

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1969



ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

3

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

УДК 62—83

Проблемы автоматизированного электропривода

Доктор техн. наук проф. М. Г. ЧИЛИКИН, доктор техн. наук проф. И. И. ПЕТРОВ,
доктор техн. наук проф. М. М. СОКОЛОВ и канд. техн. наук доц. **Б. Б. ВОРОНЕЦКИЙ**

Москва

Состояние автоматизированного электропривода. Современный электропривод определяет собой уровень силовой электровооруженности труда и благодаря своим преимуществам по сравнению с другими видами приводов является основным и главным средством автоматизации рабочих машин и производственных процессов. При этом основной составляющей электровооруженности труда является его силовая электровооруженность. Между производительностью труда и его электровооруженностью, как это показано в табл. 1, существует определенная зависимость: с увеличением электровооруженности примерно настолько же увеличивается производительность.

Электропривод потребляет более 60% производимой в стране электроэнергии и является таким образом главным ее потребителем. В связи с этим большое значение для народного хозяйства приобретают вопросы, связанные с дальнейшим развитием электропривода, который оказывает большое влияние на темпы социального и технического прогресса страны.

Большие успехи, достигнутые за последние три десятилетия естественными (математика, физика,

механика) и прикладными науками (электротехника, электроника, машиностроение и др.) непрерывно обогащали теорию электропривода и выдвигали все новые направления развития этой отрасли науки и техники. Так, на протяжении 30-х и 40-х годов в центре внимания — системы, предусматривающие релейно-контакторную автоматику; в 50-х годах большое развитие получила электромашинная автоматика, позволившая перейти к непрерывным (замкнутым) системам автоматического управления электроприводами и резко повысить уровень автоматизации промышленных установок и производственных процессов; в начале 60-х годов наряду с электромашинной автоматикой большое внимание начало уделяться вопросам электромагнитной автоматики и, наконец, в настоящее время центральной проблемой автоматизированного электропривода является широкое развитие систем электропривода на базе полупроводниковой и вычислительной техники. При этом особое значение имеет развитие тиристорного автоматизированного электропривода и внедрение его во все отрасли народного хозяйства.

Как и в прежние годы, настоящий период характеризуется дальнейшим развитием электрического привода как энергетической основы производственных процессов во всех отраслях народного хозяйства и технической основы их автоматизации. Значительно расширилось применение электрического привода в его наиболее совершенной форме, а именно в форме регулируемого привода.

Разрабатываемая в течение многих лет фундаментальная теория автоматического регулирования (управления) нашла за последние годы особенно большое практическое применение при исследовании и создании современных систем автоматизиро-

Таблица 1*

Электровооруженность и производительность труда в промышленности СССР (в процентах к 1940 г.)

Годы	1940	1950	1960	1970
Электровооруженность	100	150	280	591 (ожидаемая)
Производительность	100	148	292	505 (ожидаемая)

* Данные таблицы взяты из сборника Министерства электротехнической промышленности „50 лет Советской власти“.

ванного электропривода, что в значительной мере повлияло на ее дальнейшее развитие, а также на развитие теории электропривода. Благодаря успехам, достигнутым в области вычислительной техники, были проведены глубокие исследования систем электроприводов, учитывающие основные нелинейности элементов и сочетающие физические эксперименты с математическим моделированием.

Все большее распространение в системах автоматического управления электроприводами получают цифровые устройства с соответствующими преобразующими блоками, а также технологические цифровые и аналоговые датчики-рецепторы. Находят все большее применение управляющие вычислительные машины в системах автоматической обработки производственной информации, экстремального управления технологическими процессами и оптимального управления электроприводами с учетом различных ограничений.

Электротехнической промышленностью освоен серийный выпуск наиболее прогрессивных тиристорных преобразователей электрической энергии, причем их производство с каждым годом резко увеличивается, о чем свидетельствуют данные табл. 2.

Создание тиристорных на большие токи и напряжения, бесконтактных логических элементов и операционных блочных устройств на транзисторах и улучшение характеристик электрических машин позволило разработать системы автоматизированного электропривода с принципиально новыми свойствами. При этом тиристорный автоматизированный электропривод охватывает широкий диапазон мощностей: от нескольких киловатт до 7—10 тыс. кВт в единице. Безусловным преимуществом большинства тиристорных преобразователей и электроприводов на их основе является блочно-модульная конструкция. Предварительная наладка таких электроприводов на заводах-изготовителях позволяет значительно сократить сроки пуска их на объектах, а учет взаимного влияния характеристик электропривода и преобразователя — получить устройства, близкие по своим характеристикам к оптимальным.

Более широкое развитие получают работы по созданию регулируемых электроприводов переменного тока со статическими преобразователями частоты. В опытно-промышленную эксплуатацию введены преобразователи с непосредственной связью и автономные инверторы.

Однако, несмотря на достигнутые за последние годы успехи, темпы реализации новых современных систем автоматизированного электропривода все еще остаются недостаточными. Одной из основных

причин такого положения является медленное освоение электротехнической и смежными с ней отраслями промышленности технических средств автоматизации и новых видов силового электрооборудования: унифицированных блоков электрооборудования (силовых и управления) на основе широкого применения интегральных схем и прогрессивной технологии и, в первую очередь, блоков для тиристорного электропривода; вычислительных машин, пригодных для управления электроприводами и другими производственными механизмами; элементов микроэлектроники для унифицированных блоков и управляющих вычислительных машин; низковольтной контактной и бесконтактной аппаратуры; некоторых видов электромашинного оборудования и др.

Медленный рост технического уровня средств автоматизации и силового электрооборудования, недостаточная их надежность и в ряде случаев малый количественный выпуск, особенно в виде комплектных устройств, в значительной мере сдерживают развитие автоматизированного электропривода. Особенно это относится к развитию электропривода в таких важных отраслях народного хозяйства как химическая промышленность, текстильная и легкая промышленности и сельское хозяйство.

По-прежнему недостаточное внимание уделяется развитию регулируемого электропривода наиболее энергоемких его потребителей: насосов, вентиляторов, компрессоров, что снижает их производительность и приводит к перерасходу электрической энергии. Все еще недостаточное развитие имеют проектирование и поставка машин в виде автоматически управляемых агрегатов.

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

Основные направления дальнейшего развития теории и научных исследований в области автоматизированного электропривода. Современный автоматизированный электропривод представляет собой сложную электромеханическую систему, состоящую из звеньев потребления энергии в рабочей машине, и различных силовых и управляющих элементов: электрических машин, преобразователей электрической энергии, электрических аппаратов, полупроводниковых электромашинных и магнитных усилителей и т. д. Взаимодействие этих звеньев и элементов осуществляется не только благодаря преднамеренно введенным связям, но и за счет внутренних обратных связей, проявляющихся как в статике, так и динамике. При разработке таких систем возникает необходимость дальнейшего развития методов их расчета и исследования, так как существующие методы и применяемый в них математический аппарат не всегда позволяют достаточно полно и наиболее рационально исследовать и математически описать наблюдаемые в автоматизированном электроприводе сложные процессы.

Поэтому важной задачей теории электропривода является творческое использование в ней пред-

Таблица 2

**Выпуск полупроводниковых преобразователей
(в процентах к 1960 г.)***

Годы	1962	1964	1966	1968	1970
Выпуск, %	100	300	1 090	2 230	3 400 (ожидаемый)

* Данные относятся к количественному выпуску тиристорных с номинальным током более 10 а.

ставлений теории автоматического управления (регулирования). В частности, определенную перспективу для теории электропривода дает математическая теория оптимальных процессов, включающая элементы вариационного исчисления и динамического программирования, элементы теории вероятностей и математической статистики и некоторые другие разделы современной математики.

Повышение требований к уровню автоматизации, качеству и надежности работы систем электропривода часто приводит к существенному усложнению их структуры. При этом резко возрастает объем вычислений на этапе проектирования электропривода и затрудняется выбор наиболее рациональной его структуры. Поэтому совершенствование и дальнейшее развитие машинных методов анализа и синтеза сложных автоматизированных систем электропривода является весьма актуальной и важной задачей. В этой связи будут представлять значительный интерес работы, направленные на создание стандартных алгоритмов, позволяющих исследовать широкие классы типовых систем электропривода.

Для решения задач оптимального управления многими промышленными объектами необходимо расширить исследования и разработки систем автоматизации, сочетающих вычислительные устройства и управляющие вычислительные машины с совершенными электроприводами. В связи с этим необходимо ликвидировать отставание в производстве управляющих вычислительных машин и организовать выпуск вычислительных машин, пригодных для управления электроприводами, с достаточным внешним обеспечением и соответствующих достигнутому мировому уровню.

Одним из основных направлений научно-исследовательских работ в области автоматизированного электропривода во всех отраслях народного хозяйства является развитие электропривода, регулируемого с минимальными потерями электрической энергии при достаточной глубине регулирования и требуемых динамических показателях. Основным техническим средством такого регулирования в настоящее время должны стать статические (тиристорные) преобразователи трехфазного переменного тока в постоянный ток изменяемого напряжения и в трехфазный переменный ток изменяемой частоты и напряжения. Ближайший период времени будет характерен интенсивным развитием тиристорного электропривода постоянного и переменного тока. При этом области рационального применения тиристорного привода постоянного и переменного тока должны стать объектами тщательного изучения с учетом характеристик рабочих машин, в том числе скоростных (тихоходных и быстроходных машин), степени надежности преобразователей и средств управления ими и других факторов.

В связи с развитием статических преобразователей электрической энергии при централизованном электроснабжении следует постепенно сокращать применение электромашинных преобразователей, электромашинных усилителей, дросселей насыщения и магнитных усилителей в системах автоматизированного электропривода. Это, однако, не значит, что все перечисленные технические сред-

ства потеряли свое значение и от них следует отказаться. Каждое из этих средств может иметь свои области рационального применения, что и нужно учитывать при разработках различных систем автоматизированного электропривода.

Необходимо всемерно расширять научные исследования и разработки систем бесконтактного управления автоматизированным электроприводом, используя для этого полупроводниковую технику и другие средства. Следует расширить круг исследований свойств самих вентильных преобразователей, что позволит более глубоко изучить статику и динамику систем полупроводникового электропривода.

Необходимо уделять больше внимания исследованию электроприводов со специальными электрическими машинами: с синхронными двигателями малой и средней мощности, с бесконтактными двигателями постоянного тока, тихоходными двигателями постоянного и переменного тока, машинами с беспазовыми и волновыми роторами, печатными обмотками и т. д. Использование таких машин расширит области применения электроприводов и улучшит их показатели.

Важной задачей является дальнейшее исследование замкнутых и разомкнутых систем электропривода с шаговыми двигателями и разработка типовых шаговых электроприводов. Представляет интерес развитие методов синтеза таких систем.

Необходимо продолжить исследования систем регулируемого электропривода с питанием от автономных источников энергии, уделив особое внимание выбору рода тока и рациональному способу регулирования скорости, взаимосвязи генераторов и тепловых двигателей, а также исследованиям динамических режимов работы.

Начатая много лет тому назад разработка обобщенной теории многодвигательного электропривода, учитывающей упругость звеньев привода, наличие люфтов и малых постоянных времени идет очень медленно и все еще не дает ощутимых результатов. Необходимо ускорить исследования в этой области.

Нет больших сдвигов и в поисковых исследованиях по электроприводам поступательного и ударного действия, электродвигателям для электромагнитного транспорта и виброприводам с надежной системой управления амплитудой и частотой вибрации. Эти работы и особенно исследования приводов поступательного движения представляют значительный интерес и им следует уделять больше внимания.

Анализ тенденций развития автоматизированного электропривода производственных механизмов с его увеличивающейся функциональной сложностью и возрастающей ценой отказа требует, как это уже упоминалось, производства и поставки комплексных электроприводов на основе широкого применения интегральных схем и прогрессивной технологии. Для этого необходимо расширить исследования и разработку комплекса унифицированных блоков электрооборудования (силовых и управления), сочетающих функциональное, конструктивное и технологическое единство. Под функциональным единством следует понимать электри-

ческую согласованность различных функциональных блоков, под конструктивным — пространственную согласованность и под технологическим — технологические процессы, гарантирующие стабильность качества изделий, не зависящую от изготовителя. Применение унифицированных блочных систем, как показывает отечественный и зарубежный опыт, может дать значительный технический и экономический эффект. Такие системы позволяют улучшить технические показатели электроприводов, снизить затраты на их проектирование, изготовление, наладку и обслуживание. Облегчается при этом управление электроприводами с помощью вычислительных машин. Сокращаются также сроки ввода объектов в действие и достигается быстрое их освоение, за счет чего может быть получена значительная экономия средств.

В Постановлении ЦК КПСС и Совета Министров СССР «О мероприятиях по повышению эффективности работы научных организаций и ускорению использования в народном хозяйстве достижений науки и техники» указывается, что экономическое стимулирование коллективов научно-исследовательских учреждений и промышленных предприятий и материальное поощрение их работников будет поставлено в прямую зависимость от фактической экономической эффективности, получаемой в народном хозяйстве в результате использования научно-технических разработок и новой техники. Новую систему экономического стимулирования и материального поощрения намечается ввести с 1 января 1969 г. в порядке опыта в научно-исследовательских, проектно-конструкторских, технологических организациях и на предприятиях Министерства электротехнической промышленности. Мы полагаем, что это Постановление изменит существующее положение в этом Министерстве, которое до последнего времени уделяло наибольшее внимание производству и поставке отдельных изделий, входящих в состав автоматизированных электроприводов или в лучшем случае — отдельных блоков электрооборудования, а не комплектами поставкам автоматизированных электроприводов. Будем надеяться, что положение с проектированием, производством и поставкой комплектов автоматизированных электроприводов, с включением в их состав информационной аппаратуры резко улучшится.

Создание сложных систем автоматизированного электропривода, в том числе на основе унифицированных блоков электрооборудования, требует применения большого количества полупроводниковых и других элементов, что снижает надежность работы комплекса. Поэтому весьма важной задачей является повышение уровня надежности автоматизированного электропривода. Большое значение при этом имеет исследование количественных показателей надежности, зависимости их от технологических, конструктивных и эксплуатационных причин и разработка обоснованных мероприятий по повышению надежности. Для этой же цели следует шире заменять контактные элементы систем управления бесконтактными и вращающиеся — статическими, внедрять унифицированные блочные конструкции, в которых сведены к минимуму за-

траты времени на поиск неисправности и замену отказавшего элемента. Однако наиболее радикальным средством повышения надежности автоматизированных электроприводов следует считать переход на микроэлектронику, микромодули, позволяющие, как показывает опыт, резко повысить надежность блочных конструкций и установок в целом.

Необходимо также ускорить разработку основ теории «живучести» автоматизированного электропривода, которые имеют особое значение для работы электропривода, подверженного ударам, тряске, вибрации, радиации и другим воздействиям.

Большое значение для развития автоматизированного электропривода имеют вопросы нормализации и типизации. Однако до сих пор работа по созданию нормальных рядов электропривода, нормальных рядов технических устройств управления электроприводами, типовых комплектных устройств, типовых блоков и т. д. проводится крайне медленно. Следует расширить исследования и разработки в этом направлении, а Министерству электротехнической промышленности СССР — принять необходимые меры для реализации результатов разработок в области нормализации и типизации электроприводов и комплектующих их устройств.

Весьма важной задачей является также установление единой терминологии по электроприводу. В настоящее время одно и то же понятие или устройство определяется различными терминами, что создает большие неудобства для научной и инженерной практики. Министерству электротехнической промышленности, Комитету стандартов Совета Министров СССР и Академии наук СССР необходимо ускорить разработку такой терминологии.

Необходимо резко улучшить качество и своевременность информации по новой технике и исследованиям автоматизированного электропривода для исключения ненужного дублирования. Особое внимание должно быть уделено выпуску каталогов и проспектов на силовое оборудование и средства автоматизации, отсутствие которых затрудняет проектирование автоматизированного электропривода.

Большое значение для дальнейшего развития автоматизированного электропривода имеет проблема подготовок инженерных кадров. Однако до сих пор Министерство высшего и среднего специального образования СССР и особенно Министерства союзных республик недооценивают значимость специальности № 0628 «Электропривод и автоматизация промышленных установок», что выражается в систематическом сокращении приема студентов в вузы на эту специальность. Между тем все ведущие проектно-конструкторские и научно-исследовательские организации, а также промышленные предприятия, выполняющие работы по автоматизации промышленных установок и производственных процессов, как правило, комплектуются инженерами, окончившими вузы по специальности № 0628.

Учитывая сказанное, необходимо расширить подготовку специалистов по электроприводу и автоматизации промышленных установок (специаль-

ность № 0628) во всех вузах страны, где производится подготовка инженеров по автоматизации.

Основные направления развития средств и систем автоматизации электропривода. Как уже отмечалось выше, в нашей стране достигнуты определенные успехи в исследовании, разработке и внедрении новых технических средств и систем автоматизации. Однако эти работы ведутся недостаточно координированно, что обусловило появление большого количества конструкций и схем. Разработанные различными организациями комплекты устройств, типовые блоки контактной и бесконтактной аппаратуры управления электроприводами, типовые логические и вычислительные блоки и другие технические средства автоматизации, как правило, исключают возможность взаимозаменяемости. До сих пор нет разработанной и утвержденной номенклатуры изделий, комплектующих современный электропривод. Учитывая сказанное, Министерству электропромышленности СССР следует более тщательно координировать научные исследования и проектно-конструкторские разработки в области создания новых средств и систем автоматизации и в течение ближайших лет осуществить унификацию и стандартизацию основных элементов современных и в первую очередь тиристорных электроприводов: силовых шкафов, силовых блоков, блоков управления, регулирования, защиты и т. д. Необходимо создать серии преобразовательных трансформаторов, реакторов и ограничивающих дросселей; ускорить работы по созданию быстродействующих автоматических выключателей, предохранителей, датчиков тока и напряжения и других устройств защиты.

Необходимо всем организациям различных ведомств, ведущим работы по проблеме тиристорного электропривода, уделить особое внимание исследованию параллельной работы тиристорных агрегатов от сети соизмеримой мощности; установлению рациональных параметров элементов преобразователей — дросселей, тиристоров и др.; исследованию работы электрического двигателя от тиристорного преобразователя и определению допустимого уровня пульсаций.

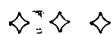
Учитывая, что экономические показатели электропривода зависят от преобразователя и от исполнительного электродвигателя, необходимо создать специальные серии электрических машин постоянного и переменного тока, предназначенных для работы от статических преобразователей. Необходимо продолжить работу по созданию серии комплектных тиристорных регулируемых электроприводов постоянного тока (в том числе и большой мощности).

Одним из важнейших направлений работ является создание серии комплектных регулируемых электроприводов переменного тока с высокими эксплуатационными показателями. Больше внимания следует уделять улучшению коэффициента мощности преобразователей и устройств.

Представляет большой интерес работа по созданию и внедрению единой системы приборов автоматического управления электроприводами (ПАУЭ), включающей аналоговую и дискретную ветви, приборы вычислительной техники, внешние устройства и датчики основных параметров. Применительно к этой системе необходимо освоить в производстве интегральные и гибридные схемы.

На заводах Министерства электротехнической промышленности СССР следует резко расширить выпуск функциональных и логических транзисторных элементов, блоков на их основе, датчиков технологических процессов, унифицированной блочной системы регуляторов (УБСР) и комплектов систем коррекции, отдельных видов низковольтной бесконтактной аппаратуры (сельсинные командно-аппараты, дроссели, фотореле и т. д.). Как уже указывалось, для повышения надежности средств автоматизации большое значение имеет проблема разработки и изготовления элементов микроэлектроники. Решению этой проблемы необходимо уделить особое внимание.

Таковы общие проблемы и задачи современного автоматизированного электропривода и автоматизации промышленных установок, а также основные направления развития средств и систем автоматизированного электропривода.



Улучшение режима и повышение пропускной способности передач переменного тока с помощью управляемых ферромагнитных устройств

Доктор техн. наук М. С. ЛИБКИНД и доктор техн. наук Г. В. МИХНЕВИЧ

Энергетический институт им. Г. М. Кржижановского

Введение. Опыт эксплуатации передач переменного тока показывает, что их нагрузка меняется в значительных пределах, уменьшаясь в отдельных случаях до 10—15% номинальной. Вследствие этого возникает необходимость изменения параметров передачи таким образом, чтобы при каждой нагрузке она работала в режиме, оптимальном по напряжению, стоку реактивной мощности или потерям энергии. Вместе с тем, всегда должна быть обеспечена надежность передачи по условиям устойчивости и коммутационных перенапряжений. Чем длиннее линия передачи, тем настоятельнее необходимость в подстройке ее параметров в соответствии с нагрузкой. Уже при длине в несколько сот километров регулирование только по концам передачи (генераторы, синхронные компенсаторы) является недостаточным. Возникает необходимость установки промежуточных компенсирующих устройств [Л. 1 и 2].

Для оптимизации режима передачи можно использовать ступенчатое изменение ее параметров, осуществляемое путем коммутации параллельно включенных реакторов или конденсаторных батарей [Л. 3]. Однако для повышения устойчивости передачи неоспоримые преимущества имеет непрерывное регулирование. В тех случаях, когда одни и те же устройства обеспечивают как повышение устойчивости, так и надлежащий режим передачи, их использование становится особенно привлекательным.

В настоящее время известны три вида устройств, с помощью которых можно осуществить непрерывное управление параметрами передачи: синхронные компенсаторы, ферромагнитные аппараты и вентильные устройства. Предполагается, что все эти устройства включаются параллельно линии передачи, т. е. рассматривается управляемая поперечная компенсация.

Вентильные устройства для линий передач переменного тока уже обсуждались в периодической печати [Л. 4 и 5]. Синхронные компенсаторы, как будет видно из дальнейшего, несомненно уступают по техническим характеристикам ферромагнитным устройствам. Поэтому основное внимание в этой статье уделяется последним.

Управляемые реакторы для поперечной компенсации могут быть выполнены в виде трехфазных аппаратов с вращающимся полем [Л. 6] или в виде аппаратов с поперечным подмагничиванием [Л. 7]. Отличительной особенностью этих аппаратов является то, что они не генерируют высших гармоник, пока сохраняется симметрия сети. Аппараты с поперечным подмагничиванием не искажают потребляемый ток и в несимметричных режимах.

Первые образцы реактора с вращающимся полем спроектированы на напряжение 6,3/10,5 кВ и рассчитаны на мощность 25 МВА с перегрузочной способностью до 30 МВА (при напряжении 1,10U_{ном}) на протяжении 15 мин.

Реактор с вращающимся полем, по-видимому, нельзя изготовить на рабочее напряжение выше 35 кВ. Что касается величины номинальной мощности этого аппарата, то пока нет оснований устанавливать для нее предел.

Для рабочих напряжений выше 35 кВ и вплоть до самых высоких в принципе подходит реактор, управляемый поперечным подмагничиванием. Один аппарат такого типа мощностью 550 кВА с ноября 1966 г. находится в опытной эксплуатации в сети 35 кВ, где он используется в качестве дугогасящей катушки. Выясняется возможность создания аппарата мощностью порядка 35 МВА и с уровнем изоляции 330 кВ.

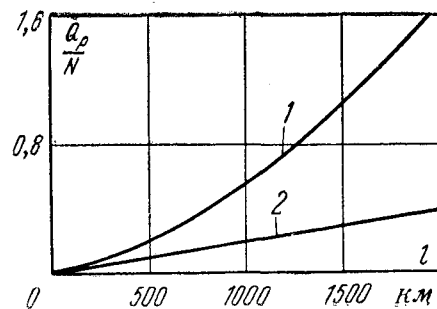
Ниже излагаются некоторые вопросы, связанные с установкой в сети устройств управляемой поперечной компенсации.

Ограничение коммутационных перенапряжений.

Управляемый реактор может быть выполнен с нелинейной вольт-амперной характеристикой, напоминающей характеристику намагничивания. Ограничительное действие такого аппарата более эффективно, чем могло бы быть действие неуправляемых реакторов равной номинальной мощности, включенных в той же точке передачи. Ограничение перенапряжений происходит без запаздывания, так как является естественным следствием нелинейности характеристик и не связано с какими-либо дополнительными действиями. Важно то, что потребление реактивной мощности заметно возрастает при сравнительно небольшом повышении напряжения и ограничивает установившиеся перенапряжения, уровень которых имеет большое значение для правильной работы разрядников.

На рис. 1 показаны результаты лабораторных исследований на физической модели передачи, выполненных с использованием реакторов с вращающимся полем, подключенных к линии через промежуточные трансформаторы. Реакторы, мощность которых выбрана по условиям рабочих режимов, ограничивают коммутационные перенапряжения в переходных режимах до значений, меньших чем

Рис. 1. Мощность реакторов с линейной и нелинейной характеристиками, необходимая для ограничения перенапряжений до уровня $2,5U_{ном}$. Q_p — суммарная мощность реакторов (при номинальном напряжении); N — натуральная мощность некомпенсированной линии. 1 — линейные реакторы; 2 — насыщающиеся.



$2,5U_{\text{ном}}$, а в установившихся режимах до $1,4U_{\text{ном}}$. Своевременной форсировкой тока управления можно понизить эти кратности еще на $\sim 10\%$.

Для получения такого эффекта с неуправляемыми реакторами номинальная мощность этих аппаратов должна быть в несколько раз больше.

Повышение пропускной способности. За счет своевременного изменения баланса реактивных мощностей линии передачи можно достичь существенного повышения пределов устойчивости. Если бы управление поперечной компенсацией могло производиться безынерционно, то можно было бы обеспечить статическую устойчивость при передаче мощности, порядка натуральной, на любое расстояние путем надлежащего регулирования. При достаточно больших источниках реактивной мощности могла бы быть обеспечена и динамическая устойчивость. Однако в реальной системе регулирования всегда имеется инерционность, определяемая параметрами этой системы. Быстродействие управляемого реактора, по сравнению с синхронным компенсатором, способствует успешному решению этой задачи. Тем не менее, сколь-нибудь заметное повышение предела пропускной способности по условиям устойчивости не может быть достигнуто без использования регуляторов сильного действия.

Передача мощности, меньшей чем натуральная мощность линии, обеспечивается в основном одной только управляемой поперечной компенсацией индуктивного характера. Для передачи мощности, большей чем натуральная мощность некомпенсированной линии, требуется управляемая поперечная компенсация индуктивно-емкостного характера (управляемый реактор и конденсаторы) или сочетание неуправляемой продольной емкостной компенсации с управляемой поперечной индуктивной компенсацией. Оба варианта повышения пропускной способности равноценны с физической точки зрения, однако характеризуются различными технико-экономическими показателями. Поскольку затраты на компенсирующие устройства составляют в зависимости от напряжения, длины и мощности передачи от 5 до 15—20% ее полной стоимости, правильный выбор средств компенсации влияет на экономику передачи.

Выполненные авторами расчеты показывают, что повышение пропускной способности с помощью управляемой поперечной компенсации дешевле, чем с помощью продольной емкостной компенсации (передаваемая мощность меньше натуральной). Практической реализации таких передач до сего времени препятствовало отсутствие подходящих источников реактивной мощности с плавным регулированием. Положение меняется с появлением статических компенсаторов реактивной мощности, представляющих собой комбинацию управляемого реактора с параллельно включенной батареей конденсаторов.

Электропередача с промежуточным компенсирующим устройством. Особенности синхронного компенсатора являются большая электромагнитная инерционность цепи регулирования, относительно малое значение механической постоянной инерции ротора, большая величина синхронного реактивно-

го сопротивления и незначительное влияние закона изменения э. д. с. на движение ротора. Эти факторы вызывают увеличение относительной величины амплитуды свободных колебаний ротора и являются причиной их плохого демпфирования. Вместе с тем следует отметить, что синхронные компенсаторы так же, как и статические компенсаторы, обеспечивают увеличение предела статической устойчивости передачи.

Регулирование синхронного компенсатора в функции производных оказывает незначительное влияние на движение роторов генераторов передающей станции. Введением производных только на синхронных компенсаторах, как правило, нельзя обеспечить устойчивость электропередачи [Л. 8 и 9]. Без регуляторов сильного действия на передающей станции по условиям устойчивости не может быть реализована известная схема Баума [Л. 10].

Статический компенсатор, содержащий управляемый реактор, обладает принципиально другими свойствами. Большая скорость его регулирования обеспечивает почти мгновенную реакцию на внешние возмущения. Регулирование статического компенсатора в функции производных оказывает существенное влияние на движение ротора синхронных генераторов и позволяет обеспечить устойчивость всей электропередачи, так что регулирование по производным на передающей станции не является необходимым условием обеспечения устойчивости. Эта особенность имеет существенное практическое значение для повышения надежности эксплуатации [Л. 11].

Влияние синхронного компенсатора и статического компенсирующего устройства на переходные процессы в энергосистеме показано в табл. 1. В ней приведены результаты исследования конкретной энергосистемы (рис. 2, а, б), состоящей из удаленной станции мощностью 1200 Мвт (СГ-1), работающей через двухцепную линию электропередачи 900 км на приемную систему, замещаемую шинами бесконечной мощности. В средней точке линии подключались синхронный компенсатор СК-2 или статическое компенсирующее устройство СКУ, содержащее управляемый реактор РУ-2 и батарею статических конденсаторов С-2. Синхронный генератор и компенсирующие устройства были снабжены регуляторами сильного действия. При использовании обоих видов компенсирующих устройств обеспечивалось полное совпадение установившихся режимов энергосистемы и одинаковые возмущения.

Из табл. 1 видно, что даже совместное действие регуляторов генератора передающей станции и синхронного компенсатора не обеспечивает интенсивного демпфирования колебаний роторов: качество переходных процессов оказывается низким. Сопоставляя 1-ю и 2-ю строчки табл. 1, можно заметить, что введение производных на синхронном компенсаторе практически не меняет относительную величину амплитуды углов вылета роторов. Отсюда следует, что регулирование синхронного компенсатора в функции производных не может быть использовано для повышения динамической устойчивости. Аналогичный результат был получен

Таблица 1

№ п/п.	Тип компенсирующего устройства	$\Delta\Pi_{11}$	$\Delta\Pi_{12}$	$\Delta\Pi_{21}$	$\Delta\Pi_{22}$	k'_1	k''_1	k'_2	k''_2	Логарифмический декремент затухания		Относительная величина амплитуды угла вылета ротора	
										δ_1	δ_2	δ_1	δ_2
1	СК	$\Delta\delta_1$	$\Delta\delta_1$	—	—	10,0	2,0	—	—	$>10,0$	1,64	1,0	1,0
2	СК	$\Delta\delta_1$	$\Delta\delta_1$	$\Delta\delta_1$	$\Delta\delta_1$	10,0	2,0	10,0	1,0	$>10,0$	1,21	0,95	0,98
3	СКУ	—	—	$\Delta\delta_1$	—	—	—	10,0	—	1,50	—	0,84	—
4	СКУ	—	—	$\Delta\delta_1$	$\Delta\delta_1$	—	—	10,0	1,0	1,67	—	0,81	—
5	СКУ	—	—	—	$\Delta\delta_1$	—	—	—	2,0	0,98	—	0,98	—
6	СКУ	$\Delta\delta_1$	$\Delta\delta_1$	$\Delta\delta_1$	$\Delta\delta_1$	10,0	2,0	10,0	1,0	$>10,0$	—	0,52	—

Примечание. $\Delta\Pi_{11}$, $\Delta\Pi_{12}$ — режимные величины, соответственно первая и вторая производная которых вводится в закон регулирования генераторов передающей станции;
 $\Delta\Pi_{21}$, $\Delta\Pi_{22}$ — режимные величины, соответственно первая и вторая производная которых вводится в закон регулирования компенсирующего устройства;
 k'_1 , k''_1 , k'_2 , k''_2 — коэффициенты регулирования по первой и второй производной на синхронном генераторе и компенсирующем устройстве.

в экспериментальных исследованиях на динамической модели [Л. 12 и 13].

Замена синхронного компенсатора статическим компенсирующим устройством существенно повышает качество переходного процесса. При введении на управляемом реакторе только одной первой производной амплитуда угла вылета ротора уменьшается на 14% относительно того случая, когда в функции производных регулировались СГ-1 и СК-2 (табл. 1, строчки 2-я и 3-я). Из сопоставления 3-й и 4-й строк табл. 1 видно, что наибольшее влияние на торможение ротора генератора оказывает первая производная. Вторая производная на управляемом реакторе незначительно влияет на показатели качества переходных процессов. Регулирование управляемого реактора только в функции второй производной не обеспечивает устойчивости системы (табл. 1, 5-я строчка). Наиболее высокие

показатели могут быть получены, когда регулирование в функции производных осуществляется как на передающей станции, так и на статическом компенсирующем устройстве. По сравнению со схемой, содержащей синхронный компенсатор, относительная величина амплитуды углов вылета роторов уменьшается на 47% (табл. 1).

Расчеты динамической устойчивости показали, что управляемый реактор можно использовать как эффективное средство повышения предела динамической устойчивости электропередачи.

В качестве примера в табл. 2 приведены пределы динамической устойчивости рассмотренной выше энергосистемы (рис. 2) для трех случаев:

1) компенсирующие устройства на линии отсутствуют;

2) на линии применена продольная емкостная компенсация (степень компенсации $m=0,45$; мощность конденсаторной батареи $Q_{\text{бат}}=0,437$) и установлены неуправляемые шунтовые реакторы мощностью $Q_{\text{ш.р}}=0,565$;

в) на линии применена управляемая поперечная компенсация (управляемый реактор мощностью $Q_{\text{у.р}}=0,98$ и параллельно включенная батарея конденсаторов мощностью $Q_{\text{к}}=0,1$).

Увеличение предельных значений передаваемой мощности ($\Delta P\%$) дано в сравнении с электропередачей без компенсирующих устройств.

Из табл. 2 видно, что предел динамической устойчивости может быть увеличен на 80% при использовании как продольной емкостной компенсации ($m=0,45$), так и управляемой поперечной компенсации.

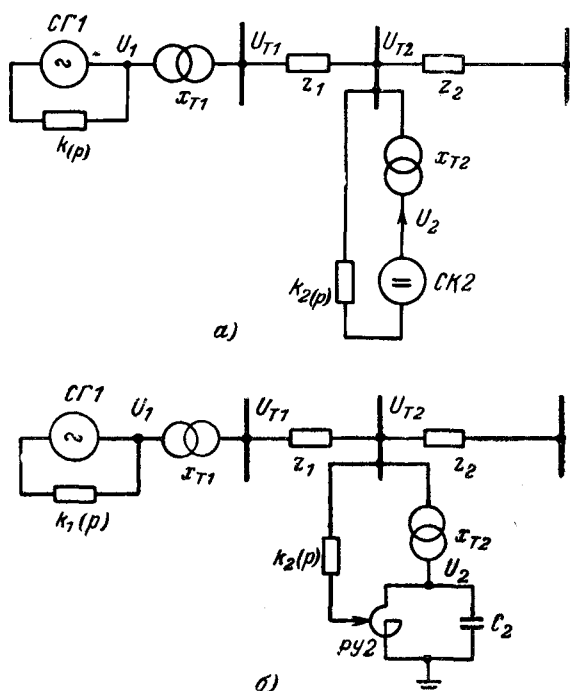


Рис. 2. Структурная схема передачи.

а — с синхронным компенсатором; б — со статическим компенсирующим устройством.

Таблица 2

Схема электропередачи	Пределы динамической устойчивости	
	P , отн. ед.	ΔP , %
Без компенсирующих устройств	0,48	—
45%-ная продольная емкостная компенсация	0,87	80
Управляемая поперечная компенсация	0,87	80

Электропередача с компенсирующим устройством на передающем конце. Использование управляемых реакторов на передающем конце линии наиболее целесообразно при передаче энергии от станций, оборудованных турбогенераторами 300—500 *Мвт* и более. Уменьшение постоянных инерции и увеличение реактивных сопротивлений таких мощных турбогенераторов значительно снижает эффективность регуляторов сильного действия, особенно в отношении увеличения пределов динамической устойчивости.

Применение управляемых реакторов на передающем конце линии дает возможность полезно использовать емкость линии, что особенно существенно для передач сверхвысокого напряжения. Управляемые реакторы позволяют также улучшить использование турбогенераторов по их прямому назначению, как источников активной мощности.

Не останавливаясь на методических особенностях решения задачи, изложим основные выводы. В результате аналитических и экспериментальных исследований режимов и статической устойчивости передачи было установлено, что можно увеличить величину передаваемой мощности до предела по линии. Увеличение предела статической устойчивости обусловливается двумя факторами: увеличением синхронизирующего момента и активным воздействием на роторы турбогенераторов за счет своевременного изменения напряжения на шинах станции.

Применение одних только управляемых реакторов, без конденсаторных батарей, значительно повышает динамическую устойчивость электропередачи. Для одной конкретной электропередачи, для которой выполнялись расчеты, предел динамической устойчивости повышался на 18—20%. При этом требовалось установить управляемые реакторы мощностью 800 *Мва*, что составляло 43,5% натуральной мощности передачи. Увеличение динамической устойчивости в тех же пределах при использовании продольной емкостной компенсации достигалось с помощью батареи конденсаторов мощностью 90 *Мва* и шунтирующих неуправляемых реакторов 800 *Мва*.

Технико-экономическое сопоставление двух способов повышения устойчивости показывает экономическое преимущество варианта с управляемыми реакторами, при котором обеспечивается уменьшение суммарных приведенных затрат на 25% относительно варианта с продольной емкостной компенсацией.

Выводы. 1. Использование управляемых ферромагнитных устройств открывает путь для комплексного решения задачи улучшения режима электропередач и повышения пределов их устойчивости. С помощью таких устройств можно улучшить технико-экономические показатели линий электропередач переменного тока различных классов.

2. Эффективность использования управляемых ферромагнитных устройств на передачах переменного тока в значительной степени определяется рациональным построением системы их автоматического регулирования.

Литература

1. Маркович И. М., Режимы энергетических систем, Госэнергоиздат, 1963.
2. Брук И. С. и др., Дальние передачи переменного тока, Изд-во АН СССР, 1958.
3. The Institution of Electrical Engineers [London] Design criteria and equipment of transmission at 400 *kV* and higher voltage, Part 1—Contributions. Conference publication № 15, 27-th September—1-st October, 1965.
4. Веников В. А. и др., К вопросу о новых источниках реактивной мощности, позволяющих улучшить использование генераторов и синхронных компенсаторов, «Вестник электропромышленности», 1957, № 12.
5. Веников В. А. и Жуков Л. А., Регулирование режима электрических систем и дальних электропередач и повышение их устойчивости при помощи управляемых статических ИРМ, «Электричество», 1967, № 6.
6. Либкинд М. С., Управляемый реактор для линий передачи переменного тока, Изд-во АН СССР, 1961.
7. Либкинд М. С. и Дорошко Л. И., Электромагнитные характеристики управляемого реактора с поперечным подмагничиванием, «Электричество», 1968, № 1.
8. Михневич Г. В., Динамические свойства автоматически регулируемой энергосистемы, содержащей синхронные компенсаторы, Известия АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1963, № 6.
9. Михневич Г. В. и Фиалков В. М., Об автоматическом регулировании синхронных компенсаторов, «Электричество», 1967, № 11.
10. Михневич Г. В. и Фиалков В. М., Автоматическое регулирование компенсирующих устройств в энергосистемах, Известия АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1965, № 3.
11. Михневич Г. В. и Фиалков В. М., Система автоматического регулирования управляемых реакторов, «Электричество», 1965, № 12.
12. Каштелян В. Е. и др., Влияние синхронных компенсаторов на устойчивость электрических систем, Сб. «Системы возбуждения и регулирования синхронных машин и мощные статические преобразователи», изд-во «Наука», 1967.
13. Герценберг Г. Р. и др., Исследование эффективности регулирования возбуждения синхронных компенсаторов, работающих в приемной энергосистеме, Труды ВЭИ, вып. 73, 1966.

[4.9.1968]



Экспериментальное исследование системы возбуждения гидрогенераторов Братской ГЭС

В. К. ВОРОНИН, Б. А. ГЕССЕ и И. В. ЛИТКЕНС

Москва

Введение. Аналитические исследования переходных процессов в энергетических системах связаны с построением некоторой идеализированной математической модели — системы дифференциальных уравнений, которая строится на базе определенных допущений [Л. 1 и 2]. Характер принимаемых допущений определяется полнотой знания физики явлений в элементах электрической системы, точностью определения всех необходимых параметров и возможностью используемых методов и средств аналитического исследования.

Окончательным критерием достоверности принимаемой математической модели следует считать подтверждение тех или иных расчетов натурным экспериментом.

На современном этапе при широком внедрении в практику аналитических исследований вычислительных машин отпадает необходимость многих ранее принимаемых допущений и появляется возможность более полного математического описания процессов в элементах реальной системы.

Генераторы многих крупных электрических станций, в том числе и Братской ГЭС, оснащаются ионной системой возбуждения, управление которой осуществляется регулятором возбуждения сильного действия. Известно, что выбор оптимального закона регулирования возбуждения и настроечных параметров регулятора позволяют значительно улучшить технико-экономические показатели как работы станции, так и системы в целом.

Аналитические исследования с использованием приближенных параметров системы возбуждения обычно не обеспечивают требуемой точности, поэтому окончательный выбор настроечных параметров автоматического регулятора возбуждения (АРВ) и системы возбуждения осуществляется лишь в процессе наладки оборудования в условиях эксплуатации [Л. 3]. Последнее обстоятельство приводит к длительным и громоздким испытаниям, которые все же не дают полной уверенности в том, что выбираемая настройка является оптимальной.

Все это ставит задачу приближения результатов расчета на цифровых и аналоговых вычислительных машинах к результатам, получаемым в натурных условиях. Возможность проведения таких уточненных расчетов позволит сократить время на экспериментальные исследования при пуско-наладочных работах в начале эксплуатации действующей ГЭС и, в конечном счете, приведет к экономии государственных средств.

Настоящая статья посвящена уточнению математической модели системы возбуждения и АРВ современных крупных генераторов. В ее основу положены данные натурных испытаний системы возбуждения гидрогенераторов Братской ГЭС.

Структурная схема системы возбуждения и АРВ (рис. 1). На Братской ГЭС регулирование возбуждения

производится по отклонению напряжения ($k_{ou} = 50 \frac{\text{е. в.}}{\text{е. н.}}^*$), первой производной напряжения ($k_{iu} = 5,9 \frac{\text{е. в.}}{\text{е. н.}} \text{ сек}$), отклонению частоты ($k_{of} = 4,2 \frac{\text{е. в.}}{\text{гц}}$) и первой производной частоты ($k_{if} = 3,12 \frac{\text{е. в.}}{\text{гц}} \text{ сек}$).

Приведенные коэффициенты усиления соответствуют рабочей настройке АРВ.

Измерительные элементы, формирующие данный закон регулирования ($\Delta U, \frac{dU}{dt}, \Delta f, \frac{df}{dt}$), включены на

трансформатор напряжения выводов генератора ТН через преобразователь напряжения ПН и блок частоты БЧ. Сигналы управления от всех измерительных элементов подаются на вход суммирующего магнитного усилителя (У-1). Дальнейшее усиление и преобразование суммарного сигнала осуществляется по двум отдельным каналам. В каждом канале имеются промежуточные магнитные усилители и дополнительные усилители на тиратронах. Каскады магнитных усилителей охвачены обратной связью (ООС). Для преобразования напряжения (тока) выхода регулятора возбуждения в изменение фазы отпирающих импульсов, подаваемых на сетки ртутных выпрямителей, используются электромагнитные статические фазорегуляторы типа ФС-2.

Разделение системы регулирования возбуждения на два канала связано с конструктивным выполнением рассматриваемой системы ионного возбуждения, имеющей в своем составе две группы ртутных выпрямителей: низковольтную РВ-Н и высоковольтную РВ-В. Каждая группа ртутных выпрямителей соединена по трехфазной мостовой схеме и питается от отдельной отпайки вспомогательного синхронного генератора (535 в, 1430 в).

Система регулирования возбуждения имеет жесткую и гибкую отрицательные обратные связи с колец ротора на вход суммирующего магнитного усилителя.

Рассматриваемая система содержит, кроме того, значительное число дополнительных физических звеньев (внутренние обратные связи, фильтры, цепи сеток ртутных выпрямителей и т. д.), которые не нашли отражения в приведенной структурной схеме. При исследовании параметры этих элементов учтены в соответствующих звеньях. Группа звеньев от суммирующего магнитного усилителя до ртутных выпрямителей является общей для всех каналов регулирования.

* За единицу напряжения (е. н.) принято номинальное напряжение синхронного генератора ($U=15,75 \text{ кВ}$); за единицу возбуждения (е. в.) — ток возбуждения генератора при номинальном режиме работы ($I_f=1600 \text{ А}$, $U_f=430 \text{ в}$).

Как видно из рис. 1, структурная схема системы ионного возбуждения крупного синхронного генератора, имеющего автоматический регулятор возбуждения сильного действия, состоит из большого числа звеньев. В процессе экспериментального исследования были сняты статические и переходные характеристики всех элементов системы возбуждения и АРВ, частотные характеристики разомкнутой системы по отдельным каналам и замкнутой системы для разных режимов работы генератора. На основании проведенных испытаний определена структура звеньев, найдены их коэффициенты усиления и постоянные времени. Для определения возможных отклонений параметров в различных режимах работы генератора постоянные времени звеньев измерялись на всех участках характеристик вплоть до их насыщения. Определен разброс параметров для ряда однотипных генераторов ГЭС, работающих в одинаковом режиме. Выявлены основные нелинейности звеньев.

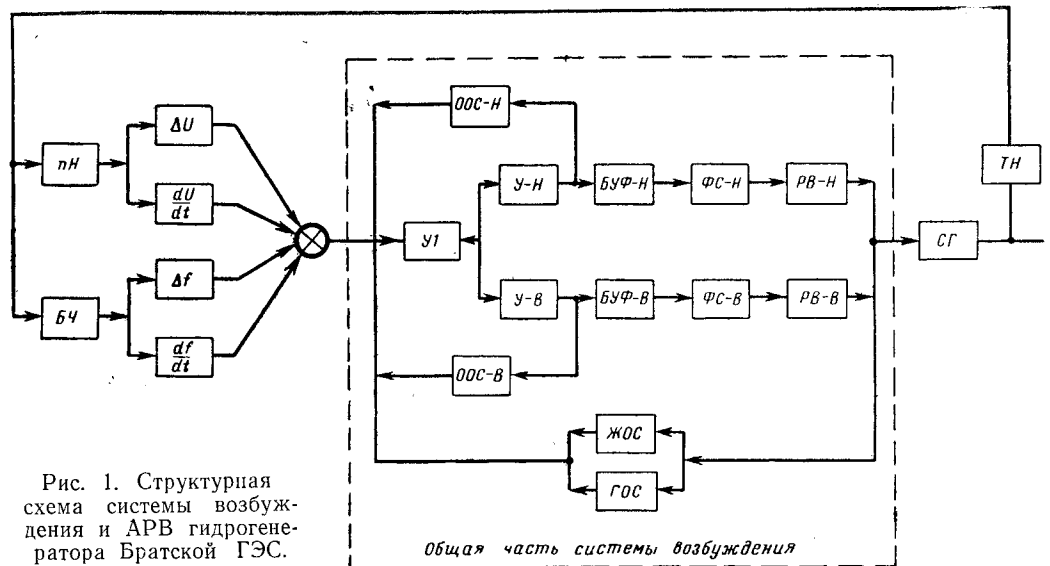
Статические характеристики звеньев общей части системы по каналу низковольтной группы приведены на рис. 2. Входной величиной для всех статических характеристик в данном случае служит ток управления суммирующего магнитного усилителя, а выходной величиной — сигнал на выходе соответствующего звена. Статические характеристики звеньев по каналу высоковольтной группы имеют аналогичный вид.

Структура и постоянные времени звеньев были найдены из их переходных и частотных характеристик.

Преобразователь напряжения ПН, состоящий из промежуточного трансформатора и выпрямителя, не имеет фильтра или других инерционных элементов. Его постоянная времени, определенная экспериментально, очень мала ($T=0,001-0,002$ сек). Измерительный элемент канала напряжения (ΔU) также безынерционен. Он представляет из себя мост, собранный на активных сопротивлениях и стабилитронах. В регуляторе возбуждения предусмотрена возможность изменения уставки напряжения в интервале $\pm 15\%$. Одновременно с изменением уставки в этих же пределах меняются коэффициенты усиления по каналам напряжения (k_{0u} , k_{1u}). Для получения производных в регуляторе возбуждения используются пассивные дифференцирующие RC-цепочки. Передаточные функции дифференцирующих звеньев ($\frac{dU}{dt}$, $\frac{df}{dt}$) и фильтра постоянной составляющей канала частоты (Δf) имеют следующий вид:

$$W(p) = \frac{kp}{1 + pT}.$$

Рис. 1. Структурная схема системы возбуждения и АРВ гидрогенератора Братской ГЭС.



В каждом из этих каналов установлен переключатель, с помощью которого можно изменять коэффициенты усиления от нуля до максимальной величины (ступенями по 10%). У дифференцирующих звеньев одновременно с изменением коэффициента усиления пропорционально меняется и постоянная времени. С учетом этого их передаточную функцию можно представить в виде:

$$W(p) = \frac{Nkp}{1 + pNT},$$

где N изменяется в зависимости от положения переключателя уставок от 0,1 до 1.

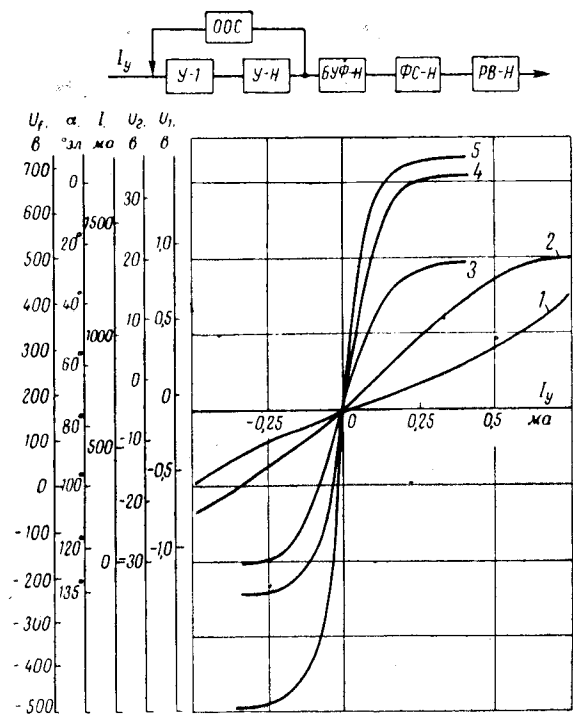


Рис. 2. Статические характеристики общей части системы по каналу низковольтной группы.

1 — напряжение на выходе магнитного усилителя У-1; 2 — напряжение на выходе магнитного усилителя У-Н; 3 — ток на выходе БУФ-Н; 4 — угол зажигания ртутных выпрямителей; 5 — напряжение на кольцах ротора.

В таблице даны максимальные значения коэффициентов усиления и постоянных времени этих звеньев ($N=1$).

Постоянная времени фильтра постоянной составляющей канала частоты при изменении уставки практически не меняется.

Блок частоты, используемый в регуляторе возбуждения для преобразования частоты в изменение напряжения, состоит из двух резонансных контуров, настроенных на частоты 45 и 55 гц, и магнитного усилителя [Л. 3]. Переходная характеристика блока частоты приведена на рис. 3. Это звено структурной схемы АРВ может быть представлено инерционным звеном второго порядка.

$$W(p) = \frac{k}{1 + pT_1 + p^2T_2^2}.$$

Величины постоянных времени блоков частоты на ряде генераторов отличаются от значений, приведенных в таблице, на $\pm 15\%$.

