Библ. 8.

УДК 538.311.001.24

О применении метода средних потенциалов в случае плоского и плоскомеридианного полей. Колечицкий Е. С. — «Электричество», 1976, № 5.

Освещены вопросы практического использования метода средних потенциалов для расчета емкости бесконечно длинных или осесимметричных тел.

Приведены некоторые простые формулы, которые могут быть полезны при расчете средних потенциалов для тел сложной конфигурации. Библ. 3.

УДК 621.316.35

Расчет электродинамических усилий в системе произвольно расположенных прямолинейных проводников. Стрелюк М. И., Зарецкий Е. Ф. — «Электричество», 1976, № 5.

Обосновывается метод расчета электродинамических усилий в системе произвольно расположенных бесконечно тонких прямолинейных проводников. Выведенные формулы для расчета электродинамических усилий и моментов являются общими, из которых вытекают все частные случаи. Это позволило разработать простой алгоритм и программу расчета электродинамических усилий в системе произвольно расположенных прямолинейных проводников на ЦВМ. Библ. 6.

УДК 62-83:62-52

Выбор мощности электрических двигателей для работы в шаговых системах экстремального управления. Никольский А. А. — «Электричество», 1976, № 5.

Предлагаемая методика выбора мощности электрического двигателя основана на рассмотрении ограниченного числа вариантов временных диаграмм изменения момента, мощности потерь других характеристик в продолжение одного шага системы. На их основе с учетом вероятности реализации одного из вариантов диаграммы в том или ином состоянии системы, а также вероятности самого состояния могут быть определены эквивалентные по нагреву величины момента, мощности потерь и т. п. Анализ случайного процесса поисковых колебаний в системе с существенно инерционным исполнительным устройством проведен с использованием элементов теории марковских цепей. Рассматриваются электроприводы, выходными координатами которых являются момент на валу, скорость вращения и угол поворота. Библ. 4.



Д-р Бек и Компания (Индия) Лимитед

**ПРЕДЛАГАЮТ
ПОЛНЫЙ НАБОР
ИЗОЛЯЦИОННЫХ
МАТЕРИАЛОВ,
применяемых
при температурах до 180°C.**

Пропиточные лаки типа Элмо (Elmo) для:

электродвигателей, генераторов,
силовых преобразователей,
вентиляционных установок,
ручного электроинструмента,
электроштампов, телефонов,
радио- и телеприемников,
электронных приборов,
балластных сопротивлений.

Эпоксидные смолы типа Добекот (Dobekot) для:

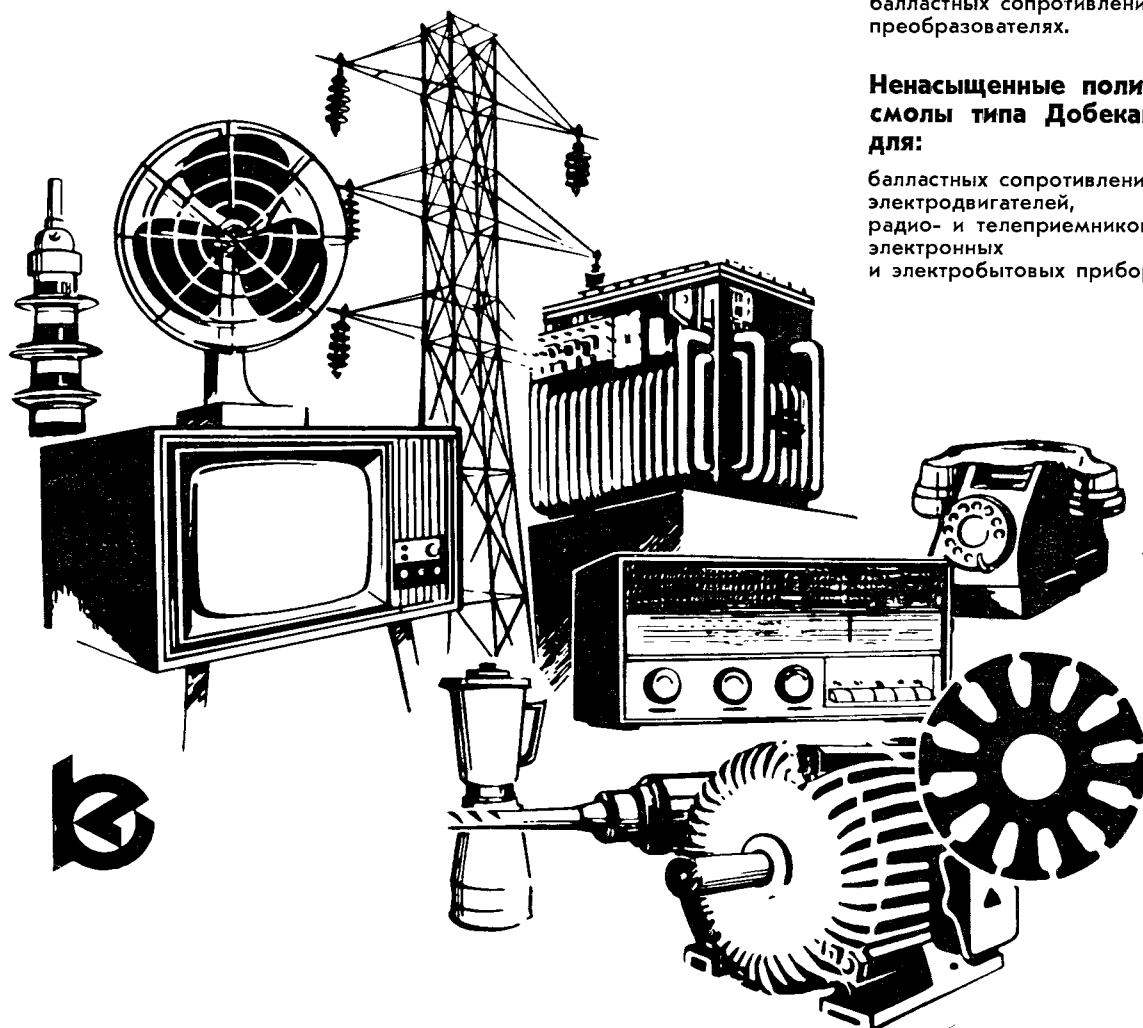
кабельных соединений,
литейного оборудования,
электрических и электронных приборов,
конденсаторов, изоляторов,
тонких листовых материалов,
нитей накаливания,
высокоскоростных
электрических машин.

Электроизоляционные эмали для:

проводов в электродвигателях,
генераторах,
радио- и телеприемниках,
вентиляционных установках,
ручном электроинструменте,
балластных сопротивлениях,
преобразователях.

Ненасыщенные полиэфирные смолы типа Добекан (Dobekan) для:

балластных сопротивлений,
электродвигателей,
радио- и телеприемников,
электронных
и электробытовых приборов.



Д-р Бек и Компания (Индия) Лимитед

специализируются на производстве
изоляционных лаков,
эмалей и смол.

Адрес: ПИМПРИ, ПУНА, 411018 ИНДИЯ

Зарегистрированный адрес конторы:
61 Адвент,

12А Джен. Бонсале Марг
Бомбей — 400021, Индия

*Из трех электрических приборов,
изготовленных в Индии,
два являются продукцией
объединения Д-р Бек и Компания
(Индия) Лимитед*