Быстродействующие магнитные усилители АРВ питаются от источника частотой 450 гц. Каскады магнитных усилителей У1-УН и У1-УВ имеют охватывающие обратные связи через звенья сложной структуры

$$W_{\text{оос}}(p) = k_1 + \frac{k_2 p}{1 + pT_1 + p^2T_2^2}.$$

Анализ переходных характеристик этих каскадов с учетом охватывающей обратной связи показывает, что они могут быть описаны эквивалентным инерционным звеном первого порядка с чистым запаздыванием

$$W(p) = \frac{ke^{-p\tau}}{1 + pT}.$$

Настройка коэффициента усиления каскада магнитных усилителей осуществляется подбором величины местной обратной связи усилителей У-Н и У-В, не указанной на схеме, и коэффициента k_1 охватывающей обратной связи. Постоянные времени эквивалентных звеньев У1-УН и У1-УВ на ряде генераторов отличаются на $\pm 15\%$. При изменении уставок по каналам переключателями, установленными в цепях обмоток управления усилителя У-1, постоянные времени эквивалентных звеньев изменяются на $\pm 10\%$.

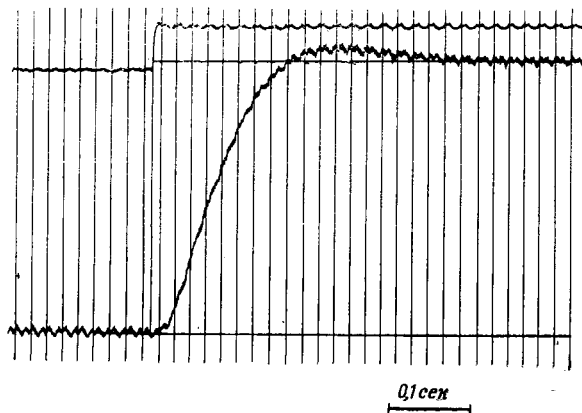


Рис. 3. Переходная характеристика блока частоты.

Выходные усилители АРВ (БУФ-Н), (БУФ-В) являются усилителями на тиратронах. Их можно представить в виде инерционных звеньев первого порядка с малой постоянной времени ($T=0,005$ сек).

Значительной постоянной времени обладают электромагнитные статические фазорегуляторы. Однако за счет больших добавочных сопротивлений в цепях обмоток управления, их постоянные времени уменьшаются в 4—5 раз. Оба звена могут быть объединены в одно эквивалентное (БУФ-ФС), которое описывается инерционным звеном второго порядка. Параметры всех физических и эквивалентных звеньев системы возбуждения и АРВ даны в таблице.

Структурная схема общей части системы возбуждения (рис. 1) является двухканальной. Она отражает тот факт, что в формировании тока возбуждения принимают участие обе группы ртутных выпрямителей. Передаточная функция общей части системы возбуждения с учетом двухканальности имеет вид:

$$W(p) = k_H W_H(p) + k_B W_B(p),$$

где $W_H(p)$, $W_B(p)$ — передаточные функции общей части по каналам низковольтной и высоковольтной групп; k_H , k_B — долевое участие групп в создании тока возбуждения.

Величины этих коэффициентов зависят от режима работы генератора и могут меняться от 0 до 1.

Так как $W_H(p) \neq W_B(p)$, то учет двухканальности приводит к неоднозначности передаточной функции общей части для разных режимов работы.

Однако, как видно из приведенной таблицы, различие в параметрах звеньев низковольтного и высоковольтного каналов незначительны. Кроме того, общая часть системы возбуждения охвачена жесткой отрицательной обратной связью большой кратности, что в сильной степени сглаживает влияние расхождения параметров отдельных звеньев на динамические характеристики системы.

Для определения величины ошибки, возможной при замене двухканальной схемы одноканальной, был снят ряд экспериментальных характеристик общей части. Статическая характеристика общей части приведена на рис. 4.

Чтобы выяснить влияние режима на динамические характеристики общей части, были сняты переходные характеристики для нескольких исходных режимов, соответствующих различным участкам статической характеристики. На рис. 5 приведены переходные характеристики общей части системы возбуждения для двух точек, расположенных по разным сторонам от места излома. Параметры системы, найденные из этих характеристик, совпадают с точностью до 20%.

Как показали проведенные исследования, замена двухканальной схемы общей части одноканальной с параметрами, не зависящими от режима, приводит к ошибке в коэффициенте усиления и постоянных времени, не превышающей 20%.

Приведенная полная схема замещения исследуемой системы возбуждения даже при условии

Параметры системы возбуждения Братской ГЭС

№ п/п.	Наименование звена и тип оборудования	Обозначение в схеме	Передаточная функция	Параметры для Г-14	Отклонение параметров	
1	Преобразователь напряжения	ПН	k	$k = 2,7$ е. н./е. н.	$\pm 15\%$	—
2	Блок эталонного напряжения	ΔU	k	$k = 2,06$ ма/е. н.	—	—
3	Блок частоты БЧМ-00	БЧМ	$\frac{k}{1 + pT_1 + p^2T_2^2}$	$k = 45$ в/ц $T_1 = 0,087$ сек $T_2 = 0,065$ сек	—	$\pm 10\%$
4	Дифференцирующий элемент	$\frac{dU}{dt}$	$\frac{Nkp}{1 + pNT}$	$k = 3,62$ ма сек/е. н. $T = 0,0304$ сек	—	—
5	Дифференцирующий элемент	$\frac{df}{dt}$	$\frac{Nkp}{1 + pNT}$	$k = 0,06$ ма сек/в $T = 0,029$ сек	—	—
6	Фильтр постоянный составляющей частоты	Δf	$\frac{Nkp}{1 + pT}$	$k = 0,113$ ма сек/в $T = 1,03$ сек	—	—
7	Суммирующий магнитный усилитель УМ-XV	У-1	$\frac{k}{1 + pT}$	$k = 1,93$ в/ма $T = 0,082$ сек	—	$\pm 10\%$
8	Промежуточные магнитные усилители УМ-XVII	У-Н	$\frac{k}{1 + pT}$	$k = 36,7$ в/в $T = 0,028$ сек	—	$\pm 10\%$
		У-В	$\frac{k}{1 + pT}$	$k = 16,8$ в/в $T = 0,014$ сек	—	$\pm 10\%$
9	Охватывающая обратная связь каскадов магнитных усилителей	ООС-1	$k_1 + \frac{k_2 p}{1 + pT_1 + p^2T_2^2}$	$k_1 = 0,005$ ма/в $k_2 = 0,001$ ма/в $T_1 = 0,006$ сек $T_2 = 0,002$ сек	— — — —	$\pm 30\%$ — — —
		ООС-В	$k_1 + \frac{k_2 p}{1 + pT_1 + p^2T_2^2}$	$k_1 = 0,009$ ма/в $k_2 = 0,002$ ма/в $T_1 = 0,008$ сек $T_2 = 0,0028$ сек	— — — —	$\pm 30\%$ — — —
10	Каскады магнитных усилителей	У1-УН	$\frac{ke^{-p\tau}}{1 + pT}$	$k = 52,3$ в/ма $T = 0,093$ сек $\tau = 0,008$ сек	$\pm 10\%$	$\pm 15\%$
		У1-УВ	$\frac{ke^{-p\tau}}{1 + pT}$	$k = 23,6$ в/ма $T = 0,056$ сек $\tau = 0,005$ сек	$\pm 10\%$	$\pm 15\%$
11	Выходные усилители АРВ БУФ-00	БУФ-Н	$\frac{k}{1 + pT}$	$k = 12,1$ в/в $T = 0,005$ сек	$\pm 15\%$	$\pm 10\%$
		БУФ-В	$\frac{k}{1 + pT}$	$k = 16,8$ в/в $T = 0,005$ сек	$\pm 15\%$	$\pm 10\%$
12	Статические фазорегуляторы ФС-2	ФС-Н	$\frac{k}{1 + pT_1 + p^2T_2^2}$	$k = 0,175$ град/ма $T_1 = 0,318$ сек $T_2 = 0,188$ сек	$\pm 15\%$	$\pm 10\%$
		ФС-В	$\frac{k}{1 + pT_1 + p^2T_2^2}$	$k = 0,108$ град/ма $T_1 = 0,322$ сек $T_2 = 0,190$ сек	$\pm 15\%$	$\pm 10\%$
13	Эквивалентное звено	БУФ-ФС Н	$\frac{k}{1 + pT_1 + p^2T_2^2}$	$k = 14,1$ град/в $T_1 = 0,064$ сек $T_2 = 0,032$ сек	$\pm 20\%$	$\pm 10\%$
		БУФ-ФС В	$\frac{k}{1 + pT_1 + p^2T_2^2}$	$k = 12,3$ град/в $T_1 = 0,059$ сек $T_2 = 0,03$ сек	$\pm 20\%$	$\pm 10\%$
14	Ионный возбудитель	РВ-Н РВ-В	k k	$k = 0,029$ е. в./град $k = 0,078$ е. в./град	$\pm 20\%$	—

Продолжение

№ п/п.	Наименование звена и тип оборудования	Обозначение в схеме	Передаточная функция	Параметры для Г-14	Отклонение параметров	
15	Звенья обратной связи	ЖОС	k	$k = 0,3 \text{ ма/е. в.}$	—	$\pm 10\%$
		ГОС	$\frac{k p}{1 + pT}$	$k = 0,0147 \text{ ма/е. в. сек}$ $T = 0,0064 \text{ сек}$	—	$\pm 20\%$
16	Общая часть системы возбуждения		$\frac{k e^{-p\tau}}{1 + pT_1 + p^2 T_2^2}$	$k = 3 \text{ е. в./ма}$ $T_1 = 0,022 \text{ сек}$ $T_2 = 0,017 \text{ сек}$ $\tau = 0,021 \text{ сек}$	$\pm 10\%$	$\pm 10\%$ $\pm 20\%$

Примечания: 1. В графе 6 дано отклонение параметров при изменении режима, в графе 7 — разброс параметров на ряде однотипных генераторов ГЭС.

2. Входные параметры суммирующего магнитного усилителя пересчитаны для обмотки управления с одним числом витков ($w = 150$).

3. Пределы отклонения параметров, не указанные в таблице, не превышают 5%.

замены ее одноканальной достаточно сложна, так как содержит большое число звеньев с обратными связями. Вместо нее можно использовать эквивалентную схему, имеющую меньшее число звеньев, параметры которой в некотором диапазоне частот совпадают с параметрами полной схемы. Собственная частота колебаний крупных синхронных машин порядка 1—2 гц, а максимальная частота границы области статической устойчивости порядка 5—7 гц. Поэтому диапазон частот, для которого отработывалась эквивалентная структурная схема, выбран от 0,5 до 10 гц.

Известно большое число методов, позволяющих получить передаточную функцию системы по ее экспериментальным характеристикам [Л. 4 и 5]. Если представить общую часть системы возбуждения в виде n последовательно соединенных инерционных звеньев

$$W(p) = \frac{k}{\prod_{i=1}^n (1 + pT_i)}$$

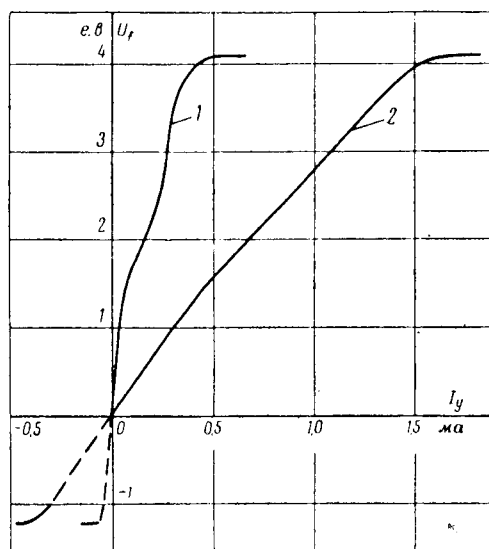


Рис. 4. Статические характеристики общей части системы регулирования возбуждения. 1 — при отсутствии отрицательной ЖОС; 2 — при наличии отрицательной ЖОС (рабочая настройка).

при их конечном числе ($n \leq 5$) не удастся получить удовлетворительного совпадения расчетных и экспериментальных частотных характеристик. Введение в расчетную схему звена чистого запаздывания позволяет получить достаточно простую схему замещения. В этом случае выбор числа инерционных звеньев и их параметров определяется желаемой точностью совпадения амплитудно-частотных характеристик; величина чистого запаздывания влияет только на фазочастотную характеристику.

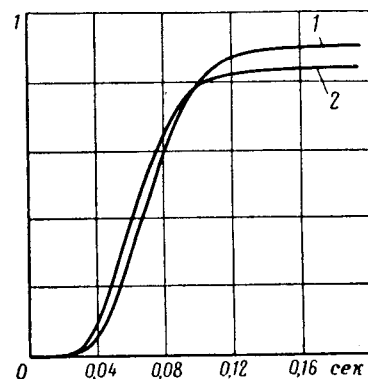


Рис. 5. Переходные характеристики общей части системы. 1 — $U_f = 0,4 U_{f \text{ ном}}$; 2 — $U_f = 1,8 U_{f \text{ ном}}$.

Общая часть системы возбуждения Братской ГЭС может быть представлена передаточной функцией вида

$$W(p) = \frac{k e^{-p\tau}}{(1 + pT_1)(1 + pT_2)}$$

где

$$T_1 = 0,0245 \text{ сек}, T_2 = 0,0175 \text{ сек}, \tau = 0,0213 \text{ сек}.$$

Для выбранных значений постоянных времени расчетная и экспериментальная амплитудно-частотные характеристики общей части совпадают с точностью до 10%, фазо-частотные — с точностью 5%.

Полные передаточные функции системы возбуждения по каналам частоты и напряжения имеют вид:

$$W_f(p) = W_{of}(p) + W_{1f}(p) = \left[\frac{k_{of}p}{1 + pT_{of}} + \frac{k_{1f}p}{1 + pT_{1f}} \right] \frac{e^{-p\tau}}{(1 + pT_{1B4} + p^2T_{2B4}^2)(1 + pT_1)(1 + pT_2)};$$

$$W_u(p) = W_{ou}(p) + W_{1u}(p) = \left[k_{ou} + \frac{k_{1u}p}{1 + pT_{1u}} \right] \times \frac{e^{-p\tau}}{(1 + pT_1)(1 + pT_2)}.$$

На основании этих передаточных функций были рассчитаны частотные характеристики разомкнутой системы по всем каналам. В рассматриваемом диапазоне частот получено хорошее совпадение результатов расчета с экспериментальными данными. На рис. 6 приведены расчетные и экспериментальные частотные характеристики по каналам частоты для рабочей настройки коэффициентов усиления.

В расчетах энергетических систем принимаются некоторые средние значения параметров оборудования. У однотипных генераторов отклонения параметров систем возбуждения от средних значений могут быть вызваны как изменением режима, так и разбросом параметров при одинаковом режиме их работы. При изменении режима сказываются нелинейности характеристик отдельных звеньев и перераспределение нагрузки между группами ртутных выпрямителей. Разброс параметров вызывается отклонениями качества материалов, неоднотипностью настройки, нестабильностью параметров и другими случайными причинами.

В основных разделах таблицы приведены данные параметры для одного из исследованных генераторов, близкие к средним значениям. В дополнительных разделах отмечены отклонения от этих величин, наблюдавшиеся при изменении режима работы генератора в пределах от нижнего до верхнего ограничений напряжения ротора и предельные

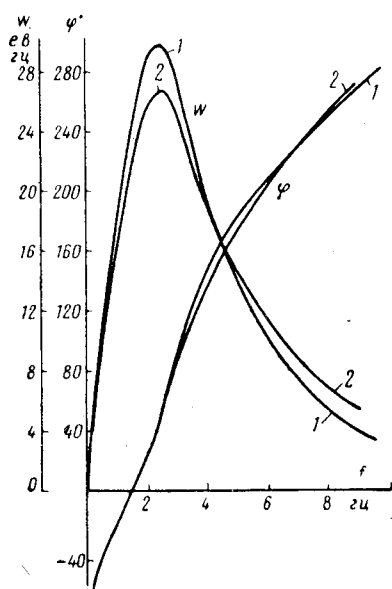


Рис. 6. Частотная характеристика разомкнутой системы по каналу частоты.

1 — расчетная; 2 — экспериментальная.

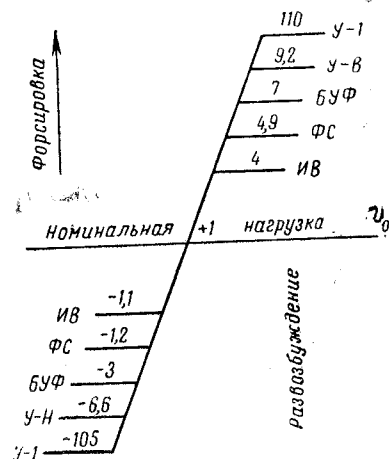


Рис. 7. Величины ограничений
основных элементов схем.

значения параметров для пяти других генераторов, работающих в режиме холостого хода.

Параметры отдельных звеньев и всей системы в целом определялись при малых возмущениях, не выходящих за пределы линейных участков статических характеристик. В действительности, все реальные элементы нелинейны. Как видно из статических характеристик (рис. 2, 4), для системы регулирования возбуждения наиболее существенными являются нелинейности типа насыщения.

В процессе экспериментального исследования не ставилась задача получения исчерпывающих характеристик нелинейной системы. Получены данные по сравнительной величине потолков отдельных звеньев, которые приведены в виде диаграммы на рис. 7. На ней указаны ограничения звеньев общей части системы при совместной работе групп, отнесенные к единице возбуждения. Диаграмма показывает величину отклонения, которое для данного звена лежит в диапазоне линейной части его статической характеристики. Первым звеном рассматриваемой последовательной цепи, которое входит в зону насыщения и определяет возможную величину степени форсировки и развозбуждения генератора, является ионный возбудитель ИВ. Потолок форсировки ограничен полным открытием выпрямителей высоковольтной группы ($U_{fmax} = 4,0$ е. в.), развозбуждение определяется заданным углом инвертирования выпрямителей низковольтной группы ($U_{fmin} = -1,1$ е. в.). Диаграмма построена для режима номинального возбуждения агрегата ($U_0 = 1$ е. в.). Добавление к линейным звеньям системы нелинейных звеньев типа ограничения дает в первом приближении нелинейную схему замещения системы возбуждения генераторов Братский ГЭС, которая может быть использована при исследовании больших возмущений.

Выводы. 1. В процессе экспериментального исследования получены характеристики системы возбуждения Братской ГЭС и определены параметры ее элементов.

2. Для исследований статической устойчивости и качества свободных переходных процессов предложена достаточно простая математическая мо-

дель системы возбуждения и АРВ, представляющая реальную систему в диапазоне существенных частот с точностью до 20%.

3. Определены величины ограничений типа насыщения, которые позволяют судить о пределах применения указанной математической модели.

Приложение. Методика экспериментального исследования. Экспериментальное исследование системы возбуждения генератора в условиях эксплуатации имеет ряд особенностей по ведению режима, возможности вмешательства в работу энергосистемы, расчленения исследуемой системы на отдельные элементы, измерению и регистрации необходимых величин.

Условия производства работ были различными. Часть замеров, связанных с определением параметров элементов, производились на отключенном регуляторе возбуждения или на генераторе, выведенном в ремонт. Общие характеристики АРВ и системы возбуждения снимались на генераторе, работающем в сети или на холостом ходу. Все указанные режимы (кроме холостого хода генератора) не накладывают каких-либо ограничений на длительность работ. Продолжительность замеров на холостом ходу не превышала 4 ч.

При определении частотных характеристик синусоидальные колебания заданной частоты накладывались на установившийся режим работы генератора, который не менялся в процессе опыта. Максимальные отклонения режимных параметров генератора (U_r , I_r и др.) по условиям работы оборудования и системы не допускались более $\pm 10\%$ установившихся значений. Все частотные характеристики разомкнутой системы снимались в режиме холостого хода генератора. Статические и переходные характеристики снимались во всем возможном диапазоне изменения входных и выходных величин, что позволило получить значения их потолочных ограничений и пределы изменения параметров звеньев при изменении режима.

При определении параметров звена особое внимание обращалось на неизменность его характеристик при изъятии данного элемента из схемы и подключении к нему измерительной аппаратуры.

Значительную трудность представляет определение параметров блока частоты. Для получения его передаточной функции необходима специальная аппаратура, позволяющая получить сигнал с изменяющейся по заданному закону частотой. Из-за отсутствия на ГЭС такой аппаратуры параметры блока частоты были определены косвенными методами:

1. Рассогласованием одного из резонансных контуров.
2. Подачей ступенчатого сигнала на входное сопротивление магнитного усилителя.
3. Подачей синусоидального сигнала на входное сопротивление магнитного усилителя.

Опыты 2 и 3 производились как при включенном, так и при отключенном напряжении частотой 50 Гц, подаваемого на вход блока частоты.

В опытах 2 и 3 параметры резонансных контуров не учитывались; опыт 1 проводился при рабочей схеме блока частоты.

Параметры, определенные разными способами, имеют расхождения не более $\pm 5\%$, что говорит о допустимости любого из использованных методов.

Литература

1. Веников В. А., Переходные электромеханические процессы в электрических системах, изд-во «Энергия», 1964.
2. Веников В. А. и Литкенс И. В., Математические основы теории автоматического управления режимами электросистем, изд-во «Высшая школа», 1964.
3. Автоматические регуляторы возбуждения, Под ред. Г. Р. Герценберга, Труды ВЭИ, вып. 73, 1966.
4. Ротач В. Я., Определение аналитического выражения для экспериментальных частотных характеристик регулируемого объекта, Известия вузов, «Энергетика», 1962, № 6.
5. Печорина И. А., Расчет систем автоматического управления, Машгиз, 1962.
6. Воронин В. К. и Лукашов Э. С., Замещение регулятора возбуждения сильного действия в расчетах статической устойчивости, Известия СО АН СССР, серия техн. наук, вып. I, 1966.

[29.4.1968]



УДК 621.311.1:621.3.018.5:021.316.925

Анализ действия автоматической частотной разгрузки при асинхронных режимах в энергосистемах

Р. С. РАБИНОВИЧ

Всесоюзный научно-исследовательский
институт электроэнергетики

Введение. Как известно, одним из важнейших средств предотвращения аварий в энергосистемах является автоматическая частотная разгрузка (АЧР). Выбор уставок АЧР, места установки устройств и отключаемых мощностей производится в основном с целью предотвращения лавины частоты. В настоящее время рекомендуется применять устройства АЧР и частотное АПВ (ЧАПВ) также для обеспечения результирующей устойчивости энергосистем, что обуславливает некоторые особенности при выборе их уставок, мест установки и отключаемых мощностей. В связи с этим требует исследования целый ряд вопросов, в частности, действие АЧР в асинхронных режимах.

В [Л. 1] указывалось на принципиальную возможность срабатывания АЧР, установленной на линии передач между двумя несинхронно работаю-

щими частями системы, и отмечалось, что срабатывание определяется частотами этих частей и местоположением устройств.

Целью настоящей работы является определение областей срабатывания АЧР, выяснение влияния различных параметров на эти области и разработка рекомендаций по выбору уставок данных устройств с учетом асинхронных режимов в энергосистемах. Исследование выполнялось для простейшей схемы, однако полученные результаты могут быть распространены и на более сложные энергосистемы, так как в большинстве случаев имеет место асинхронный ход между двумя частями системы.

Вращающий момент индукционного реле частоты при асинхронном режиме в энергосистеме. Для выяснения условий срабатывания АЧР определим

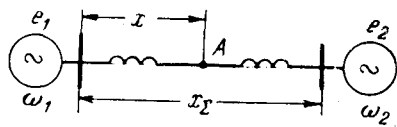


Рис. 1. Схема системы.

вращающий момент M_p , действующий на подвижную систему индукционного реле частоты при асинхронном ходе. Рассмотрим схему (рис. 1), состоящую из двух несинхронно работающих генераторов с э. д. с.

$$\left. \begin{aligned} e_1 &= \sqrt{2} E_{1\omega_1} \sin(\omega_1 t + \beta), \\ e_2 &= \sqrt{2} E_{2\omega_2} \sin \omega_2 t, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $E_{1\omega_1}$ и $E_{2\omega_2}$ — эффективные значения э. д. с.

генераторов соответственно при частотах ω_1 и ω_2 (здесь и далее индексы ω_1 и ω_2 показывают, при какой частоте вычисляется соответствующая величина);

β — начальный угол сдвига между векторами e_1 и e_2 .

Будем всегда считать, что $\omega_2 > \omega_1$ ($\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1 > 0$). Суммарное сопротивление между генераторами равно x_Σ .

При установившемся ходе $\omega_1 = \text{пост.}$, $\omega_2 = \text{пост.}$, $E_{1\omega_1} = \text{пост.}$, $E_{2\omega_2} = \text{пост.}$ Тогда по принципу наложения напряжение в любой точке А

$$\begin{aligned} u_A &= \sqrt{2} E_{1\omega_1} \left(1 - \frac{x_{\omega_1}}{x_{\Sigma\omega_1}} \right) \sin(\omega_1 t + \beta) + \\ &+ \sqrt{2} E_{2\omega_2} \frac{x_{\omega_2}}{x_{\Sigma\omega_2}} \sin \omega_2 t, \end{aligned} \quad (2)$$

где x_{ω_1} , $x_{\Sigma\omega_1}$, x_{ω_2} и $x_{\Sigma\omega_2}$ — сопротивление участка до точки А и суммарное сопротивление, вычисленные соответственно при частотах ω_1 и ω_2 . При этом генераторы 1 и 2 входят соответственно в $x_{\Sigma\omega_2}$ и $x_{\Sigma\omega_1}$ переходными сопротивлениями x'_d [Л. 2].

Обозначим:

$$\left. \begin{aligned} E_{1\omega_1} \left(1 - \frac{x_{\omega_1}}{x_{\Sigma\omega_1}} \right) &= U_1, \\ E_{2\omega_2} \frac{x_{\omega_2}}{x_{\Sigma\omega_2}} &= U_2. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Тогда выражение (2) можно переписать в виде:

$$U_A = \sqrt{2} U_1 \sin(\omega_1 t + \beta) + \sqrt{2} U_2 \sin \omega_2 t. \quad (4)$$

Рассмотрим индукционное реле типа ИВЧ-011, установленное в точке А. Как известно, это реле имеет две параллельные цепи, в одну из которых включена емкость C , а в другую — сопротивление R для регулировки уставок реле.

По принципу наложения ток в каждой из двух параллельных цепей ИВЧ-011 можно найти как сумму двух составляющих с частотами ω_1 , ω_2 :

$$\begin{aligned} i_1 &= \sqrt{2} \frac{U_1 \sin(\omega_1 t + \beta - \varphi_{1\omega_1})}{z_{1\omega_1}} + \\ &+ \sqrt{2} \frac{U_2 \sin(\omega_2 t - \varphi_{1\omega_2})}{z_{1\omega_2}}; \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} i_2 &= \sqrt{2} \frac{U_1 \sin(\omega_1 t + \beta - \varphi_{2\omega_1})}{z_{2\omega_1}} + \\ &+ \sqrt{2} \frac{U_2 \sin(\omega_2 t - \varphi_{2\omega_2})}{z_{2\omega_2}}. \end{aligned} \quad (6)$$

Токи i_1 и i_2 создают магнитные потоки Φ_1 и Φ_2 . Принимая углы между токами и созданными ими потоками равными нулю, можно записать:

$$\Phi_1 = c_1 i_1; \quad (7)$$

$$\Phi_2 = c_2 i_2. \quad (8)$$

В выражениях (7), (8) и далее через c_n обозначены постоянные коэффициенты.

Потоки Φ_1 и Φ_2 индуцируют в барабане соответственно э. д. с. U_{16ap} и U_{26ap} , отстающие от них по фазе на 90° , которые вызывают в барабане токи I' и I'' . Индуктивность барабана близка к нулю, поэтому токи I' и I'' будут совпадать по фазе соответственно с э. д. с. U_{16ap} и U_{26ap} . Тогда:

$$U_{16ap} = c_3 \frac{d\Phi_1}{dt}; \quad (9)$$

$$\left. \begin{aligned} I' &= c_5 U_{16ap}; \\ U_{26ap} &= c_4 \frac{d\Phi_2}{dt}; \\ I'' &= c_6 U_{26ap}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Мгновенное значение вращающего момента, действующего на подвижную систему

$$M_p = c_7 \Phi_1 I' + c_8 \Phi_1 I'' + c_9 \Phi_2 I' + c_{10} \Phi_2 I''. \quad (11)$$

Подставив в (11) выражения потоков и токов из (7)–(10) и сделав соответствующие преобразования, пренебрегая при этом составляющими с угловыми частотами $2\omega_1$, $\omega_1 + \omega_2$ и $2\omega_2$, можно записать окончательное выражение для момента реле

$$\begin{aligned} M_p &= B_1 \sin(\varphi_{1\omega_1} - \varphi_{2\omega_1}) + B_2 \sin(\varphi_{1\omega_2} - \varphi_{2\omega_2}) + \\ &+ M_3 \sin(\omega_2 t - \omega_1 t + \gamma) = \\ &= M_1 + M_2 + M_3 \sin(\Delta\omega t + \gamma). \end{aligned} \quad (12)$$

Выражения для составляющих (12) даны в приложении.

Из (12) видно, что вращающий момент, действующий на подвижную систему реле в асинхронном режиме, складывается из постоянной составляющей, величина и знак которой определяются значениями частот ω_1 и ω_2 и напряжений U_1 и U_2 , и переменной составляющей, меняющейся с разностной частотой $\Delta\omega$ по закону синуса, амплитуда которой определяется теми же ω_1 , ω_2 , U_1 , U_2 .

Легко показать, что в случае синхронной работы обоих генераторов с частотой ω выражение (12)

превращается в известное уравнение вращающего момента реле понижения частоты [Л. 3]:

$$M_p = (c_{11} - c_{12}) \omega \frac{U^2}{z_1 z_2} \sin(\varphi_1 - \varphi_2), \quad (13)$$

где

$$U = U_1 + U_2.$$

Точный анализ работы индукционного реле частоты требует решения дифференциального уравнения перемещения его подвижной части. Однако, как показали расчеты и эксперименты, не вносит большой ошибки и упрощенный анализ, основанный на сравнении величин мгновенного значения

вращающего момента реле M_p и его момента сопротивления M_c , создаваемого спиральной пружиной и трением.

При таком допущении можно считать, что реле частоты будет держать свои контакты постоянно замкнутыми, если в любой момент времени соблюдается условие

$$M_1 + M_2 - M_3 > M_c, \quad (14)$$

и постоянно разомкнутыми, если

$$M_1 + M_2 + M_3 < M_c. \quad (15)$$

В том же случае, если в различные моменты времени t_1 и t_2 могут иметь место соотношения:

$$M_1 + M_2 + M_3 \sin(\Delta\omega t_1 + \gamma) > M_c,$$

$$M_1 + M_2 + M_3 \sin(\Delta\omega t_2 + \gamma) < M_c,$$

то реле частоты периодически замыкает и размыкает свои контакты.

На рис. 2, а, б построены области срабатывания реле частоты, полученные аналитически по (14) и (15). Расчеты проводились приближенно. Коэффициент $(c_{11} - c_{12})$ определялся экспериментально (путем непосредственного замера вращающего момента реле при различных ω и U). Этот коэффициент не является постоянным, а зависит от уставки реле частоты, а при наличии в реле спиральной пружины, создающей момент сопротивления, также и от напряжения, приложенного к реле [Л. 3]. Однако, как показали эксперименты и расчеты, с достаточной для приближенной оценки областей срабатывания точностью может быть принята средняя величина

$$c_{11} - c_{12} = 35 - 40 \frac{\text{ом}^2 \cdot \text{г} \cdot \text{см} \cdot \text{сек}}{\text{в}^2 \cdot \text{рад}}.$$

Как видно из рис. 2, области срабатывания реле частоты, построенные аналитически для $f_2 = 51$ и 46 гц, удовлетворительно совпадают с аналогичными областями, определенными экспериментально (их описание дается ниже).

Однако расчеты эти весьма громоздки, и аналитическое определение областей срабатывания АЧР при широкой вариации f_1 и f_2 , U_1 и U_2 достаточно трудоемко. Кроме того, при наличии выдержки времени у АЧР аналитические расчеты позволяют достаточно точно ответить на вопрос о срабатывании или отказе АЧР только в тех случаях, когда реле частоты постоянно держит свои контакты замкнутыми ($M_1 + M_2 - M_3 > M_c$) или разомкнутыми ($M_1 + M_2 + M_3 < M_c$).

При периодическом замыкании или размыкании контактов реле частоты и наличии выдержки времени аналитический расчет действия АЧР осуществить в большинстве случаев не удастся. Поэтому более удобно пользоваться областями срабатывания АЧР, определенными экспериментально (рис. 2 и 3). В то же время аналитические выражения дают возможность произвести качественную оценку действия АЧР и выявить влияние различных факторов на работу этого устройства в асинхронных режимах.

Области срабатывания АЧР при асинхронном режиме. Эксперименты проводились по схеме, аналогичной описанной в [Л. 1]. Сумма двух синусоидальных напряжений U_1 и U_2 была

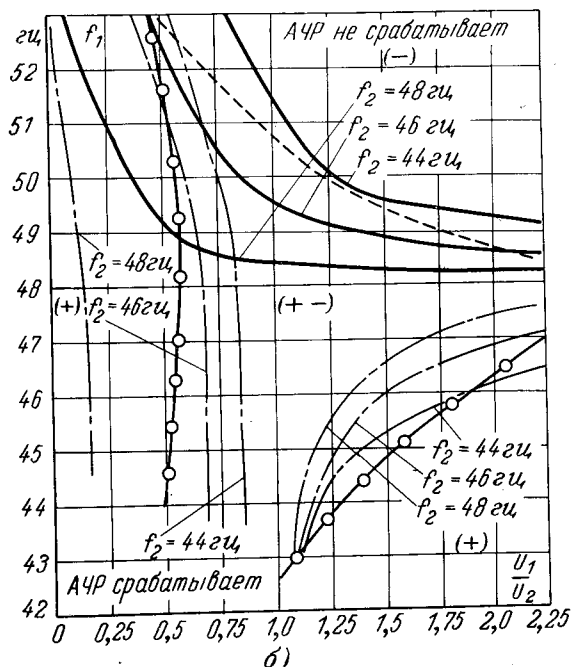
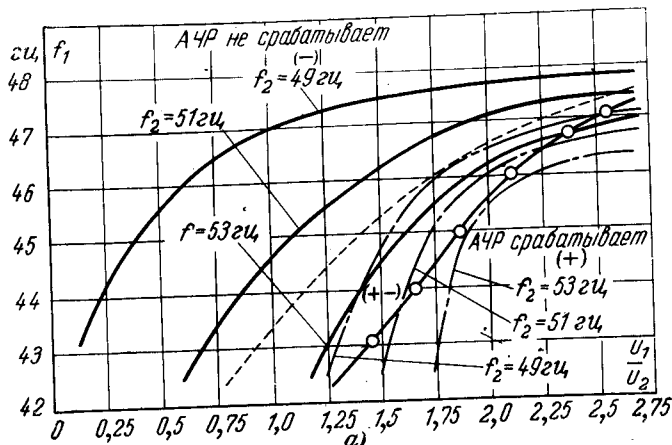


Рис. 2. Области срабатывания АЧР.

$f_{уст} = 48$ гц, $t_{рв} = 0$, $U = U_1 + U_2 = 100$ в.

а — $f_2 > f_{уст}$; б — $f_2 < f_{уст}$.

(-) — зоны, где контакты реле частоты постоянно разомкнуты; (+) — зоны, где контакты реле частоты постоянно замкнуты; (+ -) — зоны, где контакты реле частоты периодически замыкаются и размыкаются; — — — границы областей срабатывания; — — — границы зон (+) и (+ -); — — — граница области срабатывания, полученная аналитически, при $M_c = 0$; — — — граница зон (+) и (+ -), полученная аналитически, при $M_c = 0$.

соидальных напряжений генераторов промышленной частоты (ГПЧ) подавалась на реле частоты ИВЧ-011. Внутреннее сопротивление генераторов, значительно меньшее по величине, чем сопротивление обмоток ИВЧ-011, не вносило большой погрешности в результаты опытов. Контакты реле частоты включались в цепь обмотки реле времени РВ, выдержка времени которого регулировалась. В дальнейшем под срабатыванием устройства АЧР понимается срабатывание реле частоты и реле времени и подача через контакты реле времени соответствующего сигнального импульса.

На рис. 2,а построены полученные экспериментально области срабатывания АЧР при $f_2 > f_{уст}$, $f_{уст} = 48$ гц и $t_{РВ} = 0$. По оси абсцисс отложено отношение U_1/U_2 , причем $U = U_1 + U_2 = 100$ в, а по оси ординат — частота f_1 . Для различных f_2 имеем семейство характеристик, справа от которых расположены области срабатывания АЧР, а слева — области, где АЧР не работает. При $f_2 > f_{уст} > f_1$ составляющая M_1 действует в сторону замыкания контактов и для достаточно больших U_1/U_2 (более 1,2—1,25) существуют зоны, где в любой момент времени наблюдается условие $M_1 + M_2 - M_3 > M_c$ (контакты реле частоты постоянно замкнуты). В точках, лежащих слева от границ областей срабатывания, справедливо условие $M_1 + M_2 + M_3 < M_c$ — контакты реле частоты постоянно разомкнуты. В частности, реле никогда не срабатывает, если f_2 и f_1 выше уставки реле частоты. В точках, лежащих внутри областей срабатывания вблизи границ этих областей из-за наличия синусоидальной составляющей момента наблюдается периодическое замыкание и размыкание контактов реле частоты. Естественно, что с увеличением f_2 области срабатывания АЧР уменьшаются.

На рис. 2,б аналогичные области срабатывания АЧР построены для тех же уставок реле частоты и реле времени, но для $f_2 < f_{уст}$. Поскольку в этом случае и составляющая момента M_2 действует в сторону замыкания контактов реле частоты, то области, где АЧР срабатывает, увеличиваются.

При достаточно больших U_1/U_2 реле постоянно держит свои контакты замкнутыми ($M_1 + M_2 - M_3 > M_c$), однако в силу того, что $f_2 < f_{уст}$, аналогичная картина наблюдается и при достаточно малых U_1/U_2 (менее 0,75—0,85), причем эти зоны тем больше, чем меньше f_2 .

При U_1/U_2 , близких к 1, проявляется действие синусоидальной составляющей момента и реле частоты периодически замыкает и размыкает свои контакты. При $f_1 > f_{уст}$ существуют зоны, где реле частоты не срабатывает ($M_1 + M_2 + M_3 < M_c$), причем, естественно, с уменьшением f_2 эти зоны сокращаются.

Области срабатывания АЧР, аналогичные изображенным на рис. 2, были сняты и для других уставок реле частоты. Их анализ показал, что для всех уставок реле частоты может быть приближенно построено обобщенное семейство областей срабатывания. Это семейство для $t_{РВ} = 0$ изображено на рис. 3,а.

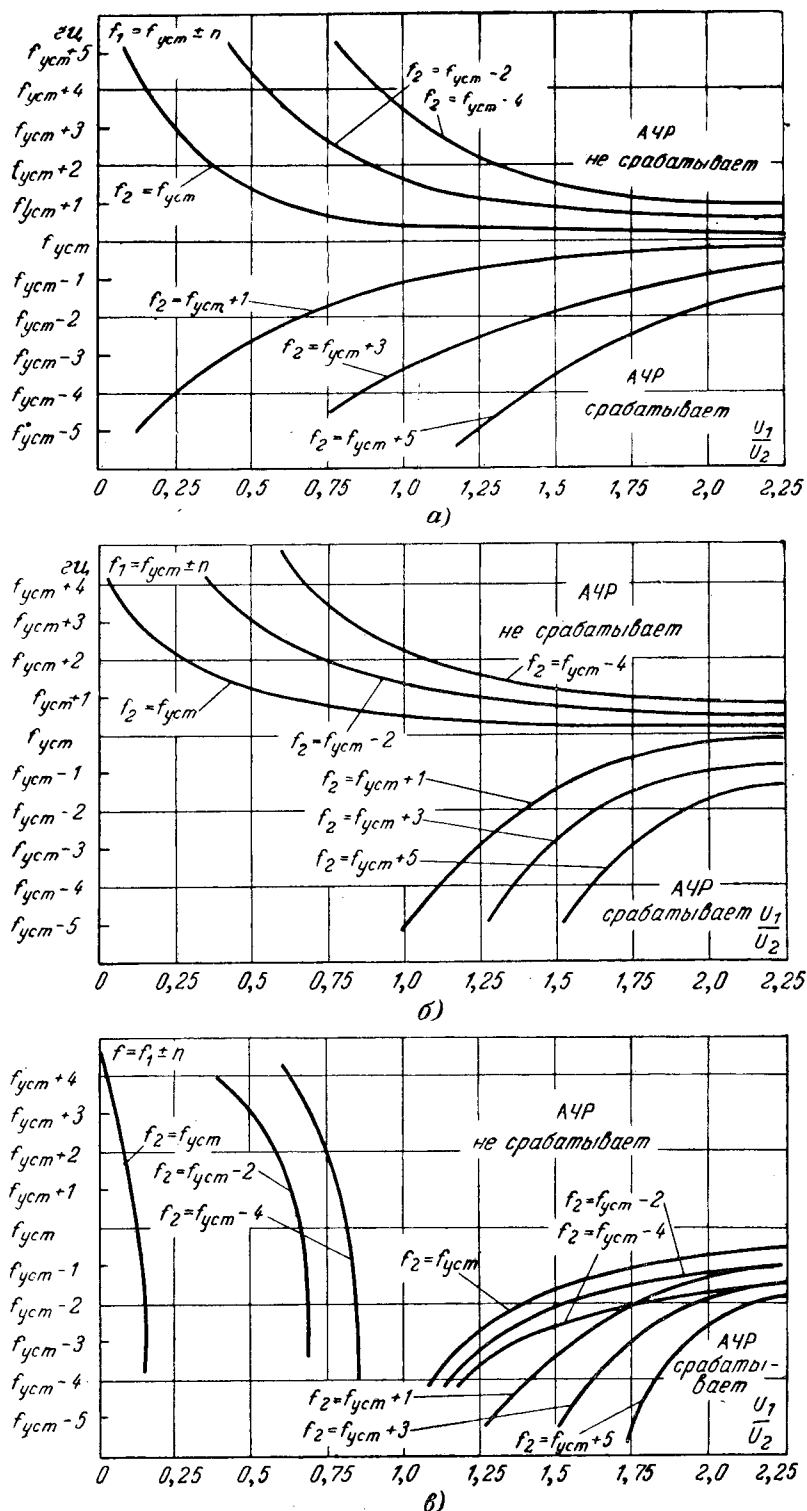


Рис. 3. Обобщенные области срабатывания АЧР.

$U = U_1 + U_2 = 100$ в.

а — $t_{PB} = 0$; б — $t_{PB} = 0.5$ сек; в — $t_{PB} = 1$ сек.

При наличии выдержки времени $t_{РВ}$ области срабатывания АЧР сокращаются. Сокращение происходит за счет тех зон, где наблюдается периодическое замыкание и размыкание контактов реле частоты, так как все устройство АЧР из-за наличия $t_{РВ}$ в ряде случаев срабатывать не успевает. Это, например, видно из рис. 3,б, где показаны области срабатывания АЧР при $t_{РВ}=0,5$ сек.

Рис. 3,а, б позволяют оценить действие в асинхронных режимах АЧР-I, выдержки времени которых не превосходят 0,5 сек.

При $t_{РВ}>1$ сек (рис. 3,в) области, где реле частоты периодически замыкает свои контакты, практически целиком «отфильтровываются» реле времени, и АЧР срабатывает только в тех зонах, где реле частоты постоянно держит свои контакты замкнутыми.

Рис. 3,в дает возможность судить о действии устройств АЧР-II и ЧАПВ, имеющих выдержки времени более 10—15 сек.

Отметим также, что при $t_{РВ}>1$ сек АЧР может не срабатывать и в том случае, если частоты f_1 и f_2 обеих несинхронно работающих станций ниже уставки реле частоты $f_{уст}$.

Как видно из рис. 3,в, при $t_{РВ}>1$ сек АЧР, расположенная вблизи центра качаний ($\frac{U_1}{U_2} \approx 1,0$), срабатывать не будет при любых f_1 и f_2 .

Эксперименты показывают, что при $f_2>f_{уст}>f_1$ АЧР вблизи центра качаний никогда не будет срабатывать, если $t_{РВ}>0,4—0,5$ сек.

Следует отметить, что данные [Л. 1] хорошо согласуются с полученными областями срабатывания.

Как указывалось выше, области на рис. 2 и 3 строились при $U=U_1+U_2=100$ в, однако в условиях эксплуатации это напряжение может лежать

в пределах приблизительно от 80 до 130 в. С целью выяснения влияния U на поведение АЧР при асинхронных режимах на рис. 4 приведены полученные экспериментально области срабатывания в координатах U_1 и U_2 .

Из рис. 4 видно, что при увеличении U области срабатывания АЧР растут (граничные значения U_1/U_2 для $f_2<f_{уст}$ увеличиваются, а для $f_2>f_{уст}$ уменьшаются), а при снижении U области срабатывания уменьшаются (граничные U_1/U_2 для $f_2<f_{уст}$ снижаются, а при $f_2>f_{уст}$ растут). Изменение величины областей срабатывания может быть приближенно охарактеризовано средним коэффициентом

$$k = \frac{\Delta\left(\frac{U_1}{U_2}\right)}{\Delta U},$$

где $\Delta U = U - 100$ в, а $\Delta\left(\frac{U_1}{U_2}\right)$ — соответствующее ΔU изменение U_1/U_2 на границе области срабатывания.

Анализ областей на рис. 4 и аналогичных областей для других f_1 и f_2 показал, что для $f_2>f_{уст}$ приближенно можно принять $k_1 = -0,01 \frac{1}{b}$ ($U = 100—130$ в) и $k_2 = -0,0025 \frac{1}{b}$ ($U = 75—100$ в). Для $f_2<f_{уст}$ значения k соответственно равны: $k_3 = 0,005 \frac{1}{b}$ ($U = 100—130$ в), $k_4 = 0,0025 \frac{1}{b}$ ($U = 75—100$ в).

При наличии выдержки времени $t_{РВ}>1$ сек области срабатывания при $f_2<f_{уст}$, как видно из рис. 3,в, распадаются на две зоны — $U_1/U_2>1$ и $U_1/U_2<1$. При увеличении U обе эти зоны растут (граничные U_1/U_2 в первом случае уменьшаются, во втором увеличиваются), а при уменьшении U картина обратная. Эксперименты показывают, что при $U_1/U_2>1$ можно принять поправочные коэффициенты k_1 и k_2 , а при $U_1/U_2<1$ — коэффициенты k_3 и k_4 .

Определенные экспериментально и в некоторых случаях аналитически семейства областей срабатывания АЧР позволяют:

а) если устройство АЧР уже установлено, ответить на вопрос — сработает ли это устройство при асинхронном режиме или нет;

б) выбрать местоположение АЧР и уставку по частоте и времени с учетом асинхронных режимов. Для этой цели полученные области срабатывания, по-видимому, более удобно построить в координатах, примененных в [Л. 1].

Приложение. Составляющие момента, действующего на реле частоты

$$M_1 = B_1 \sin(\varphi_{1\omega_1} - \varphi_{2\omega_1}); \quad M_2 = B_2 \sin(\varphi_{1\omega_2} - \varphi_{2\omega_2});$$

$$B_1 = (c_{11} - c_{12}) \frac{U_1^2}{z_{1\omega_1} z_{2\omega_1}} \omega_1;$$

$$B_2 = (c_{11} - c_{12}) \frac{U_2^2}{z_{1\omega_2} z_{2\omega_2}} \omega_2;$$

$$M_3 = \sqrt{D_1^2 + D_2^2};$$

$$\gamma = \arctg \frac{D_2}{D_1};$$

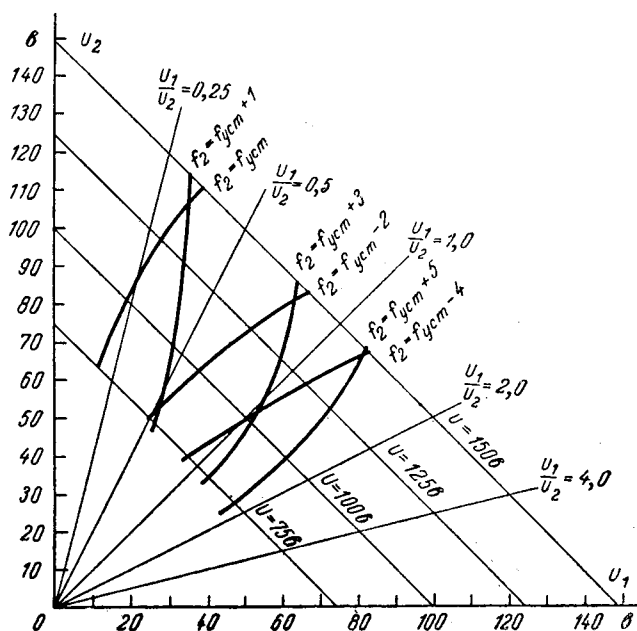


Рис. 4. Области срабатывания АЧР при различных $U=U_1+U_2$ и $t_{РВ}=0$.

Кривые для $f_2=f_{уст}+1$, $f_{уст}+3$ и $f_{уст}+5$ гц даны при $f_1=-f_{уст}-3$ гц, а кривые для $f_2=f_{уст}$, $f_{уст}-2$ и $f_{уст}-4$ гц даны при $f_1=f_{уст}+3$ гц.

Исследование самораскачивания асинхронных двигателей в сетях с последовательными конденсаторами

О. В. ИВАНОВ, В. М. КВЯТКОВСКИЙ и Б. И. КОМАРОВ

Ленинград

В распределительной сети с последовательными конденсаторами при некоторых условиях возникает особое нарушение устойчивой работы асинхронных двигателей.

Это нарушение проявляется в форме самовозбуждающихся колебаний скорости и может сопровождаться значительным увеличением тока, напряжения, а также искажением их формы.

Причиной колебаний скорости может являться электромагнитная неустойчивость — самовозбуждение асинхронной машины, при котором на ротор действует периодическая составляющая момента [Л. 1].

Границы области самовозбуждения, в пределах которой существует эта составляющая, определяются исследованием дифференциальных уравнений системы при заданной скорости вращения ротора [Л. 2].

Уравнение движения при этом не учитывается. Применительно к параметрам сети с продольной емкостной компенсацией область самовозбуждения, рассчитанная таким образом, обычно располагается в диапазоне скоростей, меньших синхронной, так что рабочая часть механической характеристики асинхронного двигателя находится вне этой области [Л. 1 и 3].

В таких условиях колебания должны наблюдаться только при работе двигателя с пониженной скоростью. После выхода на рабочую часть характеристики колебания скорости и сопутствующие им явления должны отсутствовать, так как периодическая составляющая момента, обусловленная самовозбуждением, становится равной нулю.

Опыт показывает, что учет уравнения моментов при исследовании устойчивости асинхронных дви-

гателей с последовательными конденсаторами позволяет выявить возможность колебаний скорости и вне области электромагнитной неустойчивости.

Эти колебания, в дальнейшем называемые самораскачиванием, можно считать проявлением электромеханической неустойчивости, связанной с возникновением при определенных условиях отрицательного демпферного момента [Л. 2 и 4].

Обычно самораскачивание наблюдается у двигателей, запускаемых вхолостую или при малой нагрузке. В процессе разбега такой двигатель проходит область самовозбуждения и по достижении скорости, близкой к синхронной, сразу или постепенно начинает самопроизвольно раскачиваться даже при отсутствии пульсирующей нагрузки на валу.

Частота колебаний скорости двигателя при этом зависит от электромагнитных и механических параметров системы и может изменяться в довольно широких пределах. При исследовании самораскачивания на модели сети с двигателем АОЛ-31-4 отмечались частоты колебаний скорости порядка 17 гц [Л. 5].

Во время испытания установки продольной компенсации (УПК) в распределительной сети сланцевой шахты наблюдалось самораскачивание группы двигателей общей мощностью около 200 квт с частотой 6—8 гц [Л. 6].

Обычно основным нарушением нормальной работы асинхронного двигателя в сети с УПК считается самовозбуждение.

Однако, как показывает опыт [Л. 6], в шахтных распределительных сетях с относительно высоким активным сопротивлением при включении последовательных конденсаторов основным аномальным режимом работы является самораскачивание.

$$\begin{aligned}
 D_1 = & c_{12} \frac{U_1 U_2}{z_{1\omega_1} z_{1\omega_2}} (\omega_2 - \omega_1) \cos(\varphi_{1\omega_1} - \varphi_{1\omega_2} - \beta) + \\
 & + c_{14} \frac{U_1 U_2}{z_{2\omega_2} z_{2\omega_1}} (\omega_2 - \omega_1) \cos(\varphi_{2\omega_1} - \varphi_{2\omega_2} - \beta) + \\
 & + (c_{12}\omega_2 - c_{11}\omega_1) \frac{U_1 U_2}{z_{2\omega_1} z_{1\omega_2}} \cos(\varphi_{2\omega_1} - \varphi_{1\omega_2} - \beta) + \\
 & + (c_{11}\omega_2 - c_{12}\omega_1) \frac{U_1 U_2}{z_{1\omega_1} z_{2\omega_2}} \cos(\varphi_{1\omega_1} - \varphi_{2\omega_2} - \beta); \\
 D_2 = & c_{13} \frac{U_1 U_2}{z_{1\omega_1} z_{1\omega_2}} (\omega_2 - \omega_1) \sin(\varphi_{1\omega_1} - \varphi_{1\omega_2} - \beta) + \\
 & + c_{14} \frac{U_1 U_2}{z_{2\omega_2} z_{2\omega_1}} (\omega_2 - \omega_1) \sin(\varphi_{2\omega_1} - \varphi_{2\omega_2} - \beta) + \\
 & + (c_{12}\omega_2 - c_{11}\omega_1) \frac{U_1 U_2}{z_{2\omega_1} z_{1\omega_2}} \sin(\varphi_{2\omega_1} - \varphi_{1\omega_2} - \beta) + \\
 & + (c_{11}\omega_2 - c_{12}\omega_1) \frac{U_1 U_2}{z_{1\omega_1} z_{2\omega_2}} \sin(\varphi_{1\omega_1} - \varphi_{2\omega_2} - \beta);
 \end{aligned}$$

$$c_{11} = \frac{1}{2} c_1 c_6 c_9;$$

$$c_{12} = \frac{1}{2} c_2 c_5 c_8;$$

$$c_{13} = \frac{1}{2} c_1 c_5 c_7;$$

$$c_{14} = \frac{1}{2} c_2 c_6 c_{10}.$$

Литература

1. Семенов В. А., Возможность срабатывания АЧР при асинхронном ходе, «Электрические станции», 1957, № 7.
2. Ресинхронизация в энергосистемах после несинхронного АПВ, Информационные материалы ВНИИЭ, № 66, Госэнергоиздат, 1961.
3. Москалев А. Г., Автоматическая частотная разгрузка энергетических систем, Госэнергоиздат, 1959.

[4.7.1968]



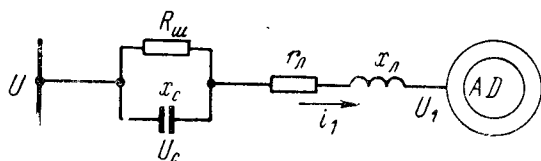


Рис. 1. Принципиальная схема исследуемой системы.

Такое же явление может возникать при использовании конденсаторов в асинхронном приводе для формирования пусковых процессов [Л. 7].

В связи с этим исследование самораскачивания приобретает определенное практическое значение.

Общие условия неустойчивой работы асинхронного двигателя в сети с последовательными конденсаторами могут быть выявлены на основе исследования дифференциальных уравнений системы, включая уравнение моментов на валу двигателя (уравнение движения ротора).

Принципиальная схема исследуемой системы приведена на рис. 1.

При общепринятых допущениях уравнения системы в относительных единицах и координатах статора наиболее компактно могут быть записаны в векторной форме:

$$\begin{aligned} p\bar{\Psi}_1 - \frac{x_m k_2}{x_s + x'_s} p\bar{\Psi}_2 &= \frac{x'_s}{x_s + x'_s} \bar{U} - \frac{x'_s}{x_s + x'_s} \bar{U}_c - \\ &- \frac{r_s + r_1}{x_s + x'_s} \bar{\Psi}_1 + \frac{r_s + r_1}{x_s + x'_s} k_2 \bar{\Psi}_2; \\ p\bar{U}_c &= \frac{x_c}{x'_s} \bar{\Psi}_1 - \frac{x_c}{x'_s} k_2 \bar{\Psi}_2 - \frac{x_c}{R_{\Sigma}} \bar{U}_c; \\ p\bar{\Psi}_2 &= \frac{r_2}{x'_r} k_1 \bar{\Psi}_1 - \frac{r_2}{x'_r} \bar{\Psi}_2 + j\omega_p \bar{\Psi}_2; \\ \bar{M} &= \frac{k_2}{x'_s} \bar{\Psi}_2 \times |\bar{\Psi}_1|; \\ p\omega_p &= \frac{1}{T_m} (M - M_c). \end{aligned}$$

В этих уравнениях:

r_s, x_s — эквивалентные активное и индуктивное сопротивления сети;

x_c — емкостное сопротивление конденсаторов;

R_{Σ} — сопротивление, шунтирующее конденсаторы;

r_1, r_2 — активные сопротивления обмоток статора и ротора;

$x'_s = \frac{x_s x_r - x_m^2}{x_r}$ — переходное индуктивное сопротивление статора;

$x'_r = \frac{x_s x_r - x_m^2}{x_s}$ — переходное индуктивное сопротивление ротора;

x_s, x_r — полные индуктивные сопротивления обмоток статора и ротора;

x_m — сопротивление взаимной индукции статора и ротора;

$k_1 = \frac{x_m}{x_s}$ — коэффициент связи статора;

$k_2 = \frac{x_m}{x_r}$ — коэффициент связи ротора;

$p = \frac{d}{d(\omega t)} = \frac{d}{d\tau}$ — оператор дифференцирования по синхронному времени;

$\bar{U}, \bar{i}, \bar{\Psi}$ — пространственные векторы напряжения, тока, потокосцепления;

$\bar{M}$ — вектор вращающего момента;

ω_p — угловая скорость вращения ротора;

M_c — тормозной момент на валу двигателя.

T_m — механическая постоянная двигателя.

Решение этой нелинейной системы уравнений может быть получено с помощью аналоговой вычислительной машины (АВМ).

Использование АВМ позволяет достаточно легко и полно выявить влияние различных факторов на процесс самораскачивания, а также определить поведение системы в этом аномальном режиме.

Неизвестные i_1 и U_1 при необходимости могут быть получены дополнительным решением следующих уравнений

$$\begin{aligned} \bar{i}_1 &= \frac{1}{x'_s} \bar{\Psi}_1 - \frac{k_2}{x'_s} \bar{\Psi}_2; \quad \bar{U}_1 = \frac{r_1}{x'_s} \bar{\Psi}_1 - \\ &- \frac{r_1}{x'_s} k_2 \bar{\Psi}_2 + p\bar{\Psi}_1. \end{aligned}$$

Принятая система координат и форма записи уравнений позволяет создать устойчиво работающую модель при минимальном числе решающих элементов и определить истинный характер изменения переменных величин во времени.

Для решения полученной системы уравнений на АВМ пространственные векторы необходимо разложить на составляющие по вещественной α и мнимой β осям:

$$\bar{U} = U_{\alpha} + jU_{\beta}; \quad \bar{\Psi}_1 = \Psi_{1\alpha} + j\Psi_{1\beta}; \quad \bar{\Psi}_2 = \Psi_{2\alpha} + j\Psi_{2\beta};$$

$$\bar{U}_c = U_{c\alpha} + jU_{c\beta}.$$

Вращающий момент при этом определится выражением:

$$M = \frac{k_2}{x'_s} (\Psi_{2\alpha} \Psi_{1\beta} - \Psi_{2\beta} \Psi_{1\alpha}).$$

Если напряжения на входе реальной исследуемой системы

$$u_a = U_m \cos(\tau + \varphi); \quad u_b = U_m \cos\left(\tau + \varphi - \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$u_c = U_m \cos\left(\tau + \varphi + \frac{2\pi}{3}\right),$$

то пространственный вектор напряжения в неподвижной системе координат определяется выражением:

$$\bar{U} = U_m e^{j(\tau + \varphi)}.$$

Составляющие вектора

$$U_{\alpha} = U_m \cos(\tau + \varphi); \quad U_{\beta} = U_m \sin(\tau + \varphi).$$

Структурная схема набора решающих элементов, соответствующая уравнениям, приведена на рис. 2.

При составлении этой схемы тормозной момент на валу

$$M_c = M_0 + k\omega_p.$$

Напряжения U_α и U_β при исследовании получались на самой АВМ на основе решения вспомогательного дифференциального уравнения второго порядка (часть схемы на усилителях 1, 5, 6). Для

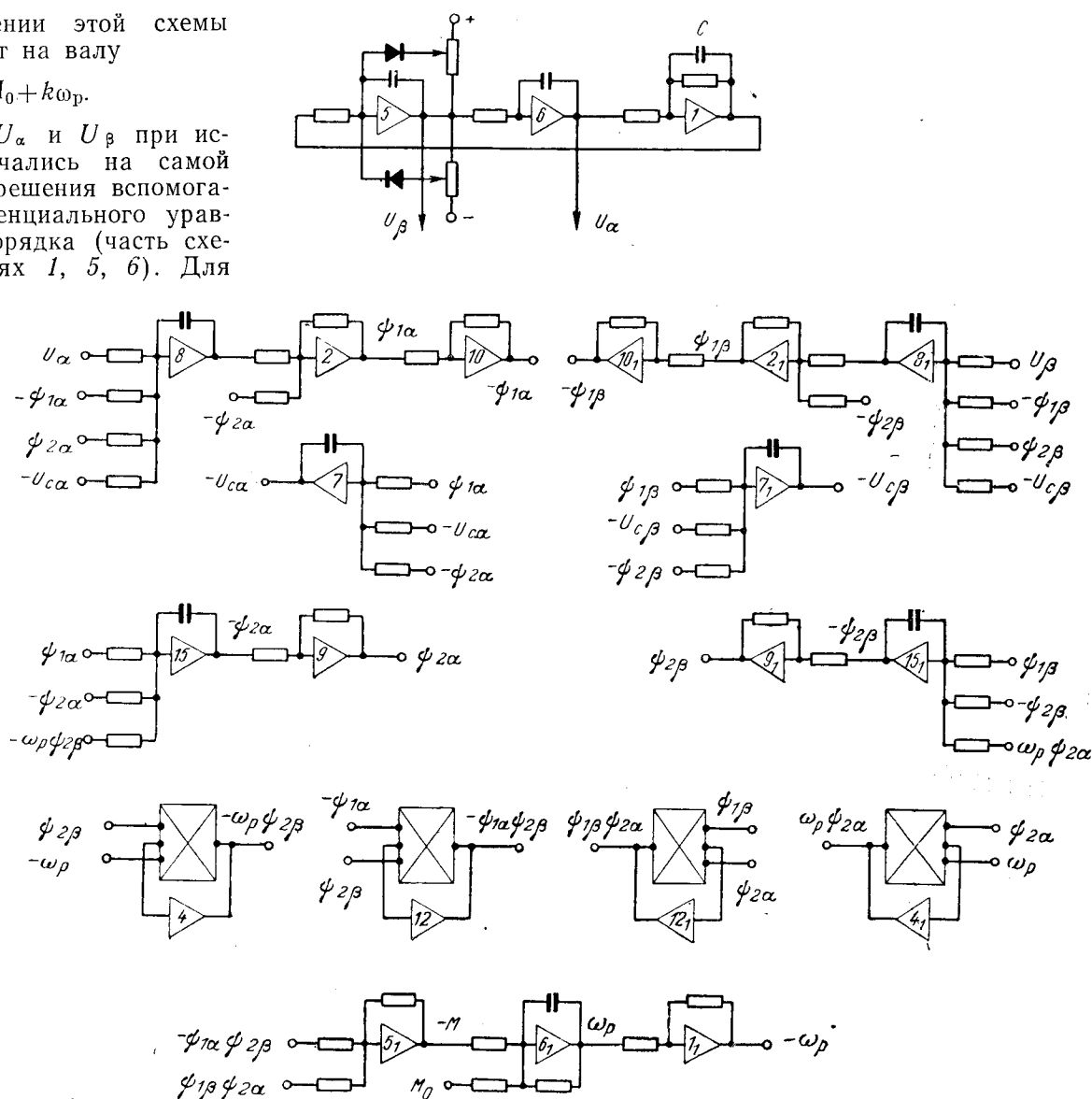


Рис. 2. Структурная схема электронной модели системы.

уменьшения погрешностей решения напряжения U_α и U_β были стабилизированы по амплитуде.

Исследование самораскачивания на АВМ производилось применительно к параметрам распределительной сети участка сланцевой шахты.

Участковая распределительная подстанция такой сети оборудована трансформатором ТМ-320/6 и питается от центральной шахтной подстанции 35/6 кВ воздушной линией электропередачи длиной 0,5—3,0 км. Низковольтный кабель от трансформатора до распределительного пункта участка имеет длину 0,15—0,65 км.

Асинхронный короткозамкнутый двигатель ЭДК-4-1 врубмашины «Урал», имеющий наибольшую мощность, включен в конце сети и характеризуется следующими техническими данными:

$$P_n = 88 \text{ кВт}; U_n = 380 \text{ в}; I_n = 174 \text{ а}; I_n = 765 \text{ а};$$

$$\eta_n = 91,7\%; \cos \varphi_n = 0,84; n_n = 1,475 \text{ об/мин}; I_0 = 41 \text{ а};$$

$$M_n = 58 \text{ кгм}; M_m = 92 \text{ кгм}; GD^2 = 4,5 \text{ кгм}^2.$$

Для обобщения результатов исследования и упрощения количественных расчетов исследование проводилось, как указано ранее, в системе относительных единиц.

При этом за базисные величины приняты:

$$U_6 = \sqrt{2} U_{\phi.n} = 311 \text{ в}; I_6 = \sqrt{2} I_{\phi.n} = 246 \text{ а};$$

$$Z_6 = \frac{U_6}{I_6} = 1,26 \text{ ом}; P_6 = S_n = 3U_{\phi.n} I_{\phi.n} = 115 \text{ 000 ва};$$

$$\omega_6 = 314 \text{ 1/сек}; t_6 = \frac{1}{314} \text{ сек};$$

$$M_6 = \frac{P_6}{\omega_6} = 366 \text{ нм}; J_6 = p^2 \frac{P_6}{\omega_6^3} = 14,8 \cdot 10^{-3} \text{ вт} \cdot \text{сек}^2.$$

Тогда

$$T_m = \frac{GD^2}{4J_6} = 76;$$

$$T_J = \frac{T_m}{\omega_6} = 0,242 \text{ сек},$$

где J_6 — базисный момент инерции эквивалентной двухполюсной машины;

T_J — постоянная инерции машины.

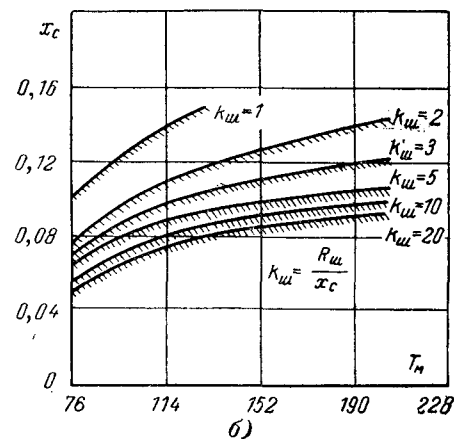
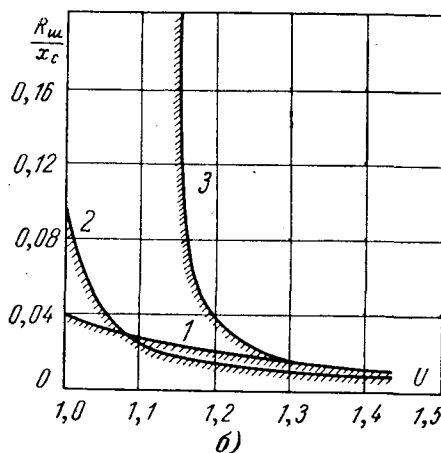
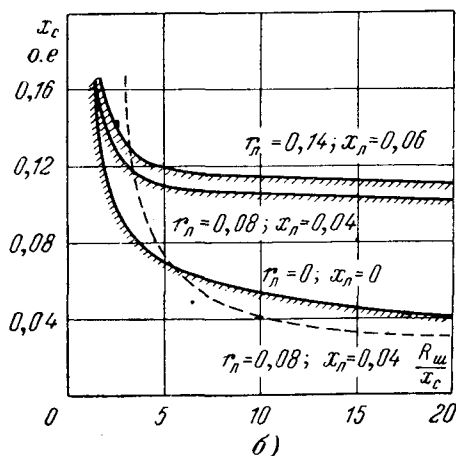
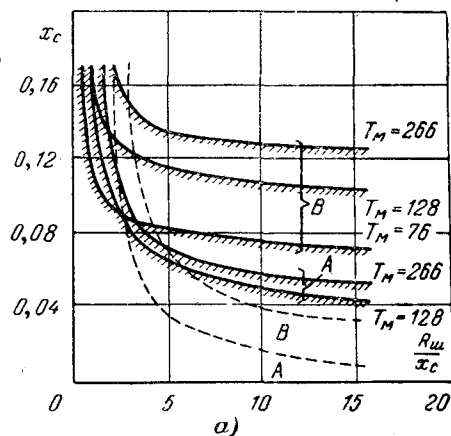
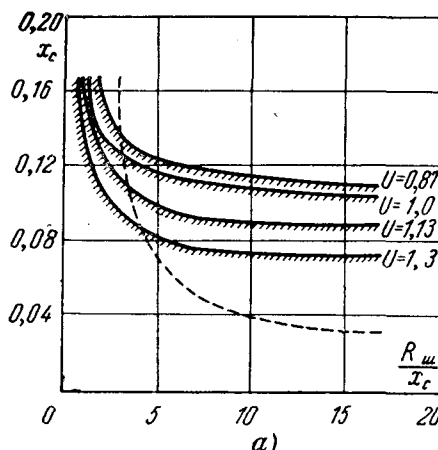
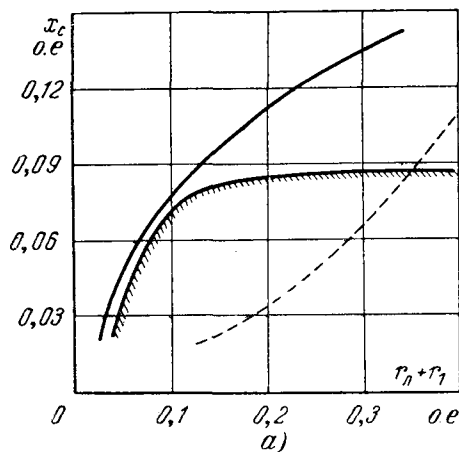


Рис. 3. Границы области самораскачивания.

а — $x_n=0$; $R_{ш}=\infty$; $U=1$; $T_M=128$;
б — $U=1$, $T_M=128$.

Рис. 4. Влияние напряжения на самораскачивание.

а) $r_n=0.08$, $x_n=0.04$, $T_M=128$, $M_c=0$;
б) 1 — $x_c=0.12$, $r_n=0.08$, $x_n=0.04$, $T_M=128$, $M_c=0$; 2 — $x_c=0.08$, $r_n=0.08$, $x_n=0.04$, $T_M=76$, $M_c=0$; 3 — $x_c=0.08$, $r_n=0.08$, $x_n=0.04$, $T_M=76$, $M_c=0.5$.

Рис. 5. Влияние махового момента.

а) А — $r_n=0$, $x_n=0$, $U=1$; В — $r_n=0.08$, $x_n=0.04$, $U=1$;
б) $r_n=0.08$, $x_n=0.04$, $U=1$.

По опытным данным холостого хода и короткого замыкания параметры двигателя в относительных единицах приняты равными:

$$r_1=r_2=0.05, x_s=x_r=3.6, x_m=3.5.$$

Сопротивления предвключенных элементов от шин центральной подстанции до зажимов двигателя ЭДК-4-1, соответствующие минимальной длине сети, равны: $r_n=0.08$, $x_n=0.04$.

Значения этих же сопротивлений, соответствующие максимальной длине сети, равны: $r_n=0.14$, $x_n=0.06$.

При исследовании самораскачивания на АВМ было рассмотрено влияние следующих факторов: сопротивления предвключенных элементов, напряжения сети, махового момента вращающихся частей, емкости конденсаторов УПК и сопротивления, шунтирующего конденсаторы.

В процессе исследования были определены границы областей самораскачивания при различных параметрах системы и значения параметров, полностью исключающих возможность самораскачивания.

Предельная величина емкостного сопротивления конденсаторов УПК ограничивалась $x_c=0.16$. В этом случае рабочая часть механической характеристики двигателя в исследуемом диапазоне других параметров располагается выше области самовозбуждения.

Исследование на АВМ проводилось следующим образом.

При каждом сочетании параметров на АВМ воспроизводился запуск двигателя вхолостую или при небольшой нагрузке и определялось поведение системы в процессе и после запуска, а также устойчивость режима. Если после запуска двигателя наблюдались устойчивые колебания при скоростях, близких к синхронной, то параметры изменялись до тех пор, пока режим не получался устойчивым без самораскачивания.

Так были определены границы областей самораскачивания при различных параметрах системы, приведенные на рис. 3, 4 и 5. Одновременно с проверкой на самораскачивание для контроля проводилась проверка и на самовозбуждение.

С этой целью механические характеристики нагрузки $M_c=M_0+k\omega_r$ задавались такими, чтобы обеспечивалась работа двигателя в зоне самовозбуждения, т. е. при $\omega_{кр} > \omega_r > \omega_{1кр}$.

Затем, как и в первом случае, определялись параметры, полностью исключающие возможность возникновения самовозбуждения.

Так были получены границы области самовозбуждения, изображенные на рис. 3, 4 и 5 пунктирными линиями.

Устойчивой работе двигателя без самовозбуждения и самораскачивания соответствуют области, расположенные ниже пунктирных и сплошных кривых на рис. 3, 4 и 5.

Основные результаты исследования режима самораскачивания заключаются в следующем.

При отсутствии активного сопротивления в цепи статора $r = r_{\Sigma} + r_1 = 0$ самораскачивание невозможно. В этом случае двигатель, проходя при разбеге область самовозбуждения, даже при запуске вхолостую и малых значениях x_c , возбуждается и застревает на пониженной скорости вращения.

Влияние активного сопротивления $r_{\Sigma} + r_1$ на самораскачивание показано на рис. 3. Области, расположенные ниже кривых со штриховкой, соответствуют устойчивой работе асинхронного двигателя при запуске вхолостую. Непосредственно за границей области самораскачивания в системе развиваются затухающие колебания. По мере удаления от границы с увеличением x_c колебания становятся незатухающими, амплитуда их возрастает. В области, расположенной выше сплошной кривой на рис. 3,а, при запуске вхолостую возникает самовозбуждение.

Как видно из рис. 3,а, б наиболее существенное влияние на самораскачивание активное сопротивление оказывает при значениях $r < 0,1 = 2r_1$. В этом случае с увеличением r существенно увеличивается значение x_c , при котором становится возможным самораскачивание. Дальнейшее увеличение активного сопротивления практически не оказывает демпфирующего действия и граничное значение x_c возрастает медленно.

Индуктивное сопротивление x_L оказывает на самораскачивание демпфирующее действие, что следует из сопоставления рис. 3,а и б.

Анализ влияния r_L и x_L показывает, что оценка действия предвключенных элементов отдельно, независимо от других факторов, на модели и в реальной сети практически невозможна, ибо изменение сопротивлений r_L и x_L связано с изменением напряжения на зажимах двигателя, изменением скольжения и других величин, определяющих режим работы двигателя.

Сравнивая области устойчивой работы по самораскачиванию и самовозбуждению, следует отметить, что самовозбуждение при тех же параметрах сети возможно при $x_c \geq 0,03$, т. е. при значительно меньших емкостных сопротивлениях. Однако эта возможность определяется еще и механическими характеристиками рабочих механизмов [Л. 5].

Напряжение сети также оказывает заметное влияние на самораскачивание. Графики, приведенные на рис. 4, показывают, что увеличение напряжения существенно повышает вероятность самораскачивания, область устойчивой работы при всех значениях шунтирующих сопротивлений уменьшается.

Уменьшение напряжения в некоторых пределах повышает устойчивость системы по отношению к самораскачиванию. Значительное же уменьшение напряжения приводит к уменьшению вращающего момента, увеличивает время разбега и может сделать самораскачивание невозможным вследствие

возникновения самовозбуждения на пониженной скорости.

Здесь же следует отметить, что границы области самовозбуждения при неучете насыщения магнитной цепи от напряжения не зависят (пунктирная кривая на рис. 4,а).

Влияние нагрузки двигателя на самораскачивание показано на рис. 4,б. Кривые 1 и 2 этого рисунка получены при отсутствии тормозного момента на валу двигателя $M_c = 0$.

Кривая 3 при $M_c = 0,5$ показывает, что тормозной момент на валу двигателя способствует устранению самораскачивания. Если тормозной момент имеет составляющую $M_c = k\omega_p$, то при прочих равных условиях самораскачивания затухают быстрее.

На самовозбуждение тормозной момент оказывает противоположное действие, так как увеличение момента связано с увеличением времени разбега двигателя, что способствует самовозбуждению его. При уменьшении момента время разбега сокращается и двигатель проходит область самовозбуждения.

Влияние махового момента наиболее заметно проявляется при значениях, составляющих 1,5 собственного махового момента двигателя (рис. 5).

Дальнейшее увеличение махового момента расширяет область устойчивой работы в меньшей степени. Сопоставление кривых А и В на рис. 5,а показывает, что наиболее эффективно увеличение махового момента расширяет область устойчивой работы при наличии предвключенных сопротивлений (кривые В). При отсутствии предвключенных сопротивлений (кривые А) область устойчивой работы расширяется в меньшей степени.

Двигатели врубных машин, как известно, имеют меньший диаметр ротора, чем обычные короткозамкнутые асинхронные двигатели. Поэтому их маховые моменты при прочих равных условиях относительно меньше, вследствие чего наиболее вероятно самораскачивание именно этих двигателей.

Этому же способствует и отсутствие жесткой связи двигателей с рабочими механизмами в случае применения гидромuft (врубные машины «Урал», скребковые конвейеры СП и др.).

Влияние момента инерции на самовозбуждение коренным образом отличается от влияния на самораскачивание. Так, при увеличении момента инерции увеличивается время разбега двигателя и, как следствие этого, повышается вероятность самовозбуждения. Основные же параметры режима самовозбуждения в этом случае не изменяются, уменьшается лишь амплитуда колебаний скорости, вызванных периодической составляющей момента. Границы области самовозбуждения, изображенные на рис. 5,а пунктирными линиями А и В от момента инерции не зависят.

Уменьшение шунтирующих сопротивлений увеличивает область устойчивой работы, однако, при этом уменьшается степень компенсации потери напряжения и растут потери энергии в УПК (рис. 5,б). Выбор величины шунтирующих сопротивлений должен быть поэтому оценен и с экономической точки зрения по потерям энергии и степени компенсации.

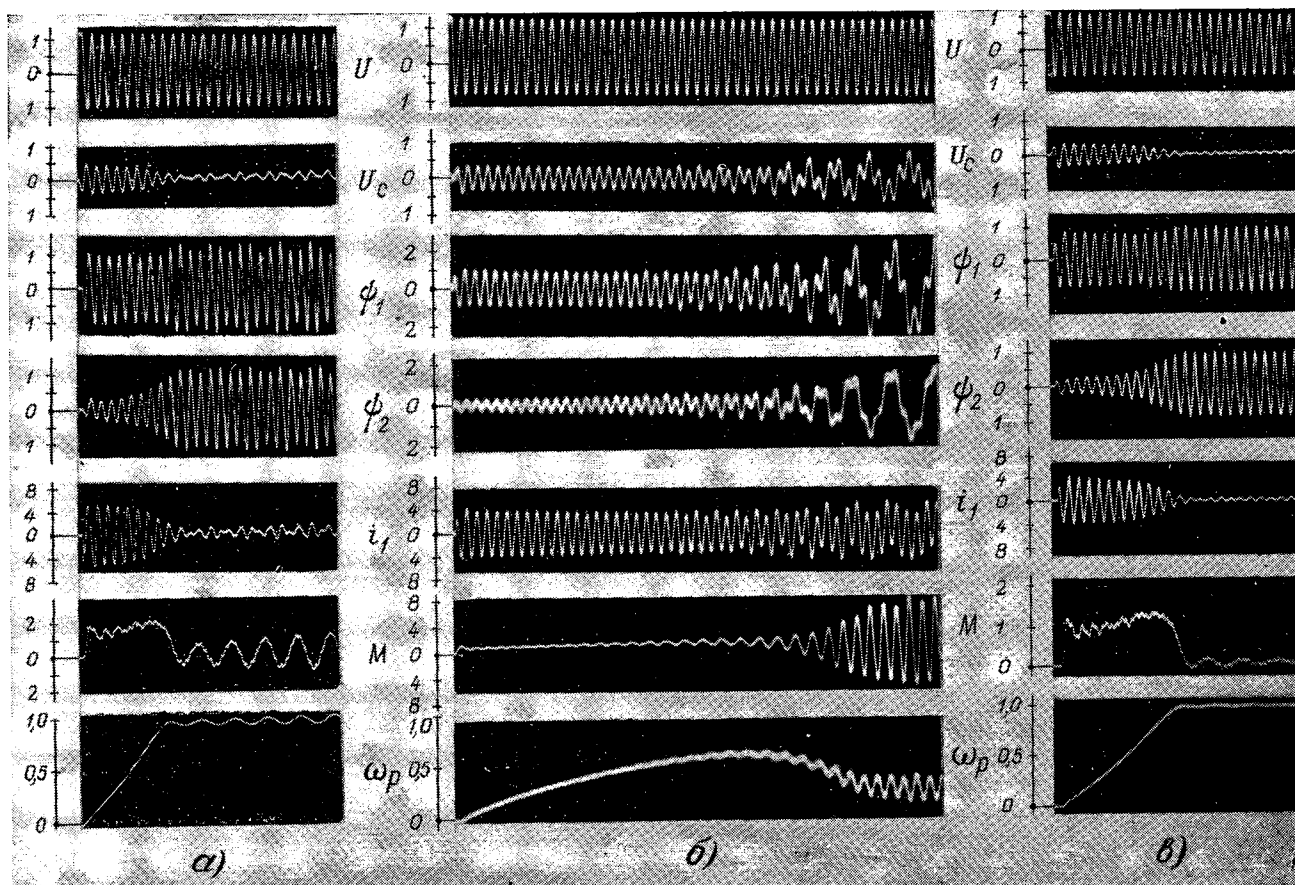


Рис. 6. Осциллограммы переходных процессов в сети с УПК при запуске двигателя.

$$r_d=0,08, x_d=0,04, x_c=0,08, R_{ш}=\infty, T_M=76.$$

а — $U=1,15$ пуск вхолостую и самораскачивание; б — $U=1,0$ пуск под нагрузкой и самовозбуждение; в — $U=1,0$ пуск вхолостую.

Характер протекания переходных процессов в исследуемой системе иллюстрируется осциллограммами рис. 6. Параметры системы в случаях а, б, в оставались неизменными, изменялась лишь величина напряжения U и момента на валу M_c . При напряжении $U=1,15$ после запуска двигателя вхолостую в системе, как видно из рис. 6,а, возникает устойчивый режим самораскачивания. Средняя скорость вращения двигателя при этом равна синхронной, частота колебаний составляет около 0,34, амплитуда колебаний достигает $\Delta\omega_p=0,05$. Вращающий момент двигателя при среднем значении, равном нулю, имеет переменную составляющую, которая изменяется с той же частотой при максимальном значении $M_m \approx 1$. Колебания напряжения U_c потокосцеплений Ψ_1 и Ψ_2 , а также тока i_1 в рассматриваемом случае сравнительно невелики.

Запуск двигателя при нагрузке $M_c=0,25+1,4\omega_p$ и $U=1,0$ (рис. 6,б) при тех же прочих параметрах приводит к самовозбуждению двигателя с застреванием на пониженной скорости. При разбеге двигатель достигает скорости, равной $\omega_p=0,6$. За это время в системе развиваются свободные колебания, создающие дополнительный тормозной момент, и скорость вращения снижается. Установившийся режим самовозбуждения характеризуется пониженной скоростью, соответствующей нижней

скоростной границе $\omega_p=0,25$. Частота колебаний скорости и момента при самовозбуждении составляет около 0,74, что почти в 2,2 раза больше, чем при самораскачивании.

Амплитуда колебаний скорости и момента составляет соответственно $\Delta\omega_p=0,12$; $\Delta M_m \approx 7,0$. Самовозбуждение, как видно из рис. 6,б, сопровождается значительным увеличением тока i_1 , напряжения U_c и потокосцеплений Ψ_1 и Ψ_2 .

Характер изменения отдельных величин при самовозбуждении существенно отличается от изменения тех же величин при самораскачивании. Последнее объясняется значительной разницей в частотах колебаний. Появление переменной составляющей в моменте приводит к возникновению при самораскачивании и особенно при самовозбуждении резких динамических усилий, вредно отражающихся на работе привода. На рис. 6,в представлены осциллограммы запуска двигателя в той же системе вхолостую при $U=1,0$. В этом случае наблюдается только несколько незначительных и быстро затухающих колебаний скорости и момента.

Включение емкости последовательно с асинхронным двигателем существенно уменьшает переменную составляющую переходного момента в процессе разбега двигателя. Это, наряду с увеличе-

нием пускового момента, является одним из положительных свойств продольной емкостной компенсации потерь напряжения.

Выводы. 1. Самораскачивание представляет собой нарушение электромеханической устойчивости асинхронных двигателей в сетях с последовательными конденсаторами и может наблюдаться при скоростях, выходящих за пределы области самовозбуждения.

2. Влияние напряжения, нагрузки на валу и момента инерции на самораскачивание коренным образом отличается от влияния этих же величин на самовозбуждение.

3. Предложенная схема электронной модели обеспечивает устойчивую работу при минимальном количестве решающих элементов и позволяет исследовать как области устойчивости, так и характер переходных процессов в системе.

Результаты исследований подтверждаются испытаниями УПК на участке сланцевой шахты. При $x_c=0,07$ во время работы УПК не наблюдалось самораскачивания отдельно работающих двигателей, а также самовозбуждения их. Несколько слу-

чаев самораскачивания было отмечено только при одновременной работе всех электродвигателей участка и повышенном напряжении в системе.

Литература

1. Голован А. Т. и Чжан Чан-шен, Механическое качание асинхронной машины при ее работе с последовательными конденсаторами, «Электричество», 1962, № 10.

2. Веников В. А. и др., Самовозбуждение и самораскачивание в электрических системах, изд-во «Высшая школа», 1964.

3. Бауман В. Г., Иванов О. В. и Комаров Б. И., Самовозбуждение асинхронных двигателей с последовательными конденсаторами, «Электричество», 1961, № 5.

4. Ковач и Рац И., Переходные процессы в машинах переменного тока, Госэнергоиздат, 1963.

5. Бауман В. Г. и др., Механические свойства асинхронных двигателей в рудничных сетях с последовательными конденсаторами, Записки Ленинградского горного института, изд-во «Недра», вып. 1, 1966, т. LIII.

6. Иванов О. В. и др., Установка продольно-емкостной компенсации в распределительной сети шахты, «Промышленная энергетика», 1966, № 5.

7. Петров Л. П. и Ладензон В. А., Формирование пусковых процессов асинхронных двигателей включением сопротивлений в цепь статора, «Электричество», 1967, № 12.

[6.9.1968]



УДК 621.3

Определение математического ожидания ущерба в объединенной энергосистеме методом статистических испытаний

Канд. техн. наук доц. Н. А. КАЗАК, канд. матем. наук Б. И. АЛЕЙНИКОВ
и инж. М. Б. ЛОГИНОВ

Москва

Введение. Во Всесоюзном научно-исследовательском институте электроэнергетики были разработаны методика, алгоритм и программа для расчета на электронных цифровых вычислительных машинах математического ожидания ущерба из-за аварийного недоотпуска электроэнергии в концентрированной энергосистеме и в объединенной энергосистеме радиальной конфигурации. Вычисление математического ожидания ущерба требуется для определения резерва в отдельной энергосистеме или их объединении на основании анализа величины расчетных затрат на установку резерва. Этому условию отвечает минимум расчетных затрат, составной частью которых является ущерб от аварийного недоотпуска электроэнергии.

В действительности объединенные энергосистемы имеют произвольную конфигурацию и состоят из концентрированных узлов мощности и нагрузки, соединенных произвольным числом межсистемных и внутренних линий с ограниченной пропускной способностью (например, по условиям устойчивости). С целью минимизации ущерба в объединенной энергосистеме при аварийном отключении

генераторов соответствующее потокораспределение по линиям предполагается обеспечивать введением добавочных э. д. с. продольного и поперечного направления (регулируемые трансформаторы, бустеры продольного и поперечного регулирования, конденсаторы и т. п. [Л. 1]). До массового применения средств регулирования фазы и величины напряжения данный метод оптимизации может рассматриваться ступенью к подготовке к дальнейшим разработкам, связанным с более широким внедрением этих средств. Учитывая принудительный характер потокораспределения мощностей по линиям, представляется возможным рассматривать данную задачу как транспортную [Л. 2].

Широкое применение средств организации принудительного потокораспределения становится все более актуальной задачей, так как это является необходимым условием достижения оптимального режима. Вместе с тем, необходимо учитывать аварийное выпадение межсистемных линий, т. е. принимать во внимание с определенными вероятностями нулевые пропускные способности связей.

Типичная схема объединенной энергосистемы,

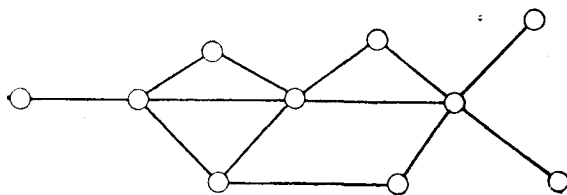


Рис. 1.

состоящей из нескольких концентрированных систем, соединенных произвольным числом межсистемных линий, приведена на рис. 1. Понятие «концентрированная энергосистема» является условным, и под концентрированной энергосистемой понимается такая система, в которой вероятность дефицита мощности из-за отключения линии передач мала и с ней можно не считаться, а связи между отдельными узлами системы не накладывают ограничений на потоки мощности в нормальных и аварийных режимах работы.

Алгоритм расчета математического ожидания народнохозяйственного ущерба в энергообъединении методом статистических испытаний. Теоретическое обоснование применения метода статистических испытаний (метод Монте-Карло) для определения величины резерва в энергосистемах излагалось ранее [Л. 3—6]. Основные положения алгоритма расчета математического ожидания народнохозяйственного ущерба в энергообъединении методом статистических испытаний состоят в следующем.

Каждая концентрированная система состоит из l групп генерирующих агрегатов. Деление на l групп производится, исходя из одинаковости единичной мощности, вероятности аварийного простоя и длительности планового ремонта агрегатов каждой группы. Нагрузка системы задана суточными графиками для каждого из k периодов года и средним квадратическим отклонением. Для всех концентрированных систем предварительно вычисляются мощности агрегатов, находящихся в плановом ремонте в каждый из периодов года, функции распределения располагаемых мощностей агрегатов каждой из групп, вычисляемые по закону Пуассона или биномиальному, и функции распределения нерегулярных колебаний нагрузки. Подробное описание перечисленных расчетов приведено ранее [Л. 6]. Линии заданы своими пропускными способностями $\bar{N}_{ij}$ и вероятностями аварийного простоя.

Вычисление математического ожидания ущерба в энергообъединении методом статистических испытаний (метод Монте-Карло) заключается в следующем.

Берется случайное число R от датчика случайных чисел, равномерно распределенных в интервале 0—1, и по функции распределения располагаемых мощностей первой группы агрегатов одной из концентрированных систем определяется располагаемая мощность этой группы. Подобная операция повторяется l раз. В результате получаем суммарную располагаемую мощность агрегатов i -й концентрированной системы.

Из последовательности случайных чисел, равномерно распределенных в интервале 0—1, с помощью специальных преобразований [Л. 7] получается по-

следовательность нормально распределенных чисел с параметрами 0; 1 (математическое ожидание $a=0$, среднее квадратичное отклонение $\sigma=1$). Умножая полученное таким образом число на среднее квадратичное отклонение нагрузки i -й системы, получим величину отклонения нагрузки от графика $\Delta N_{\text{нагр}}$.

Подсчитываются часовые дефициты мощности i -й энергосистемы для графика нагрузки первого периода:

$$N_i = N_{\text{нагр}} + \Delta N_{\text{нагр}} + N_{\text{пл.рем}} - N_{\text{расп}},$$

где $N_{\text{нагр}}$ — мощность нагрузки в данный час суток, *Мвт*;

$\Delta N_{\text{нагр}}$ — величина нерегулярного отклонения нагрузки, *Мвт*;

$N_{\text{пл.рем}}$ — мощность, выведенная в плановый ремонт, *Мвт*;

$N_{\text{расп}}$ — располагаемая мощность системы, *Мвт*. Аналогично определяются часовые дефициты каждой из n систем энергообъединения.

В итоге по всем узлам энергообъединения получаются часовые дефициты (избытки) мощности для графика нагрузки первого периода. Задача заключается в том, чтобы посредством задания оптимальных перетоков по линиям связи минимизировать суммарные часовые ущербы энергообъединения. Нахождение оптимального часового ущерба объединения из n систем состоит в минимизации функции:

$$Y_{\text{ч}} = \sum_{i=1}^n Y_i N_{di} \text{ при } N_{\text{уст } i} \geq N_{di} > 0,$$

где

$$N_{di} = N_i - \sum_{j=1}^n N_{ij} \text{ при } |N_{ij}| \leq \bar{N}_{ij};$$

$Y_{\text{ч}}$ — ущерб энергообъединения за час, *руб/Мвт*;

Y_i — удельный ущерб i -й системы за час, *руб/Мвт · час*;

N_{di} — дефицит мощности i -й системы после перетока избытков мощности по линиям связи, *Мвт*;

N_i — часовой дефицит (или избыток) мощности i -й системы, полученный в итоге первого этапа расчета, *Мвт*;

N_{ij} — мощность, протекающая по связи между системами i и j , *Мвт*;

$\bar{N}_{ij}$ — пропускная способность связи между системами i и j , *Мвт*;

$N_{\text{уст } i}$ — установленная мощность i -й системы, *Мвт*.

Необходимо указать на то, что величины пропускных способностей линий $\bar{N}_{ij}$ могут с определенными вероятностями принимать нулевые значения (учет аварийного выпада линий).

По полученным значениям ущербов $Y_{\text{ч}}$ вычисляется ущерб за сутки:

$$Y_{\text{с}} = \sum_{i=1}^{24} Y_{\text{ч}} > 0.$$

Расчет повторяется k раз, т. е. для каждого периода года с различными графиками нагрузки.

Затем вычисляется ущерб за год:

$$Y_r = \sum_{i=1}^k Y_{ci} t_i,$$

где t_i — число рабочих дней в каждом периоде.

Операции по перечисленным выше пунктам повторяются w раз, и вычисляется математическое ожидание ущерба:

$$M_{|y|} = \frac{\sum_1^w Y_r}{w}.$$

Число w выбирается во время расчета таким образом, чтобы погрешность в определении математического ожидания ущерба не превышала заданной величины.

Контроль точности расчета ведется по формуле [Л. 8]:

$$\sqrt{\frac{D}{\varepsilon w}} \leq \delta,$$

где δ — допустимая величина ошибки, обычно принимаемая равной $(0,01-0,05) M_{|y|}$;

D — дисперсия величины $M_{|y|}$ (вычисляется в процессе расчета);

ε — вероятность ошибки, большей δ .

Число испытаний w определяется заданной точностью расчета (так при величине $\delta=0,03 M_{|y|}$, количество испытаний w колеблется в пределах 200—300).

Минимизация часовых ущербов энергообъединения с помощью итерационного метода локальных вариаций. Предварительно раскроем математическую постановку задачи. Рассматривается энергообъединение, состоящее из n концентрированных энергосистем. В начальный момент в каждой i -й системе находится некоторый дефицит мощности N_i . Дефицит N_i может быть как положительным (т. е. дефицит в буквальном смысле слова), так и отрицательным (т. е., если $N_i < 0$, то в i -м пункте имеется избыток мощности). Все пункты системы объединены некоторой сетью коммуникаций, по которым может передаваться мощность. Пропускная способность каждой линии передачи ограничена сверху числом $\bar{N}_{ij} = \bar{N}_{ji} > 0$, где индексы указывают, откуда и куда передается мощность. В дальнейшем удобно считать, что мощность передается из данного пункта независимо от того, действительно ли она передается из него или, наоборот, поступает в этот пункт. Поэтому вводим отрицательные передачи и полагаем $N_{ij} = -N_{ji}$. Если $N_{ij} < 0$, то это означает, что мощность $|N_{ij}|$ передается из j -го пункта в i -й. Если в итоге оптимизации получается дефицит N_{di} (в отличие от начального дефицита, который обозначался через N_i), то налагается штраф, равный $Y_i N_{di}$, если $N_{di} > 0$, и нулю, если $N_{di} \leq 0$.

В итоге требуется минимизировать величину суммарного штрафа в энергообъединении.

Предлагаемый ниже алгоритм решения задачи минимизации ущерба с кусочно-линейными штрафами можно назвать «методом локальных вариаций». По своей основе он наиболее близок к дина-

мическим методам. Впервые, насколько нам известно, подобный метод применялся для решения экономических задач, носящих многовариантный характер [Л. 2]. Позднее этот метод использовался для решения задач механики управляемых систем [Л. 10 и 11].

Сущность метода заключается в замене исходной сложной задачи последовательностью более простых задач, названных ранее [Л. 10] «элементарными операциями» (в настоящей статье соответствующие элементы алгоритма именуются «элементарными задачами»). Задача построения элементарной операции состоит в разработке алгоритма выбора управления, оптимальным образом переводящего систему из одного состояния в другое, близкое состояние. Ранее указывалось, что не всегда удается произвести эффективное описание элементарной операции [Л. 11]. В разбираемом нами случае это удалось сделать. В применении к рассматриваемому случаю речь идет об определении оптимального перераспределения дефицитов мощности в радиальной схеме, которая является малой частью общей сети.

Заметим, что термин «динамическое программирование» трактуется рядом авторов весьма произвольно [Л. 10 и 11], и обсуждаемая процедура непосредственной связи с классической схемой Беллмана [Л. 12] не имеет. Она связана с методами организованного перебора. Действительно, метод локальных вариаций не является часто динамическим методом, но он тесно с ним связан и фактически может рассматриваться как частный случай известного метода «трубок» [Л. 13].

Применение итерационного метода локальных вариаций покажем на примере типичного энергообъединения, схема которого приведена на рис. 1.

Пронумеруем все концентрированные системы в произвольном порядке. (При обходе конкретного энергообъединения составляющие системы нумеруются в порядке убывания величины Y_{oi} [Л. 1]). Схема энергообъединения с пронумерованными узлами показана на рис. 2. Разобьем энергообъединение на несколько элементарных (радиальных) схем. Первая радиальная схема (рис. 3,а) представляет собой узел 1 и все пункты, непосредственно соединенные с ним линиями передачи. Такowymi являются пункты 2, 3, 6 и 7. Затем составляем аналогичную схему с узлом в системе 2. Заметим, что если в числе непосредственно соединенных с пунктом 2 есть пункт 1, то последний исключается, как если бы он не был соединен с этим пунктом. Вторая радиальная схема представлена на рис. 3,б.

Ввиду того, что п. 3 соединен непосредственно лишь с п. 1, радиальная схема с узлом в п. 3 рас-

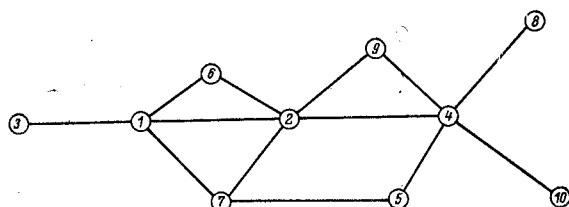


Рис. 2.

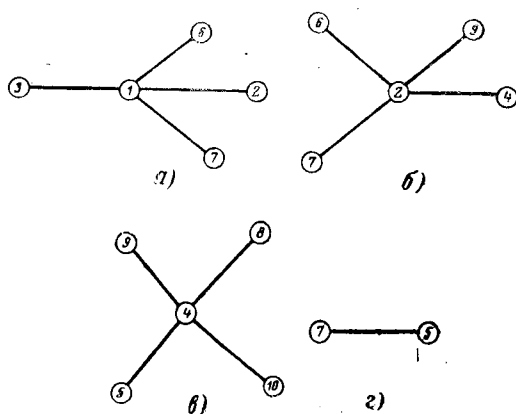


Рис. 3.

смагиваться не будет. На рис. 3,б показана радиальная схема с узлом в п. 4. Пункт исключается из рассмотрения, так как он уже был узлом в предыдущей схеме.

Пункт 5 соединен непосредственно с п. 4 и 7. Пункт 4 из рассмотрения исключается аналогично тому, как в предыдущей схеме исключался п. 2. Радиальная схема с узлом в п. 5 представлена на рис. 3,г. Ввиду того, что п. 6, 7, 9 и 10 непосредственно соединены лишь с теми, которые уже были узлами в предыдущих конфигурациях (1, 2, 4 и 5), схемы с узлами в этих пунктах исключаются из рассмотрения.

Первая итерация представляет собой последовательные оптимизации часовых ущербов в каждой из элементарных (радиальных) схем. Назовем эти оптимизации решениями элементарных задач. Способ решения элементарной (радиальной) задачи будет рассмотрен ниже.

Предполагаем, что решена элементарная задача для схемы, показанной на рис. 3,а. Вместо начальных дефицитов (избытков) мощности N_i получим в п. 1, 2, 3, 6 и 7 значения N_i^* . Эти значения будут найдены в итоге перетоков мощности N_{i1} из п. 2, 3, 6 и 7 в п. 1.

Ввиду того, что п. 6 и 7 входят также и во вторую схему, то исходными данными для второй элементарной задачи будут начальные дефициты N_i в п. 2, 4 и 9 и полученные в итоге решения первой задачи дефициты N_i^* в п. 6 и 7. Организуя оптимальные перетоки N_{i2} по линиям связи, соединяющим узел 2 с п. 4, 6, 7 и 9, получим новые значения дефицитов (избытков) в системах N_i^{**} . Аналогично вычисляются оптимальные перетоки в остальных элементарных схемах. На этом первая итерация кончается.

В итоге вычисляются для всех систем часовые дефициты (избытки) N_{oi}^1 (индекс сверху обозначает, что значения дефицитов являются результатом 1-й итерации).

Выражение

$$\sum_{i=1}^{i=n=10} Y_i N_{oi}^1 \text{ при } N_{oi}^1 > 0$$

представляет собой часовой ущерб энергообъединения, вычисленный в итоге первой итерации. Оче-

видно, что эта величина меньше ущерба, который имелся при начальных (неоптимизированных) значениях дефицитов N_i .

В результате первой итерации как бы уменьшились пропускные способности линий в определенных направлениях. Если по линии с пропускной способностью $\bar{N}_{ij}$ передается мощность N_{ij} , то очевидно, что пропускная способность линии в направлении от i к j как бы стала равной $\bar{N}_{ij} - N_{ij}$, что необходимо учесть при второй итерации. Поэтому перед решением первой элементарной задачи второй итерации необходимо осуществить обратные перетоки мощности N_{i1} (i_1 равно 2, 3, 6, 7). После решения первой элементарной задачи, когда будут получены исходные данные для второй (новые значения дефицитов в узлах 6 и 7), подобный обратный переток необходимо осуществить и для системы, изображенной на рис. 3,б. Аналогично следует поступать при решении последующих элементарных задач. Последующие итерации осуществляются подобным же образом. Завершающей будет та итерация, результат которой равняется результату предыдущей. Для не слишком сложных задач расчет, как правило, ограничивается двумя итерациями.

Оценка сходимости метода, обоснование применения и численный пример решения конкретной задачи опубликованы ранее в [Л. 1]. Рассмотрим подробнее усовершенствованный способ решения элементарной (радиальной) задачи.

Использование условного усовершенствованного способа расчета элементарной задачи представляется наиболее удобным и простым для программирования на цифровых вычислительных машинах. Решение оптимальной задачи представляет собой оптимизацию радиального энергообъединения (схема показана на рис. 3).

Считаем, что каждая энергосистема либо отдает в узел ту часть избытка мощности, которую позволяет передавать линия, соединяющая эту систему с узлом, либо берет из узла ту часть дефицита мощности, которую пропускает линия. Отсюда следует, что расчет нужно вести по следующей схеме.

Часовой дефицит мощности i -й системы N_i сравнивается по абсолютной величине с пропускной способностью линии, соединяющей ее с узлом. Для схемы, показанной на рис. 3,а, пропускная способность i -й радиальной линии будет обозначаться $\bar{N}_{i1}$, так как узлом здесь является п. 1.

Если $|N_i| \leq |\bar{N}_{i1}|$, то весь дефицит или избыток мощности как бы переносится в узел со своим знаком. Дефицит или избыток мощности в системе становится равным нулю, а в узле он увеличивается на значение N_i . Если же $|N_i| > |\bar{N}_{i1}|$, то в узел переносится мощность, равная $\bar{N}_{i1}$ со своим знаком. В i -й системе остается дефицит (или избыток) мощности, уменьшенный на величину $\bar{N}_{i1}$, а в узле он увеличивается на то же значение. В итоге этих операций суммарный дефицит объединения станет равным минимуму, так как каждая система (включая узловую) отдаст свой избыток или покроет свой дефицит, насколько это возможно по пределам пропускных способностей линий.

В частном случае, когда все системы имеют одинаковую величину удельного ущерба U_i , реше-

ние элементарной задачи на этом заканчивается, так как в этом случае безразлично, в какой системе окажется тот или иной дефицит, а необходимо лишь минимизировать суммарный дефицит энергообъединения. Однако в общем случае необходим второй этап решения элементарной задачи, который заключается в следующем.

Если величина дефицита мощности узла, оказавшегося в итоге первого этапа расчета, положительна, то необходимо распределить его по системам с меньшими значениями удельного ущерба U_i . Как было указано выше, нумерация пунктов исходного энергообъединения производится в последовательности, обратной величинам удельного ущерба, т. е. $U_{i+1} < U_i$. Поэтому для любой радиальной задачи максимальный удельный ущерб будет в узловой системе ввиду того, что узлы для радиальных схем выбираются в порядке нумерации пунктов. Так для схемы, изображенной на рис. 3,а, наибольший удельный ущерб будет в 1-м узле, а наименьший — в 7-м узле.

Отсюда следует, что в схеме 3,а дефицит узла необходимо переводить сначала в п. 7, а затем в п. 6, 3 и 2.

При решении рассматриваемой задачи представляется возможным пропустить по каждой линии обратно всю переданную ранее в направлении к узлу мощность плюс мощность, равную пропускной способности линии. Суммарная мощность может принять нулевое или отрицательное значение. Это означает, что в направлении от узла к данному пункту линия предельно загружена в результате предыдущего перетока. Следовательно, такие пункты из рассмотрения исключаются.

Положительная суммарная мощность, которая должна быть пропущена от узла к тому или иному пункту системы, сравнивается с величиной дефицита мощности этого узла. Очевидно, что в случае, если дефицит мощности в узле меньше или равен сумме пропускной способности линии и «возвращаемой» мощности, то обратно передаваться будет дефицит узла, и на этом кончается решение элементарной задачи. Если же дефицит мощности в узле больше суммы пропускной способности линии и «возвращаемой» мощности, то эта суммарная мощность передается в соответствующий пункт системы. Значение дефицита мощности в данном пункте возрастает на эту величину, а в узле соответственно уменьшается. Оставшийся дефицит мощности узла передается в следующую по порядку увеличения удельного ущерба систему в соответствии с вышеуказанными правилами.

Второй этап расчета заканчивается, когда будут проверены все системы, либо если дефицит мощности в узле станет равным нулю. Необходимо также учитывать то обстоятельство, что дефицит мощности в каждой системе N_{di} не может превышать установленную мощность системы $N_{уст i}$ (хотя для типичных систем, как правило, $N_{уст i} \geq N_{di}$). Таким образом, в итоге решения элементарной задачи вычисляется минимальный суммарный дефицит мощности радиального энергообъединения и распределение его по системам с меньшими значениями удельного ущерба, что и представляет собой оптимизацию ущерба.

В том случае, если в итоге первого этапа решения элементарной задачи в узле оказался отрицательный дефицит мощности, завершается оптимизация радиального энергообъединения. Это означает, что в энергообъединении имеется избыточная мощность, которая осталась после максимального покрытия всех дефицитов. Однако для ускорения сходимости решения оптимизации всего исходного энергообъединения следует перераспределить избыток мощности узла по энергосистемам, которые рассматриваются в соседних элементарных задачах.

Перераспределение происходит аналогично второму этапу решения элементарной задачи при положительном дефиците мощности в узле, но необходимо учесть, что в этом случае перетоки энергии от узла к пунктам отрицательны.

Учет аварийного простоя линий электропередачи.

Как уже было отмечено выше, каждая линия связи может выходить из строя с вероятностью q , где q есть отношение времени аварийного простоя линии за какой-либо период времени к длительности этого периода. Последняя берется обычно равной году. Однако для более точного расчета представляется возможным брать несколько значений q — по различным климатическим периодам года. Алгоритм расчета увеличения ущерба энергообъединения вследствие аварийных простоев линий состоит в следующем.

Очевидно, что аварийный выход из строя какой-либо линии означает, что ее пропускная способность с вероятностью q приобретает нулевое значение. При этом совпадением аварийных простоев линий, проходящих по различным трассам, можно пренебречь, так как согласно данным статистики вероятность аварийного выхода линий из строя на 100 км составляет приблизительно 0,001—0,01 и, следовательно, вероятность аварийного выхода двух линий не превышает величины 0,000001—0,0001. Также представляется возможным считать, что состояния (аварийности) двух линий, проходящих по различным трассам, можно считать независимыми событиями, что нельзя распространить на две цепи одной передачи, проходящие по одной трассе. Так, например, гололед и «пляска» проводов может иметь место одновременно на обеих из них. Однако по соображениям удобства расчета для двухцепных передач вводится результирующая вероятность выхода из строя передачи в целом.

Как известно, вероятность одновременного появления нескольких независимых событий равна произведению вероятностей каждого из них. Так, если из k линий первые две находятся в аварийном простое, а остальные — в исправном состоянии, то вероятность этого полного события равна $q_1 q_2 (1 - q_3) \dots (1 - q_k)$. Подобным же образом можно выразить любое состояние линий энергообъединения. Сумма произведений, характеризующих все состояния линий, равна 1, так как она представляет собой полную вероятность состояний. Как было отмечено выше, произведение хотя бы двух вероятностей аварийного простоя линии пренебрежимо мало. Вследствие этого представляется возможным отбросить все члены, содержащие произведения

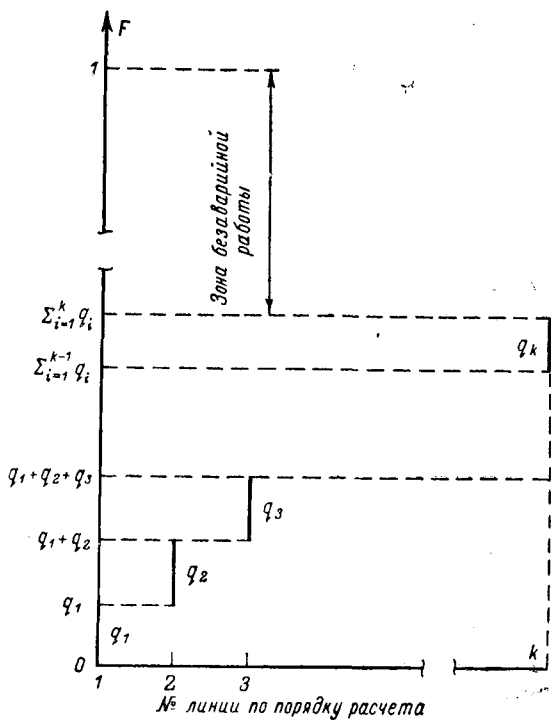


Рис. 4.

двух или нескольких q . Тогда полная вероятность состояний представляет собой выражение

$$q_1(1-q_2)\dots(1-q_k) + q_2(1-q_1)\dots(1-q_k) + \dots + q_k(1-q_1)\dots(1-q_{k-1}) + (1-q_1)(1-q_2)\dots(1-q_k) \approx 1.$$

Ввиду малости значений q , а также небольшого числа линий энергообъединения (10—15) представляется возможным произвести следующее упрощение:

$$q_1 + q_2 + \dots + q_k + (1-q_1)(1-q_2)\dots(1-q_k) \approx 1.$$

Тогда для линий энергообъединения представляется возможным построить суммарную функцию вероятностей аварийного простоя. Эта функция изображена на рис. 4, на котором по оси абсцисс отложены номера линий по порядку расчета. Каждому значению оси абсцисс соответствуют на оси ординат значения сумм вероятностей аварийного повреждения линий. Если на ось ординат проектировать случайные числа, распределенные равномерно в интервале 0; 1, то каждому случайному числу будет соответствовать аварийный выход из строя одной из линий или безаварийная работа всех линий.

Так, если случайное число попадет в интервал между суммой $q_1+q_2+q_3$ и q_1+q_2 , то ему будет соответствовать повреждение третьей линии, так как вероятность попадания случайного числа в этот интервал равна q_3 . В этом случае пропускная способность третьей линии примет нулевое значение. Если же случайное число окажется в интервале

между $\sum_{i=1}^k q_i$, где k — число всех линий энергообъединения, и единицей, то ему соответствует безаварийная работа всех линий.

Введение вышеприведенного дополнения в каждую из w проб учитывает возможность аварийных состояний каждой из линий.

Литература

1. Казак Н. А., Алейников Б. И. и Логинов М. Б., Минимизация ущерба от аварийного недоотпуска мощности в объединенной энергосистеме при аварийном выпадении генераторов, Сб. трудов Всесоюзного научно-исследовательского института электроэнергетики, 1967, т. XXX.
2. Jewell, Optimal flow through networks with gains. «Oper. Research. Journ», 1962, v. 10.
3. Baldwin C. J., De Sali C. A., Hoffman C. H., Plant E. C., Load and Capacity Models for Generation Planning by Simulation, «Power Apparatus and Systems», 1960, № 49, August.
4. Baldwin C. J., Gaver D. P., Hoffman C. H., Rose J. A., The use of simulated reserve margins to determine generator installation dates, «Power Apparatus and Systems», 1960, № 49, August.
5. Baldwin C. J., Hoffman C. H., System planning by simulation with mathematical models, «Proceeding American Power Conference», 1960, v. 22, March.
6. Розанов М. Н. и Логинов М. Б., Определение математического ожидания народнохозяйственного ущерба от недоотпуска электроэнергии у потребителей в объединенной энергосистеме методом статистических испытаний, Сб. трудов ВНИИЭ, т. XXX, 1967.
7. Большев Л. Н., Некоторые методы ускорения сходимости нормального ряда, «Теория вероятностей и ее применение», 1964, № 3.
8. Бусленко Н. П. и др., Методы статистических испытаний, Физматгиз, 1962.
9. Михалевич В. С. и Шор Н. З., О численных методах решения многовариантных плановых и технико-экономических задач, «Научно-методические материалы экономико-математического семинара Вычислительного центра АН УССР», Изд-во ВЦ АН УССР, Киев, 1962.
10. Моисеев Н. Н., Методы динамического программирования в теории оптимальных управлений, Журнал вычислительной математики и математической физики, 1964, № 3.
11. Моисеев Н. Н., Методы динамического программирования в теории оптимальных управлений, Журнал вычислительной математики и математической физики, 1965, № 1.
12. Беллман Р., Динамическое программирование, Изд-во иностр. лит., 1960.
13. Беркович М. М., Что такое динамическое программирование, «Экономика и математические методы», 1968, № 1.

[13.6.1968]



Некоторые особенности работы асинхронного электродвигателя с выпрямительным мостом в цепи ротора

А. А. СЕНЬКЕВИЧ и Ю. В. РОЖАНКОВСКИЙ

Москва

В каскадных схемах регулируемого асинхронного привода, содержащих промежуточную цепь постоянного тока (асинхронный вентильный каскад, вентильно-машинный каскад и т. д.), для преобразования переменного тока ротора в постоянный используются статические преобразователи в виде трехфазного выпрямительного моста. В этом случае в любой момент времени, за исключением момента коммутации вентилей, ток протекает одновременно лишь по двум фазам ротора. Это обстоятельство учитывалось до настоящего времени при расчетах показателей и характеристик каскадных схем путем замены несинусоидальной кривой тока фазы ротора на синусоидальную, имеющую то же среднее значение.

Такое допущение позволяет выполнять расчеты с достаточной для инженерных целей точностью. Однако ряд специфических особенностей работы электродвигателя в каскадной схеме объяснить не представляется возможным. В первую очередь, это относится к колебаниям активной и реактивной мощности, наблюдаемым при работе электродвигателя со скольжениями, близкими к $1/3$ и $1/6$.

При работе асинхронного электродвигателя с выпрямительным мостом в цепи ротора результирующая н. с. машины как при холостом ходе, так и в случае работы под нагрузкой представляет собой вектор F_0 , вращающийся со скоростью ω_1 , величина которого в пренебрежении активными сопротивлениями статора и ротора не зависит от нагрузки. Намагничивающая сила ротора в любой момент времени, за исключением периода коммутации, обуславливается, в отличие от обычной схемы включения асинхронного электродвигателя, суммой только двух, причем постоянных по величине н. с. роторных обмоток и, следовательно, неподвижна относительно ротора. Скорость ее вращения относительно н. с. статора определяется только скоростью вращения ротора, вектор которой непрерывно отстает от вектора результирующей н. с.

На рис. 1, а и б представлены диаграммы напряжений и н. с. ротора для различных положений потока намагничивания. Индуктивным сопротивлением обмоток пренебрегаем, в связи с чем угол коммутации вентилей ротора равен нулю.

При изменении положения результирующего вектора н. с. от F_{01} до F_{02} напряжения фаз ротора меняются от точки 1 до точки 2, что соответствует протеканию тока в фазах А и С. Вектор н. с. ротора во всем рассматриваемом диапазоне неподвижен относительно ротора. Сравнивая положения вектора $F_{2к}$ с векторами F_{21} и F_{22} , соответствующими н. с. ротора при нормальной схеме включения (без выпрямителей в цепи ротора), легко видеть, что в первый после коммутации вентилей момент времени вектор н. с. ротора опережает тако-

вой для обычной схемы включения на 30 эл. град, а в последний перед коммутацией момент на такой же угол отстает.

В момент коммутации (точка 2 на рис. 1, б) ток в фазе А становится равным нулю, а ток фазы В возрастает до установившегося значения, что приводит к мгновенному повороту вектора н. с. ротора в сторону опережения на 60 эл. град.

Намагничивающая сила нагрузочной составляющей тока статора, исходя из условия постоянства результирующей н. с. F_n , так же, как и при нормальной работе машины, должна компенсировать н. с. ротора.

Сказанное означает, что вектор н. с. нагрузочной составляющей тока статора равен по величине и противоположен по направлению проекции вектора н. с. ротора на ось соответствующей фазы обмотки статора.

Математическая запись закона изменения н. с. фазы В статора в случае совпадения начала отсче-

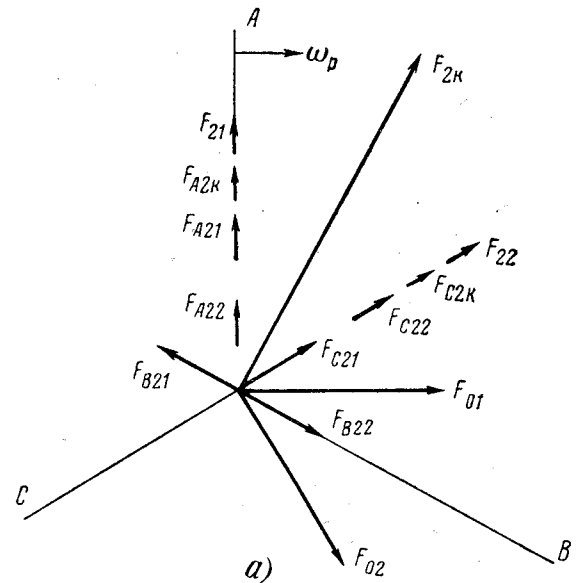
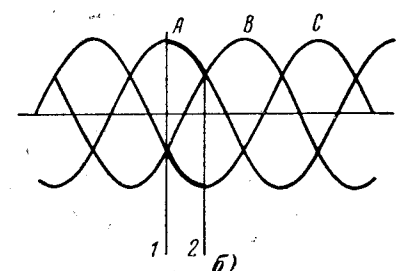


Рис. 1. Диаграммы напряжений и н. с. ротора F_{A21} , F_{B21} , F_{C21} , F_{A22} , F_{B22} , F_{C22} для моментов времени, соответствующих точкам 1 и 2 при нормальной схеме включения ротора; $F_{A2к}$, $F_{C2к}$ — то же при работе ротора на выпрямительный мост; F_{01} , F_{02} , F_{21} , F_{22} , $F_{2к}$ — векторы н. с. статора и ротора при нормальной схеме включения и работе последнего на выпрямительный мост.



та времени с коммутацией вентилей фаз B и C имеет вид:

$$F_{\text{нв}} = F_{\text{нм}} \sin \Omega, \quad (1)$$

где $F_{\text{нм}}$ — амплитуда н. с. нагрузочной составляющей фазы статора;

$$\Omega = (1 - s) \omega_1 t + a \frac{\pi}{3}, \quad (2)$$

a — число внекоммутационных участков, предшествующих данному моменту.

Первое слагаемое в (2) представляет собой угол поворота ротора относительно статора, второе — угол поворота н. с. ротора относительно ротора.

Кривая распределения нагрузочной составляющей тока статора в пространстве представляет собой отрезки синусоид с частотой, определяемой скоростью вращения ротора и продолжительностью, равной длительности внекоммутационного периода роторных вентилей. Каждый последующий отрезок синусоиды отличается от предыдущего на начальный угол, равный $\frac{\pi}{3}$ эл. град.

Величина нагрузочной составляющей определяется проекцией вектора, вращающегося в пространстве по закону, определяемому выражением (2), на ось соответствующей фазы

$$i_{\text{н}} = A \sin \Omega. \quad (3)$$

Нагрузочная составляющая тока статора является периодической функцией, период повторяемости которой может быть определен из выражения:

$$(1 - s) \omega_1 t_{\text{вк}} a_n + a_n \frac{\pi}{3} = n \cdot 2\pi, \quad (4)$$

где n — целое число;

a_n — число внекоммутационных участков, укладывающихся в периодах частоты статора.

Продолжительность внекоммутационного периода

$$t_{\text{вк}} = \frac{T_2}{6} = \frac{T_1}{6s}, \quad (5)$$

где T_1 и T_2 — период напряжения статора и ротора, откуда

$$(1 - s) \omega_1 \frac{\pi}{6s} a_n + a_n \frac{\pi}{3} = n \cdot 2\pi \quad (6)$$

или

$$n = \frac{a}{6s}. \quad (7)$$

Из (7), в частности, следует, что при скольжениях, кратных $1/6$, величина периода повторяемости нагрузочной составляющей кратна периоду напряжения питающей сети. Отклонение скольжения от указанных величин приводит к увеличению периода, тем большому, чем меньше величина отклонения.

С точки зрения воздействия на питающую сеть представляет интерес исследование процессов, протекающих с относительно небольшой скоростью, соответствующей частоте 0,5 гц и менее. Такой

частоте соответствуют скольжения, отличающиеся от кратных $1/6$ на весьма малые величины, которые с достаточной степенью точности могут рассматриваться как бесконечно малые.

Продолжительность внекоммутационного периода в электрических градусах частоты статора

$$\Omega_c = \frac{\pi}{3s}, \quad (8)$$

а продолжительность отрезка синусоиды, соответствующего данному периоду в градусах частоты, определяемой скоростью вращения ротора

$$\Omega_r = \frac{\pi}{3} \frac{1-s}{s}. \quad (9)$$

При изменении скольжения на величину Δs выражения (8) и (9) примут вид:

$$\Omega'_c = \frac{\pi}{3} \frac{1}{s + \Delta s} \quad (10)$$

и

$$\Omega'_r = \frac{\pi}{3} \frac{1-s-\Delta s}{s + \Delta s}. \quad (11)$$

Таким образом, увеличение скольжения приводит к уменьшению продолжительности внекоммутационного участка на величину

$$\Delta \Omega_c = \frac{\pi}{3} \left(\frac{1}{s} - \frac{1}{s + \Delta s} \right) = \frac{\pi}{3} \frac{\Delta s}{(s + \Delta s)s} \quad (12)$$

и уменьшению отрезка синусоиды частоты ротора на

$$\Delta \Omega_r = \frac{\pi}{3} \left(\frac{1-s}{s} - \frac{1-s-\Delta s}{s + \Delta s} \right) = \frac{\pi}{3} \frac{\Delta s}{(s + \Delta s)s}. \quad (13)$$

Следовательно,

$$\Delta \Omega = \Delta \Omega_c = \Delta \Omega_r. \quad (14)$$

При бесконечно малом $\Delta \Omega$ можно считать, что величины внекоммутационного участка и отрезка синусоиды остаются такими же, как и при скольжении s . В то же время с каждым новым периодом коммутации начало внекоммутационного участка сдвигается в сторону опережения на угол $\Delta \Omega$, и начальный угол следующего участка увеличивается на $\Delta \Omega$. Иначе угол, на который переместится начало внекоммутационного участка через некоторое время t , всегда равен углу перемещения начальной точки синусоиды частоты ротора, что позволяет построить кривую, задаваясь углом перемещения начала коммутационного участка ψ' .

Изменение начальной точки отрезков синусоиды частоты ротора приводит к изменению формы кривой нагрузочной составляющей, что, в свою очередь, влияет на величину ее активной составляющей и значение коэффициента мощности.

Практика работы каскадных схем показывает, что максимальные колебания активной мощности и коэффициента мощности имеют место при скольжениях, близких к $1/3$. Работа привода со скольжениями, соизмеримыми с $1/6$, также сопровождается колебаниями, однако величина их значительно меньше. При остальных значениях скольжений, кратных $1/6$, величину колебаний трудно оценить количественно.

Строгое математическое доказательство сказанного выше в общем случае получить не представ-

ляется возможным. Однако кривые нагрузочной составляющей, построенные для наиболее характерных значений угла ψ' (рис. 2), показывают, что изменение формы кривой имеет наибольшее значение именно при скольжениях, близких к $1/3$.

В реальных условиях изменение положения н. с. ротора относительно ротора не происходит скачком. Наличие индуктивности обмоток, препятствующей мгновенному перераспределению токов в обмотках ротора в период коммутации, приводит к плавному изменению положения и абсолютного значения вектора н. с. относительно ротора.

Для случая коммутации двух фаз В и С (рис. 3)

$$I_A = I_B + I_C \quad (15)$$

можно показать, что

$$F_{2K} = \frac{\sqrt{3}}{2} \sqrt{F_a^2 + F_a F_c + F_c^2} \quad (16)$$

и

$$\operatorname{tg} \kappa = \sqrt{3} \frac{F_c}{2F_a - F_c} \quad (17)$$

где κ — угол поворота результирующего вектора н. с. относительно докоммутиционного положения.

При достаточной величине индуктивности цепи выпрямленного тока можно считать этот ток постоянным по времени.

Предполагая, что в период коммутации ток фазы изменяется по линейному закону, с достаточной степенью точности величина вектора н. с. в период коммутации может быть принята неизменной, а угол поворота его — пропорциональным времени.

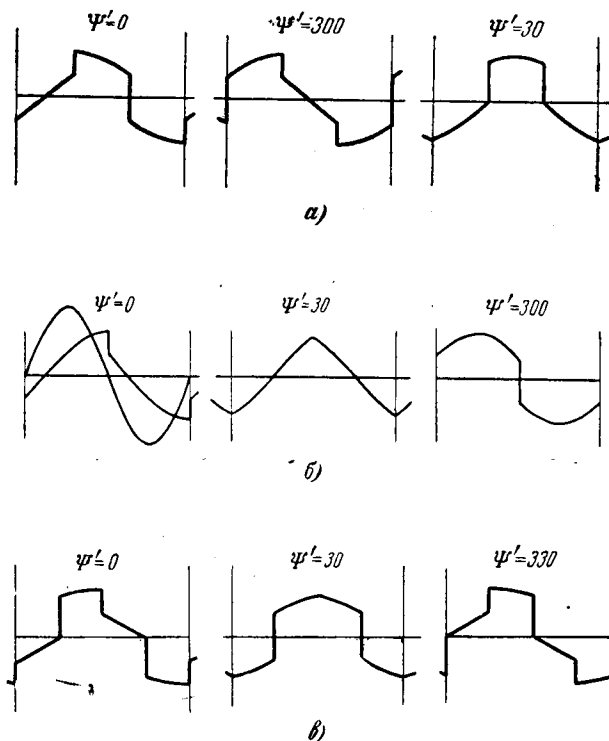


Рис. 2. Кривая нагрузочной составляющей тока статора при различных значениях скольжения.
а — $s = 1/2$; б — $s = 1/3$; в — $s = 2/3$.

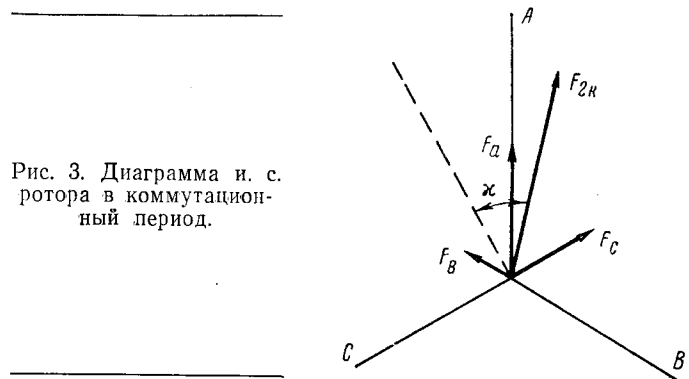


Рис. 3. Диаграмма н. с. ротора в коммутационный период.

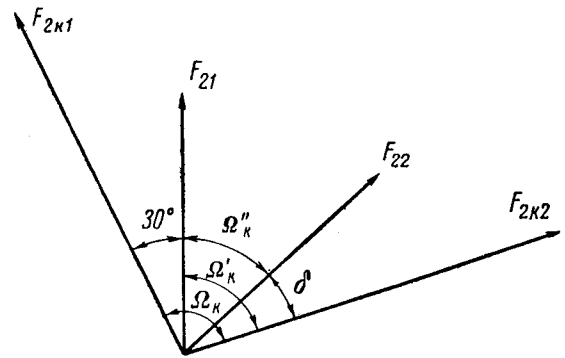


Рис. 4. Диаграмма н. с. ротора в период коммутации.
 F_{2K1} , F_{2K2} — векторы н. с. ротора в начале и конце коммутационного участка в схеме с выпрямителями в цепи ротора; F_{21} , F_{22} — то же для схемы без выпрямителей.

Дальнейшие рассуждения проводятся применительно к скольжению, равному $1/3$.

Время коммутации вентиля ротора

$$t_K = T_2 \frac{\gamma}{2\pi} = 3T_1 \frac{\gamma}{2\pi} \quad (18)$$

Соответственно, продолжительность внекоммутационного периода

$$t_{BK} = \frac{T_1}{2} - t_K = \frac{T_1}{2\pi} (\pi - 3\gamma), \quad (19)$$

где t_K , t_{BK} — продолжительность внекоммутационного и коммутационного участков;

γ — угол коммутации вентиля.

В начальный момент коммутации вектор н. с. ротора отстает от положения, соответствующего нормальной работе электродвигателя, на 30 эл. град. За период коммутации угол поворота вектора, определяемый суммой углов поворота вектора н. с. ротора относительно ротора и самого ротора, составляет

$$\begin{aligned} \Omega_K &= \frac{\pi}{3} + \omega_1 t_K = \frac{\pi}{3} + (1-s) \omega_1 t_K = \\ &= \frac{\pi}{3} + (1-s) \omega_1 \frac{3T_1 \gamma}{2\pi} = \frac{\pi}{3} + 2\gamma. \end{aligned} \quad (20)$$

Таким образом, к моменту окончания коммутации вектор н. с. ротора занимает положение, отличающееся от того, которое он имел бы в начальный момент коммутации при нормальной работе на угол (рис. 4):

$$\Omega'_K = \frac{\pi}{3} + 2\gamma - \frac{\pi}{6} = \frac{\pi}{6} + 2\gamma. \quad (21)$$

При нормальной схеме включения за время, равное $t_{\text{к}}$, вектор н. с. ротора изменяет свое положение на угол

$$\Omega'_\text{к} = \omega_1 t_{\text{к}} = 3\gamma. \quad (22)$$

Из (21) и (22) получаем угол опережения вектором н. с. ротора положения, соответствующего нормальной работе в момент окончания коммутации

$$\delta = \Omega'_\text{к} - \Omega''_\text{к} = \frac{\pi}{6} - \gamma. \quad (23)$$

Текущее значение угла поворота вектора н. с. на произвольном внекоммутационном участке составляет:

$$\begin{aligned} \Omega_{\text{вк}} &= \omega_1 t - \psi' + \delta = \omega_1 (1-s)t - \psi' + \delta = \\ &= \frac{2}{3} \omega_1 t - \psi' + \delta \end{aligned} \quad (24)$$

и в период коммутации

$$\Omega_\text{к} = \omega_1 t + \frac{\pi}{3} \frac{t}{t_\text{к}} + \xi = \frac{2}{3} \omega_1 t + \frac{\pi}{3} \frac{t}{t_\text{к}} + \xi, \quad (25)$$

где ξ — начальный угол коммутационного участка.

Учитывая, что положение вектора в конце внекоммутационного участка является его начальным положением в момент коммутации, получим:

$$\frac{2}{3} \omega_1 t_{\text{вк}} - \psi' + \delta = \frac{2}{3} \omega_1 t_{\text{вк}} + \frac{\pi}{3} \frac{t_{\text{вк}}}{t_\text{к}} + \xi. \quad (26)$$

Из (26), (18) и (19) после соответствующих преобразований имеем:

$$\Omega_\text{к} = \left(\frac{2}{3} + \frac{\pi}{3} \frac{1}{3\gamma} \right) \omega_1 t + \frac{\pi}{3} \left(1 - \frac{\pi}{3\gamma} \right) - \psi' + \delta. \quad (27)$$

Представив первую гармонику нагрузочной составляющей тока статора в виде

$$i_1 = a_1 \cos \omega t + b_1 \sin \omega t, \quad (28)$$

воспользуемся для определения a и b известными формулами разложения в ряд Фурье. При этом за начало кривой принимается начало внекоммутационного участка, поскольку в этом случае независимо от величины угла ψ' функция может быть представлена в виде только двух участков, на первом из которых она определяется выражением (24) и на втором (27). Тогда

$$\begin{aligned} a_1 = \frac{2A}{\pi} & \left[\frac{-44\pi \frac{1}{3\gamma} - 6\pi^2 \frac{1}{9\gamma^2}}{-25 + 40\pi \frac{1}{3\gamma} + 5\pi^2 \frac{1}{9\gamma^2}} \cos(\psi' - \delta + 30) - \right. \\ & - \frac{3\pi \frac{1}{3\gamma}}{5 + \pi \frac{1}{3\gamma}} \cos(-330 - 5\gamma - \psi') + \\ & \left. + \frac{3\pi \frac{1}{3\gamma}}{-2 + 2\pi \frac{1}{3\gamma}} \cos(-90 + \gamma - \psi' - \delta) \right]; \quad (29) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} b_1 = \frac{2A}{\pi} & \left[\frac{-36\pi \frac{1}{3\gamma} - 9\pi^2 \frac{1}{9\gamma^2}}{-25 + 40\pi \frac{1}{3\gamma} + 5\pi^2 \frac{1}{9\gamma^2}} \sin(\psi' + 30 - \delta) + \right. \\ & + \frac{3\pi}{2 + 27\frac{1}{3\gamma}} \sin(-30 - \gamma + \psi' + \delta) + \\ & \left. + \frac{3\pi \frac{1}{3\gamma}}{50 + 107 \frac{1}{3\gamma}} \sin(270 - 5\gamma - \psi' + \delta) \right]. \quad (30) \end{aligned}$$

Начало коммутационного участка имеет произвольное положение относительно начала синусоиды питающей сети, определяемое углом ψ' , и поэтому $b_1 \sin \omega_1 t$ не является активной составляющей тока статора.

Полученные выражения могут быть значительно упрощены подстановкой угла коммутации $\gamma = 30$ эл. град, что соответствует работе электродвигателя с нагрузкой, близкой к номинальной, тогда

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= A \frac{204}{35\pi} \left[-\cos(\psi' + 30) + \frac{18}{17} \cos(\psi' + 60) \right]; \\ b_1 &= A \frac{204}{35\pi} \left[-\frac{18}{17} \sin(\psi' + 30) + \sin(\psi' + 60) \right]. \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

Амплитуда активной составляющей нагрузочного тока статора при этом равна

$$I_{am} = I_{1m} \cos \psi = \sqrt{a_1^2 + b_1^2} = b \cos \psi' - a \sin \psi', \quad (32)$$

где $\psi = \psi' + \psi''$ — угол сдвига активной составляющей 1-й гармоники относительно питающего напряжения (рис. 5).

Совместным решением (31) и (32) получим выражения для амплитуды активной составляющей тока фазы А

$$I_{1m(A)} = A \frac{3}{\pi} [1 - 0,11 \sin(2\psi' + 15)] \quad (33)$$

и для фаз В и С соответственно

$$I_{1m(B)} = A \frac{3}{\pi} [1 - 0,11 \sin(2\psi' - 225)]; \quad (34)$$

$$I_{1m(C)} = A \frac{3}{\pi} [1 - 0,11 \sin(2\psi' + 255)]. \quad (35)$$

Среднее значение второго слагаемого в квадратных скобках за период повторяемости равняется нулю. Таким образом, амплитуда активной составляющей непрерывно изменяется, колеблясь по синусоидальному закону с двойной частотой периода повторяемости около среднего значения, определяемого первым членом выражений (33) — (35).

В процентном отношении величина колебаний составляет 11% от среднего значения.

При определении коэффициента мощности в цепях с несинусоидальным током необходимо учитывать не только сдвиг кривой тока относительно

напряжения, но и отличие формы тока от синусоиды.

В математической записи

$$\cos \varphi = v \cos \psi, \quad (36)$$

где ψ — угол сдвига активной составляющей тока относительно 1-й гармоники;

v — коэффициент искажения, учитывающий отличие формы тока от синусоидальной и равный отношению среднедействующих значений 1-й гармоники к току в целом;

$$v = \frac{I_1}{I_{1n}} \quad (37)$$

или

$$\cos \varphi = \frac{I_{1a}}{I_{1n}}. \quad (38)$$

Среднедействующее значение нагрузочной составляющей тока

$$I_{1n} = \sqrt{\frac{\int_0^\pi i_{1n}^2 d\omega_1 t}{\pi}} =$$

$$= A \sqrt{\frac{\int_0^{\pi-3\gamma} \sin^2 \left(\frac{2}{3} \omega_1 t - \psi + \delta \right) d\omega_1 t +}{\pi} + \dots}$$

$$+ \int_{\pi-3\gamma}^\pi \sin^2 \left[\left(\frac{2}{3} + \frac{\pi}{3} \frac{1}{3\gamma} \right) \omega_1 t + \frac{\pi}{3} \left(1 - \frac{\pi}{3\delta} \right) \psi + \delta \right] d\omega_1 t =$$

$$= A \sqrt{0,5 + 0,0587 \cos 2\psi}. \quad (39)$$

Воспользовавшись формулой приближенных вычислений

$$\sqrt{a^2 + x} = a + \frac{x}{2a}, \quad (40)$$

дающей применительно к рассматриваемому случаю погрешность, не превышающую 0,1%. Запишем (39) в виде

$$I_{1n} = A \left(0,5 + \frac{0,0587 \cos 2\psi}{\sqrt{2}} \right). \quad (41)$$

Коэффициент мощности фазы электродвигателя

$$\cos \varphi = \frac{3}{\pi} \frac{1 - 0,11 \sin (2\psi' + 15)}{1 + 0,0587 \cos^2 \psi}. \quad (42)$$

Процентное отношение коэффициента мощности от среднего значения составляет примерно 14%.

Полная активная мощность

$$P = U (I_{a(A)} + I_{a(B)} + I_{a(C)}), \quad (43)$$

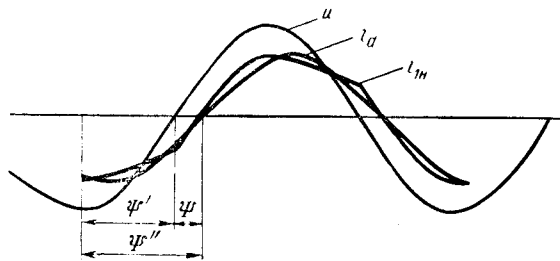


Рис. 5. Напряжение статора, нагрузочная составляющая тока и ее активная составляющая.

и полная кажущаяся мощность

$$S = U (I_{1n(A)} + I_{1n(B)} + I_{1n(C)}), \quad (44)$$

потребляемые электродвигатели из сети остаются неизменными. Неизменным, очевидно, остается и коэффициент мощности.

Работа электродвигателя с нагрузкой, близкой к номинальной, является наиболее неблагоприятной с точки зрения колебания активной и кажущейся мощностей. Уменьшение нагрузки и, соответственно, тока ротора, приводит к уменьшению их абсолютной величины. При увеличении нагрузки за счет увеличения угла коммутации γ форма кривой нагрузочной составляющей приближается к синусоиде, достигая ее при $\gamma = 60$ эл. град, чему соответствует полное исчезновение колебаний.

Выводы. 1. При работе асинхронного электродвигателя с выпрямительным мостом в цепи ротора со скольжениями, близкими к кратным 1/6, происходят колебания активного и кажущегося тока фазы статора. Максимальная интенсивность колебаний по амплитуде имеет место при скольжениях, близких к 1/3.

2. Сумма активных и кажущихся мощностей всех трех фаз электродвигателя в процессе колебаний остается неизменной.

3. Колебания активной и кажущейся мощностей фазы происходят по синусоидальному закону около среднего значения, равного 1/3 мощности, потребляемой электродвигателем.

4. Частота колебаний зависит от скольжения, уменьшаясь по мере приближения к значениям скольжения, кратным 1/6.

5. Наиболее неблагоприятной с точки зрения воздействия на питающую сеть является работа при скольжениях, близких 1/3, и нагрузке двигателя, близкой к номинальной. Амплитуда колебаний активной мощности и величины $\cos \varphi$ при этом составляет 11 и 14% соответственно.

6. Уменьшение нагрузки приводит к уменьшению относительного значения амплитуды колебаний. При увеличении нагрузки кривая тока ротора стремится к синусоиде, что вызывает уменьшение амплитуды колебаний.

[27.8.1968]



Бесколлекторный микроэлектродвигатель постоянного тока с гермоконтактным магнитоуправляемым коммутатором

В. П. ВАСЮКОВ, К. К. КАЦАРИ, Ю. П. КУЛЕШОВ и Ю. Б. ПАНФЕРОВ

Москва

Надежность и срок службы коллекторных микроэлектродвигателей постоянного тока ограничены факторами, связанными с износом щеточно-коллекторного узла. В последние годы успешно развиваются бесколлекторные электродвигатели постоянного тока, в которых щеточно-коллекторный узел заменен бесконтактным полупроводниковым коммутатором [Л. 1—6]. Эти микроэлектродвигатели имеют большой срок службы, обладают высокой надежностью, могут работать в условиях агрессивных сред и т. п. В некоторых случаях применение в коммутаторах бесщеточных микроэлектродвигателей полупроводниковых переключающих элементов может оказаться менее предпочтительным, чем применение контактных переключающих элементов.

Разработанные за последние годы новые типы быстродействующих и долговечных переключателей с магнитоуправляемыми контактами [Л. 7] позволяют построить на их основе бесколлекторный электродвигатель постоянного тока с высокой степенью надежности и большим сроком службы. В этих переключателях контакты из магнитомягкого материала помещены в герметизированный стеклянный баллон. Коммутация контактов осуществляется бесконтактным способом посредством магнитного поля.

В настоящее время отечественной промышленностью освоены несколько типов герметизированных магнитоуправляемых переключателей: МУК1А-1, МУК2А-1, МУПЗВ-1, КЭМ-1, КЭМ-2, МКВ-1 и т. п. Параметры этих контактов приведены в табл. 1 [Л. 8].

На базе магнитоуправляемых контактов было разработано¹ несколько вариантов конструкций бесколлекторных микроэлектродвигателей постоянного тока [Л. 9].

Якорь электродвигателя аналогичен статору синхронной машины. Обмотка якоря выполняется по типу m -фазной обмотки переменного тока или в виде замкнутой обмотки обычных микроэлектродвигателей постоянного тока.

Возбуждение электродвигателя обеспечивается вращающимся постоянным магнитом. Выводные концы обмотки якоря подключаются к герметизированным магнитоуправляемым контактам, устанавливаемым в контактодержатель, который закрепляется в корпусе машины. В контактодержателе могут быть установлены также элементы искрогасящих контуров. Переключение контактов осуществляется индуктором коммутатора, закрепляемым на валу электродвигателя. Индуктор коммутатора представляет собой диэлектрический

цилиндр, в котором закрепляются постоянный магнит в виде сектора, намагниченный вдоль оси, и немагнитный сектор, предназначенный для балансировки ротора электродвигателя. Можно заполнить индуктор с постоянным магнитом произвольной формы и прилегающими к нему полюсными наконечниками в форме секторов.

Переключение магнитоуправляемых контактов происходит благодаря изменению напряженности магнитного поля в зоне контактных пластин при перемещении относительно них постоянных магнитов индуктора коммутатора. Под действием магнитного поля контактные пластины намагничиваются и при определенной напряженности магнитного поля притягиваются друг к другу, замыкая цепь обмотки якоря машины. При уменьшении напряженности магнитного поля контактные пластины возвращаются силами упругости в исходное положение.

В ряде случаев целесообразно выполнить коммутатор по другой конструктивной схеме, в которой около каждого магнитоуправляемого контакта устанавливается постоянный магнит прямоугольного или круглого сечения. Переключение контактов в такой системе происходит вследствие изменения напряженности поля при перемещении в зазоре между магнитами и контактами несимметричного магнитомягкого шунта. Возможны и другие конструктивные схемы коммутаторов, в том числе схемы с торцовым исполнением коммутаторов.

Взаимное угловое расположение контактов и осей фаз обмотки, а также угловое положение оси магнитопровода индуктора коммутатора относительно оси полюсов индуктора двигателя согласуется между собой таким образом, чтобы электродвигатель развивал наибольший электромагнитный момент при минимальном токе. Такое взаимное расположение узлов соответствует геометрической нейтральной машине.

При питании обмоток якоря через магнитоуправляемый коммутатор в большинстве случаев целесообразно применять в бесколлекторном микроэлектродвигателе замкнутую обмотку, так как при такой обмотке каждый коммутируемый элемент должен пропускать полный ток машины. При использовании разомкнутой m -фазной обмотки ток, протекающий по одному контакту в m раз меньше суммарного тока двигателя.

Включение каждой фазы обмотки к источнику тока в бесколлекторном микроэлектродвигателе с магнитоуправляемым коммутатором осуществляется по однополупериодной (рис. 1, а) или по двухполупериодной схемам. В первом случае коммутирующее устройство содержит m нормально открытых контактов ($K_1—K_m$). При двухполупериодной

¹ В разработке микроэлектродвигателей принимали участие Ю. Н. Виноградов, В. Д. Костин, Н. Г. Чекалова и А. А. Баласанова.

схеме питания на каждую фазу требуется четыре контакта или два магнитоуправляемых переключателя типа МУП, содержащих по одному нормально открытому и одному нормально закрытому контактам (Π_1 — Π'_m , рис. 1,б).

Для повышения надежности и срока службы контактов в схемах бесколлекторных микроэлектродвигателей могут быть применены известные типы схем искрогашения. При двухполупериодном питании могут быть применены схемы типа R-C (рис. 1) и схема с выпрямителями [Л. 5]. При однополупериодном питании возможно применение схем типа R-C, схем с нелинейными сопротивлениями и схем со стабилитронами [Л. 6]. При этом возможно построение высоконадежной схемы бесколлекторных микроэлектродвигателей с полным или частичным дублированием всех элементов электродвигателя.

Для упрощения профилактического ремонта и смены отработавших ресурс элементов последние можно установить в отдельных, легкодемонтируемых блоках, соединяемых с микроэлектродвигателем посредством штепсельных разъемов. Удобство замены отработавших гарантийных ресурс элементов схемы и низкая стоимость такого электродвигателя позволят рекомендовать его для применения в приводе бытовых приборов.

Качественный анализ рассматриваемых микроэлектродвигателей произведен при следующих положениях:

электромагнитные процессы в фазах происходят независимо от процессов в других фазах;
индуктивность обмоток якоря равна нулю;
переключение контактов происходит мгновенно;
сопротивление замкнутого магнитоуправляемого контакта равно нулю, а разомкнутого — бесконечности;

в графике распределения магнитной индукции по зазору отсутствуют высшие гармоники.

Первые 3 допущения не приводят к большим погрешностям при анализе для машин с малыми

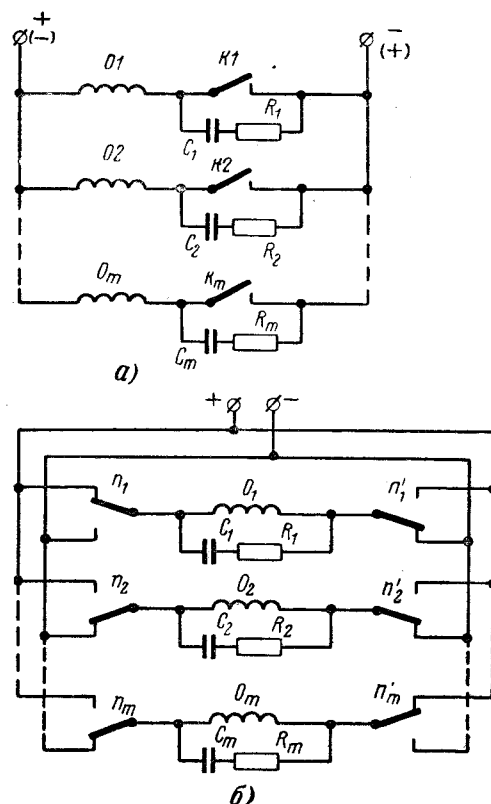


Рис. 1. Электрические схемы бесколлекторных микроэлектродвигателей.

скоростями вращения (до 5000 об/мин) в связи с небольшими величинами само- и взаимной индукции, присущими магнитоэлектрическим машинам.

С учетом принятых допущений мгновенные значения тока фазы i и электромагнитного момента m_ϕ в функции угла α поворота оси полюса ротора относительно оси обмотки фазы, выраженного

Таблица 1

Параметры магнитоуправляемых переключателей

Наименование параметров	Типы контактов					
	МУК1А-1	МУК2А-1	МУПЗВ-1	КЭМ-1	КЭМ-2	МКВ-1
Контактная группа	Замыкающая	Замыкающая	Переключающая	Замыкающая	Замыкающая	Замыкающая
Намагничивающая сила срабатывания, а	60—80	60—90	90—120	90—120	23—64	90—100
Время срабатывания, мсек	1	1,5	2,5	3	1	1
Коммутируемое напряжение, в	30	30	30	30	220 ~ 30 ~	30
Коммутируемый ток, а	0,25	0,5	1	0,5	0,25	0,2
Максимальное число переключений	10^8	10^8	10^5	$5 \cdot 10^7$	10^8	10^8
Переходное сопротивление, ом	0,1	0,2	0,06	0,06	0,15	0,14
Частота коммутаций, гц	150	120	100	100	100	500
Диапазон температур, °С	—60 ÷ +120	—60 ÷ +120	—60 ÷ +120	—60 ÷ +125	—60 ÷ +125	—60 ÷ +120
Тропические условия эксплуатации	Устойчив	Устойчив	Устойчив	Устойчив	Устойчив	Устойчив
Диаметр переключателя, мм	3,2	4,2	6,2	5,4	3	4
Длина переключателя, мм	20	31	42	50	20	20
Вес, г	0,5	2	4	3	0,4	1

в электрических градусах, можно вычислить на основании уравнений:

$$iR + e_B(\alpha) + U_K = U_C; \quad (1)$$

$$m_\Phi = \frac{e_B(\alpha) i}{2\pi n}, \quad (2)$$

где R — активное сопротивление фазы, ом ;
 $e_B(\alpha)$ — мгновенное значение э. д. с., наводимой в фазе полем вращающегося постоянного магнита, в ;

U_K — напряжение на контактах, в ;

U_C — напряжение сети, в ;

n — скорость вращения, об/сек .

Средние значения тока и электромагнитного момента бесколлекторного микроэлектродвигателя при положении коммутатора, соответствующем геометрической нейтрали машины, можно определить путем интегрирования выражений (1) и (2):

$$I = \frac{md}{2\pi} \int_{-\frac{\alpha_0}{2}}^{+\frac{\alpha_0}{2}} \frac{U_C - E_m \cos \alpha}{R} d\alpha = \frac{mdU_C}{R} \left(k - \frac{c_1 n}{\pi U} \sin k\pi \right); \quad (3)$$

$$M = \frac{md}{2\pi} \int_{-\frac{\alpha_0}{2}}^{+\frac{\alpha_0}{2}} \frac{E_m \cos \alpha (U_C - E_m \cos \alpha)}{R \cdot 2\pi n} d\alpha =$$

$$= \frac{mdc_1 U_C}{2\pi^2 R} \left[\sin k\pi - \frac{c_1 n}{U_C} \left(\frac{k\pi}{2} + \frac{1}{4} \sin 2k\pi \right) \right], \quad (4)$$

где $k = \frac{\alpha_0}{2\pi}$ — относительная длительность токового импульса фазы;

α_0 — угол поворота ротора в электрических градусах, соответствующий времени протекания тока в фазе за период, определяемый частотой вращения;

$$c_1 = 2\pi k_w \omega_\Phi p \Phi;$$

k_w — обмоточный коэффициент фазы;

ω_Φ — число витков фазы;

Φ — поток в воздушном зазоре, вб ;

d — коэффициент, зависящий от системы питания фазы ($d=1$ — при однополупериодном питании; $d=2$ — при двухполупериодном питании).

Уравнения (3) и (4) свидетельствуют о том, что при определенном значении k зависимости тока и электромагнитного момента бесколлекторного микроэлектродвигателя от скорости вращения аналогичны этим зависимостям в коллекторных двигателях.

Характеристикой степени использования бесколлекторного микроэлектродвигателя может служить коэффициент k_n , выражающий отношение моментов короткого замыкания бесколлекторных и коллекторных микроэлектродвигателей, имеющих равные веса активных частей и одинаковые потери.

При условии равенства магнитных потоков этих микроэлектродвигателей коэффициент использования будет равен:

$$k_n = \frac{M_{K.6}}{M_{K.K}} = \frac{\frac{mdp}{\pi} k_w \omega_\Phi \Phi \frac{U_C}{R} \sin k\pi}{\frac{1}{2\pi} \frac{p}{a} N \frac{U_C}{R_a} \Phi} =$$

$$= \frac{2dk_w d\omega_\Phi m R_a \sin k\pi}{NR}, \quad (5)$$

где

$$M_{K.6} = \frac{mdp}{\pi} k_w \omega_\Phi \Phi \frac{U_C}{R} \sin k\pi$$

— момент короткого замыкания бесколлекторного микроэлектродвигателя, определенный по уравнению (4) при $n=0$;

$$M_{K.K} = \frac{1}{2\pi} \frac{p}{a} N \frac{U_C \Phi}{R_a}$$

— момент короткого замыкания коллекторного двигателя;

N и a — соответственно число проводников и пар параллельных ветвей коллекторного микроэлектродвигателя;

p — число пар полюсов;

$R = \frac{\rho l_w \omega_\Phi}{g_\Phi}$ — сопротивление фазы бесколлекторного микроэлектродвигателя;

$R_a = \frac{\rho l_w N}{2(2a)^2 g_a}$ — сопротивление якоря коллекторного двигателя;

l_w — средние длины витков обмоток обоих микроэлектродвигателей;

g_Φ и g_a — сечение проводов обмоток;

ρ — удельное сопротивление проводов обмоток электродвигателей.

Потери короткого замыкания бесколлекторного микроэлектродвигателя составляют:

$$P_K = m I_{д.к}^2 R = \frac{mR}{\pi} \int_0^{k\pi} I_{мк}^2 d\alpha = \frac{mU_C^2}{R} kd,$$

где $I_{д.к}$ — действующее значение тока фазы при коротком замыкании;

$I_{мк}$ — максимальное значение тока фазы при коротком замыкании.

Из условия равенства потерь короткого замыкания обоих типов микроэлектродвигателей получим:

$$m \frac{R_a}{R} = \frac{1}{dk}. \quad (6)$$

По условию равенства весов меди бесколлекторных и коллекторных микроэлектродвигателей имеем:

$$Ng_a = 2m\omega_\Phi g_\Phi. \quad (7)$$

Из уравнений (6) и (7) можно вывести соотношение между N и ω_Φ для принятых условий сравнения

$$\frac{N}{4a\omega_\Phi} = \frac{1}{\sqrt{dk}}. \quad (8)$$

Решив совместно уравнения (5) — (8), получим:

$$k_n = \frac{k_w \sin k\pi}{2} \sqrt{\frac{d}{k}}. \quad (9)$$

Зависимости коэффициентов использования от параметра k при однополупериодной ($d=1$) и двухполупериодной схемах, построенные по формуле (9), приведены на рис. 2. Наилучшее использование бесколлекторных микроэлектродвигателей обеспечивается при $k=0,33-0,4$ и применению сосредоточенной диаметральной обмотки ($k_w=1$). При этих условиях бесколлекторный микроэлектродвигатель с однополупериодной схемой питания имеет на 25—30% худшее использование активных материалов по сравнению с обычным микроэлектродвигателем, а при двухполупериодной схеме — несколько лучшее использование ($k_n=1,04-1,06$). Следует отметить, что в режимах малых нагрузок из-за наличия переменной составляющей тока при синусоидальном магнитном поле в зазоре, степень использования бесколлекторных микроэлектродвигателей будет несколько меньшая, чем рассчитанная по формуле (9).

Основные данные макетных образцов рассматриваемых бесколлекторных микроэлектродвигателей и их сравнение с серийными микроэлектродвигателями типа ДПМ-35 и ДП-2-26 [Л. 6] приведены в табл. 2. Проведенное сравнение показывает, что при несколько большем весе и габаритах бесколлекторные микроэлектродвигатели имеют примерно такие же энергетические характеристики, что и коллекторные. В связи с довольно большой длиной выпускаемых в настоящее время контактов габариты магнитоуправляемых коммутаторов составляют 20—50% от общих габаритов микроэлектродвигателей. Однако относительный вес коммутатора бесколлекторного микроэлектродвигателя лишь незначительно превышает относительный вес щеточно-коллекторных узлов обычных микроэлектродвигателей, так как коммутаторы в основном имеют элементы и детали с малым удельным весом.

На рис. 3, а и б приведены опытные характеристики микроэлектродвигателя БДМК-8 (зависимости скорости вращения n , тока I , мощностей P_1 и P_2 и к. п. д. η от момента нагрузки M и зависимости скорости холостого хода n_x , тока короткого замыкания I_K и момента короткого замыкания M_K от напряжения питания U_c).

Из приведенных на этих рисунках кривых следует, что характеристики бесколлекторных микроэлектродвигателей аналогичны характеристикам коллекторных микроэлектродвигателей.

Магнитоуправляемый коммутатор создает тормозной момент, связанный с деформацией магнитного поля индуктора коммутатора при вращении ротора. Величина этого момента макетных образцов бесколлекторных микроэлектродвигателей не превышала величины 10—20% от момента холостого хода этих машин.

Скорость вращения бесколлекторных микроэлектродвигателей может регулироваться путем изменения напряжения питания.

Кроме того, наличие магнитоуправляемого коммутатора позволяет управлять скоростью этих микроэлектродвигателей, воздействуя на коммутатор посредством дополнительных управляющих обмоток.

Управляющие обмотки могут быть намотаны как непосредственно на корпус контактов, так и

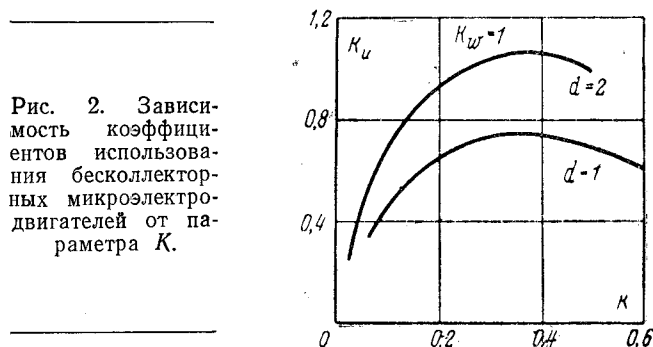


Рис. 2. Зависимость коэффициентов использования бесколлекторных микроэлектродвигателей от параметра K .

на отдельный каркас. В последнем случае эти обмотки монтируются в контактодержателе около корпусов магнитоуправляемых контактов. В коммутаторе с вращающимся магнитным шунтом для управления электродвигателем могут быть использованы обмотки возбуждения коммутатора.

Примеры выполнения схем управления бесколлекторным микроэлектродвигателем приведены на рис. 4. При однополупериодной схеме питания посредством магнитоуправляемого коммутатора и индукторе коммутатора с вращающимся постоянным магнитом включение управляющих обмоток УО вызывает замыкание всех контактов K_1-K_m независимо от положения индуктора коммутатора. Протекающий в этом случае по обмоткам О микроэлектродвигателя постоянный ток создает тормозящий момент противовключения (рис. 4, а). В двухполупериодных схемах с магнитоуправляемым переключателем $\Pi_1-\Pi'_m$ при протекании тока по управляющим обмоткам в коммутаторе с вращающимися постоянными магнитами создается режим электродинамического торможения. Такой же режим получается при отключении управляющих обмоток в коммутаторе с электромагнитным

Таблица 2

Наименование параметров	Наименование микроэлектродвигателей					
	БДМК-1	БДМК-3	БДМК-8	БДМК-30	ДПМ-35	ДП-2-26
Диаметр якоря, мм	17	17	37	57,7	—	16,6
Длина якоря, мм	15	32	38	30	—	35
Наружный диаметр, мм	35	35	68	120	35	35
Общая длина (без вылета вала), мм	60	85	115	125	64,5	90
Вес, кг	0,18	0,28	1,4	2,4	0,34	0,3
Число фаз	3	6	12	12	—	—
Система питания (d)	1	1	1	2	—	—
Момент короткого замыкания, нм	0,02	0,054	0,31	0,95	0,05	0,06
Номинальный момент, нм	0,005	0,015	0,1	0,2	0,02	0,03
Скорость холостого хода, об/мин	5 000	5 500	1 600	1 400	—	6 800
Максимальная полезная мощность, вт	2,5	7,8	12	33	9	11
Напряжение трогания, в	2	1,5	1	1	3	3
Максимальный к. п. д., %	50	52	62	65	60	35

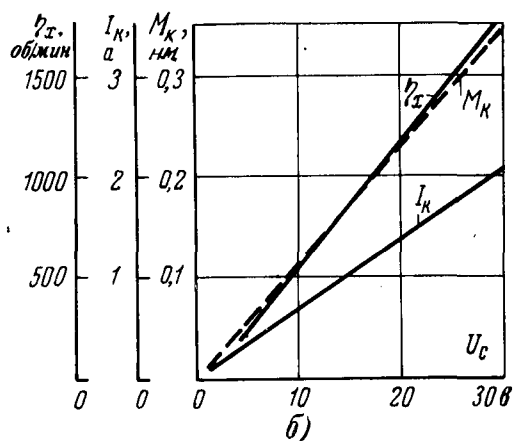
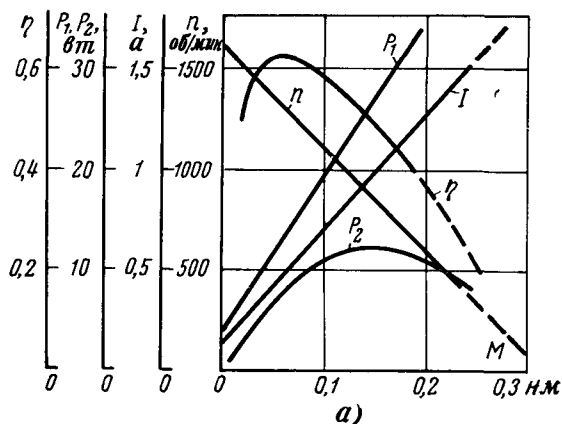


Рис. 3. Характеристики микроэлектродвигателя типа БДМК-8.

возбуждением и вращающимся магнитным шунтом (рис. 4,б).

Наличие управляющих обмоток позволяет легко осуществить импульсное регулирование скорости вращения микроэлектродвигателя путем изменения длительности включения и выключения электродвигателя. Отключение всех фаз бесколлекторного микроэлектродвигателя от сети в однополупериодных схемах с магнитоуправляемым коммутатором происходит при отключении управляющей обмотки коммутатора с электромагнитным возбуждением и вращающимся магнитным шунтом. Отключение электродвигателя от сети может быть достигнуто и в коммутаторе с вращающимся постоянным магнитом при использовании специальных нормально замкнутых магнитоуправляемых контактов или применении магнитоуправляемых переключателей. В последнем случае фазы обмотки якоря подключаются к немагнитной контактной пластине переключателя, а подвижная пластина — к одному из полюсов источника тока. Вторая магнитомягкая пластина в схеме управления не включается и используется лишь для того, чтобы обеспечить притяжение к ней подвижной пластины.

При питании управляющих обмоток коммутатора бесколлекторного микроэлектродвигателя широтно- или частотно-модулированными импульсами

обеспечивается управление микроэлектродвигателем сигналами малой мощности. Мощность управления может быть сведена к минимуму, если все управляющие обмотки подключить к сети постоянного тока через дополнительный магнитоуправляемый контакт K_0 (рис. 4,а), снабженный управляющей обмоткой.

При использовании освоенных нашей промышленностью магнитоуправляемых контактов типов МУК, КЭМ, МКВ микроэлектродвигатели с магнитоуправляемым коммутатором могут длительно работать в тяжелых климатических условиях, в среде агрессивных жидкостей и газов и т. п. Экспериментальные и макетные образцы бесколлекторных микроэлектродвигателей успешно выдержали типовые и конструкторские испытания, включая длительные механические, климатические испытания и испытания на срок службы в течение более 2 000 ч.

Одним из важнейших параметров магнитоуправляемых контактов является гарантированное количество их включений, которое при заданных скоростях вращения электродвигателя и числе его полюсов определяет срок службы микроэлектродвигателя:

$$T_n = \frac{N_n}{pn60}, \quad (10)$$

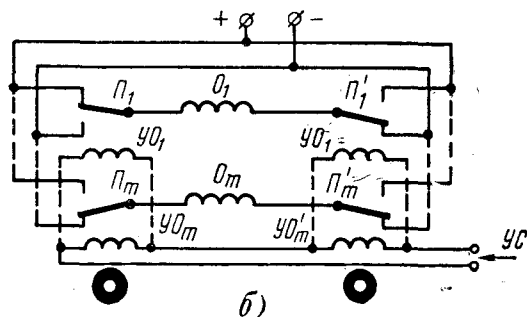
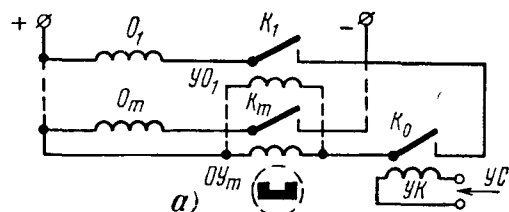


Рис. 4. Схемы управления бесколлекторных микроэлектродвигателей.

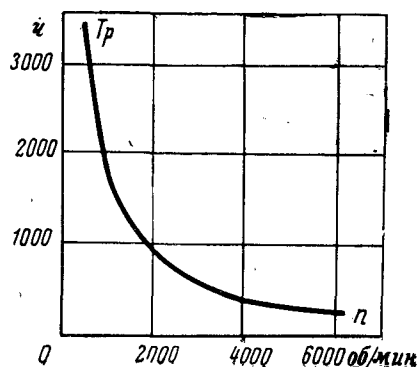


Рис. 5. Зависимость $T_p = f(n)$ при $N_n = 10^8$.

Синхронный тиристорный электропривод с частотно-токовым управлением

Канд. техн. наук В. Н. БРОДОВСКИЙ и канд. техн. наук Ю. А. КУЗНЕЦОВ

Москва

В ряде областей промышленности требуется применение регулируемых бесконтактных электроприводов, работающих от сети постоянного тока. Такие приводы могут быть изготовлены на базе тиристорных усилителей (инверторов) и синхронных двигателей с возбуждением от постоянного магнита.

Для приводов, работающих в замкнутых системах регулирования, удобным для управления является способ, при котором регулируются не напряжения, а токи в статорных обмотках двигателя [Л. 1—3]. Это достигается за счет охвата тиристорного усилителя глубокими отрицательными связями по току, с помощью которых контролируются мгновенные значения токов в фазах и определяются моменты времени подачи сигналов на включение и запирающие тиристоры. Усилитель работает в автогенераторном режиме. За период изменения тока в статорных обмотках происходит многократное переключение тиристоры, благодаря чему может быть получена форма токов, близкая к синусоидальной. Фаза токов в статорных обмотках по отношению к положению ротора определяется вспомогательным датчиком углового положения, который устанавливается на вал ротора. В этом случае вектор н. с. статора всегда повернут на определенный угол θ относительно вектора потока возбуждения двигателя и не зависит от угла поворота двигателя и скорости его изменения. Угол θ определяется начальной установкой датчика на валу ротора.

Частота токов в статорных обмотках двигателя определяется скоростью вращения ротора.

Блок-схема синхронного тиристорного привода с частотно-токовым управлением приведена на рис. 1.

С ротором 2 синхронного двигателя 1 жестко соединен вал индукционного датчика углового положения 3, который должен иметь то же число пар полюсов p , что и двигатель. Для простоты на блок-схеме изображены двигатель и бесконтактный датчик с $p=1$. Датчик возбуждается от усилителя-модулятора 4, на который подается входной сигнал $U_{вх}$. Усилитель-модулятор питается опорным напряжением $U_0 \sin \omega t$ повышенной частоты от генератора 9.

С трехфазной обмотки датчика снимаются три напряжения:

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= U_{вх} \sin(\alpha + \theta) \sin \omega t; \\ U_2 &= U_{вх} \sin(\alpha + \theta + 120^\circ) \sin \omega t; \\ U_3 &= U_{вх} \sin(\alpha + \theta + 240^\circ) \sin \omega t, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где α — угол поворота ротора двигателя;

θ — угол начальной установки вала датчика относительно ротора двигателя;

ω — частота опорного напряжения.

Здесь принято, что общий коэффициент передачи усилителя-модулятора и датчика по напряжению равен единице.

Выходные напряжения датчика 3 поступают на фазированные выпрямители 5, которые питает тот же генератор 9.

где T_p — гарантированный срок службы электропривода, ч;

N_b — гарантированное число включений герметичных контактов.

В соответствии с формулой (10) наибольший срок службы будет у двухполюсных машин.

Зависимость $T_p = f(n)$ для двухполюсных бесколлекторных микроэлектродвигателей при гарантированном числе включений существующих контактов $N_b = 10^8$ приведена на рис. 5. На основании графика $T_p = f(n)$ можно сделать вывод о том, что область применения бесколлекторных микроэлектродвигателей является низкоскоростной и моментный привод постоянного тока, особенно там, где нет источника переменного тока, где требуется обеспечить надежность и большой срок службы и где возможны тяжелые условия эксплуатации.

Литература

1. Вевюрко И. А., Разумовский Ю. В. и Селивахи А. И., Бесконтактный электродвигатель постоянного тока, «Вестник электропромышленности», 1962, № 3.

2. Лебедев Н. И. и Овчинников И. Е., Бесконтактный двигатель постоянного тока с транзисторным коммутатором, Сб. работ по вопросам электромеханики, Изд-во АН СССР, вып. 9, 1963.

3. Цоканов В. В., Бесколлекторный электропривод постоянного тока, «Электричество», 1963, № 2.

4. Овчинников И. Е. и Лебедев Н. И., Бесконтактные двигатели постоянного тока автоматических устройств, изд-во «Наука», 1966.

5. Вевюрко И. А., Некоторые особенности расчета и проектирования бесщеточных микроэлектродвигателей постоянного тока, «Электромеханика», 1964, № 4.

6. Лебедев Н. И. и Овчинников И. Е., Бесконтактный двигатель постоянного тока мощностью 10 Вт, Сб. «Электрические машины и электропривод малой мощности», изд-во «Наука», 1966.

7. Holcombe W., Relays that challenge semiconductor electronics, A. MCGRAW-HILL publication, vol. 37, 1964, № 12.

8. Рабкин Л. И. и Евгенова Н. И., Герконы (герметизированные магнитоуправляемые контакты), изд-во «Связь», 1968.

9. Васюков В. П., Кулешов Ю. П., Панфёров Ю. Б., Соколов В. А., Чекалова Н. Г. и Кацари К. К., Электродвигатель постоянного тока, Авторское свидетельство № 195542, «Бюлл. изобр.», 1967, № 10.

[26.12.1967]



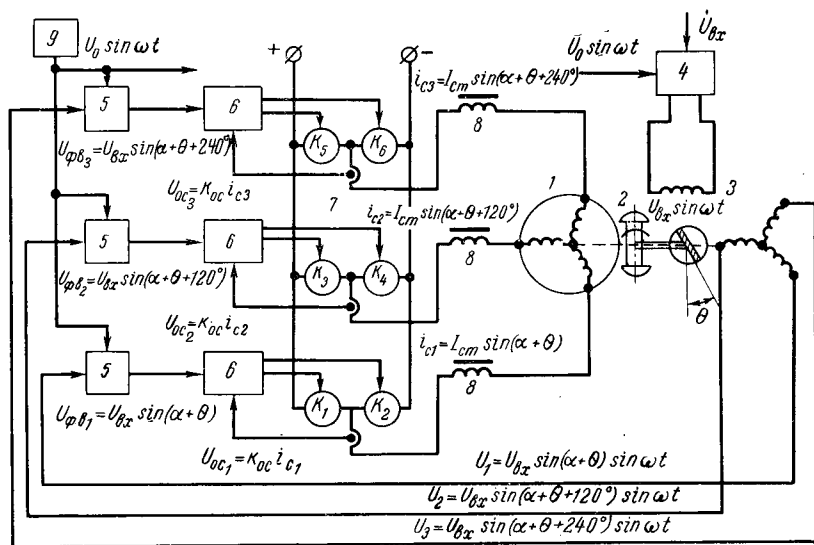


Рис. 1.

На выходе трех фазированных выпрямителей обеспечиваются три напряжения, свободные от опорной частоты:

$$\left. \begin{aligned} U_{\phi.в1} &= U_{вх} \sin(\alpha + \theta); \\ U_{\phi.в2} &= U_{вх} \sin(\alpha + \theta + 120^\circ); \\ U_{\phi.в3} &= U_{вх} \sin(\alpha + \theta + 240^\circ). \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Коэффициенты передачи по напряжению фазированных выпрямителей приняты равными единице.

Эти напряжения поступают на схемы управления 6, куда также заводятся напряжения обратной связи $U_{о.с}$, пропорциональные токам, протекающим по соответствующим статорным обмоткам двигателя:

$$\left. \begin{aligned} U_{о.с1} &= k_{о.с} i_{с1}; \\ U_{о.с2} &= k_{о.с} i_{с2}; \\ U_{о.с3} &= k_{о.с} i_{с3}, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где $k_{о.с}$ — размерный коэффициент передачи обратной связи, θ/a .

В каждой схеме управления происходит сравнение напряжения обратной связи $U_{о.с}$ с выходным напряжением фазированного выпрямителя $U_{\phi.в}$ и формирование сигналов, управляющих двумя силовыми ключами, образующими плечо мостового трехфазного усилителя 7. Силовые ключи, в каждый из которых входит тиристор со схемой запираения и антипараллельный диод, обозначены K_1 — K_6 .

При достаточно большом коэффициенте усиления в полной цепи обратной связи можно считать, что гладкие составляющие токов в статорных обмотках соответствуют напряжениям фазированных выпрямителей $U_{\phi.в}$ и определяются следующими выражениями:

$$\left. \begin{aligned} i_{с1} &= I_{ст} \sin(\alpha + \theta); \\ i_{с2} &= I_{ст} \sin(\alpha + \theta + 120^\circ); \\ i_{с3} &= I_{ст} \sin(\alpha + \theta + 240^\circ). \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Величина $I_{ст}$ определяется по формуле

$$I_{ст} = k_i U_{вх}, \quad (5)$$

где k_i — крутизна преобразования силового усилителя, a/θ ,

$$k_i \approx \frac{1}{k_{о.с}}.$$

Пренебрегая изменением потока возбуждения машины $\Phi_{в}$ из-за реакции якоря, можно выразить момент синхронной машины:

$$M = \text{const } \Phi_{в} I_{с} \sin(\hat{\Phi}_{в} I_{с}). \quad (6)$$

Угол между векторами потока возбуждения $\Phi_{в}$ и тока статора $I_{с}$ определяется начальной установкой датчика — углом θ . Если угол θ принять равным 90° (при $p=1$), то момент на валу двигателя будет максимальным при заданном токе статора.

Так же, как и ток $I_{с}$, момент пропорционален входному сигналу и не зависит от скорости:

$$M = \text{const } U_{вх}. \quad (7)$$

Такая зависимость сохраняется в рабочей зоне механических характеристик привода, пока усилитель вырабатывает токи строго в соответствии с сигналами, поступающими на схемы управления [см. выражение (4) и (5)], и только начиная с некоторой скорости вращения, назовем ее критической, из-за роста э. д. с. машины пропорциональность между напряжениями фазированных выпрямителей $U_{\phi.в}$ и токами в статорных обмотках нарушается. Момент двигателя будет резко падать с увеличением скорости. Это произойдет в момент, когда амплитуда э. д. с. машины становится больше напряжения источника питания.

Так как в рабочей зоне механических характеристик момент не зависит от скорости вращения, то невозможно использовать привод с такими мягкими характеристиками в разомкнутой системе, за исключением случаев работы на нагрузку типа вентиляторной. Это объясняется тем, что в заторможенном состоянии двигатель развивает пусковой момент, пропорциональный входному сигналу, и как только пусковой момент превысит момент нагрузки, двигатель разгоняется до некоторой скорости вращения, превышающей критическую скорость. Однако в замкнутых системах использование приводов с мягкими характеристиками не вызывает затруднений.

В рассматриваемом приводе применен трехфазный мостовой тиристорный усилитель с индивидуальной (двухступенчатой) коммутацией [Л. 4 и 6]. Принципиальная схема одной фазы тиристорного усилителя приведена на рис. 2. На схеме показаны силовая часть усилителя, устройство токовой обратной связи и часть схемы управления, в которой осуществляется сравнение сигнала обратной связи $U_{о.с}$ с сигналом фазированного выпрямителя $U_{\phi.в}$.

В усилителе тиристоры T_1 и T_2 являются рабочими, а тиристоры T_3 и T_4 — вспомогательными. Запирание рабочего тиристора, например T_1 , происходит при включении тиристора T_3 ; при этом образуется контур $C_3 D_1 L_1 D_5 T_3$ для протекания коммутационного тока.

Конденсатор C_3 подготавливается к очередному такту коммутации при включении тиристора T_1 , при этом ток протекает по контуру $C_3 L_3 D_3 T_1$. Для обеспечения токовой обратной связи, а также с целью увеличения надежности работы усилителя в его схему введен ряд дополнительных элементов и соединений.

Последовательно с рабочими тиристорами T_1 и T_2 и обратными диодами D_5 и D_6 включены первичные обмотки w_1 четырех трансформаторов тока $Tr1—Tr4$, с помощью которых измеряется мгновенное значение тока нагрузки. Последовательно с обмотками w_1 включены диоды $D_7—D_{10}$, которые обеспечивают протекание тока нагрузки по указанным обмоткам трансформаторов тока только в одном направлении.

Вторичные обмотки w_2 трансформаторов тока через диоды подключены к сопротивлениям R_7 и R_8 , на которых образуется напряжение обратной связи. На каждом трансформаторе тока имеется еще одна обмотка w_3 , по которой протекает постоянный ток. Величина этого тока выбирается из того расчета, чтобы он смог привести (перемангнитить) сердечники после каждого рабочего такта в исходное состояние.

Обмотки w_3 всех четырех трансформаторов тока соединены последовательно и через сопротивление R_2 подключены к источнику питания. Для уменьшения потерь в сопротивлении R_2 можно подключить обмотки w_3 к низковольтному источнику, от которого питается схема управления.

На схеме принято такое обозначение трансформаторов тока, что все обмотки, одинаково подчеркнутые, относятся к одному и тому же трансформатору. Начала обмоток обозначены точками. В схему

усилителя введены сопротивления $R_3—R_6$, обеспечивающие предварительную зарядку коммутационных конденсаторов C_3 и C_4 .

Диоды D_{11} и D_{12} ограничивают напряжения на диодах D_3 и D_4 . Причиной перенапряжений на диодах D_3 и D_4 является межвитковая емкость коммутационных дросселей L_3 и L_4 , которая в момент прекращения перезарядки коммутационных конденсаторов способствует возникновению в указанных дросселях высокочастотных колебаний с частотой порядка нескольких сот килогерц и с амплитудой, превышающей напряжение источника питания.

Дроссель L_1 шунтирован цепочкой $R_1 C_1$, служащей для ограничения напряжения на диодах D_1 , D_2 , D_5 и D_6 .

При наличии источника питания со средней точкой целесообразно подключить ее к средней точке статорных обмоток двигателя, соединенных в звезду, как это показано на рис. 2. В этом случае каждая фаза представляет собой отдельный усилитель, тиристоры в котором переключаются независимо от состояния тиристоров в других фазах. В противном случае при малой скорости вращения двигателя возможен такой режим работы, когда длительное время открыт рабочий тиристор в одной или даже двух фазах. Сердечники трансформаторов тока тех фаз, в которых открыты тиристоры, насыщаются, так как по их первичным обмоткам в течение длительного времени протекает постоянный ток. В результате будет нарушена нормальная работа. Кроме того, коммутационные конденсаторы длительно открытых тиристоров будут разряжаться и может случиться, что при очередном такте работы усилителя на конденсаторах не хватит заряда, чтобы запереть тиристоры.

Если же применять источник питания без средней точки, то схема управления должна обеспечивать определенную очередность коммутации тиристоров во всех трех фазах. Решение такой логической задачи значительно усложняет схему управления, и в статье этот вопрос не затрагивается.

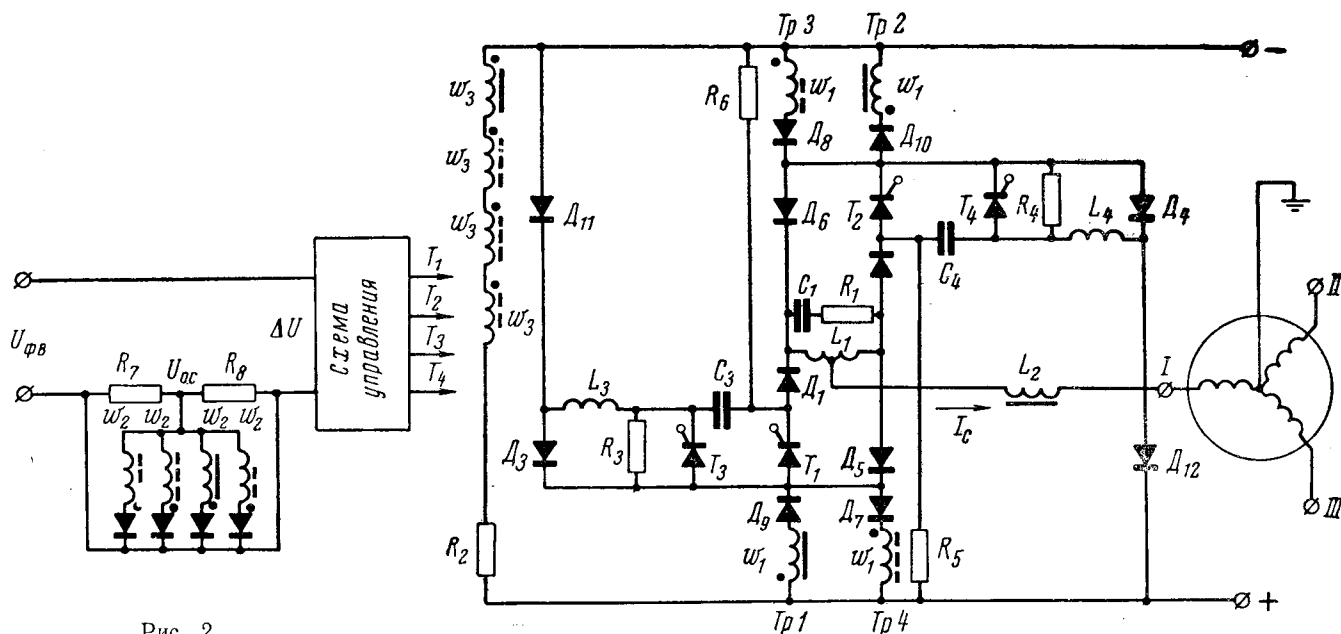


Рис. 2.

Рассмотрим работу одной фазы усилителя, поскольку другие работают аналогично. Коммутационные процессы в усилителе здесь не рассматриваются, так как они описаны в [Л. 4].

Пусть включен тиристор T_1 . Тогда ток нагрузки будет увеличиваться, протекая по первичной обмотке w_1 трансформатора тока $Tr1$, диоду D_9 , тиристор T_1 , диоду D_1 , дросселям L_1 , L_2 и по обмотке двигателя. Сердечник трансформатора тока $Tr1$ будет перемагничиваться и трансформировать ток обратной связи во вторичную обмотку. В это время остальные три трансформатора тока находятся в исходном состоянии, так как по их обмоткам w_3 протекает постоянный ток, а по первичным обмоткам токи не протекают.

С увеличением тока нагрузки увеличивается ток, а следовательно, и напряжение обратной связи, выделяемое на сопротивление R_8 . Напряжение $\Delta U = U_{ф.в} - U_{о.с.}$, поданное на схему управления, будет уменьшаться.

Схема управления работает в релейном режиме. В момент времени, когда разность ΔU станет равна нулю, а ток увеличится на величину Δi (пульсирующая составляющая тока), схема управления выдает сигнал на открытие вспомогательного тиристора T_3 , в результате чего произойдет коммутационный процесс и рабочий тиристор T_1 запрется.

Ток нагрузки будет протекать по первичной обмотке w_1 трансформатора тока $Tr3$, диодам D_8 , D_6 , дросселям L_1 , L_2 и по обмотке двигателя; при этом ток нагрузки и соответственно ток обратной связи, наводимый во вторичной обмотке w_2 трансформатора тока $Tr3$, уменьшаются. Величина напряжения обратной связи будет уменьшаться, а разность ΔU увеличиваться.

В это же время сердечник трансформатора тока $Tr1$ перемагничивается. Время перемагничивания мало, поскольку напряжение на обмотках трансформатора ограничивается лишь потерями в его сердечнике и к очередному включению тиристора T_1 трансформатор тока $Tr1$ будет находиться в исходном состоянии.

Как только разность ΔU станет равна заданной величине ΔU_m , которая определяется схемой управления, а ток нагрузки уменьшится на величину Δi , выдается сигнал на включение рабочего тиристора T_1 , и цикл работы усилителя повторяется.

Когда меняется полярность входного сигнала, ток нагрузки меняет направление. Он протекает либо через тиристор T_2 , либо через диод D_5 , в работе участвуют трансформаторы тока $Tr2$ и $Tr4$. Напряжение обратной связи прикладывается к сопротивлению R_7 при протекании по нему тока обратной связи, а в схеме управления начинает работать другое плечо. Подобным образом работают другие фазы усилителя.

Таким образом, токи в статорных обмотках отслеживают сигналы, поданные с фазированных выпрямителей. Мгновенные значения токов отличаются от заданных на величину не более Δi , а амплитуда токов при малом значении Δi определяется по (5).

Из вышеприведенного описания работы усилителя видно, что он имеет зону нечувствительности, так как тиристоры переключаются только с определенного значения входного сигнала. Наличие зоны нечувствительности заметно понижает коммутационные потери, так как в то время, когда по обмоткам двигателя токи не протекают, тиристоры находятся в запертом состоянии. Частота переключения тиристоров в усилителе зависит от величины пульсирующей составляющей тока нагрузки Δi , от общей индуктивности в цепи статора двигателя и от величины мгновенного значения э. д. с. в фазе двигателя. С увеличением э. д. с. частота уменьшается. Для понижения частоты переключения тиристоров последовательно со статорными обмотками двигателя включены сглаживающие дроссели 8 (рис. 1).

Осциллограммы токов при работе усилителя на активную нагрузку при разных частотах входного сигнала приведены на рис. 3 ($I_{ампл} = 37$ а). Как выше указывалось, для задания токов в фазах усилителя необходим датчик углового положения.

Использование для этих целей серийно выпускаемых бесконтактных сельсинов возможно только для двухполюсных двигателей, да и то затруднено по конструктивным соображениям. В рассматриваемом приводе в качестве исполнительного двигателя применена четырехполюсная машина, в связи с чем был разработан специальный бесконтактный датчик углового положения. Он представляет собой индукционную машину с фигурным ротором, которую можно изготовить с любым числом пар полюсов, а конструктивно выполнить в одном корпусе с исполнительным двигателем.

На рис. 4,а показана схематическая конструкция четырехполюсного датчика с фигурным ротором. Статор I и ротор II датчика набираются из пластин электротехнической стали. На каждом зубце статора находится обмотка III. Обмотки, числа витков которых равны, соединяются таким образом (см. рис. 4,б), что образуют трехфазный мост, каждое плечо которого состоит из последовательно соединенных обмоток, диаметрально расположенных зубцов.

К клеммам MN подводится однофазное напряжение возбуждения с усилителя-модулятора 4 (рис. 1). Ток, протекающий по обмоткам датчика, возбуждает переменный магнитный поток (показан стрелками на рис. 4,а).

Если считать, что величина потока в каждом зубце определяется только зазором между ним и ротором, то э. д. с., наводимая в каждой обмотке, обратно пропорциональна величине зазора между соответствующим зубцом статора и ротором. При вращении ротора вследствие изменения воздушного зазора напряжение возбуждения датчика преобразуется в трехфазную систему модулированных напряжений. Выходные напряжения датчика снимаются с клемм А, В, С. Для того чтобы получить синусоидальную форму огибающей выходного на-

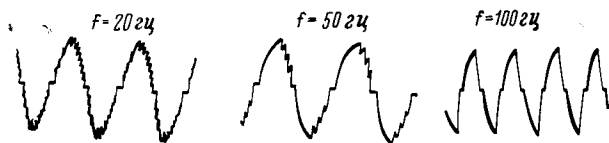


Рис. 3.

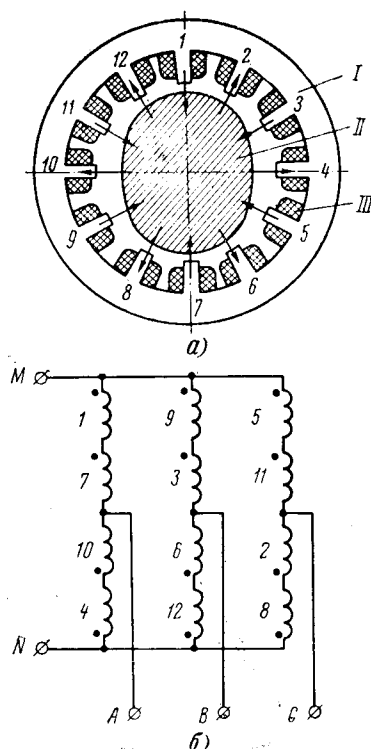


Рис. 4.

пряжения, конфигурация ротора должна быть выполнена такой, чтобы при его вращении зазор под каждым зубцом статора имел составляющую, меняющуюся по синусоидальному закону.

Коэффициент передачи по напряжению датчика с фигурным ротором составляет 0,3—0,4; он работает с точностью 30 мин.

Ниже приводятся результаты испытаний скоростной системы, выполненной на базе тиристорного усилителя и четырехполюсной машины типа МСА72/4А с электромагнитным возбуждением. Обратная связь по скорости осуществлялась от тахомашины, посаженной на вал исполнительного двигателя. Сигнал с тахомашин подавался на усилитель-модулятор 4, где сравнивался с входным сигналом $U_{вх}$.

В силовой части усилителя были применены тиристоры типа УПВК-50 и диоды типа ПВКЛ-50. Питание привода осуществлялось от источника постоянного тока напряжением 300 в.

Коэффициент усиления по скорости замкнутой системы был получен таким, что относительная просадка скорости составила 0,02. Под просадкой понимается отношение

$$\frac{n_{x,x} - n_{\text{м max}}}{n_{\text{к}}},$$

где $n_{x,x}$ — скорость при отсутствии момента нагрузки;

$n_{\text{м max}}$ — скорость при максимальном моменте нагрузки;

$n_{\text{к}}$ — критическая скорость.

Механические характеристики разомкнутой системы при различных входных сигналах приведены на рис. 5. Амплитудное значение тока $I_{\text{ст}}$ в статорных обмотках при заторможенном двигателе:

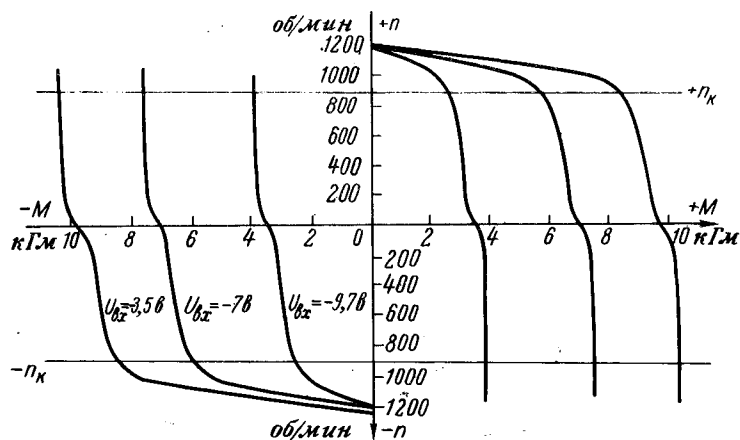


Рис. 5.

$I_{\text{ст}} = 13 \text{ а}$ при $U_{\text{вх}} = 3,5 \text{ в}$;

$I_{\text{ст}} = 26 \text{ а}$ при $U_{\text{вх}} = 7 \text{ в}$;

$I_{\text{ст}} = 37 \text{ а}$ при $U_{\text{вх}} = 9,7 \text{ в}$.

Максимальный момент двигателя $M = 8,5 \text{ кгм}$.

Критическая скорость двигателя, выше которой момент резко падает, $n_{\text{к}} = 900 \text{ об/мин}$.

Максимальная скорость двигателя $n_{\text{max}} = 1200 \text{ об/мин}$.

Максимальная мощность на валу двигателя $P_{\text{max}} = 7,8 \text{ кВт}$.

Значение к. п. д. привода в двигательном режиме равно 0,86.

Мощность, потребляемая при отсутствии входного сигнала $P_0 = 45 \text{ вт}$.

При определении к. п. д. привода мощность, расходуемая на возбуждение машины, не учитывалась, поскольку в дальнейшем предполагается возбуждать двигатель от постоянных магнитов.

Вид механических характеристик показывает, что при переходе от двигательного режима к генераторному наблюдается излом характеристик, обусловленный механическими потерями на трение и гистерезисными потерями. Плавность излома объясняется примененным способом снятия механических характеристик. На вертикальные пластины низкочастотного осциллографа подавался сигнал, пропорциональный скорости, а на горизонтальные пластины — сигнал, пропорциональный ускорению (моменту) двигателя. При реверсе привода луч осциллографа прочерчивал кривую, которая в соответствующем масштабе является механической характеристикой привода. Сигналы на пластины осциллографа подавались от вспомогательной тахомашины: сигнал, пропорциональный скорости — непосредственно от тахомашины, а сигнал, пропорциональный ускорению — через дифференцирующий контур и сглаживающий фильтр. При испытаниях внешняя нагрузка на валу двигателя отсутствовала.

На рис. 6 приведены осциллограммы токов в статорных обмотках двигателя (кривые 1, $I_{\text{ампл}} = 30 \text{ а}$), тока сети (кривая 2, максимальный ток, отдаваемый в источник питания 25 а), фазового напряжения (кривая 3, $U_{\text{ампл}} = 170 \text{ в}$) при реверсе привода. Полный реверс осуществляется за 1,3 сек.

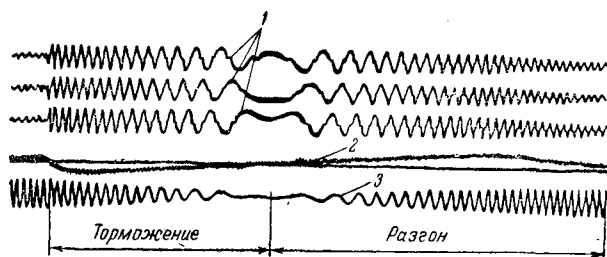


Рис. 6.

Суммарный момент инерции ротора и маховика равен $0,066 \text{ кгмсек}^2$.

Напряжение питания привода (300 в) было получено путем мостового выпрямления трехфазного напряжения 220 в промышленной частоты. Мостовой выпрямитель снабжен устройством, с помощью которого к нему автоматически подключается балластное сопротивление при работе привода в генераторном (тормозном) режиме. Хотя это и приводит к дополнительным потерям во время торможения двигателя, но, учитывая, что при работе привода режимы торможения редки, потери практически не сказываются на общем балансе энергии.

Схема выпрямителя с устройством для подключения балластного сопротивления показана на рис. 7. Здесь показано, что кроме силового выпрямителя *I*, подключенного непосредственно к сети, имеется еще маломощный выпрямитель *II*, который подсоединен к сети через повышающий трансформатор.

Выпрямитель *II* является источником эталонного напряжения U_0 , величина которого должна быть

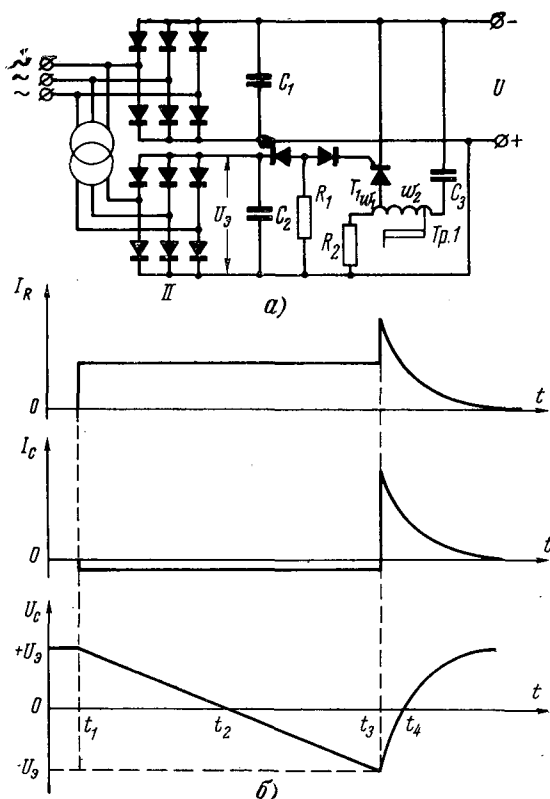


Рис. 7.

несколько больше величины выходного напряжения U .

Когда нагрузка потребляет энергию (двигательный режим), ток управления тиристора T_1 , служащего для подключения балластного сопротивления R_2 , равен нулю и тиристор заперт. Когда же нагрузка отдает энергию (генераторный режим), выходное напряжение источника питания растет и конденсатор C_1 подзаряжается. Как только величина выходного напряжения U превысит эталонное напряжение, тиристор открывается и подключает балластное сопротивление к нагрузке на время t_R .

Величина балластного сопротивления R_2 выбирается из условия, чтобы ток, протекающий по нему, был бы больше максимального тока $I_{H \max}$, отдаваемого нагрузкой,

$$R_2 < \frac{U_0}{I_{H \max}}, \quad (8)$$

а величина t_R выбирается такой, чтобы за время подключения балластного сопротивления напряжение на конденсаторе C_1 изменилось от величины U_0 до U для случая, когда ток нагрузки равен нулю

$$t_R = \frac{2C_1 R_2 (U_0 - U)}{U_0 + U}. \quad (9)$$

Если время t_R будет больше величины, подсчитанной по формуле (9), то на балластном сопротивлении выделится излишняя энергия в моменты перехода привода из генераторного в двигательный режим. Брать t_R меньше также нецелесообразно, так как это вызывает повышенное число переключений тиристора.

Для того чтобы обеспечить необходимую величину t_R , соответствующим образом должны быть выбраны параметры коммутационной схемы тиристора, в которую входит конденсатор C_3 и трансформатор $Tr1$, выполненный на сердечнике с прямоугольной петлей гистерезиса.

Рассмотрим процесс подключения балластного сопротивления. Диаграммы тока I_R , протекающего по балластному сопротивлению R_2 , тока I_C , протекающего по конденсатору C_3 и напряжения U_C на конденсаторе C_3 приведены на рис. 7, б.

Перед включением тиристора конденсатор C_3 заряжен до напряжения $+U_0$, а трансформатор насыщен $(+B_s)$, что обеспечивается предыдущим тактом работы. При открытии тиристора (момент времени t_1) конденсатор C_3 перезаряжается, а трансформатор перемагничивается. Если пренебречь э. д. с., наводимой в обмотке ω_1 , так как она имеет малое число витков, и током холостого хода трансформатора, то ток перезаряда конденсатора C_3 равен:

$$I_C = I_R \frac{\omega_1}{\omega_2}. \quad (10)$$

В момент времени t_3 напряжение на конденсаторе становится равным $-U_0$, а сердечник трансформатора опять насыщается $(+B_s)$. Тиристор запирается, поскольку к нему прикладывается обратное напряжение с конденсатора C_3 . Если принять, что ток I_R в течение интервала времени, пока включен тиристор, не меняется, то

$$t_{R'} = \frac{2U_3 C_3}{I_R \frac{\omega_1}{\omega_2}} \quad (11)$$

Начиная с момента времени t_3 , конденсатор C_3 перезаряжается с постоянной времени $\tau = R_2 C_3$.

В течение интервала времени $t_4 - t_3$ к тиристорному приложено обратное напряжение. Для надежного запираания тиристора необходимо, чтобы этот интервал времени был больше времени запираания ($t_{\text{восс}}$) тиристора. Интервал $t_4 - t_3$ находится из уравнения

$$t_{\text{восс}} \leq t_4 - t_3 = 0,69 R_2 C_3. \quad (12)$$

Практически интервал времени $t_4 - t_3$ получается несколько большим из-за индуктивности рассеяния обмоток трансформатора.

Из (12) можно определить значение C_3 . Число витков ω_2 трансформатора выбирается из расчета, что в течение интервала $t_2 - t_1$ трансформатор не успеет перейти от одного насыщенного состояния ($+B_s$) к другому ($-B_s$).

Средняя величина напряжения, под действием которого трансформатор перемагничивается, равна $\frac{U_3}{2}$.

Таким образом,

$$\omega_2 \geq \frac{U_3 t_R}{4 B_s S}. \quad (13)$$

Число витков ω_1 находится из (11).

В источнике, от которого питался привод, были использованы следующие элементы: тиристор типа УПВК-50; диоды силового моста типа ПВКЛ-50; диоды моста эталонного напряжения типа Д232; конденсатор C_3 — 8 мкф; конденсатор C_1 — 7800 мкф; балластное сопротивление $R_2 = 7$ ом; трансформатор $Tp1$ с пермаллоевым тороидальным сердечником марки 50НП; сечение сердечника 7 см^2 , число витков $\omega_1 = 5$, $\omega_2 = 200$.

Величина эталонного напряжения U_3 была взята равной 330 в.

Литература

1. Бродовский В. Н. и Иванов Е. С., Бесконтактный электропривод с частотно-токовым управлением для замкнутых систем регулирования, «Электричество», 1967, № 10.
2. Бродовский В. Н. и Кузнецов Ю. А., Способ управления бесколлекторным транзисторным электроприводом постоянного тока, Авторское свидетельство № 186018 класса 21d² 41 от 6 июля 1962 г., «Бюлл. изобр.», 1966, № 18.
3. Бродовский В. Н., Замбрицкий А. А., Кузнецов Ю. А. и Рыбкин Ю. П., Бесконтактный реверсивный регулируемый привод постоянного тока, Авторское свидетельство № 186019 класса 21d² 41 от 22 мая 1963 г., «Бюлл. изобр.», 1966, № 18.
4. Abraham L., Neumann K., Korrelmann F., Инверторы для регулирования скорости короткозамкнутых асинхронных двигателей, AEG-Mitt., 1964, № 1/2, т. 54.
5. Толстов Ю. Г., Измерительные трансформаторы постоянного тока, Госэнергоиздат, 1951.
6. Сандлер А. С. и Гусяцкий Ю. М., Автономный инвертор с широтно-импульсной модуляцией по синусоидальному закону для частотного управления асинхронными двигателями, «Электричество», 1967, № 3.

[28.2.1968]



УДК 62—83:621.965

О минимальном времени синхронизации летучих ножиц

Я. П. ОГАНЬЯН, Л. В. АКИМОВ, В. А. ВАСИЛЬЕВ и В. Г. ГОРБУНОВ

Харьков

Летучие ножицы непрерывного заготовочного стана предназначены для разрезания полосы металла при полной скорости ее движения на мерные длины, характеризующиеся кратностями j по отношению к некоторым расчетным длинам. В статье рассматриваются летучие ножицы, электродвигатель которых работает в режиме непрерывного вращения. В момент реза скорость электродвигателя должна быть близкой или равной некоторой скорости n_c , соответствующей скорости движения полосы металла и называемой для краткости синхронной скоростью электродвигателя.

Как известно [Л. 1], для получения первой мерной длины разрезаемой заготовки требуется синхронизация пространственного положения ножей летучих ножиц с ее передним концом. Для выполнения этого условия вал электродвигателя ножиц к моменту встречи ножей с передним концом заготовки должен за счет увеличения (синхронизации обгоном) или уменьшения (синхронизации отставанием) его скорости по отношению к n_c с последующим ее восстановлением до n_c отработать за

время синхронизации t_c некоторый дополнительный угол, называемый углом рассогласования.

Временем t_c определяется продолжительность пауз подачи к ножицам полос металла, ввиду чего синхронизация ножиц является процессом, который может лимитировать производительность прокатного стана. Постоянная интенсификация работы прокатных станов выдвигает требование сокращения времени синхронизации летучих ножиц.

В статье исследуется один из путей сокращения времени синхронизации t_c , который может быть использован как при модернизации существующих электроприводов летучих ножиц, так и при проектировании вновь строящихся.

Для синхронизации обгоном скорость электродвигателя летучих ножиц выбирается с некоторым превышением Δn над его наибольшей синхронной скоростью. Обычно это превышение составляет величину порядка 20—25% от n_c [Л. 1 и 2]. Однако тенденция повышения скоростей прокатки при интенсификации работы непрерывных заготовочных станов требует увеличения n_c , в результате чего со-

кращается первоначально принятое превышение скорости Δn . Последнее влечет за собой увеличение времени синхронизации обгоном при отработке прежних долей угла рассогласования. Большими становятся также паузы подачи металла к ножницам. Перераспределение в данном случае долей угла рассогласования, обрабатываемых в процессах синхронизации обгоном и отставанием, в сторону увеличения доли, обрабатываемой при синхронизации отставанием, также приводит к увеличению времени t_c .

Для сокращения времени t_c можно увеличить мощность силовой части системы электропривода летучих ножиц (электродвигатель и питающий его преобразовательный агрегат) и обеспечить новое значение превышения скорости электродвигателя Δn , равное 20—25% от нового значения синхронной скорости n_c .

Однако для достижения этой цели необходимо добиться предельного использования существующей силовой части электропривода летучих ножиц, что может быть обеспечено двумя способами:

переходом к оптимальному по быстродействию управлению электроприводом летучих ножиц в процессах синхронизации обгоном и отставанием; повышением Δn до значений $\Delta n > 25\% n_c$ путем предварительного ослабления поля электродвигателя и соответствующим перераспределением долей угла рассогласования, обрабатываемых при синхронизации обгоном и отставанием.

Допустим, что механизм летучих ножиц не ограничивает верхнего предела скорости электродвигателя $n_{\max}$ и что система управления электроприводом обеспечивает оптимальные по быстродействию процессы синхронизации обгоном и отставанием. Учитывая эти допущения, определим следующие величины, при которых достигается минимальное время синхронизации $t_{c\min}$: оптимальное превышение скорости Δn ; оптимальное значение максимальной скорости электродвигателя $n_{\max}$ и соответствующее ей значение предварительного ослабления потока возбуждения $\Phi_{\min}$; оптимальные значения долей угла рассогласования, обрабатываемые при синхронизации обгоном и отставанием.

Угол рассогласования α может изменяться от 0 до 2π рад с учетом кратности j и передаточного числа i механизма летучих ножиц.

Для максимального угла рассогласования $\alpha_{\max}$ можно записать:

$$\alpha_{1\max} + \alpha_{2\max} = 2\pi, \quad (1)$$

где $\alpha_{1\max}$ — максимальная доля $\alpha_{\max}$, обрабатываемая при синхронизации обгоном;

$\alpha_{2\max}$ — максимальная доля $\alpha_{\max}$, обрабатываемая при синхронизации отставанием.

Если $\Delta n = (20-25)\% n_c$, то при наличии ограничений: скорости электродвигателя $n_{\max} = n_c + (20-25)\% n_c$, его тока I и скорости изменения тока I' оптимальные по быстродействию тахограммы отработки углов $\alpha_{1\max}$ и $\alpha_{2\max}$ будут иметь форму, близкую соответственно к трапецеидальной и треугольной [Л. 1]. С увеличением Δn форма тахограммы отработки прежнего угла $\alpha_{1\max}$ станет прибли-

жаться к треугольной, что приведет к сокращению времени синхронизации обгоном t_{c1} . Это даст возможность с целью сокращения времени синхронизации произвести перераспределение углов $\alpha_{1\max}$ и $\alpha_{2\max}$ в сторону увеличения $\alpha_{1\max}$ и уменьшения $\alpha_{2\max}$ при сохранении равенства (1). Перераспределение углов $\alpha_{1\max}$ и $\alpha_{2\max}$ следует производить до выполнения равенства

$$t_c = t_{c1} = t_{c2}, \quad (2)$$

где t_{c1} и t_{c2} — времена синхронизации обгоном и отставанием, так как, очевидно, только в этом случае время синхронизации t_c может быть минимальным.

Однако увеличение Δn существующего электродвигателя возможно только при ослаблении его поля. Поскольку при этом уменьшается момент электродвигателя, вопрос об уменьшении времени синхронизации t_c при указанном выше перераспределении углов $\alpha_{1\max}$ и $\alpha_{2\max}$ не является бесспорным.

Рассмотрим в связи с этим диаграммы изменения тока и тахограммы электродвигателя в процессах синхронизации обгоном и отставанием, приведенные на рис. 1.

На рис. 1 цифрами 1'—2', 3'—4', 5'—6', 7'—8', 1''—2'', 3''—4'', 5''—6'', 7''—8'' обозначены участки отработки долей $\Delta\alpha_k$ (k — цифра при конечной точке участка) углов $\alpha_{1\max}$ и $\alpha_{2\max}$ при изменении тока электродвигателя с $|I'| = \text{const}$;

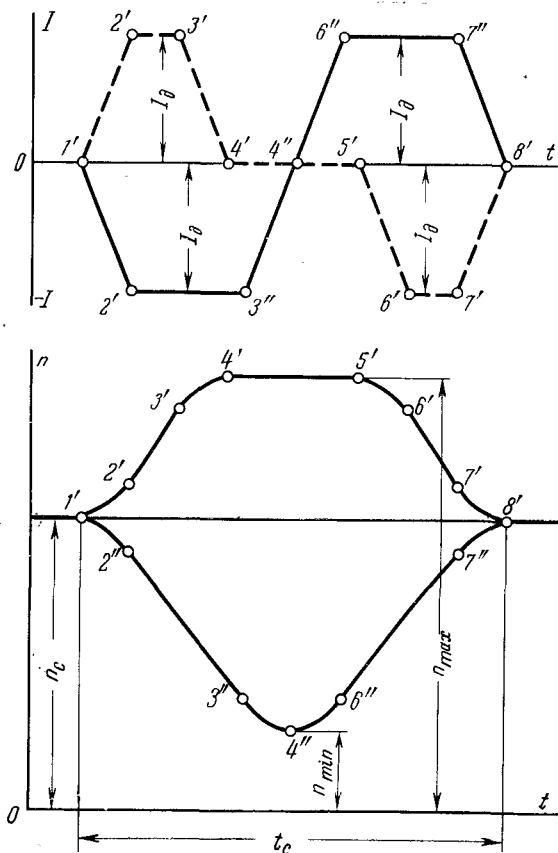


Рис. 1. Диаграммы изменения тока и тахограммы работы электродвигателя в процессах синхронизации обгоном и отставанием.

2'—3', 6'—7', 2''—3'', 6''—7'' — участки обработки некоторых долей $\Delta\alpha_k$ углов $\alpha_{1\max}$ и $\alpha_{2\max}$ при $|I_d| = \lambda I_H = \text{const}$, где I_d и I_H — допустимый и номинальный токи электродвигателя, λ — коэффициент перегрузки электродвигателя по току;

4'—5' — участок обработки некоторой доли угла $\alpha_{1\max}$ со скоростью $n_{\max} = \text{const}$.

Уравнение (1) для рассматриваемого случая имеет вид:

$$\sum_{n=2'}^{n=8'} \Delta\alpha_k + \sum_{n=2''}^{n=8''} \Delta\alpha_k = 2\pi, \quad (3)$$

где

$$\sum_{n=2'}^{n=8'} \Delta\alpha_k = \alpha_{1\max}; \quad (4)$$

$$\sum_{n=2''}^{n=8''} \Delta\alpha_k = \alpha_{2\max}. \quad (5)$$

Определим доли углов $\alpha_{1\max}$ и $\alpha_{2\max}$, обрабатываемые на каждом из участков процессов синхронизации.

Уравнение движения электропривода для каждого участка без учета момента статического сопротивления и момента холостого хода может быть представлено в общем виде [Л. 2]:

$$\frac{GD_{\text{пр}}^2}{375} \left(\frac{dn}{dt} \right)_{m-k} = k_M I_{m-k}, \quad (6)$$

где $\left(\frac{dn}{dt} \right)_{m-k}$ и I_{m-k} — текущие значения ускорения и тока электродвигателя на участке;

$GD_{\text{пр}}^2$ — приведенный к валу электродвигателя маховый момент его якоря и механизма летучих ножиц;

k_M — коэффициент пропорциональности между моментом и током двигателя;

m и k — цифры при начальной и конечной точках участка.

На основании выражения для момента электродвигателя при пониженном потоке

$$M = 0,975 \frac{P_H}{n_{\max}} = 0,975 \frac{E_H I_H}{n_{\max}} \quad (7)$$

определим коэффициент

$$k_M = 0,975 \frac{E_H}{n_{\max}}, \quad (8)$$

где M и P_H — момент вращения и номинальная мощность на валу двигателя;

E_H и $n_{\max}$ — номинальная э. д. с. и максимальная скорость вращения двигателя.

Для тока, скорости, обрабатываемой доли угла рассогласования и времени работы двигателя на участках $m-k$ с ограниченной величиной скорости изменения тока $|I'| = \text{const}$ (участки 1'—2', 3'—4', 5'—6', 7'—8', 1'—2'', 3''—4'', 4''—6'' и 7''—8'') можно записать:

$$I_{m-k} = \int I' dt = I' t_{m-k} + I_m; \quad (9)$$

$$n_{m-k}^{I'} = \text{const} = \frac{\delta}{n_{\max}} \left(\frac{I'^2_{m-k}}{2} + I_m t_{m-k} \right) + n_m; \quad (10)$$

$$\Delta\alpha_{m-k}^{I'} = \text{const} = \frac{2\pi}{60ij} \left[\frac{\delta}{n_{\max}} \left(\frac{I'^3_{m-k}}{6} + \frac{I_m t'^2_{m-k}}{2} \right) + (n_m - n_c) t_k \right]; \quad (11)$$

$$t_k^{I'} = \text{const} = \frac{I_k - I_m}{I'} = \frac{\lambda I_H}{I'}, \quad (12)$$

где

$$\delta = \frac{375 \cdot 0,975 E_H}{GD_{\text{пр}}^2}. \quad (13)$$

Для участков ограниченного значения тока (участки 2'—3', 6'—7', 2''—3'' и 6''—7''), полагая в (10) и (11) $|I| = \text{const}$ и $I' = 0$, получим:

$$n_{m-k}^{I} = \text{const} = \frac{\delta}{n_{\max}} I_m t_{m-k} + n_m; \quad (14)$$

$$\Delta\alpha_{m-k}^{I} = \text{const} = \frac{2\pi}{60ij} \left[\frac{\delta}{n_{\max}} \frac{I_m t'^2_{m-k}}{2} + (n_m - n_c) t_k \right], \quad (15)$$

откуда для времени работы электропривода на данном участке из (14) найдем:

$$t_k^{I} = \text{const} = \frac{n_{\max} (n_k - n_m)}{\delta I_m}. \quad (16)$$

Скорость двигателя и обрабатываемую им долю угла рассогласования на участке 4'—5' легко найти, приняв в (10) и (11) $I = I' = 0$:

$$n_{m-k}^{I=0} = n_m; \quad (17)$$

$$\Delta\alpha_{m-k}^{I=0} = \frac{2\pi}{60ij} (n_m - n_c) t_k. \quad (18)$$

На основании (10) с учетом (12) и (16) найдем время работы электропривода на участках с $|I| = \text{const}$:

на участках обработки угла $\alpha_{1\max}$ (2'—3' и 6'—7')

$$t_k^{I} = \text{const} = \frac{n_{\max}}{\delta \lambda I_H} \left(n_{\max} - n_c - \frac{\delta \lambda^2 I_H^2}{n_{\max} I'} \right); \quad (19)$$

на участках обработки угла $\alpha_{2\max}$ (2''—3'' и 6''—7'')

$$t_k^{I} = \text{const} = \frac{n_{\max}}{\delta \lambda I_H} \left(n_c - n_{\min} - \frac{\delta \lambda^2 I_H^2}{n_{\max} I'} \right). \quad (20)$$

Определим t_{c1} и t_{c2} с учетом (12), (19) и (20):

$$t_{c1} = 4 \frac{\lambda I_H}{I'} + 2 \frac{n_{\max}}{\delta \lambda I_H} \left(n_{\max} - n_c - \frac{\delta \lambda^2 I_H^2}{n_{\max} I'} \right) + t_{5'}^{I=0}; \quad (21)$$

$$t_{c2} = 4 \frac{\lambda I_H}{I'} + 2 \frac{n_{\max}}{\delta \lambda I_H} \left(n_c - n_{\min} - \frac{\delta \lambda^2 I_H^2}{n_{\max} I'} \right), \quad (22)$$

откуда на основании (2) запишем выражение для времени работы электропривода на участке 4'—5'

$$t_{5'}^{I=0} = \frac{2n_{\max}}{\delta \lambda I_H} (2n_c - n_{\max} - n_{\min}). \quad (23)$$

Подставим теперь (12), (19), (20) и (23) в (11), (15) и (18) соответственно, а затем полученные на соответствующих участках доли углов

$\alpha_{1\max}$ и $\alpha_{2\max}$ подставим в суммы выражений (4) и (5). При этом получим:

$$\alpha_{1\max} = \frac{2\pi\lambda n}{60ijI'} (n_{\max} - n_c) \left[1 + \frac{I' n_{\max}}{\delta \lambda^2 I'^2} \times \right. \\ \left. \times (3n_c - n_{\max} - 2n_{\min}) \right]; \quad (24)$$

$$\alpha_{2\max} = \frac{2\pi\lambda n}{60ijI'} (n_c - n_{\min}) \left[1 + \frac{I' n_{\max}}{\delta \lambda^2 I'^2} (n_c - n_{\min}) \right]. \quad (25)$$

Выражение (3) с учетом (24) и (25) имеет вид:

$$n_{\min}^2 - 2 \left(n_{\max} + \frac{\delta \lambda^2 I'^2}{n_{\max} 2I'} \right) n_{\min} - n_{\max}^2 + \\ + 4n_c n_{\max} - \frac{\delta \lambda^2 I'^2}{I'} - 2n_c - \frac{60ij\delta \lambda n}{n_{\max}} = 0, \quad (26)$$

откуда

$$n_{\min} = n_{\max} + \frac{\delta \lambda^2 I'^2}{n_{\max} 2I'} - \\ - \sqrt{2(n_{\max} - n_c)^2 + \frac{60ij\delta \lambda n}{n_{\max}} + \frac{\delta^2 \lambda^4 I'^4}{n_{\max}^2 4(I')^2}}. \quad (27)$$

Корень уравнения (26) $n_{\min} > n_{\max} + \frac{\delta \lambda^2 I'^2}{n_{\max} 2I'}$ не имеет смысла и поэтому опускается.

Подставляя (27) в (22) и учитывая равенство (2), найдем время синхронизации:

$$t_c = 4 \frac{\lambda n}{I'} + 2 \frac{n_{\max}}{\delta \lambda n} \left[n_c - n_{\max} - \frac{1,5 \lambda^2 I'^2 \delta}{n_{\max} I'} + \right. \\ \left. + \sqrt{2(n_{\max} - n_c)^2 + \frac{60ij\delta \lambda n}{n_{\max}} + \frac{\delta^2 \lambda^4 I'^4}{n_{\max}^2 4(I')^2}} \right]. \quad (28)$$

Как показывает (28), при заданных значениях величин n_c , j , i , δ , I_n , λ и I' время синхронизации летучих ножиц зависит от максимальной скорости электродвигателя. Функция $t_c = f(n_{\max})$, представленная выражением (28), носит экстремальный характер.

На рис. 2 в качестве примера приведены функции $t_c = f(n_{\max})$ для различных величин n_c , j и I' , построенные на основании (28) с использованием конкретных данных механизма и электропривода летучих ножиц:

$i=3,5$; $GD_{\text{пр}}^2=6500$ кгм²; генератор типа ГП-1000-1000 ($P_n=1000$ кВт, $n_n=1000$ об/мин, $U_n=750$ в, $I_n=1335$ а);

электродвигатель типа МП1200-400 ($P_n=880$ кВт, $n_n=400$ об/мин, $U_n=750$ в, $I_n=1270$ а, $E_n=723$ в, $\lambda=3$).

На рис. 2 представлены также зависимости $\alpha_{1\max}=f_1(n_{\max})$ и $\alpha_{2\max}=f_2(n_{\max})$, построенные с использованием выражений (24) и (25). Ось абсцисс $n_{\max}$ (рис. 2) является также осью потока возбуждения электродвигателя $\Phi_{\min}$, соответствующего скорости $n_{\max}$. Значения потока рассчитаны на основании выражения:

$$\Phi_{\min} = \frac{E_n}{c_E n_{\max}}, \quad (29)$$

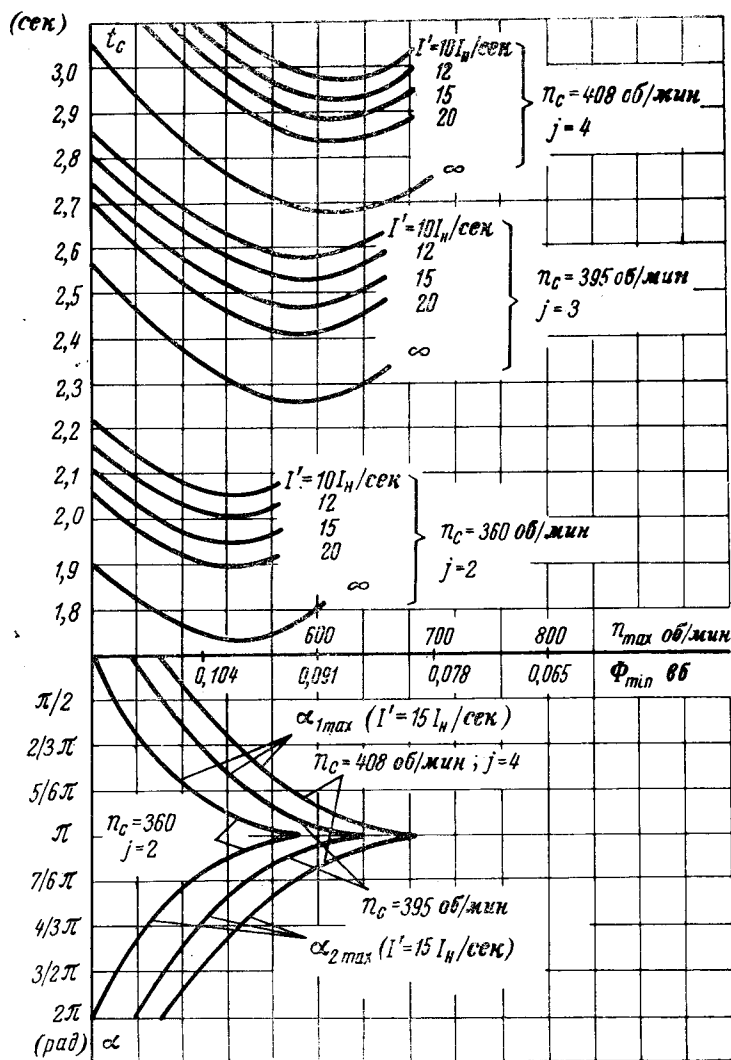


Рис. 2. Зависимости $t_c=f(n_{\max})$, $\alpha_{1\max}=f_1(n_{\max})$ и $\alpha_{2\max}=f_2(n_{\max})$.

где c_E — конструктивная постоянная электродвигателя.

По зависимостям $t_c=f(n_{\max})$, $\alpha_{1\max}=f_1(n_{\max})$ и $\alpha_{2\max}=f_2(n_{\max})$, приведенным на рис. 2, можно определить минимальное время синхронизации $t_{c\min}$ и соответствующие ему значения максимальной скорости электродвигателя $n_{\max}$, а также величину углов рассогласования $\alpha_{1\max}$ и $\alpha_{2\max}$.

Графики рис. 2 дают возможность определить и значение величины $\Phi_{\min}$, соответствующей минимальному времени $t_{c\min}$. На основании выражения

$$\Delta n = n_{\max} - n_c, \quad (30)$$

используя найденное по графикам рис. 2 значение величины $n_{\max}$, можно вычислить превышение скорости электродвигателя Δn , обеспечивающее минимальное время синхронизации $t_{c\min}$.

Как показывают зависимости $t_c=f(n_{\max})$ величины $n_{\max}$ и $\Phi_{\min}$, соответствующие минимальным значениям $t_{c\min}$ для ряда сочетаний n_c и j , а также значений I' , различны. Следовательно, с целью получения $t_{c\min}$ для всех возможных сочетаний n_c и j и для некоторого фиксированного значения I'

О синтезе элементов систем автоматического управления как автоматов

Канд. техн. наук доц. В. Т. БАРДАЧЕВСКИЙ и инж. В. А. ЛЕЩИНСКИЙ

Львов

В процессе синтеза систем автоматического управления (САУ) производится построение некоторых физических систем, удовлетворяющих определенным критериям и состоящих из проектируемых — заданных или выбираемых из некоторого множества заданных элементов (объекты управления, электрические машины и т. п.) и проектируемых элементов (функциональные задающие устройства, корректирующие устройства и т. п.). Под термином элемент системы автоматического управления будем подразумевать в дальнейшем элемент, проектируемый в процессе синтеза.

Синтез элементов САУ в основном производится неформализованными методами, так как только для некоторых типов элементов (релейно-контактные и бесконтактные блоки логического действия) существуют частично формализованные методы. Это часто приводит к неоднозначности решений и получению различных результатов даже при синтезе элементов с одинаковыми отображениями. Поэтому существует необходимость разработки формализованных методов синтеза элементов в теории автоматического управления или использования методов других теорий, имеющих объекты изучения, которые могут представлять элементы САУ, и точно описанные алгоритмы их синтеза. Одной из таких теорий является теория автоматов, объектом изучения которой являются автоматы и их композиции. Суть применения методов теории автоматов в задачах синтеза элементов САУ заключается в строгом определении элементов, которые могут быть представлены автоматами, и синтезе их как автоматов.

Определим множество элементов САУ, представимых автоматами, путем установления изоморфизмов между множествами элементов САУ и абстрактными конечными автоматами.

Представим множество элементов САУ в виде следующего произведения множеств

$$S = M \times T, \quad (1)$$

где M — множество множеств обобщенных координат элементов САУ;

T — множество элементов времени функционирования элементов САУ.

Множества M и T имеют мощности континуума, т. е.

$$\overline{\overline{M}} = N_1, \quad \overline{\overline{T}} = N_1, \quad (2)$$

где $\overline{\overline{M}}$ и $\overline{\overline{T}}$ — соответственно мощности (кардинальные числа) множеств M и T ;

N_1 — кардинальное число бесконечного нечетного множества.

Очевидно

$$\overline{\overline{S}} = N_1. \quad (3)$$

Множество S имеет следующие подмножества:

$$\left. \begin{aligned} S_1 &= M_0 \times T_0; \\ S_2 &= M_1 \times T_0; \\ S_3 &= M_2 \times T_0; \\ S_4 &= M_0 \times T_1; \\ S_5 &= M_1 \times T_1; \\ S_6 &= M_2 \times T_1, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где S_1 — множество непрерывных элементов САУ;

S_2, S_3 — множества релейных элементов САУ;

S_4, S_5 — множества импульсных элементов САУ;

S_6 — множество цифровых элементов САУ;

M_0, M_1 и M_2 — множества обобщенных координат такие, что

$$\left. \begin{aligned} \overline{\overline{M_0}} &= N_1, \quad M_1 \subseteq M, \quad \overline{\overline{M_1}} = N_0; \\ M_2 &\subseteq M, \quad \overline{\overline{M_2}} = q, \quad q \in N; \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

необходимо иметь возможность получать соответствующие фиксированные значения потока возбуждения электродвигателя.

Согласно зависимостям $\alpha_{1\max} = f_1(n_{\max})$ и $\alpha_{2\max} = f_2(n_{\max})$ (рис. 2) при различных $n_{\max}$, соответствующих $t_{c\min}$ для различных сочетаний n_c и j и значений I' , электропривод отрабатывает различные углы $\alpha_{1\max}$ и $\alpha_{2\max}$. В связи с этим для получения $t_{c\min}$ при всех возможных сочетаниях n_c и j и при некотором фиксированном значении I' необходимо иметь возможность при постоянстве суммы $\alpha_{1\max} + \alpha_{2\max}$ изменять соотношение между $\alpha_{1\max}$ и $\alpha_{2\max}$ соответственно изменению сочетания n_c и j .

Поскольку значения величин n_c и j устанавливаются до начала синхронизации, выбор $n_{\max}$ из-

менением потока возбуждения электродвигателя и установка соответствующего соотношения между $\alpha_{1\max}$ и $\alpha_{2\max}$ также до начала синхронизации не повлияют на продолжительность самого процесса синхронизации. При этом в процессе синхронизации $n_{\max}$ и соотношение между $\alpha_{1\max}$ и $\alpha_{2\max}$ для каждого сочетания n_c и j должны оставаться неизменными.

Литература

1. Афанасьев В. Д., Электропривод автоматических летучих ножниц, Госэнергоиздат, 1962.
2. Доманицкий С. М., К вопросу о построении системы оптимального управления летучими ножницами, сб. «Электропривод и автоматизация промышленных установок», Госэнергоиздат, 1960.

[3.10.1968]



T_0 и T_1 — множества моментов времени такие, что

$$\overline{T_0} = N_1, T_1 \subseteq T, \overline{T_1} = N_0, \quad (6)$$

N_0 — мощность бесконечного счетного множества;

N — множество чисел натурального ряда.

На основании (4) — (6)

$$\left. \begin{aligned} \overline{S_1} &= N_1, \overline{S_2} = N_1, \overline{S_3} = N_1, \\ \overline{S_4} &= N_1, \overline{S_5} = N_0, \overline{S_6} = N_0. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Определение I [Л. 1]: абстрактным автоматом называется объект $A = \{U, X_A, Y_A, \delta, \lambda\}$,

где $X_A = \{x_i\}$, $i = 1, 2, \dots, n$ — множество входных сигналов автомата (входной алфавит);

$Y_A = \{y_j\}$, $j = 1, 2, \dots, m$ — множество выходных сигналов автомата (выходной алфавит);

$U = \{u_p\}$, $p = 1, 2, \dots, k$ — множество состояний автомата;

$\delta = \delta(u, x)$ — функция переходов автомата, задающая отображение произведения множеств $U \times X_A$ в U ;

$\lambda = \lambda(u, x)$ — функция выходов автомата, задающая отображение произведения множеств $U \times X_A$ в Y_A .

Автомат называется конечным, если

$$\overline{X_A} = n, \overline{U} = m, \overline{Y_A} = k, (m, n, k) \in N.$$

Автомат функционирует в дискретном времени, заданном на бесконечном счетном множестве $T_A = \{t_i\}$, $i = 1, 2, 3, \dots$, т. е.

$$\overline{T_A} = N_0. \quad (8)$$

Представим конечный автомат в виде следующей системы:

$$\begin{aligned} A &= U \times X_A \times Y_A \times T_A \\ \text{или, введя обозначение } U \times X_A \times Y_A &= Z, \\ A &= Z \times T_A. \end{aligned} \quad (9)$$

Очевидно,

$$\overline{Z} = r, r \in N \text{ и } \overline{A} = N_0. \quad (10)$$

Задача определения элементов САУ, представимых конечными автоматами, сводится к нахождению множеств из множества S_i , $i = 1, 2, 3, 4, 5, 6$, изоморфных A путем установления следующих взаимно-однозначных отображений:

$$A \quad M_j \ni Z, j = 0, 1, 2 \text{ и } T_l \ni T_A, l = 0, 1;$$

$$B \quad M_j \times T_l \ni Z \times T_A$$

или

$$S_i \ni A \text{ при } M_j \ni Z \text{ и } T_l \ni T_A.$$

Установление соответствия A .

Соответствие A может быть установлено только для M_2 с Z и для T_1 с T_A .

Действительно, может быть выбрано такое множество Z , что

$$\overline{Z} = q, q \in N, \quad (11)$$

поэтому на основании (5) и (11)

$$\overline{M_2} = q = \overline{Z} \text{ и } M_2 \ni Z; \quad (12)$$

на основании (6) и (8)

$$\overline{T_1} = N_0 = \overline{T_A} \text{ и } T_1 \ni T_A. \quad (13)$$

Установление соответствия B .

Соответствие B может быть установлено только для S_6 и A .

Действительно, на основании (7) и (10)

$$\overline{S_6} = N_0 = \overline{A} \text{ и } S_6 \ni A.$$

Таким образом, только множество цифровых элементов САУ (S_6) изоморфно множеству конечных автоматов и только цифровые элементы САУ являются конкретными образами конечных автоматов.

Так как всякое бесконечное множество имеет счетно-бесконечное подмножество [Л. 2], то существуют такие множества M'_0 и T'_0 , что

$$M'_0 \subseteq M_0, \overline{M'_0} = N_0 \text{ и } T'_0 \subseteq T_0, \overline{T'_0} = N_0. \quad (14)$$

Кроме того, так как $n < N_0$ [Л. 2], где n — конечное кардинальное число, то существуют такие множества M''_0 и M''_1 , что

$$\begin{aligned} M''_0 \subseteq M'_0, \overline{M''_0} &= h \text{ и } M''_1 \subseteq M_1, \\ \overline{M''_1} &= q, (h, q) \in N. \end{aligned} \quad (15)$$

На основании (4), (14) и (15) выпишем следующие множества, представляющие соответствующие элементы САУ с некоторой погрешностью, определяемой выбором множеств M'_0 , T'_0 , M''_0 и M''_1 :

$$\left. \begin{aligned} S_1 &= M''_0 \times T'_0, S'_1 \subseteq S_1, \overline{S'_1} = N_0; \\ S_2 &= M''_1 \times T'_0, S'_2 \subseteq S_2, \overline{S'_2} = N_0; \\ S_3 &= M_2 \times T'_0, S'_3 \subseteq S_3, \overline{S'_3} = N_0; \\ S_4 &= M''_0 \times T_1, S'_4 \subseteq S_4, \overline{S'_4} = N_0; \\ S_5 &= M''_1 \times T_1, S'_5 \subseteq S_5, \overline{S'_5} = N_0. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

Аналогично установлению изоморфизма между S_6 и A можно показать, что каждое из множеств (16) изоморфно A .

Таким образом, все элементы САУ могут быть представлены конечными автоматами и синтезированы методами теории автоматов. Вопрос о целесообразности такого представления необходимо решать в каждом конкретном случае отдельно, исходя из вносимой им погрешности.

Задача синтеза элементов САУ, как автоматов, заключается в построении конечных автоматов, индуцирующих те же отображения, что и рассматриваемые элементы. Следовательно, она сводится к построению автоматных отображений, эквивалентных отображениям элементов САУ, и синтезу по ним конечных автоматов.

Элементы систем автоматического управления реализуют следующее множество отображений, представленных в виде произведений множеств:

$$F_0 = \{F_i\}, i = 1, 2, \dots, 9,$$

где

$$\begin{aligned} F_1 &= X_0 \times Y_0; & F_6 &= X_1 \times Y_2; \\ F_2 &= X_0 \times Y_1; & F_7 &= X_2 \times Y_0; \\ F_3 &= X_0 \times Y_2; & F_8 &= X_2 \times Y_1; \\ F_4 &= X_1 \times Y_0; & F_9 &= X_2 \times Y_2, \\ F_5 &= X_1 \times Y_1; \end{aligned}$$

X_0, X_1, X_2 — множества совокупностей входных сигналов отображений элементов САУ;

Y_0, Y_1, Y_2 — множества совокупностей выходных сигналов,

причем

$$\overline{\overline{X_0}} = \overline{\overline{Y_0}} = N;$$

$$\overline{\overline{X_1}} = \overline{\overline{Y_1}} = N_0;$$

$$\overline{\overline{X_2}} = k, \overline{\overline{Y_2}} = l, (k, l) \in N.$$

Конечный автомат индуцирует автоматное отображение F_A , удовлетворяющее условиям автоматности [Л. 1].

$$F_A = X_A \times Y_A,$$

где X_A — входной алфавит автомата;

Y_A — выходной алфавит автомата.

Таким образом, задача сведения отображений элементов САУ к автоматным сводится к приведению их к отображениям, удовлетворяющим условиям автоматности, и может быть решена путем выполнения следующих трех операций:

квантирования в множестве входных сигналов для отображений F_3 и F_6 ; квантирования в множестве выходных сигналов для отображений F_7 и F_8 ; квантирования в множествах входных и выходных сигналов для отображений F_1, F_2, F_4, F_5 ;

операции выравнивания длин слов отображения за счет расширения множества входных сигналов пустой буквой α , множества выходных сигналов — пустой буквой γ [Л. 1];

операции пополнения за счет добавления в область определения отображения начальных отрезков всех слов из области определения [Л. 1].

По автоматным отображениям, полученным из отображений элементов САУ после применения указанных трех операций, производится синтез автоматов с использованием алгоритмов теории автоматов. В результате выполнения всех этапов синтеза получим устройство с отображением синтезируемого элемента.

Таким образом, любой элемент САУ может быть синтезирован по индуцируемому им отображению как автомат.

Пример. Синтезируем программное управляющее устройство (ПУУ) с диаграммой выходного напряжения (рис. 1), управляемое импульсами, поступающими на его вход в моменты времени t_1, t_2 и t_3 , как автомат, индуцирующий отображение с входным алфавитом $X = \{x\}$ и выходным алфавитом $Y = \{u_1, u_2, u_3\}$, заданное следующей таблицей соответствия:

$$\left. \begin{aligned} x &\rightarrow u_1; \\ xx &\rightarrow u_2; \\ xxx &\rightarrow u_3, \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

где x — входной сигнал ПУУ;

u_1 — напряжение на выходе автомата (и ПУУ) в интервале времени $t_2 - t_1$;

u_2 — напряжение на выходе автомата в интервале времени $t_3 - t_2$;

u_3 — напряжение на выходе автомата (и ПУУ) при $t > t_3$.

Рис. 1.

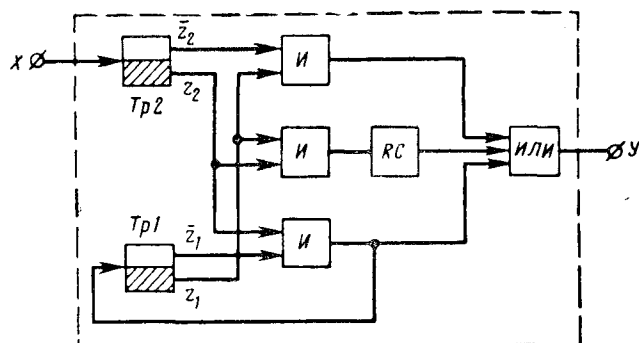
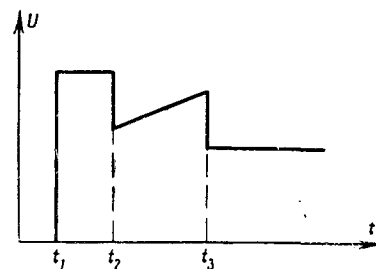


Рис. 2.

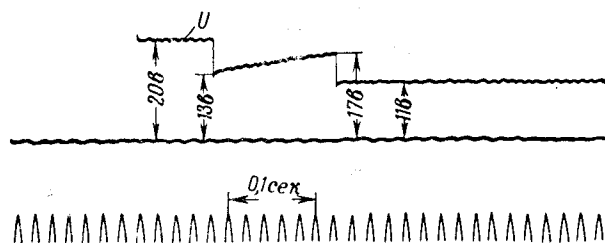


Рис. 3.

В интервале времени $t_3 - t_2$ напряжение с выхода автомата поступает на интегрирующую цепочку RC для получения возрастающего участка на диаграмме выходного напряжения ПУУ.

В результате сведения отображения (17) к автоматному и применения алгоритма абстрактного синтеза автомата по индуцируемому им отображению [Л. 1] получим абстрактный автомат Мура с входным алфавитом $X = \{x\}$, выходным — $Y = \{u_1, u_2, u_3\}$ и множеством состояний $U = \{a_0, a_1, a_2, a_3\}$, заданный следующей отмеченной таблицей переходов (табл. 1).

После проведения соответствующего кодирования состояний автомата A состояниями двух элементарных автоматов (триггеров со счетным входом), кодирования входных и выходных сигналов и с учетом отмеченных таблиц переходов автомата A и элементарных автоматов находим функцию возбуждений синтезируемого автомата в виде таблицы (табл. 2).

На основании табл. 2 выпишем булевы функции, определяющие значения входных сигналов каждого элементарного автомата (V_1, V_2) и значения выходов автомата A

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= \bar{z}_1 z_2, & V_2 &= x; \\ u_1 &= \bar{z}_1 z_2, & u_2 &= z_1 \bar{z}_2, & u_3 &= z_1 z_2, \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

где z_1, z_2 — элементы из множества состояний элементарных автоматов.

Таблица 1

	—	u_1	u_2	u_3
a_0		a_1	a_2	a_3
x	a_1	a_2	a_3	—

Таблица 2

	—	100	010	001
	00	01	10	11
1	01	11	01	—

Точность дистанционной передачи угла при параллельной работе индикаторных и трансформаторных сельсинов

Канд. техн. наук Э. Н. АСИНОВСКИЙ и инж. М. И. ЛЕВКОВИЧ

Москва

Высокая точность, малые габариты и продолжительный срок службы способствовали широкому внедрению сельсинов индикаторного и трансформаторного режима в качестве элементов дистанционных связей систем автоматического управления различных объектов.

Долгое время сельсины индикаторного и трансформаторного режима использовались в отдельных, не связанных между собой дистанционных передачах угла. Однако в последние годы увеличение количества информации, поступающей на вход устройств автоматики, а также расширение функций самих устройств потребовало применения разветвленных дистанционных передач и в ряде случаев параллельной работы сельсинов-приемников индикаторного и трансформаторного режима от одного сельсина-датчика. Примером такой передачи может служить дистанционная связь пульта для контроля процессов бурения с показывающим и регистрирующим приборами, где установлены сельсин-датчик типа БД-404, сельсин-приемник типа БС-404 в индикаторном режиме, а также сельсин-приемник типа БС-404 в трансформаторном режиме¹. Подобные ДП, совмещающие преимущества индикаторного и трансформаторного режима, будут находить применение для решения все более широкого круга задач, поэтому необходимо определить параметры таких ДП в зависимости от характеристик сельсинов. При этом, если энергетические параметры ДП, включающей СПИ и СПТ (напряжение на выходе СПТ, входное сопротивление СД, синхронизирующий момент СПИ и т. д.) могут быть определены аналитическим путем по известным соотношениям [Л. 1 — 3] или графо-аналитически, то в настоящее время отсутствует даже качественная оценка параметров точности СПТ в такой передаче. Это затрудняет подбор СПИ и СПТ

и может привести к неправильной оценке точности ДП. В связи с этим попытаемся определить параметры точности СПТ при параллельной работе его с СПИ от одного СД. Такая задача в конечном итоге сводится к отысканию выходной э. д. с. СПТ в функции параметров сельсинов, входящих в ДП.

На рис. 1 приведена схема ДП, содержащая параллельно включенные СПИ и СПТ. Обмотки синхронизации сельсинов двухфазные. Ниже показано, что полученные соотношения также справедливы для сельсинов с трехфазной обмоткой синхронизации. Условимся обозначать величины, относящиеся к СПИ, — индексом «д», величины, относящиеся к СПТ, — индексом «и», величины, относящиеся к СПТ, — индексом «т». Кроме того, параметры обмоток возбуждения СД, СПИ и выходной обмотки СПТ будут иметь индекс «1», а величины, относящиеся к обмоткам синхронизации, — индекс «2». Параметры сельсинов на рис. 1:

U_1 — напряжение возбуждения СД и СПИ;

E_1^T — выходная э. д. с. СПТ, которая поступает на вход усилителя следящей системы;

$\dot{U}_{2a}^T, \dot{U}_{2b}^T$ — напряжения на фазах обмотки синхронизации СПТ;

$\alpha_d, \alpha_n, \alpha_t$ — углы между осью фазы a обмотки синхронизации и осью обмотки возбуждения или выходной обмотки соответственно СД, СПИ, СПТ.

При выводе уравнений примем следующие допущения: обмотки синхронизации СД, СПИ, СПТ симметричны; распределение н. с. и индукции в воздушном зазоре между ротором и статором синусоидальное; магнитная цепь сельсинов ненасыщена; обмотки синхронизации СД и СПИ приведены к соответствующим обмоткам возбуждения, обмотка синхронизации СПТ приведена к выходной обмотке.

¹ В дальнейшем сельсин-датчик будет обозначаться СД; сельсин-приемник индикаторного режима — СПИ; сельсин-приемник трансформаторного режима — СПТ; дистанционная передача — ДП.

На основании (18) построена структурная схема ПУУ, приведенная на рис. 2, по которой составлена принципиальная схема и изготовлено устройство с использованием реостатно-диодных логических элементов И, ИЛИ и триггеров на полупроводниковых триодах.

Параметры диаграммы выходного напряжения ПУУ могут изменяться в широких пределах. На рис. 3 приведена осциллограмма выходного напряжения ПУУ для одного из возможных случаев.

Синтезированное программное управляющее устройство может быть использовано для формирования трапециевидного графика тока при пуске электропривода по системе Г — Д [Л. 3].

Литература

1. Глушков В. М., Синтез цифровых автоматов, Физматгиз, 1962.
2. Клини С. К., Введение в метаматематику, Изд-во иностр. лит., 1957.
3. Лан Ши-чунь, Ку Шэнь-янь, Тянь Цзе-фынь, Новый метод ускорения переходных процессов в системе автоматизированного электропривода, Автоматизация производственных процессов, Труды I Международного конгресса международной федерации по автоматическому управлению (ИФАК), т. V, Изд-во АН СССР, 1961.

[17.10.1968]



Запишем уравнение выходной э. д. с. СПТ:

$$E_1^T = \frac{Z_0^T}{Z_2^T} (\dot{U}_{2a}^T \cos \alpha_T + \dot{U}_{2b}^T \sin \alpha_T), \quad (1)$$

где Z_0^T — полное сопротивление намагничивания СПТ;

$$Z_0^T = R_0^T + jX_0^T;$$

Z_2^T — входное сопротивление фазы обмотки синхронизации СПТ;

$$Z_{2s}^T = Z_{2s}^T + Z_0^T,$$

где Z_{2s}^T — полное сопротивление рассеяния фазы обмотки синхронизации СПТ;

$$Z_{2s}^T = R_{2s}^T + jX_{2s}^T.$$

Для нахождения U_{2a}^T и U_{2b}^T будем рассматривать фазы обмоток синхронизации СД и СПИ как активные двух-полюсники с э. д. с. $\dot{E}_2^A$ и $\dot{E}_2^H$ и внутренними сопротивлениями Z_2^A и Z_2^H , имеющие в качестве нагрузки фазы обмотки синхронизации СПТ с сопротивлением Z_2^T . Это позволяет перейти к расчетной схеме на рис. 2.

Раскроем содержание величин, указанных на схеме рис. 2.

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_{2a}^A &= \dot{E}_m^A \cos \alpha_m; & \dot{E}_{2a}^H &= \dot{E}_m^H \cos \alpha_m; \\ \dot{E}_{2b}^A &= \dot{E}_m^A \sin \alpha_m; & \dot{E}_{2b}^H &= \dot{E}_m^H \sin \alpha_m, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где $\dot{E}_m^A$ и $\dot{E}_m^H$ — максимальные значения э. д. с. фазы обмотки синхронизации СД и СПИ при совпадении оси этой фазы с осью обмотки возбуждения;

Z_2^A и Z_2^H — выходные сопротивления фазы обмотки синхронизации СД и СПИ.

Для нахождения Z_2^A и Z_2^H рассмотрим работу сельсина (например, СД) на симметричную нагрузку, как это показано на рис. 3. Решая для этой схе-

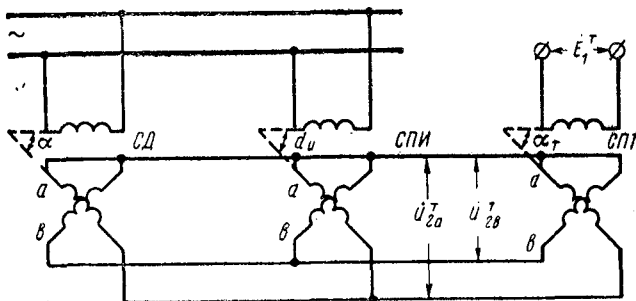


Рис. 1.

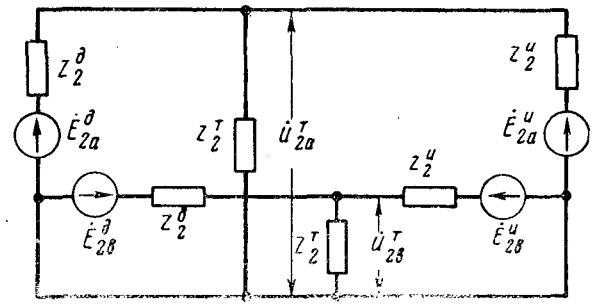


Рис. 2.

мы уравнения Кирхгофа относительно токов, получим:

$$\begin{aligned} i_{2a} &= \frac{\dot{U}_{1Z_0^A}}{Z_{1s}^A Z_0^A + (Z_{1s}^A + Z_0^A) Z_{2s}^A + (Z_{1s}^A + Z_0^A) Z_H} \cos \alpha = \\ &= - \frac{\dot{E}_{2a}^A}{Z_{2s}^A + \frac{Z_{1s}^A Z_0^A}{Z_{1s}^A + Z_0^A} + Z_H}; \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} i_{2b} &= - \frac{\dot{U}_{1Z_0^A}}{Z_{1s}^A Z_0^A + (Z_{1s}^A + Z_0^A) Z_{2s}^A + (Z_{1s}^A + Z_0^A) Z_H} \sin \alpha = \\ &= - \frac{\dot{E}_{2b}^A}{Z_{1s}^A + \frac{Z_{1s}^A Z_0^A}{Z_{1s}^A + Z_0^A} + Z_H}. \end{aligned} \quad (4)$$

Сравнивая (3) и (4) с обычным уравнением тока генератора под нагрузкой

$$i_{ген} = \frac{\dot{E}_{ген}}{Z_{вых.ген} + Z_H},$$

можно заключить, что в рассматриваемом случае

$$Z_{вых} = Z_2^A = Z_{2s}^A + \frac{Z_{1s}^A Z_0^A}{Z_{1s}^A + Z_0^A}. \quad (5)$$

Аналогично для СПИ

$$Z_2^H = Z_{2s}^H + \frac{Z_{1s}^H Z_0^H}{Z_{1s}^H + Z_0^H}.$$

Экспериментально выходное сопротивление может быть определено как сопротивление фазы обмотки синхронизации при коротком замыкании обмотки возбуждения и совпадении осей этих обмоток. Поясним значения сопротивлений в (5):

Z_0 — полное сопротивление намагничивания;

$$Z_0^A = R_0^A + jX_0^A; \quad Z_0^H = R_0^H + jX_0^H;$$

Z_{1s} и Z_{2s} — полное сопротивление рассеяния соответственно обмотки возбуждения и фазы обмотки синхронизации;

$$Z_{1s}^A = R_{1s}^A + jX_{1s}^A; \quad Z_{1s}^H = R_{1s}^H + jX_{1s}^H;$$

$$Z_{2s}^A = R_{2s}^A + jX_{2s}^A; \quad Z_{2s}^H = R_{2s}^H + jX_{2s}^H.$$

Вернемся к расчетной схеме рис. 2; найдем $\dot{U}_{2a}$ и $\dot{U}_{2b}$ методом узловых потенциалов;

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{2a} &= \frac{\frac{\dot{E}_{2m}^d}{Z_2^d} \cos \alpha_d + \frac{\dot{E}_{2m}^n}{Z_2^n} \cos \alpha_n}{Y_2}; \\ \dot{U}_{2b} &= \frac{\frac{\dot{E}_{2m}^d}{Z_2^d} \sin \alpha_d + \frac{\dot{E}_{2m}^n}{Z_2^n} \sin \alpha_n}{Y_2}, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где

$$Y_2 = \frac{1}{Z_2^d} + \frac{1}{Z_2^n} + \frac{1}{Z_2^r}. \quad (7)$$

При работе СПИ в режиме слежения

$$\alpha_n = \alpha_d + \Delta\theta_n,$$

где $\Delta\theta_n$ — угловая погрешность следования СПИ;

$$[\cos \alpha_n = \sin \alpha_d \cos \Delta\theta_n - \sin \alpha_d \sin \Delta\theta_n.]$$

С учетом того, что $\Delta\theta_n$ — малый угол, обычно не превышающий $1-1,5^\circ$, примем:

$$\cos \Delta\theta_n = 1;$$

$$\sin \Delta\theta_n = \Delta\theta_n,$$

тогда

$$\left. \begin{aligned} \cos \alpha_n &= \cos \alpha_d - \sin \alpha_d \Delta\theta_n; \\ \sin \alpha_n &= \sin \alpha_d + \cos \alpha_d \Delta\theta_n. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Подставив (8) в (6) и произведя необходимые преобразования, получим:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{2a} &= \frac{\left(\frac{\dot{E}_{2m}^d}{Z_2^d} + \frac{\dot{E}_{2m}^n}{Z_2^n}\right) \cos \alpha_d - \frac{\dot{E}_{2m}^n}{Z_2^n} \sin \alpha_d \Delta\theta_n}{Y_2}; \\ \dot{U}_{2b} &= \frac{\left(\frac{\dot{E}_{2m}^d}{Z_2^d} + \frac{\dot{E}_{2m}^n}{Z_2^n}\right) \sin \alpha_d + \frac{\dot{E}_{2m}^n}{Z_2^n} \cos \alpha_d \Delta\theta_n}{Y_2}. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Подставляя (9) в (1) и произведя необходимые преобразования, получим уравнение для выходной э. д. с. СПТ:

$$\dot{E}_1^r = \frac{Z_0^r}{Z_2^r} \frac{\frac{\dot{E}_{2m}^d}{Z_2^d} + \frac{\dot{E}_{2m}^n}{Z_2^n}}{Y_2} \left[\cos(\alpha_r - \alpha_d) + \frac{\sin(\alpha_r - \alpha_d) \Delta\theta_n}{1 + \frac{\dot{E}_{2m}^d Z_2^n}{\dot{E}_{2m}^n Z_2^d}} \right]. \quad (10)$$

Обозначим:

$$\dot{E}_{1m}^r = \frac{Z_0^r}{Z_2^r} \frac{\frac{\dot{E}_{2m}^d}{Z_2^d} + \frac{\dot{E}_{2m}^n}{Z_2^n}}{Y_2}. \quad (11)$$

Угол рассогласования СПТ и СД принято отсчитывать при положении осей обмоток возбуждения СД и выходной обмотки СПТ, сдвинутых относительно друг друга на 90° :

$$\alpha_r - \alpha_d = 90^\circ + \theta_r,$$

где θ_r — угол рассогласования СПТ и СД.Полагая $\cos \Delta\theta_r = 1$ и $\sin \Delta\theta_r = \Delta\theta_r$, получим с учетом (11) окончательное выражение для э. д. с. выходной обмотки СПТ при малых углах рассогласования:

$$\Delta \dot{E}_1^r = \dot{E}_{1m}^r \left(-\Delta\theta_r + \frac{\Delta\theta_n}{1 + \frac{\dot{E}_{2m}^d Z_2^n}{\dot{E}_{2m}^n Z_2^d}} \right). \quad (12)$$

Рассмотрим сельсины с трехфазной обмоткой синхронизации. Расчетная схема ДП на таких сельсинах приведена на рис. 4. Сопротивления Z_2^r , Z_2^d , Z_2^n имеют здесь тот же смысл, что и в схеме на рис. 2, но получают иное выражение. Для нахождения Z_2^r рассмотрим схему, в которой обмотка синхронизации СПТ подключена к симметричной системе источников э. д. с. с нулевым внутренним сопротивлением.

Решая уравнения Кирхгофа для контуров этой схемы, найдем ток в фазе СПТ:

$$I = \frac{\dot{E}}{Z_{2s}^r + \frac{3}{2} Z_0^r}$$

и определим входное сопротивление фазы обмотки синхронизации:

$$Z_2^r = Z_{2s}^r + \frac{3}{2} Z_0^r.$$

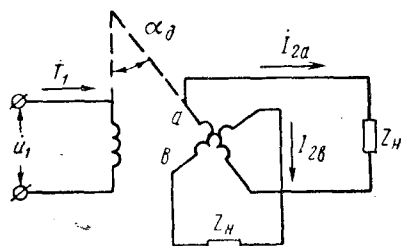
Сопротивления Z_2^d и Z_2^n получим методом, который был применен для нахождения выходных сопротивлений сельсинов с двухфазной обмоткой синхронизации. Рассмотрим работу сельсина (например, СД) при включении его обмотки синхронизации на симметричную нагрузку.

Рис. 3.

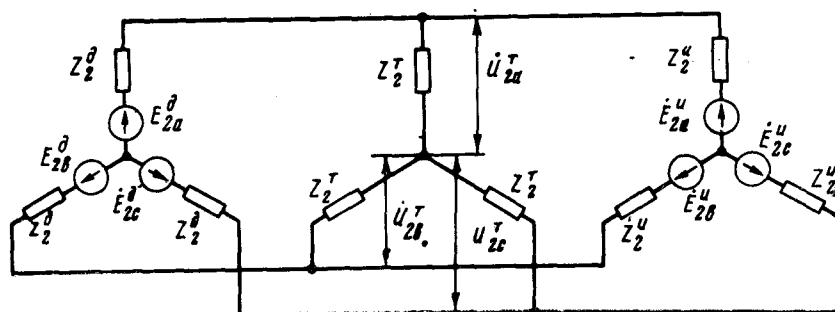


Рис. 4.

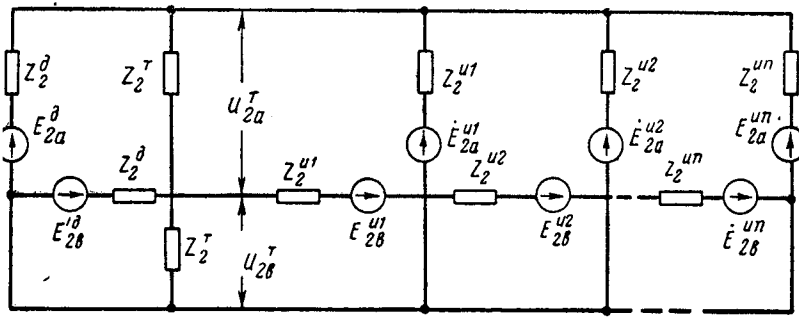


Рис. 5.

Решая уравнения Кирхгофа для контуров этой схемы, найдем ток в фазе СД:

$$I^d = \frac{\dot{E}^d}{Z_{2s}^d + \frac{3}{2} \frac{Z_{1s}^d Z_0^d}{Z_{1s}^d + Z_0^d} + Z_n}$$

По аналогии с (5)

$$Z_2^d = Z_{2s}^d + \frac{3}{2} \frac{Z_{1s}^d Z_0^d}{Z_{1s}^d + Z_0^d}$$

Как и для двухфазной обмотки, выходное сопротивление фазы трехфазной обмотки может быть определено из опыта короткого замыкания при питании обмотки синхронизации. Но в отличие от выходного сопротивления фазы двухфазной обмотки выходное сопротивление одной фазы трехфазной обмотки равно половине сопротивления короткого замыкания.

Вернемся к схеме рис. 4. Раскроем значения э. д. с.:

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_{2a}^d &= \dot{E}_{2m}^d \cos \alpha_d; & \dot{E}_{2a}^u &= \dot{E}_{2m}^u \cos \alpha_n; \\ \dot{E}_{2b}^d &= \dot{E}_{2m}^d \cos (\alpha_d + 120^\circ); & \dot{E}_{2b}^u &= \dot{E}_{2m}^u \cos (\alpha_n + 120^\circ); \\ \dot{E}_{2c}^d &= \dot{E}_{2m}^d \cos (\alpha_d - 120^\circ); & \dot{E}_{2c}^u &= \dot{E}_{2m}^u \cos (\alpha_n - 120^\circ). \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Напряжения $\dot{U}_{2a}^r, \dot{U}_{2b}^r, \dot{U}_{2c}^r$ определим методом узловых потенциалов, учитывая, что в симметричной трехфазной системе потенциалы точек O, O_1, O_2 одинаковы:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{2a}^r &= \frac{\frac{\dot{E}_{2m}^d}{Z_2^d} \cos \alpha_d + \frac{\dot{E}_{2m}^u}{Z_2^u} \cos \alpha_n}{Y_2}; \\ \dot{U}_{2b}^r &= \frac{\frac{\dot{E}_{2m}^d}{Z_2^d} \cos (\alpha_d + 120^\circ) + \frac{\dot{E}_{2m}^u}{Z_2^u} \cos (\alpha_n + 120^\circ)}{Y_2}; \\ \dot{U}_{2c}^r &= \frac{\frac{\dot{E}_{2m}^d}{Z_2^d} \cos (\alpha_d - 120^\circ) + \frac{\dot{E}_{2m}^u}{Z_2^u} \cos (\alpha_n - 120^\circ)}{Y_2}. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Запишем выражение для выходной э. д. с. СПТ с трехфазной обмоткой синхронизации:

$$\dot{E}_1^r = \frac{Z_0^r}{Z_2^r} [\dot{U}_{2a}^r \cos \alpha_r + \dot{U}_{2b}^r \cos (\alpha_r + 120^\circ) + \dot{U}_{2c}^r \cos (\alpha_r - 120^\circ)]. \quad (15)$$

Подставляя (13) и (14) в (15), после преобразования получим уравнение выходной э. д. с. СПТ, аналогичное (12), с той лишь разницей, что в формуле для $\dot{E}_{1m}^r$ появляется множитель $3/2$.

Таким образом, формула (12) описывает выходную э. д. с. СПТ при его параллельной работе с СПИ от одного СД как для двухфазной, так и для трехфазной обмотки синхронизации.

Изложенный метод позволяет определить выходную э. д. с. СПИ при параллельной работе его с большим числом СПИ. Расчетная схема для этого случая приведена на рис. 5.

Выражение для выходной э. д. с. СПТ при малых углах рассогласования имеет следующий вид:

$$\Delta \dot{E}_1^r = \dot{E}_{1m}^r \left(-\Delta \theta_r + \sum_{n=1}^N \frac{\Delta \theta_{rn}}{\frac{\dot{E}_{2m}^d Z_2^{dn}}{\dot{E}_{2m}^u Z_2^{un}} + \sum_{k=1}^N \frac{\dot{E}_{2m}^{uk} Z_2^{uk}}{\dot{E}_{2m}^{dn} Z_2^{dn}}} \right), \quad (16)$$

где N — число СПИ;

$$\dot{E}_{1m}^r = \frac{Z_0^r}{Z_2^r} \frac{\frac{\dot{E}_{2m}^d}{Z_2^d} + \sum_{n=1}^N \frac{\dot{E}_{2m}^{un}}{Z_2^{un}}}{\frac{1}{Z_2^d} + \frac{1}{Z_2^u} + \sum_{n=1}^N \frac{1}{Z_2^{un}}}. \quad (17)$$

Проанализируем выражение (12). Второе слагаемое в скобках характеризует полную погрешность выходной э. д. с. СПТ. Функция погрешности выходной э. д. с. СПТ в общем случае является комплексной и может быть представлена в виде суммы действительной и мнимой частей, первая из которых в соответствии с [Л. 3] характеризует угловую погрешность следования СПТ, а вторая определяет остаточную э. д. с.

Таким образом, угловая погрешность следования СПТ может быть представлена формулой:

$$\Delta \theta_r = \operatorname{Re} \left[\frac{\frac{\Delta \theta_{rn}}{1 + \frac{\dot{E}_{2m}^{un} Z_2^{un}}{\dot{E}_{2m}^d Z_2^d}}}{1 + \frac{\dot{E}_{2m}^{un} Z_2^{un}}{\dot{E}_{2m}^d Z_2^d}} \right], \text{ мин.} \quad (18)$$

Переходя к определению остаточной э. д. с. $\Delta E_{\text{ост}}^r$, отметим, что на практике наибольший интерес

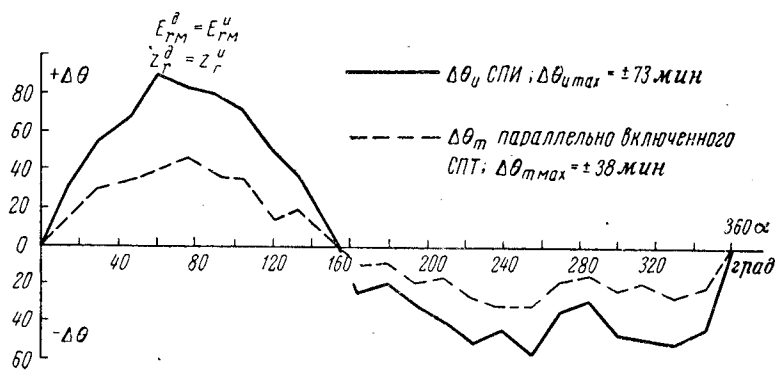


Рис. 6.

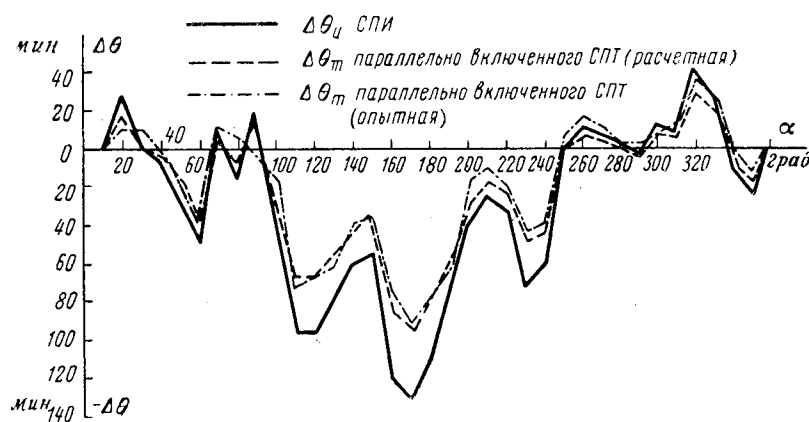


Рис. 7.

представляет не ее абсолютное значение, а ее отношение к крутизне ρ выходной э. д. с.

$$\rho = \frac{|\dot{E}_{1m}|}{3600}, \text{ мв/мин.}$$

Это отношение равно:

$$\frac{\Delta \dot{E}_{\text{ост}}^T}{\rho} = j \operatorname{Im} \left[\frac{\Delta \theta_{\text{ц}}}{1 + \frac{E_{2m}^n Z_2^n}{E_{2m}^n Z_2^n}} \right], \text{ мин.} \quad (19)$$

Соотношения (16), (18) и (19) позволяет заключить, что угловую погрешность следования и остаточную э. д. с. СПТ можно уменьшить с помощью значительного увеличения э. д. с. СД по сравнению с э. д. с. СПИ, т. е. при $E_{2m}^n \gg \dot{E}_{2m}^n$, или значительным уменьшением выходного сопротивления СД по сравнению с выходным сопротивлением СПИ, т. е. при

$$Z_2^n \ll Z_2^n.$$

Первый путь практически мало пригоден, так как он приводит к появлению больших по величине уравнительных токов в обмотках синхронизации и, как следствие, к дополнительному нагреву сельсинов. Второй путь по сравнению с первым является практически полезным, и реализация его не вызывает затруднений. Так, например, хорошие результаты может дать применение мощных СД с малым выходным сопротивлением. Однако требование ог-

раниченных габаритов ряда устройств автоматики далеко не всегда позволяет использовать такие СД. Для этих схем целесообразно применять промежуточный усилитель мощности, который включается в фазы синхронизации СД, СПИ, СПТ и может быть вынесен за пределы устройства, в котором находится сельсин.

Промежуточный усилитель представляет собой операционный двухканальный усилитель переменного тока с большим коэффициентом усиления в разомкнутом состоянии. При весьма малых выходных сопротивлениях (доли ома) он имеет большое входное сопротивление (50—100 ком) и развивает большую мощность (8—10 вт) при относительно небольших габаритах². Несомненным достоинством промежуточного усилителя является возможность подключения к нему большого числа СПИ и СПТ. Промежуточный усилитель нашел уже применение в ДП ряда отечественных и зарубежных устройств автоматики.

С точки зрения работы промежуточного усилителя в разветвленных схемах ДП к нему могут быть предъявлены следующие требования:

выходное сопротивление усилителя должно быть пренебрежимо мало по сравнению с сопротивлением параллельного соединения всех СПИ и СПТ, включенных в ДП;

точность коэффициента передачи и разность коэффициентов передачи каналов должна быть не выше 0,1%;

учитывая ограниченную мощность источников питания устройств автоматики, к. п. д. промежуточного усилителя должен быть максимально возможным.

Правильность выведенных соотношений была экспериментально проверена на сельсинах разной конструкции с трехфазной и двухфазной обмоткой синхронизации. На рис. 6 приведена угловая погрешность следования сельсинов с трехфазной обмоткой синхронизации. В качестве СД был применен сельсин С-ЗМА, в качестве СПИ — сельсин БС-1, в качестве СПТ — сельсин С-30-1ТБ. Указанные сельсины имели следующие параметры: $E_2^n = 35,5 < 17^\circ \text{ в}$, $E_2^n = 12 < 20^\circ \text{ в}$, $Z_2^n = 176 < 23^\circ \text{ ом}$, $Z_2^n = 30 < 50^\circ \text{ ом}$.

На рис. 7 приведена угловая погрешность следования сельсинов с двухфазной обмоткой синхронизации. Указанные сельсины имели одинаковые параметры. Нетрудно заметить, что для этого случая формула (16) принимает вид:

$$\Delta \theta_{\text{т}} = \frac{\sum_{n=1}^N \Delta \theta_{\text{цп}}}{N+1}, \text{ где } N — \text{число СПИ.}$$

² Подбором сопротивлений цепи обратной связи может быть достигнута идентичность каналов усиления в пределах (0,01—0,03) %.

Магнитно-тиристорный усилитель с релейно-импульсной схемой управления

Инж. М. И. БЫСТРОВА и канд. техн. наук М. Н. ГЛАЗОВ

Ленинград

Применение тиристорсов совместно с дросселями насыщения позволяет получить высоконадежные и экономичные усилительные устройства, обладающие высокими техническими характеристиками при наиболее простых схемах управления [Л. 1 и 2]. Особенно эффективны магнитно-тиристорные усилители с релейно-импульсным управлением, на которые практически не влияет изменение параметров входящих в них элементов, в том числе и самих тиристорсов. В качестве предварительных схем управления тиристорами целесообразно использовать импульсные диодно-регенеративные схемы с трансформаторной обратной связью [Л. 3], обладающие высокой чувствительностью и обеспечивающие благодаря переходному трансформатору хорошее согласование входа тиристора с маломощным транзистором управляющего генератора.

На рис. 1,а приведена схема реверсивного магнитно-тиристорного усилителя с управлением от двух балансных диодно-регенеративных компараторов, разработанная для следящих систем с двухфазными асинхронными двигателями. Для выявления знака входного сигнала $U_{вх}$ необходимо подать его на диод $D1$ положительной обратной связи компаратора $Kp1$ и на диод $D4$ отрицательной обратной связи компаратора $Kp2$. К двум другим входам компараторов (диоды $D2, D3$) подключены опорные напряжения $-U_0$ и $+U_0$ с делителей $R9 \div R10$ и $R11 \div R12$, позволяющие устанавливать необходимую зону нечувствительности схемы $\pm \Delta$ ($\Delta = U_0 + U_k$), где U_k — собственный порог чувствительности компараторов. Предельная величина

на порога чувствительности рассматриваемой схемы управления, а также ее стабильность определяются в конечном счете характеристиками входных цепей балансных диодно-регенеративных компараторов [Л. 4 и 5]. Такое соединение входов $Kp2$ и $Kp1$ обеспечивает появление импульсов с периодом T_k на управляющем электроде тиристора $УД1$ при $U_{вх} < -\Delta$ и на входе тиристора $УД2$ при $U_{вх} > \Delta$. Важным достоинством этой схемы управления является возможность ее работы от сигналов рассогласования как постоянного, так и переменного тока. Различие состоит лишь в том, что на постоянном токе в режиме автоколебаний находится один из двух компараторов, в то время как на переменном токе оба компаратора генерируют поочередно в соответствующие полупериоды источника сигнала [Л. 6].

Известно, что режим максимальной отдачи в тиристорных усилителях с импульсным управлением достигается при строго определенных фазовых соотношениях между напряжением анодного питания тиристорсов и сигналом запуска [Л. 1]. Это требует синхронизации импульсов управления в пределах каждого периода источника питания T в соответствии с фазовым углом нагрузки φ_n , что усложняет схемы, в особенности при переменном угле φ_n . Данная схема при $T_k \ll \frac{T}{2}$ исключает необходимость специальной синхронизации, поскольку из периодической последовательности импульсов, генерируемых компаратором, автоматически выбирается импульс, обеспечивающий выполнение

В частности, при одном СПИ $\Delta \theta_k = \frac{\Delta \theta_k}{2}$, что удовлетворительно совпадает с экспериментальными точками на рис. 7. В эксперименте были применены в качестве СД, СПИ, СПТ однотипные микромашины СКТ-225-1, имеющие следующие параметры:

$$E_2^A = E_2^H = 24 < 20^\circ \text{ в}; \quad \rho_k = 7 \text{ мВ/мин};$$

$$Z_2^A = Z_2^H = 420 e^{j15^\circ}.$$

Выводы. 1. При работе СПТ в разветвленной схеме ДП параллельно с СПИ от одного СД в общем случае возникает угловая погрешность следования и остаточная э. д. с. на выходе СПТ.

2. При работе СПТ параллельно несколькими СПИ погрешность СПТ в каждом угловом положении определяется алгебраической суммой погрешностей СПИ в этом угловом положении. Так как погрешности различных СПИ могут иметь разные

знаки, то возможна их взаимная компенсация и уменьшение погрешности СПТ в схеме с несколькими СПИ по сравнению со схемой с одним СПИ.

3. При одинаковых параметрах СД и СПИ угловая погрешность следования СПТ в схеме с одним СПИ составляет половину погрешности СПИ.

4. Уменьшение угловой погрешности следования и остаточной э. д. с. СПТ может быть достигнуто путем применения мощных СД с малым выходным сопротивлением или с помощью включения между СД и сельсинами-приемниками промежуточного усилителя мощности.

Литература

1. Свечарник Д. В., Дистанционные передачи, изд-во «Энергия», 1966.
2. Мкртчян Д. П. и Хрущев В. В., Однофазные сельсины, Судпромгиз, 1957.
3. Пульвер Ю. М., Индукционные электромеханические элементы вычислительных и дистанционно-следящих систем, изд-во «Машиностроение», 1964.

[29.3.1968]



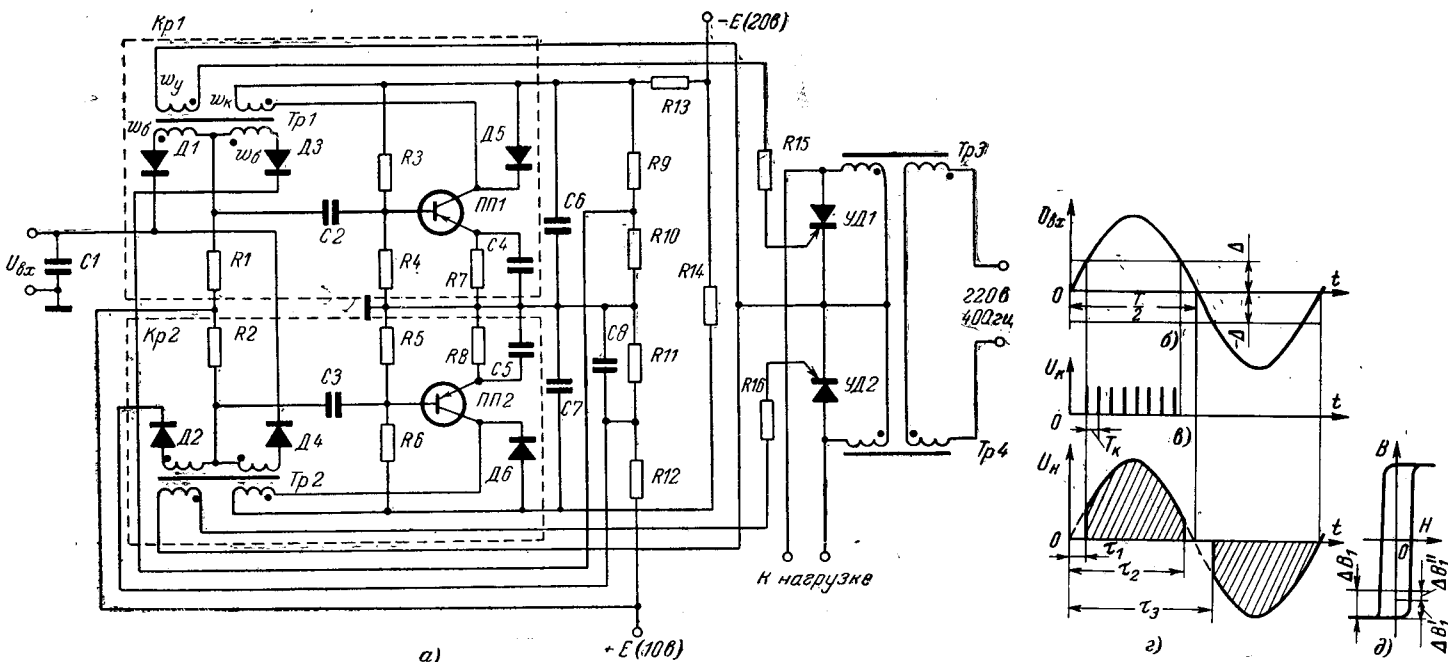


Рис. 1.

условий запуска тиристора. Максимальное значение периода ограничивается допустимыми отклонениями амплитуды U_{1m} и фазы φ_1 1-й гармоники выходного сигнала по сравнению с режимом максимальной отдачи. Действительно, угол включения тиристора α при выбранном методе управления определяется неравенством $\varphi_n \leq \alpha \leq \varphi_n + \frac{2\pi}{T} T_K$ и может отличаться от оптимального значения $\alpha_{опт} = \varphi_n$ на величину $\frac{2\pi}{T} T_K$, возрастающую с увеличением T_K . Минимальное значение T_K ограничено длительностью импульсов, запускающих тиристоры.

Рассмотрим работу данной схемы совместно с магнитно-тиристорным усилителем при активной нагрузке и синусоидальном входном сигнале.

$$U_{вх} = U_{вхm} \sin \frac{2\pi}{T} t \quad (\text{рис. 1, б}).$$

В момент $\tau_1 = \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{\Delta}{U_{вхm}} \left(\omega = \frac{2\pi}{T} \right)$ происходит включение тиристора $УД2$ под действием импульса компаратора U_K (рис. 1, в). В нагрузку поступает напряжение U_n через трансформатор $Тр3$. При $\tau_2 = \frac{T}{2} - \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{I_{уд} R_n}{U_{пм}}$ ($I_{уд}$ — ток удержания тиристора, $U_{пм}$ — амплитуда напряжения питания) происходит отключение тиристора $УД2$ и напряжение на нагрузке падает до нуля. Очевидно,

$$\frac{T}{2} - \tau_2 < \tau_1 < \frac{T}{2}.$$

Таким образом, в интервале $\tau_1 \leq t \leq \tau_2$ напряжение источника питания расходуется на перемагничивание сердечника трансформатора $Тр3$ и протекание тока нагрузки, а в интервалах $0 < t < \tau_1$ и $\tau_2 < t < \frac{T}{2}$ напряжение источника идет на перемагничивание сердечников трансформаторов $Тр3$ и

$Тр4$. Приращение индукции ΔB_1 сердечника $Тр4$ в течение положительного полупериода источника питания содержит две составляющие $\Delta B'_1$ и $\Delta B''_1$ (рис. 1, д), определяемые вольт-секундными площадями незаштрихованных участков, ограниченных значениями $[0, \tau_1]$ и $[\tau_2, \frac{T}{2}]$ оси t и полусинусоидой $U_n(t)$ (рис. 1, е). Полагая петлю гистерезиса $B(H)$ прямоугольной и приравняв изменения индукции за оба полупериода ($\Delta B_1 - \Delta B_2$), составим следующее уравнение:

$$\int_0^{\tau_1} \sin \omega t dt + \int_{\tau_2}^{\frac{T}{2}} \sin \omega t dt = \int_0^{\tau_3 - \frac{T}{2}} \sin \omega t dt. \quad (1)$$

Решая (1) относительно τ_3 , получим:

$$\tau_3 = \frac{T}{2} + \arccos \left[2 \sin \frac{\omega(\tau_1 + \tau_2)}{2} \sin \frac{\omega(\tau_2 - \tau_1)}{2} - 1 \right]. \quad (2)$$

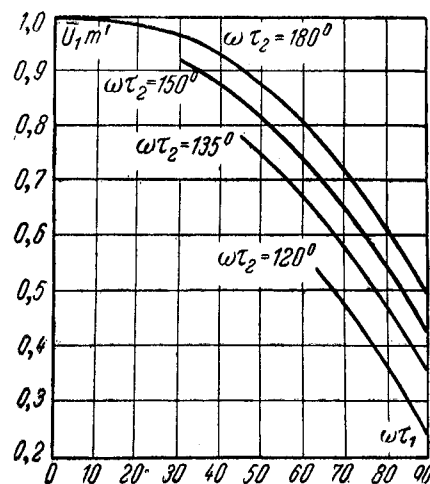


Рис. 2.

При $\tau_2 = \frac{T}{2}$, т. е. при $I_{уд} = 0$ или в случае фазового управления, когда имеется удерживающий сигнал, из (2) находим:

$$\tau_3 = \frac{T}{2} + \tau_1, \quad (2a)$$

что полностью совпадает с результатом [Л. 1]. Пользуясь разложением сигнала $U_H(t)$ в ряд Фурье, для 1-й гармоники выходного сигнала в соответствии с рис. 1,2 можем записать:

$$\left. \begin{aligned} U'_{1m} &= \frac{2}{T} \left[\int_{\tau_1}^{\tau_2} U_{nm} \sin \omega t \sin \omega t dt + \right. \\ &+ \left. \int_{\tau_3}^T U_{nm} \sin \omega t \sin \omega t dt \right]; \\ U''_{1m} &= \frac{2}{T} \left[\int_{\tau_1}^{\tau_2} U_{nm} \sin \omega t \cos \omega t dt + \right. \\ &+ \left. \int_{\tau_3}^T U_{nm} \sin \omega t \cos \omega t dt \right], \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где U'_{1m} и U''_{1m} — амплитуды синфазной и квадратурной составляющих 1-й гармоники соответственно.

Характерно, что при $0 < t < \tau_1$, как и при $\tau_2 < t < \frac{T}{2}$, возможны кратковременные включения тиристоров во время действия управляющих импульсов с последующими отпусканиями в промежутках между импульсами. Это явление, однако, не оказывает существенного влияния на величину первой гармоники вследствие большой скважности импульсов в реальных диодно-регенеративных компараторах.

При работе усилителя на двигатель интерес представляет синфазная составляющая, непосредственно участвующая в создании вращающего момента. После ряда преобразований из (3) найдем:

$$U'_{1m} = \frac{U_{nm}}{2\pi} \left[\omega\tau_2 - \omega\tau_1 + \omega\tau_3 + \right. \\ \left. + \frac{1}{2} (\sin 2\omega\tau_1 - \sin 2\omega\tau_2 + \sin 2\omega\tau_3) \right]. \quad (4)$$

Графики рис. 2 показывают характер зависимости относительной амплитуды $\bar{U}'_{1m} = \frac{U'_{1m}}{U_{nm}}$ от угла включе-

ния тиристора $\omega\tau_1$ при различных токах удержания ($\omega\tau_2 = 120^\circ; 135^\circ; 150^\circ; 180^\circ$). Выбирая соответствующие зависимости при $\omega\tau_2 = \text{const}$ и учитывая, что $\omega\tau_1 = \arcsin \frac{\Delta}{U_{вхm}}$, можно найти статические характеристики усилителя при входном сигнале переменного тока.

Рассмотрим теперь некоторые особенности работы усилителя при наличии фазового сдвига φ между сигналом $U_{вх}$ и напряжением питания U_n . При $U_{вх} = U_{вхm} \sin(\omega t - \varphi)$ (рис. 3) возможно состояние, когда в течение одного полупериода U_n в режиме автоколебаний находятся оба компаратора $Kp1$ и $Kp2$. Действительно, в интервале

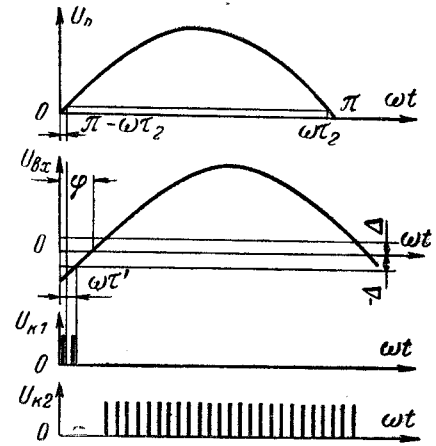


Рис. 3.

$0 < \omega t < \omega\tau'$, когда $U_{вх} < -\Delta$ генерирует компаратор $Kp1$, а при $\omega t > \varphi + \arcsin \frac{\Delta}{U_{вхm}}$ генерирует компаратор $Kp2$. Возникновение такого режима определяется неравенством

$$\omega\tau' = \varphi - \arcsin \frac{\Delta}{U_{вхm}} > 0. \quad (5)$$

Если при этом $\omega\tau' > \pi - \omega\tau_2$ или

$$\omega\tau' > \arcsin \frac{I_{уд} R_H}{U_{nm}}, \quad (6)$$

то оба тиристора в течение части положительного полупериода окажутся в открытом состоянии, что приведет к нарушению работы усилителя. Поэтому условие нормальной работы схемы при наличии фазового сдвига φ выражается неравенством, противоположным (6), и с учетом (5) имеет следующий вид:

$$\varphi < \arcsin \frac{I_{уд} R_H}{U_{nm}} + \arcsin \frac{\Delta}{U_{вхm}}. \quad (7)$$

Если (7) не выполняется, то необходимо исключить генерирование компаратора $Kp1$ в интервале $0 < \omega t < \omega\tau'$, что может быть сделано путем отключения его питания в начале положительного полупериода U_n на время $t_1 > \tau'$. Подобный эффект может достигаться также при питании компараторов пульсирующим напряжением от выпрямителя, связанного с источником U_n . В наиболее неблагоприятном случае, полагая $\Delta \ll U_{вхm}$ и $I_{уд} = 0$, получим $t_{1\max} = \frac{\varphi}{\omega}$.

Таким образом, при $\varphi \neq 0$ включение тиристорov выходного каскада происходит при увеличенных значениях τ_1 , что связано с уменьшением сигнала на выходе магнитно-тиристорного каскада. Это естественная особенность всякой схемы, чувствительной к фазе сигнала. Величина U_{1m} может оцениваться по графикам рис. 2 точно так же, как это делалось выше при $\varphi = 0$.

Рассмотренный усилитель испытывался совместно с двигателями серии АДП и датчиками угла поворота типа СКВТ, ЛВТ, а также от источников сигнала постоянного тока. Проверка схемы при колебаниях напряжения в пределах от -25 до

К вопросу исследования переходных процессов многофазного магнитного усилителя с самоподмагничиванием и выходом на переменном токе

Доктор техн. наук проф. М. М. СОКОЛОВ, канд. техн. наук доц. М. А. БОЯРЧЕНКОВ
и канд. техн. наук А. В. ШИНЯНСКИЙ

Московский энергетический институт

При исследовании переходных процессов систем, содержащих магнитные усилители с самоподмагничиванием, обычно учитывается лишь инерционность цепей управления, что справедливо лишь для некоторых схем с выходом на постоянном токе. Для схем с выходом на переменном токе игнорирование переходного процесса, обусловленного инерционностью главной цепи, может привести к заметным ошибкам. В настоящей статье рассматриваются вопросы анализа динамических процессов указанных усилителей с учетом инерционности рабочих цепей. В качестве объекта исследования выбрана система асинхронного дроссельного электропривода с самоподмагничиваемыми усилителями, представляющего собой наиболее общий случай симметричной нагрузки многофазного (в частности, трехфазного) магнитного усилителя с выходом на переменном токе. Путем несложных преобразований можно перейти к другим случаям нагрузки (трансформатор, активно-индуктивная без магнитно-связанных контуров, активная и т. п.).

Схема рассматриваемой системы в однолинейном изображении представлена на рис. 1. Для главных цепей этой схемы дифференциальные уравнения удобно записать в векторной (матричной) формуле [Л. 1—3] следующие выражения:

$$\left. \begin{aligned} \vec{e} &= \vec{u}_{д1} + r_p \vec{i}_1 + r_s \vec{i}_s + \vec{\Psi}_1 + \vec{\Psi}_s; \\ -\vec{e} &= \vec{u}_{д2} + r_l \vec{i}_2 - r_s \vec{i}_s + \vec{\Psi}_2 - \vec{\Psi}_s; \\ \vec{u}_r &= r_r \vec{i}_r + \vec{\Psi}_r. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Для цепей управления могут быть записаны n скалярных уравнений (по числу обмоток управления):

$$e_{yk} = r_{yk} i_{yk} + \dot{\Psi}_{yk}. \quad (2)$$

В приведенных уравнениях:

переменные вида $\vec{x}$ представляют собой m -компонентные векторы (для m -фазной системы);

$\vec{e}$ — вектор мгновенных значений э. д. с. питающей системы;

$\vec{i}_1, \vec{i}_2, \vec{i}_s, \vec{i}_r$ — векторы мгновенных значений токов в рабочих обмотках магнитного усилителя, статора и ротора двигателя;

r_p, r_s, r_r — активные сопротивления рабочих обмоток магнитного усилителя, обмоток статора и ротора (в принятой форме записи — диагональные матрицы);

$\vec{\Psi}_1, \vec{\Psi}_2, \vec{\Psi}_s, \vec{\Psi}_r$ — векторы потокоцеплений рабочих обмоток магнитного усилителя, фазных обмоток статора и ротора двигателя;

$\vec{u}_{д1}, \vec{u}_{д2}$ — векторы падения напряжения на диодах в цепях рабочих обмоток магнитного усилителя;

$e_{yk}, i_{yk}, \Psi_{yk}, r_{yk}$ — соответственно э. д. с., ток, потокоцепление и активное сопротивление k -й обмотки управления магнитного усилителя.

Совместное решение системы уравнений (1) и (2) может быть получено при следующих обычно принимаемых допущениях:

все рабочие обмотки усилителя полностью сцеплены с потоками своих сердечников, а обмотки управления — с потоками всех сердечников;
параметры всех рабочих обмоток одинаковы;
параметры цепей нагрузки не зависят от токов.

+15% по сравнению с номинальным и изменении температуры окружающей среды от 20 до 65°С подтвердила ее работоспособность. Зона нечувствительности схемы, измеренная на постоянном токе, не превышала 50 мВ при входном сопротивлении не менее 200 ком.

В заключение отметим, что разработанная схема управления выходным каскадом пригодна также и для ряда других тиристорных усилителей, причем основные результаты данной работы могут быть распространены на эти случаи.

Литература

1. Иванчук Б. Н., Липман Р. А. и Рувинов Б. Я., Тиристорные усилители в схемах электропривода, изд-во «Энергия», 1966.

2. Марков Б. А. и Чичерин П. И., Тиристорные судовые усилительно-преобразовательные устройства, изд-во «Судостроение», 1967.

3. Тищенко А. М. и др., Расчет и проектирование импульсных устройств на транзисторах, изд-во «Советское радио», 1964.

4. Стахов А. П., Исследование балансного диодно-регенеративного компаратора напряжений с трансформаторной обратной связью, «Вопросы радиоэлектроники», Серия VII, Электронная вычислительная техника, вып. 6, 1965.

5. Стахов А. П., Исследование входной цепи схемы сравнения напряжений аналого-цифрового преобразователя, выполненной на основе релаксационного генератора, Вычислительная техника в управлении, изд-во «Наука», 1966.

6. Глазов М. Н., Системы дистанционной передачи угла с шаговыми двигателями, «Приборостроение», Известия вузов, 1968, № 6.

[11.12.1968]



Но даже при этих допущениях решение оказывается весьма сложным, так как в рассматриваемые уравнения входит несколько нелинейных зависимостей — $u_d(i_p)$, Ψ_1 , Ψ_2 , а векторы $\vec{\Psi}_s$ и $\vec{\Psi}_r$ содержат периодические коэффициенты [Л. 2]. Однако поставленную задачу можно существенно упростить, если соответствующим образом учесть основные нелинейные элементы системы, а именно:

падение напряжения на диоде в рабочей цепи представить зависимостью

$$u_d = u_0 + r_d i_p,$$

где $u_0 = \text{const}$ (для кремниевых диодов $u_0 = 0,4 \div 0,6$ в);

r_d — динамическое сопротивление, величина которого зависит только от знака (направления) тока в диоде;

$$r_d = r_{\text{пр}} + r_{\text{обр}} \frac{1 - \text{sign } i_p}{2};$$

$r_{\text{пр}}$ и $r_{\text{обр}}$ — сопротивление диода в прямом и обратном направлениях.

Обычно при анализе принимают $r_{\text{пр}} = 0$; $r_{\text{обр}} = \infty$; при численном решении иногда удобнее пользоваться конкретными значениями этих величин, в частности, при решении с помощью электронных цифровых вычислительных машин;

нелинейность характеристик намагничивания сердечников усилителя (рис. 2) учитывать с помощью динамической магнитной проницаемости ($\dot{B} = \mu_d \dot{H}$), величина которой зависит лишь от напряженности магнитного поля в сердечнике [Л. 3].

С учетом указанных допущений совместное решение уравнений (1) и (2) имеет следующий вид [Л. 3]:

$$A \dot{i} + B i = \vec{b}, \quad (3)$$

где

$$\vec{i} = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_r \end{bmatrix};$$

$$A = \begin{bmatrix} L_{ss1} & -L_{ss} & L_{sr} \\ L_{ss} & -L_{ss2} & L_{sr} \\ L_{rs} & -L_{rs} & L_{rr} \end{bmatrix} + \frac{Q_c}{l_c} \sum_{k=1}^n \frac{\omega_{yk}^2}{r_{yk}} \times$$

$$\times \begin{bmatrix} \mu_{d1} \times R_{1\partial\Sigma} & \mu_{d1} \times R_{2\partial\Sigma} & 0 \\ -\mu_{d2} \times R_{1\partial\Sigma} & -\mu_{d2} \times R_{2\partial\Sigma} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$B = \begin{bmatrix} R_1 & -r_s & \omega_{3\partial} L'_{sr} \\ r_s & -R_2 & \omega_{2\partial} L'_{sr} \\ \omega_{3\partial} L'_{rs} & -\omega_{2\partial} L'_{rs} & r_r \end{bmatrix};$$

$$\vec{b} = \begin{bmatrix} \vec{e} - \vec{u}_0 - \frac{\omega_p Q_c}{l_c} \mu_{d1} \sum_{k=1}^n \frac{\omega_{yk}}{r_{yk}} \dot{e}_{yk} \\ \vec{e} + \vec{u}_0 + \frac{\omega_p Q_c}{l_c} \mu_{d2} \sum_{k=1}^n \frac{\omega_{yk}}{r_{yk}} \dot{e}_{yk} \\ 0 \end{bmatrix} \text{ — вектор внеш-}$$

них возмущений;

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_s - L_{sB} & 0 & 0 \\ 0 & L_s - L_{sB} & 0 \\ 0 & 0 & L_s - L_{sB} \end{bmatrix};$$

$$L_{rr} = \begin{bmatrix} L_r - L_{rB} & 0 & 0 \\ 0 & L_r - L_{rB} & 0 \\ 0 & 0 & L_r - L_{rB} \end{bmatrix};$$

$$L_{sr} = L_m \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta \end{bmatrix};$$

$$L_{rs} = L_{sr};$$

$$L'_{sr} = \frac{dL_{sr}}{d\theta};$$

$$L'_{rs} = L'_{sr};$$

θ — угол сдвига фаз между осями одноименных обмоток статора и ротора;

$\omega_{3\partial}$ — скорость вращения ротора, эл. рад/сек;

L_s, L_r — коэффициенты собственной индуктивности фазных обмоток соответственно статора и ротора;

L_{sB}, L_{rB} — коэффициенты взаимной индуктивности фазных обмоток соответственно статора и ротора;

L_m — коэффициент взаимной индуктивности между одноименными обмотками статора и ротора при совпадении их осей;

ω_p, ω_{yk} — число витков рабочей обмотки и k -й обмотки управления;

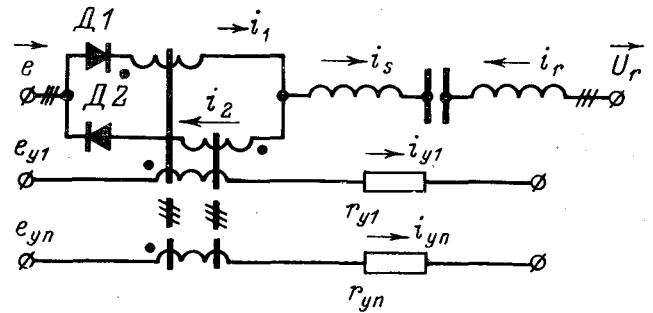


Рис. 1.

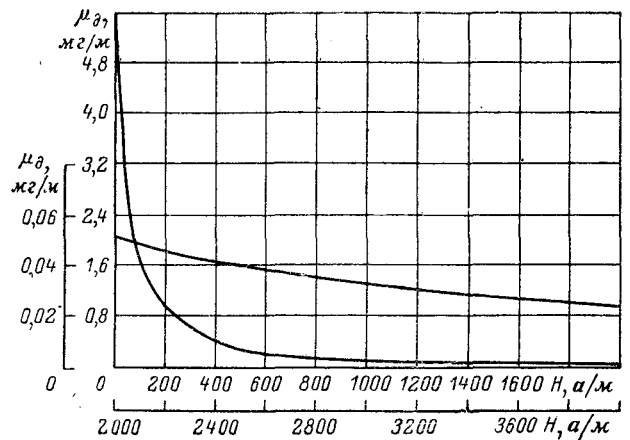


Рис. 2.

Q_c, l_c — площадь поперечного сечения сердечника и средняя длина магнитных силовых линий в нем;

R_j — диагональная матрица с элементами на главной диагонали вида $r_{\partial j} + r_p + r_s$;

$$R_{j\partial\Sigma} = \begin{bmatrix} r_{\partial jA} + r_p & r_{\partial jB} + r_p & r_{\partial jC} + r_p \\ r_{\partial jA} + r_p & r_{\partial jB} + r_p & r_{\partial jC} + r_p \\ r_{\partial jA} + r_p & r_{\partial jB} + r_p & r_{\partial jC} + r_p \end{bmatrix};$$

$$L_{ss1} = L_{ss} + \frac{\omega_p^2 Q_c}{l_c} \mu_{\partial 1};$$

$$L_{ss2} = L_{ss} + \frac{\omega_p^2 Q_c}{l_c} \mu_{\partial 2};$$

$$\vec{e}_{yk} = e_{yk} \vec{1};$$

$$\vec{u}_0 = u_0 \vec{1};$$

$\vec{1}$ — единичный вектор.

Нетрудно видеть, что значения матричных коэффициентов в системе уравнений (3) зависят от положения ротора относительно статора. Следовательно, уравнения (3) необходимо решать совместно с уравнением движения электропривода. Момент, развиваемый двигателем [Л. 2 и 3], равен:

$$M_{\partial B} = p \vec{i}_{st} L'_{sr} \vec{i}_r = p (\vec{i}_1 - \vec{i}_2) L'_{sr} \vec{i}_r,$$

где p — число пар полюсов двигателя.

Тогда уравнение движения привода примет такой вид:

$$\omega_{\partial\partial} = \ddot{\theta} = \frac{p^2}{J} (\vec{i}_1 - \vec{i}_2) L'_{sr} \vec{i}_r - \frac{p}{J} M_c, \quad (4)$$

где J — момент инерции привода;

M_c — момент статической нагрузки на валу электродвигателя.

При совместном решении уравнений (3) и (4) следует учитывать, что матрица A в некоторые моменты времени может становиться особенной, т. е. $\|A\| = 0$, а значит, в эти моменты не существует и обратная ей матрица A^{-1} . Следовательно, неприемлемо обычное решение уравнений (3) в виде

$$\Delta \vec{i} = A^{-1} (\vec{b} - B \vec{i}) \Delta \tau,$$

где τ — текущее значение времени.

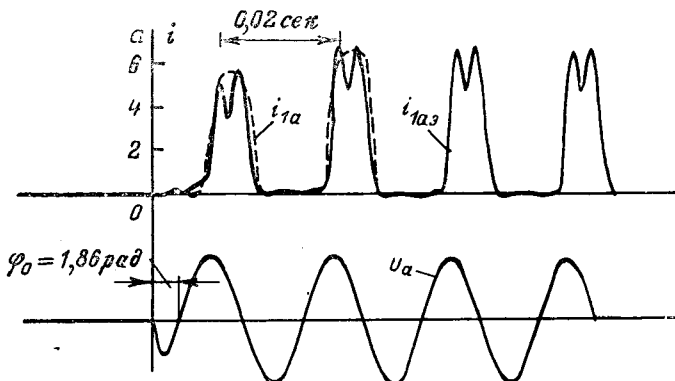


Рис. 3.

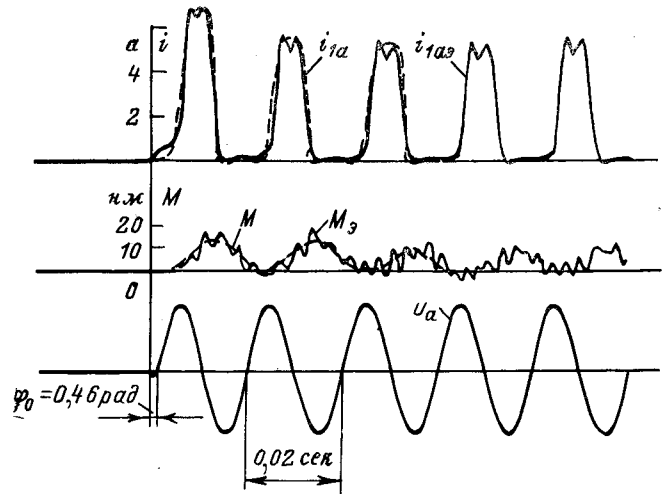


Рис. 4.

Для рассматриваемой системы уравнений целесообразно искать решение в следующем виде:

$$\Delta \vec{i}_\tau = (A_\tau + \Delta \tau B_\tau)^{-1} (b_\tau - B_\tau \vec{i}_\tau) \Delta \tau. \quad (5)$$

Решение рассматриваемой системы было получено с помощью вычислительной машины дискретного действия для двух случаев: включение трехфазного магнитного усилителя типа УМЗП.20.40.21 при $e_y = \text{const}$ и активном сопротивлении нагрузки ($r_{\text{нагр}} = 20 \text{ ом}$), а также при использовании в качестве нагрузки асинхронного двигателя с контактными кольцами типа АК 51-6:

$$r_s = 2,5 \text{ ом}; r_r = 9,6 \text{ ом}; L_s - L_{sb} = 0,249 \text{ гн}; \\ L_r - L_{rb} = 0,244 \text{ гн}; L_m = 0,155 \text{ гн}; J = 0,05 \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

Параметры магнитного усилителя и рабочих диодов следующие:

$$\omega_p = 460; \omega_y = 150; Q_c = 8 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2; l_c = 0,416 \text{ м}; \\ u_0 = 0,6 \text{ в}; R_{\partial\Sigma} = 1,09 \text{ ом}; r_{\text{обр}} = 5,33 \cdot 10^4 \text{ ом}; \\ r_y = 50 \text{ ом}.$$

Зависимость $\mu_\partial (H)$ показана на рис. 2.

Переходный процесс в обоих случаях рассматривался при $e_y = -50 \text{ в}$ и фазном напряжении сети 220 в:

$$e = 311 \sin(314\tau + \varphi_0).$$

На рис. 3 показана осциллограмма напряжения фазы A и тока в первой рабочей обмотке той же фазы магнитного усилителя при активной нагрузке. Там же пунктиром показан расчетный график тока.

На рис. 4 изображена осциллограмма для второго случая. На ней показаны изменения напряжения фазы A, тока в одной из рабочих обмоток магнитного усилителя и электромагнитного момента двигателя. Пунктиром показаны соответствующие расчетные графики тока и момента.

Как видно из представленных осциллограмм, расчетные зависимости весьма близки к экспериментальным, что подтверждает справедливость основных положений предложенной методики исследования режимов работы многофазных магнитных усилителей с самоподмагничиванием. Некоторые отличия в форме экспериментальных и

О симметрии отпирающих импульсов в управляемых выпрямителях для электроприводов

В. А. БАРСКИЙ

Харьков

В настоящее время требование симметрии отпирающих импульсов является общепринятым [Л. 1—3], причем одним из обоснований этого требования является уменьшение предельного угла регулирования на величину асимметрии во избежание возможности перехода инвертора в режим выпрямления [Л. 3]. На координационном совещании по рассмотрению систем сеточного управления ртутными выпрямителями наилучшим признано фазосмещающее устройство вертикального типа, в котором отсчет углов регулирования производится по отдельным каналам от нулевого значения соответствующей фазной э. д. с. [Л. 1].

Для оценки справедливости этого требования рассмотрим условия коммутации в управляемом выпрямителе с жесткой симметрией отпирающих импульсов при уменьшении напряжения одной из фаз на 50%. Как показано на рис. 1, интеграл от коммутирующей э. д. с. (площадь f_{cdek}) при уменьшении э. д. с. фазы A вдвое (кривая A) резко уменьшается (площадь f_{ck}). Это объясняется двумя причинами: изменением амплитуды линейного напряжения и сдвигом фазы этого напряжения.

Для количественной оценки этого уменьшения рассмотрим диаграмму напряжений в схеме, изображенную на рис. 2. При уменьшении фазной э. д. с. до величины OA' линейное напряжение e_{BA} уменьшается до величины e'_{BA} . Решив треугольник $A'AB$ для случая

$$AA' = 0,5OA, \quad (1)$$

получим:

$$e_{BA'} = 0,763e_{BA}; \quad (2)$$

$$\Delta\beta = 11^\circ. \quad (3)$$

Если бы изменение интеграла коммутирующей э. д. с. определялось только изменением амплитуды

линейной э. д. с. e_{BA} , то требуемое в данном случае увеличение площади в

$$\frac{e_{BA}}{e_{BA'}} = 1,31 \quad (4)$$

раза могло бы быть обеспечено сравнительно небольшим увеличением угла опережения при незначительном ухудшении использования преобразователя в инверторном режиме по напряжению. Но, как видно из вышесказанного, при независимости фазы отпирающих импульсов от процессов в силовой схеме, фактический угол опережения уменьшится в рассматриваемом режиме на 11° . Следовательно, в этом случае необходимо увеличить угол опережения на величину $\Delta\beta$, что значительно ухудшает работу преобразователя.

Сказанное можно подтвердить числовым примером, воспользовавшись кривой $\beta_{\min} = f(I_d^* e_k)$, изображенной на рис. 3. Аналитическое выражение этой кривой получено следующим образом. Известно выражение для угла коммутации γ :

$$\cos(\beta - \gamma) = \cos\beta + \frac{I_d x_T}{\sqrt{2} E_2 \sin \frac{\pi}{m}}, \quad (5)$$

где E_2 — эффективное значение фазной э. д. с.;

I_d — ток нагрузки;

β — угол опережения;

m — число фаз;

x_T — индуктивное сопротивление фазы трансформатора.

Если учесть известные соотношения для трехфазной схемы

$$E_2 = \frac{I_{\phi.в} x_T}{e_k}, \quad (6)$$

расчетных графиков токов объясняются некоторой неточностью аппроксимации кривой динамической магнитной проницаемости. Высокочастотные колебания экспериментального графика момента обусловлены собственными колебаниями датчика момента (тензометрического акселерометра).

Следует отметить, что рассмотренная методика анализа работы многофазных магнитных усилителей с учетом всех основных факторов является первым этапом в этом направлении. Приведенное в настоящей статье численное решение уравнений подтверждает правильность основных положений этого метода. Численное решение для других случаев (изменение сигнала управления, изменение нагрузки и т. п.) принципиально можно получить

таким же образом, как и для рассмотренных случаев. Основное отличие заключается лишь в определении начальных условий.

Литература

1. Бояревич В. Я. и Бейнерс Э. Т., Математическое моделирование магнитных усилителей с самонасыщением, сб. «Автоматика и вычислительная техника», Рига, 1965, № 3.
2. Страхов С. В., Переходные процессы в электрических цепях, содержащих машины переменного тока, Госэнергоиздат, 1960.
3. Шинянский А. В., Расчет и исследование серии асинхронных регулируемых электроприводов, Диссертация, Московский энергетический институт, 1966.

[21.10.1968]



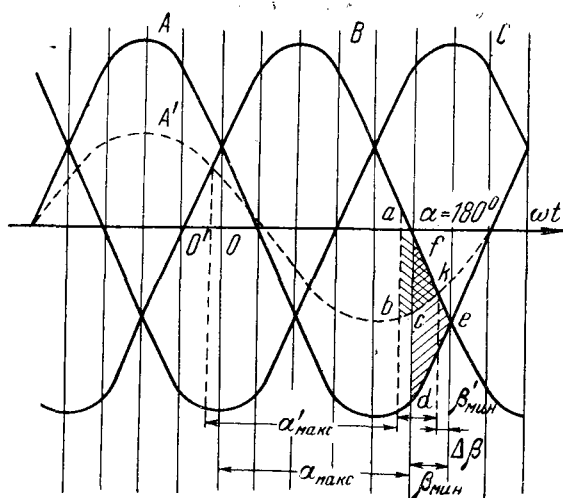


Рис. 1.

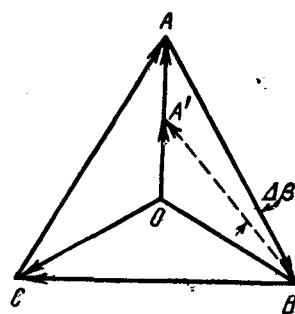


Рис. 2.

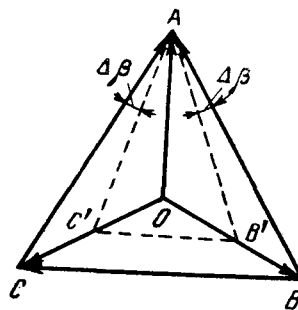


Рис. 4.

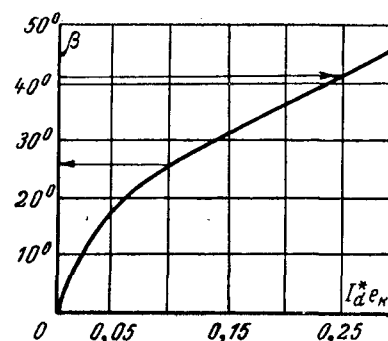


Рис. 3.

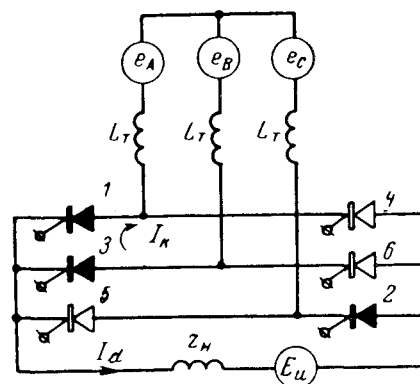


Рис. 5.

где $I_{\phi.н} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d$ — номинальное значение тока фазы трансформатора;
 e_K — напряжение короткого замыкания.

то уравнение (5) можно записать в следующем виде:

$$\cos(\beta - \gamma) = \cos \beta + e_K I_d^* \quad (7)$$

где $I_d^* = \frac{I_d}{I_{\phi.н}}$ — ток нагрузки в относительных единицах.

Если пренебречь углом восстановления управляемости в связи с его малой величиной, то можно считать, что

$$\beta_{\min} \approx \gamma. \quad (8)$$

Подставив формулу (8) в выражение (7), получим:

$$1 = \cos \beta_{\min} + e_K I_d^*. \quad (9)$$

Отсюда получим значение наименьшего допустимого угла опережения зажигания инвертора:

$$\beta_{\min} = \arccos(1 - e_K I_d^*). \quad (10)$$

Проанализировав выражение (10), можно заметить, что даже для случая $I_d^* e_K = 0,1$ ($\beta_{\min} = 26^\circ$) (рис. 3) увеличение угла опережения на 4° создает необходимый запас по коммутирующей э. д. с. при незначительном (на 3%) ухудшении использования по напряжению трансформатора в инверторном режиме. Но при увеличении $\beta_{\min}$ на величину $\Delta\beta$ (для рассмотренного примера это означает увеличение $\beta_{\min}$ до 41°), потери э. д. с. увеличиваются в 2,5 раза относительно симметричного режима и в 2 раза относительно режима с неизменным $\beta_{\min}$ при несимметрии напряжения сети (25% против 13%).

Таким образом, основную роль в ухудшении условий коммутации играет фактическое изменение угла опережения зажигания инвертора при сдвиге фазы коммутирующей э. д. с. в выпрямителях с жесткой симметрией отпирающих импульсов. Си-

стема фазового управления, обеспечивающая неизменность угла регулирования относительно кривой коммутирующей линейной э. д. с., в данном режиме предпочтительнее. Для этой системы максимальный угол регулирования $\alpha_{\max}$ при уменьшении напряжения одной из фаз не меняется (рис. 1)

$$\alpha_{\max} = \alpha'_{\max}.$$

Интеграл от коммутирующей э. д. с. возрастает по сравнению с соответствующим интегралом в системе с жесткой симметрией импульсов (площадь $abckf$ и площадь fck на рис. 1).

В случае уменьшения напряжения двух фаз (рис. 4) условия коммутации для тиристоров 2 и 4 (рис. 5) улучшаются в связи со сдвигом назад кривой коммутирующего линейного напряжения AC , а для вентилях 4 и 6 ухудшаются так, как это имеет место в рассмотренном выше случае. Поканальный отсчет углов регулирования от нулевого значения соответствующей линейной э. д. с. предпочтителен, очевидно, и в этом случае.

В случае несимметрии фазных напряжений при отсчете углов регулирования для каждого канала отпирающих от соответствующей линейной э. д. с. возникает несимметрия управляющих импульсов и, следовательно, углов проводимости и нагрузки тиристоров. Но она невелика и находится в пределах допуска (3°). Например, при уменьшении напряжения одной из фаз на 10% асимметрия управляющих импульсов составляет $1^\circ 45'$. Даже в рассмотренном выше аварийном для сети режиме

Об аппроксимации процессов намагничивания ферромагнитных сердечников с учетом гистерезиса

Канд. техн. наук доц. Ю. А. САВИНОВСКИЙ и канд. техн. наук доц. В. С. НЕРСЕСЯН

Горьковский политехнический институт

Процессы намагничивания ферромагнитных сердечников в установившемся режиме происходят, как известно, по гистерезисному циклу-петле $b(h)$, где b и h — мгновенные значения магнитной индукции и напряженности поля. Форма петли $b(h)$ и ее положение (наклон) в системе координатных осей $b-h$ зависят от свойства материала и параметров магнитного поля, в частности от формы кривой магнитной индукции, ее максимального значения B_m и угловой частоты ее основной гармонической составляющей ω .

Каждому i -му установившемуся режиму намагничивания ферромагнетика с $B_{mi} = \text{const}$, $\omega_i = \text{const}$ соответствует своя петля $b_i(h_i)$, в целом же работа ферромагнетика характеризуется семейством гистерезисных петель.

Аппроксимировать процессы намагничивания — это значит аналитически выразить семейство гистерезисных петель. Требования, предъявляемые к аппроксимирующему выражению, состоят в том, что оно должно быть простым и правильно отражать не только характер самой кривой $b_i(h_i)$, но и ее первой и второй производных. Вопросами аппроксимации петель гистерезиса занимались много исследователей [Л. 1 и 2], однако проблему эту нельзя считать решенной. Предлагаемая аппроксимация процессов намагничивания основывается на использовании семейства опытных петель и поэтому более полно отвечает отмеченным выше требованиям. Рассмотрим существо предлагаемого метода.

Пусть магнитная индукция при i -м режиме намагничивания синусоидальна

$$b_i(t) = B_{mi} \sin \omega_i t, \quad (1)$$

и семейство опытных петель гистерезиса $b_i(h_i)$ задано в виде кривых (рис. 1,а)¹ или таблично [Л. 4]. По графикам $b_i(t)$ и $b_i(h_i)$ можно опреде-

лить напряженность магнитного поля i -го режима $h_i(t)$, а последняя может быть разложена в ряд Фурье. Сумму синусных слагающих этого ряда обозначим через $h_{pi}(t)$, а сумму косинусных — через $h_{ai}(t)$. Очевидно, что:

$$h_i(t) = h_{pi}(t) + h_{ai}(t). \quad (2)$$

Для аналитического выражения слагающей $h_{pi}(t)$ (рис. 2) могут быть использованы известные аппроксимирующие выражения. Аппроксимируем ее, например, гиперболическим синусом от кругового синуса:

$$h_{pi}(t) = \alpha_{pi} \text{sh}[\beta_{pi} b_i(t)], \quad (3)$$

где α_{pi} и β_{pi} — коэффициенты аппроксимации.

Слагающая напряженности $h_{ai}(t)$ имеет вид, представленный на рис. 2. Установлено, что для большинства марок электротехнических сталей $h_{ai}(t)$ может быть хорошо аппроксимирована круговым синусом от кругового косинуса:

$$h_{ai}(t) = \alpha_{ai} \sin[\beta_{ai} b'_i(t)]. \quad (4)$$

Это выражение хорошо согласуется с физическими представлениями о том, что активные процессы и, в частности, потери в ферромагнетике, характеризуются не магнитной индукцией, а величиной ее первой производной по времени

$$b'_i(t) = \omega_i B_{mi} \cos \omega_i t.$$

Коэффициенты аппроксимации α_{ai} , β_{ai} , α_{pi} и β_{pi} можно рассматривать как характеристики (параметры) ферромагнетика, отражающие активные и реактивные процессы в нем при i -м режиме намагничивания. Определение коэффициентов аппроксимации дано в приложении.

Выражения (1)–(4) совместно с уравнениями

$$\left. \begin{aligned} b_i(t) &= B_{mi} \sin \omega_i t; \\ h_i(t) &= \alpha_{pi} \text{sh}[\beta_{pi} b_i(t)] + \alpha_{ai} \sin[\beta_{ai} b'_i(t)] \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

уменьшение напряжения одной из фаз на 50%, который не может быть длительным, изменение углов проводимости составляет 11°, что приводит к изменению средних токов через вентили менее чем на 10%.

Таким образом, более целесообразной является система управления преобразователем по принципу поканального отсчета углов регулирования от нулевого значения соответствующего линейного напряжения, как обеспечивающая более надежную работу преобразователя при несимметрии напряжения фаз питающей сети без ухудшения технико-экономических показателей работы управляемых

выпрямителей. Следует отметить, что такой принцип отсчета углов регулирования не связан с усложнением систем управления.

Литература

1. Левин Г. М. и Гольденталь М. Э., Реверсивный ионный электропривод, изд-во «Энергия», 1964.
2. Вчерашний В. П., Современные системы управления вентилями, Труды IV Всесоюзной конференции по автоматизированному электроприводу, т. III, изд-во «Энергия», 1966.
3. Шипилло В. П. и Булатов О. Г., Расчет полупроводниковых систем управления вентилями преобразователями, изд-во «Энергия», 1966.

[29.7.1968]



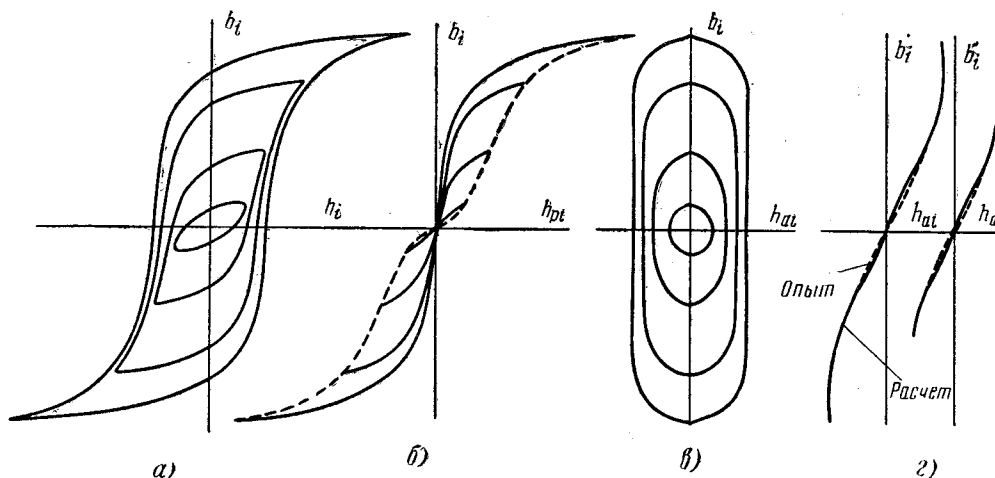


Рис. 1. Гистерезисные петли и их составляющие.

a — семейство петель; b — «безгистерезисные» составляющие; $в$ — «безреактивные» составляющие в системе координат b_i-h_{ai} ; $г$ — «безреактивные» составляющие в системе координат b'_i-h_{ai} .

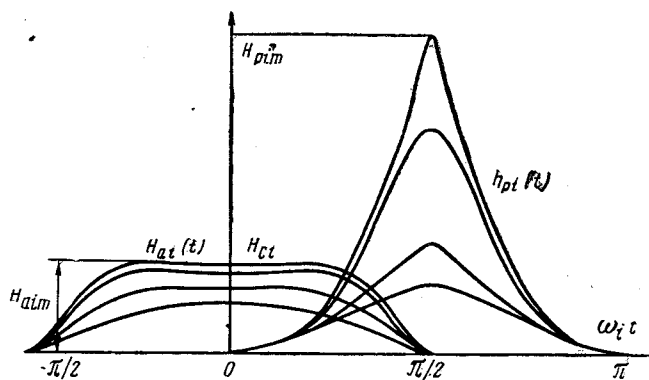


Рис. 2. Синусные и косинусные слагающие кривой напряженности поля.

можно рассматривать как аппроксимацию i -й гистерезисной петли $b_i(h_i)$ в параметрической форме записи, где t — время, независимый параметр.

Зависимости $b_i(t)$ и $h_{pi}(t)$ определяют магнитную характеристику $b_i(h_{pi})$, отражающую реактивные процессы в ферромагнетике, а зависимости $b_i(t)$ и $h_{ai}(t)$ — магнитную характеристику (петлю) $b_i(h_{ai})$, отражающую активные процессы. Первую (рис. 1,б) можно рассматривать как «безгистерезисную» аппроксимацию петли $b_i(h_i)$, вторую (рис. 1,в) — как «безреактивную» аппроксимацию². Характеристики $b_i(h_{pi})$ и $b_i(h_{ai})$ являются, таким образом, составными элементами гистерезисной петли $b_i(h_i)$.

Семейства характеристик $b_i(h_{pi})$ и $b_i(h_{ai})$, построенные по опытным петлям, приведены на

² Понятие «безреактивная» аппроксимация петли вводится (в порядке обсуждения) аналогично широко распространенному понятию «безгистерезисная» аппроксимация [Л. 1, 2 и 5]. В сущности, «безреактивная» магнитная характеристика $b_i(h_{ai})$ определяет активную слагающую тока i_{ai} , а «безгистерезисная» характеристика $b_i(h_{pi})$ — реактивную слагающую i_{pi} . Кавычки указывают на формальную сторону этих терминов.

Характеристика $b_i(h_{pi})$ отличается от истинной безгистерезисной петли — идеальной кривой намагничивания.

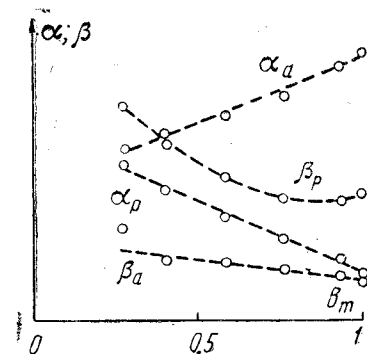


Рис. 3. Зависимости коэффициентов аппроксимации от амплитуды магнитной индукции.

рис. 1,б и в. Площади петель $b_i(h_{ai})$ и $b_i(h_i)$ равновелики и отражают, как известно, потери активной мощности за один цикл перемагничивания.

Из магнитной характеристики $b_i(h_{ai})$ может быть получена родственная ей характеристика $b'_i(h_{ai})$. На рис. 1,г воспроизведены две характеристики $b'_i(h_{ai})$, построенные по соответствующим петлям $b_i(h_{ai})$ и их аппроксимации на основании выражения

$$h_{ai} = \alpha_{ai} \sin(\beta_{ai} b'_i). \quad (4a)$$

При анализе графиков, изображенных на рис. 1,г, может быть сделан вывод, подтверждающий высказанное выше положение о возможности аппроксимации активных процессов круговым синусом.

Систему уравнений (5) можно положить в основу расчета цепей со сталью при разных установившихся режимах намагничивания. Для этого нужно определить коэффициенты аппроксимации для всех ожидаемых режимов работы. На рис. 3 воспроизведены зависимости этих коэффициентов от амплитуды магнитной индукции; аналогично могут быть представлены зависимости коэффициентов аппроксимации от магнитной индукции и частоты. Аппроксимируя эти коэффициенты в функции B_{mi} и ω_i и подставляя полученные аналитические выражения для коэффициентов аппроксимации петель $\alpha_a(B_{mi}, \omega_i)$, $\alpha_p(B_{mi}, \omega_i)$, $\beta_a(B_{mi}, \omega_i)$ и $\beta_p(B_{mi}, \omega_i)$ в систему уравнений (5), можно получить аналитическое выражение для семейства петель гистерезиса — выражение, аппроксимирующее процессы намагничивания в общем случае:

$$\left. \begin{aligned} b_i(t) &= B_{mi} \sin \omega_i t; \\ h_i(t) &= \alpha_p(B_{mi}, \omega_i) \operatorname{sh} [\beta_p(B_{mi}, \omega_i) b_i(t)] + \\ &+ \alpha_a(B_{mi}, \omega_i) \sin [\beta_a(B_{mi}, \omega_i) b'_i(t)]. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Опытные петли гистерезиса и их аппроксимации, рассчитанные по уравнениям (6), изображены на рис. 4.

Отметим, что магнитные характеристики $b_i(h_{pi})$ совпадают с известными магнитными характеристиками — средними кривыми намагничивания [Л. 1 и 2], кривыми, абсциссы которых рав-

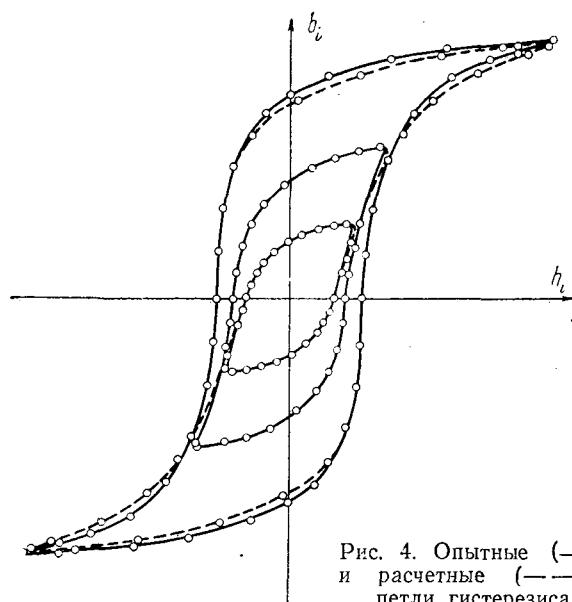


Рис. 4. Опытные (—) и расчетные (---) петли гистерезиса.

ны полусумме соответствующих абсцисс петли $b_i(h_i)$ и существенно отличаются от так называемой основной кривой намагничивания $B_m(H_m)$ [Л. 5], используемой многими исследователями в качестве «безгистерезисной» аппроксимации петли $b_i(h_i)$ [Л. 6]. Характеристика $B_m(H_m)$ имеет точку перегиба и два «колена» — верхнее и нижнее, в то время как характеристики $b_i(h_{pi})$ точки перегиба не имеют (рис. 1, б). Расхождения между характеристиками $b_i(h_{pi})$, представляющими «безгистерезисные» аппроксимации петель, и характеристикой $B_m(H_m)$ еще более увеличиваются, когда рассматриваются их первые и вторые производные. Ранее [Л. 5] было показано, что характеристика $B_m(H_m)$ не может считаться кривой намагничивания в собственном смысле этого слова и использоваться в качестве «безгистерезисной» аппроксимации петли $b_i(h_i)$.

Предлагаемые для аппроксимации процессов намагничивания выражения (5) и (6) позволяют выполнить задачу по гармоническому анализу магнитной цепи, в частности, по определению гармонических составляющих напряженности магнитного поля, его активной и реактивной составляющих; по этим формулам могут быть рассчитаны также и среднеквадратичное значение напряженности магнитного поля, эффективная магнитная проницаемость, удельные потери в стали, магнитная характеристика $B_m(H_m)$, так называемая основная кривая намагничивания, магнитная характеристика $H_c(B_m)$ — зависимость коэрцитивной силы от максимального значения магнитной индукции — и другие магнитные характеристики.

Гармонический состав $h_{pi}(t)$ может быть определен по известной методике [Л. 1]:

$$h_{pi} = 2\alpha_{pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{k-1} (-1)^{\frac{k-1}{2}} [I_k(\beta_{pi} B_{mi}) \sin k\omega_i t, \quad (7)$$

где I_k — функция Бесселя первого рода от чисто мнимого аргумента с целым вещественным индексом k (k -го порядка),

Гармонический состав $h_{ai}(t)$ может быть выражен аналогично путем использования функций Бесселя от действительного аргумента.

Используя известное разложение [Л. 7]

$$\sin(\alpha \cos x) = 2 \sum_{k=1,3,5,\dots}^{k-1} (-1)^{\frac{k-1}{2}} J_k(\alpha) \cos kx, \quad (8)$$

где J_k — функция Бесселя первого рода от действительного аргумента с целым вещественным индексом k (k -го порядка), и учитывая уравнение (4), получим:

$$h_{ai}(t) = 2\alpha_{ai} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{k-1} (-1)^{\frac{k-1}{2}} J_k(\beta_{ai} \omega_i B_{mi}) \cos k\omega_i t. \quad (9)$$

Выражения для среднеквадратичного значения напряженности магнитного поля H_i и удельных потерь в стали p_i при i -м режиме намагничивания могут быть выведены из общеизвестных соотношений:

$$H_i = \sqrt{\frac{1}{T_i} \int_0^{T_i} h_i^2(t) dt}; \quad (10)$$

$$p_i = \frac{1}{\gamma T_i} \int_0^{T_i} h_i(t) db_i(t), \quad (11)$$

где $T_i = \frac{2\pi}{\omega_i}$ — период изменения магнитной индукции;

γ — удельный вес стали.

Подставив формулу (5) в уравнение (10), используя тригонометрические соотношения

$$\operatorname{sh}^2 x = 0,5 (\operatorname{ch} 2x - 1);$$

$$\sin^2 x = 0,5 (1 - \cos 2x)$$

и разложения [Л. 7]

$$\operatorname{ch}(a \sin x) = I_0(a) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k I_{2k}(a) \cos 2kx; \quad (12)$$

$$\cos(a \cos x) = J_0(a) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(a) \cos 2kx, \quad (13)$$

где J_0 и I_0 — функции Бесселя первого рода соответственно от действительного и чисто мнимого

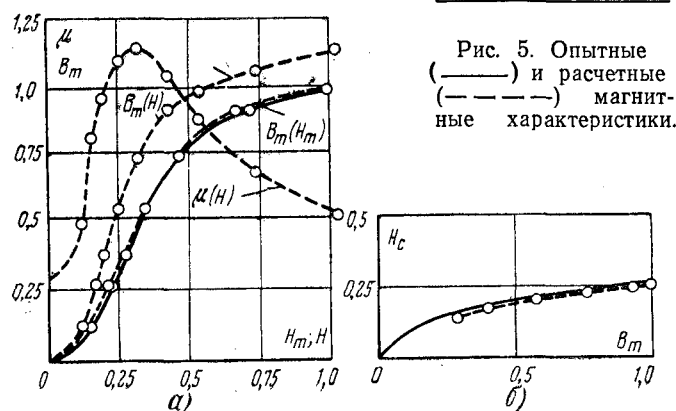


Рис. 5. Опытные (—) и расчетные (---) магнитные характеристики.

аргументов с нулевым индексом (нулевого порядка) после интегрирования можно получить следующую расчетную формулу:

$$H_i = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\alpha_{pi}^2 [I_0(2\beta_{pi} B_{mi}) - 1] + \alpha_{ai}^2 [1 - J_0(2\beta_{ai} \omega_i B_{mi})]} \quad (14)$$

Выражение (14) является более обобщенным, чем выражения, используемые в практических расчетах, так как оно учитывает как реактивные, так и активные процессы. Пренебрегая активными процессами, получим известное выражение для среднеквадратичного значения реактивной слагающей напряженности магнитного поля

$$H_{pi} = \frac{\alpha_{pi}}{\sqrt{2}} \sqrt{I_0(2\beta_{pi} B_{mi}) - 1}, \quad (15)$$

широко используемое для расчетов цепей со сталью без учета гистерезиса. Магнитные характеристики $B_m(H)$ и $\mu(H)$, где $\mu = \frac{B_{mi}}{\sqrt{2}H_i}$, рассчитанные по формуле (14), приведены на рис. 5, а.

Подставив выражения (5) в (11) и учтя уравнения (7) и (9), можно получить расчетную формулу для определения удельных потерь в стали:

$$p_i = \frac{1}{\gamma} \alpha_{ai} \omega_i B_{mi} J_1(\beta_{ai} \omega_i B_{mi}). \quad (16)$$

Выражения для магнитных характеристик $B_m(H_m)$ и $H_c(B_m)$ можно получить из уравнений (6).

Пренебрегая активной слагающей напряженности магнитного поля, что вполне допустимо при расчете характеристики $B_m(H_m)$, получим:

$$H_{mi} \approx H_{pmi} = \alpha_p(B_{mi}, \omega_i) \operatorname{sh}[\beta_p(B_{mi}, \omega_i) B_{mi}], \quad (17)$$

где H_{pmi} — максимальное значение реактивной слагающей напряженности магнитного поля i -й петли гистерезиса.

Полученная опытным путем характеристика $B_m(H_m)$ и ее аппроксимация по выражению (17) представлены на рис. 5, а.

Положив в уравнениях (6) $t=0$, можно вывести выражение для расчета характеристики $H_c(B_m)$:

$$H_{ci} = \alpha_a(B_{mi}, \omega_i) \sin[\beta_a(B_{mi}, \omega_i) \omega_i B_{mi}], \quad (18)$$

где H_{ci} — коэрцитивная сила i -й петли гистерезиса.

Опытная характеристика $H_c(B_m)$ и ее аппроксимация по (18) приведены на рис. 5, б.

Выражения (5) и (6) были использованы при разработке универсальных комплексных программ по расчету цепей со сталью с помощью электронных цифровых вычислительных машин. Учет гистерезисных явлений позволил значительно повысить точность расчетов по сравнению с известными методами, основанными на «безгистерезисном» представлении процессов намагничивания. Было установлено, что при расчетах H_i и μ_i по известным методам может быть допущена ошибка, достигающая соответственно до 90 и 200%¹ и более.

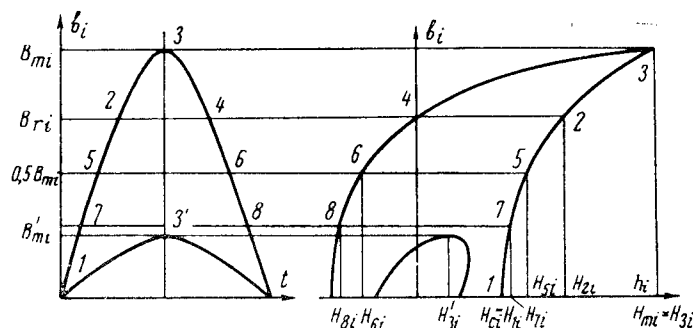


Рис. 6. К определению коэффициентов аппроксимации.

Приложение. Определение коэффициентов аппроксимации гистерезисных петель α_{ai} , α_{pi} , β_{ai} , β_{pi} по методу выбранных точек. Для определения коэффициентов аппроксимации можно использовать характерные точки петель гистерезиса — их вершины и точки пересечения с координатными осями (рис. 6).

Для точки 1:

$$H_{ci} = \alpha_{ai} \sin(\beta_{ai} \omega_i B_{mi}). \quad (П-1)$$

Для точки 2:

$$H_{zi} = \alpha_{pi} \operatorname{sh}(\beta_{pi} B_{ri}) + \alpha_{ai} \sin(\beta_{ai} \omega_i \sqrt{B_{mi}^2 - B_{ri}^2}), \quad (П-2)$$

где B_{ri} — остаточная индукция i -й петли гистерезиса.

Для точки 3:

$$H_{mi} = \alpha_{pi} \operatorname{sh}(\beta_{pi} B_{mi}). \quad (П-3)$$

При малых магнитных индукциях (B'_{mi}) петля приобретает эллиптический характер. Для таких петель уравнение (П-3) может быть записано в следующем виде:

$$H'_{zi} = \alpha_{pi} \operatorname{sh}(\beta_{pi} B'_{mi}). \quad (П-3а)$$

Для точки 4:

$$0 = \alpha_{pi} \operatorname{sh}(\beta_{pi} B_{ri}) - \alpha_{ai} \sin(\beta_{ai} \omega_i \sqrt{B_{mi}^2 - B_{ri}^2}). \quad (П-4)$$

По уравнениям (П-1) — (П-4) можно однозначно определить все коэффициенты аппроксимации α_{ai} , α_{pi} , β_{ai} , β_{pi} для i -й петли гистерезиса.

Точки 2 и 4 могут быть заменены точками 5 и 6, выбор которых отвечает условию:

$$B_{5i} = B_{6i} = 0,5 B_{mi}. \quad (П-5)$$

При этом система уравнений (П-1) — (П-4) упрощается и может быть представлена в следующем виде²:

$$\operatorname{ch}(0,5\beta_{pi} B_{mi}) = \frac{H_{mi}}{H_{5i} + H_{6i}}; \quad (П-6)$$

$$\alpha_{pi} = \frac{H_{5i} + H_{6i}}{2 \operatorname{sh}(0,5\beta_{pi} B_{mi})}; \quad (П-7)$$

$$\alpha_{ai} \sin(0,866\beta_{ai} \omega_i B_{mi}) = \frac{H_{5i} - H_{6i}}{2}; \quad (П-8)$$

$$\alpha_{ai} \sin(\beta_{ai} \omega_i B_{mi}) = H_{ci}. \quad (П-9)$$

Отметим, что точки (B_{mi}, H_{mi}) и $(B_{5i}, \frac{H_{5i} + H_{6i}}{2})$ принадлежат характеристике $b_i(h_{pi})$, а точки $(0, H_{ci})$ и $(B_{5i}, \frac{H_{5i} - H_{6i}}{2})$ — характеристике $(b_i h_{ai})$, и таким образом аппроксимация петли по точкам сводится к аппроксимации двух составных ее элементов.

Точка 1 может быть заменена точкой 7, выбор которой отвечает условию:

$$\alpha_{ai} \sin(\beta_{ai} \omega_i B_{mi} \cos \omega_i t_7) = \frac{H_{7i} - H_{8i}}{2} = H_{aim}, \quad (П-10)$$

где t_7 — момент времени, при котором активная слагающая напряженности магнитного поля i -й петли гистерезиса имеет максимальное значение, равное H_{aim} .

² H_{6i} и H_{8i} меньше нуля.

Потери на вихревые токи в тонких пластинах

Л. А. ЦЕИТЛИН

Ленинград

До недавнего времени вопрос о потерях на вихревые токи в тонких пластинах рассматривался главным образом в связи с применением листовой электротехнической стали в магнитных цепях электрических машин, трансформаторов и реактивных катушек. Интерес, проявляемый к этому вопросу в последние годы, носит несколько иной характер и вызывается прежде всего широким применением различного рода схем, машин и устройств, существенным элементом которых являются тонкие проводящие слои, тем или иным способом нанесенные на поверхность диэлектрика. Если поверхность, на которую нанесен слой, представляет собой плоскость, как это обычно и бывает (например, в печатных обмотках дисковых якорей электрических машин), то в электромагнитном отношении такой слой ничем не отличается от пластины (или листа) и, следовательно, может рассматриваться как лист или пластина. Однако, очевидно, что по условиям возбуждения вихревых токов две указанные области применения тонких пластин весьма существенно отличаются друг от друга. Если в первом случае отдельные листы, образующие магнитопровод, располагаются, как правило, параллельно линиям проходящего по ним магнитного потока и потери в листах определяются главным образом продольной (касательной) составляющей магнитной индукции, то во втором случае, в печатных схемах и аналогичных им устройствах, основное значение имеют потери, обусловленные поперечной (нормальной к пластине) составляющей индукции. Поэтому и методы расчета потерь должны быть в обоих случаях совершенно различными.

В настоящей работе вопрос о потерях на вихревые токи в пластинах рассматривается применительно ко второму из указанных случаев, в соответствии с чем предполагается, что внешнее возбуждающее поле направлено перпендикулярно плоскости пластины. Очевидно, что решение задачи существенным образом зависит как от параметров самой пластины, так и от характера возбуждающе-

го поля. Естественно поэтому, что рассматривавшиеся в литературе способы ее решения относились к определенным формам пластин и определенным условиям возбуждения. В настоящей работе сделана попытка найти несколько более общий способ подхода к рассматриваемой задаче.

В общем случае пластина может иметь произвольную форму, а действующее на нее поле может произвольным образом изменяться во времени и пространстве. Основной интерес, однако, представляет случай, когда возбуждающее поле изменяется во времени периодически. Такое поле всегда можно представить в виде суммы отдельных гармонических составляющих, и поэтому в дальнейшем мы будем рассматривать только поля, изменяющиеся во времени синусоидально.

Основная трудность решения связана с необходимостью учета реакции вихревых токов, т. е. влияния собственного магнитного поля вихревых токов на величину и характер их распределения в пластине. Очевидно, что пренебрежение реакцией вихревых токов могло бы существенно упростить задачу. Несложная оценка показывает, что во многих случаях, представляющих практический интерес (таких, например, как печатные обмотки электрических машин), реакция вихревых токов действительно слаба и при расчете потерь на вихревые токи может не учитываться. В таком именно приближении и рассматривается поставленная задача в настоящей работе.

Ясно, что, пренебрегая реакцией вихревых токов, мы тем самым ограничиваем область возможного применения полученных результатов, но, с другой стороны, как будет видно из дальнейшего, расширяем круг задач, решение которых может быть доведено до конца, и вместе с тем получаем возможность более общего подхода к рассматриваемой проблеме.

При решении задачи будем рассматривать пластину как бесконечно тонкую; ее удельную поверхностную проводимость σ будем определять как про-

Уравнения (П-1)—(П-4) или (П-6)—(П-9) составлены для условия, при котором петля гистерезиса задается восемью точками, полупетля—четырьмя точками. Задавая петлю с помощью большего числа точек, можно повысить точность определения коэффициентов аппроксимации. При этом появляется возможность аппроксимировать реактивные процессы с помощью суммы гиперболических синусов и используя известную методику [Л. 8], найти оптимальное аппроксимирующее выражение петли гистерезиса.

Литература

1. Бессонов Л. А., Электрические цепи со сталью, Госэнергоиздат, 1948.
2. Розенблат М. А., Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники, изд-во «Наука», 1966.
3. Векслер Г. С., Метод получения основной кривой намагничивания, «Электричество», 1952, № 10.

4. Чеголин П. М. и Афанасьев Г. К., Автоматизация анализа экспериментальных графиков, изд-во «Энергия», 1967.

5. Янус Р. И. и Фридман Л. А., О случаях неправильного применения коммутационной кривой магнитности при приближенных расчетах цепей с ферромагнетиками, «Электричество», 1958, № 6.

6. Терминология теоретической электротехники, Под общей редакцией акад. А. М. Терпигорева, Изд-во АН СССР, 1958.

7. Ватсон Г. Н., Теория бесселевых функций, ч. I, Изд-во иностр. лит., 1949.

8. Бамдас А. М., Савиновский А. С. и Ганцовская А. С., Определение оптимального степенного полинома для аппроксимации основной кривой намагничивания, Известия вузов, «Электромеханика», 1966, № 12.

[3.9.1968]



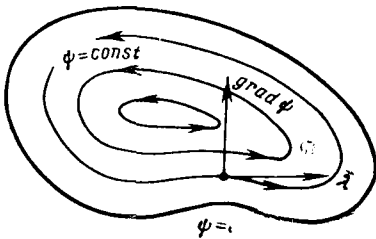


Рис. 1.

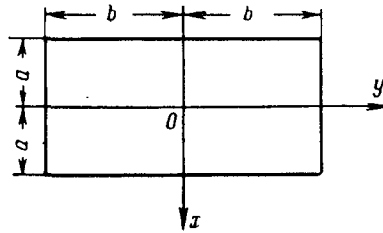


Рис. 2.

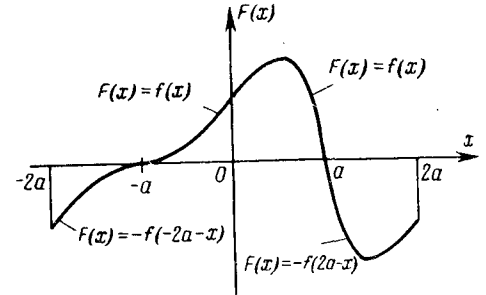


Рис. 3.

изведение толщины пластины Δ на ее удельную объемную проводимость γ . При толщинах порядка десятых долей миллиметра это допустимо до частот в несколько мегагерц.

Определение тока в пластине. Рассмотрим плоскую пластину произвольной формы, находящуюся под действием внешнего поля с напряженностью H_0 , перпендикулярного плоскости пластины и изменяющегося во времени по синусоидальному закону с частотой ω (рис. 1).

Вихревой ток, возбуждаемый в пластине, будем характеризовать скалярной функцией тока ψ , которую определим равенством

$$\lambda = [\text{grad } \psi, \mathbf{n}], \quad (1)$$

где $\mathbf{n}$ — орт нормали к поверхности пластины;

λ — линейная плотность вихревого тока.

В декартовой системе координат x, y векторное равенство (1) распадается на два скалярных:

$$\lambda_x = \frac{\partial \psi}{\partial y}, \quad \lambda_y = -\frac{\partial \psi}{\partial x}, \quad (2)$$

откуда, между прочим, сразу видно, что определение (1) согласуется с требованием замкнутости тока в пластине:

$$\text{div } \lambda = \frac{\partial \lambda_x}{\partial x} + \frac{\partial \lambda_y}{\partial y} = 0. \quad (3)$$

Напишем теперь второе уравнение Максвелла в комплексной форме:

$$\text{rot } \dot{\mathbf{E}} = -j\omega \dot{\mathbf{B}},$$

заменяем в нем вектор $\dot{\mathbf{E}}$ на $\frac{\dot{\lambda}}{\sigma}$ и спроектируем его на нормаль $\mathbf{n}$; тогда получим:

$$\text{rot}_n \dot{\mathbf{E}} = \frac{\partial \dot{\lambda}_y}{\partial x} - \frac{\partial \dot{\lambda}_x}{\partial y} = -j\omega \dot{B}_n,$$

где $\dot{\lambda}_x$ и $\dot{\lambda}_y$ — комплексные амплитуды составляющих плотности тока;

$\dot{B}_n$ — нормальная к пластине составляющая магнитной индукции.

Заменяя $\dot{\lambda}_x$ и $\dot{\lambda}_y$ в соответствии с равенствами (2) и учитывая, что при пренебрежении реакцией вихревых токов $\dot{B}_n = \mu_0 \dot{H}_0$, где $\dot{H}_0$ — комплексная амплитуда напряженности внешнего магнитного поля, будем иметь:

$$\frac{\partial^2 \dot{\psi}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \dot{\psi}}{\partial y^2} = j\omega \tau \mu_0 \dot{H}_0,$$

или

$$\nabla^2 \dot{\Psi} = jc \dot{H}_0, \quad (4)$$

где $c = \omega \tau \mu_0$, а $\dot{\Psi}$ — комплексная амплитуда функции тока.

Полагая $\dot{H}_0 = H_0$ и $\dot{\Psi} = -j\Psi$, можно представить последнее равенство в виде

$$\nabla^2 \Psi = -c H_0. \quad (5)$$

Таким образом, для амплитуды Ψ функции тока ψ получено уравнение Пуассона, правая часть которого является, вообще говоря, некоторой заданной функцией координат точки. Так как контур пластины Γ совпадает с одной из линий тока, то на нем функция Ψ должна принимать постоянное значение. Поскольку функция тока вообще определяется только с точностью до аддитивной постоянной, можно принять:

$$\Psi = 0 \text{ на контуре } \Gamma. \quad (6)$$

Задача определения вихревых токов в пластине свелась, таким образом, к решению уравнения (5) при граничном условии (6).

Продemonстрируем решение этой задачи на сравнительно простом примере пластины прямоугольной формы (рис. 2). Чтобы не усложнять задачи, будем считать, что напряженность H_0 внешнего поля, являющаяся некоторой заданной функцией $f(x)$ координаты x , не зависит от координаты y . Продолжив функцию $f(x)$ соответствующим образом за пределы пластины (рис. 3), можно написать ряд Фурье:

$$F(x) = \sum_{n=0}^{\infty} a_{2n+1} \cos(2n+1) \frac{\pi x}{2a} + b_{2n} \sin 2n \frac{\pi x}{2a}, \quad (7)$$

сумма которого на участке $(-a, +a)$ дает $f(x)$, если определить коэффициенты ряда a_{2n+1} и b_{2n} формулами:

$$a_{2n+1} = \frac{1}{2a} \int_{-2a}^{+2a} F(x) \cos(2n+1) \frac{\pi x}{2a} dx; \quad (8)$$

$$b_{2n} = \frac{1}{2a} \int_{-2a}^{+2a} F(x) \sin 2n \frac{\pi x}{2a} dx. \quad (9)$$

Учитывая сказанное, нетрудно видеть, что выраже-

$$\Psi_1 = c \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{2a}{(2n+1)\pi} \right]^2 a_{2n+1} \cos(2n+1) \frac{\pi x}{2a} + \left(\frac{a}{n\pi} \right)^2 b_{2n} \sin 2n \frac{\pi x}{2a}$$

является частным решением уравнения (5). Общее четное относительно y решение соответствующего однородного уравнения имеет вид:

$$\Psi_2 = \sum A_k \cos k \frac{\pi x}{2a} \operatorname{ch} k \frac{\pi y}{2a} + B_m \sin m \frac{\pi x}{2a} \operatorname{ch} m \frac{\pi y}{2a},$$

где A_k и B_m — постоянные, зависящие от чисел k и m соответственно, а суммирование распространяется на все значения k и m .

Подставляя сумму $\Psi = \Psi_1 + \Psi_2$ в (5) и учитывая вытекающие из (6) условия:

$$\Psi = 0 \text{ при } x = \pm a;$$

$$\Psi = 0 \text{ при } y = \pm b,$$

найдем:

$$k = 2n + 1; m = 2n;$$

$$A_k = A_{2n+1} = - \frac{c}{\operatorname{ch} k \frac{\pi b}{2a}} \left(\frac{2a}{k\pi} \right)^2 a_k;$$

$$B_m = B_{2n} = - \frac{c}{\operatorname{ch} m \frac{\pi b}{2a}} \left(\frac{2a}{m\pi} \right)^2 b_m.$$

Следовательно,

$$\Psi = c \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{2a}{k\pi} \right)^2 a_k \left(1 - \frac{\operatorname{ch} k \frac{\pi y}{2a}}{\operatorname{ch} k \frac{\pi b}{2a}} \right) \cos k \frac{\pi x}{2a} + \left(\frac{2a}{m\pi} \right)^2 b_m \left(1 - \frac{\operatorname{ch} m \frac{\pi y}{2a}}{\operatorname{ch} m \frac{\pi b}{2a}} \right) \sin \frac{\pi x}{2a}. \quad (10)$$

Если, в частности, $H_0 = \text{const}$, то формулы (8) и (9) дают:

$$a_{2n+1} = \frac{4(-1)^n}{(2n+1)\pi} H_0; b_{2n} = 0,$$

и для функции Ψ получаем:

$$\Psi = \frac{16}{\pi^3} ca^2 H_0 \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{k^3} \left(1 - \frac{\operatorname{ch} k \frac{\pi y}{2a}}{\operatorname{ch} k \frac{\pi b}{2a}} \right) \cos k \frac{\pi x}{2a}. \quad (11)$$

Картина линий тока для этого случая при $a = b$ построена на рис. 4.

В другом частном случае, когда $H_0 = H_{0m} \cos \frac{\pi x}{2a}$, имеем:

$$a_1 = H_{0m}; a_k = 0 (k \neq 1); b_m = 0$$

и

$$\Psi = \frac{4}{\pi^3} ca^2 H_{0m} \left(1 - \frac{\operatorname{ch} \frac{\pi y}{2a}}{\operatorname{ch} \frac{\pi b}{2a}} \right) \cos \frac{\pi x}{2a}. \quad (12)$$

Для приложений наибольший интерес представляет случай, когда внешнее поле, действующее на

пластину, однородно или может рассматриваться как таковое. Поэтому в дальнейшем, если нет оговорок, будем считать величину H_0 в правой части (5) постоянной¹.

Нетрудно видеть, что при $H_0 = \text{const}$ рассматриваемая задача в математическом отношении эквивалентна одной из хорошо изученных задач теории упругости. Действительно, при $H_0 = \text{const}$ уравнение (5) только величиной правой части отличается от уравнения

$$\nabla^2 \tilde{\Psi} = -2, \quad (13)$$

которому удовлетворяет так называемая функция напряжений $\tilde{\Psi}$, вводимая в теории упругости при изучении вопросов кручения призматических стержней и удовлетворяющая на контуре сечения стержня граничному условию (6). Таким образом, все методы и готовые результаты, известные из теории кручения стержней, могут быть непосредственно использованы при решении интересующей нас задачи — при условии, конечно, что форма пластины и форма поперечного сечения стержня одинаковы. Функция тока получается при этом простым умножением функции напряжений на коэффициент

$$\frac{c}{2} = \frac{\omega \mu_0 \sigma}{2}.$$

Указанным путем можно получить, в частности, готовые решения для пластин, имеющих форму круга, эллипса, прямоугольника, равнобедренного треугольника, правильного многоугольника, сектора (см., например, [Л. 1 и 2]).

Так как готовые решения имеются лишь для сечений сравнительно простой формы, а непосредственное интегрирование уравнения (5) связано, как правило, со значительными трудностями, в ряде случаев может оказаться полезным обратный метод решения задачи, при котором тем или иным путем задают вид решения и определяют форму пластины, которой это решение соответствует. Примеры применения этого метода можно найти в [Л. 1].

Определение потерь. После того как функция тока Ψ для данной пластины при заданном внешнем (не обязательно однородном) поле найдена, амплитуда плотности тока определится из формул:

$$\Lambda_x = \frac{\partial \Psi}{\partial y}; \Lambda_y = -\frac{\partial \Psi}{\partial x}; \Lambda^2 = \Lambda_x^2 + \Lambda_y^2. \quad (14)$$

Удельные потери, т. е. потери, отнесенные к единице площади пластины, могут быть найдены из выражения:

$$dP = \frac{\Lambda^2}{2\sigma} ds,$$

¹ Заметим, что постоянство H_0 не всегда отвечает условию наиболее простого решения задачи, что видно, в частности, из рассмотренного примера.

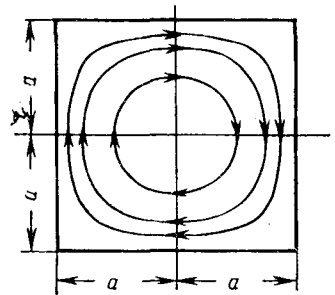


Рис. 4.

интегрирование которого по всей площади пластины дает общие потери

$$P = \frac{1}{2\sigma} \int_s \Lambda^2 ds. \quad (15)$$

Пусть, например, действующее на прямоугольную пластину (рис. 2) поле изменяется в направлении оси x по закону

$$H_0 = H_{0m} \cos \frac{\pi x}{2a}.$$

Тогда функция тока определяется формулой (12), дифференцирование которой по x и y дает:

$$\begin{aligned} \Lambda_x &= -\frac{2}{\pi} ca H_{0m} \frac{\operatorname{sh} \frac{\pi y}{2a}}{\operatorname{ch} \frac{\pi b}{2a}} \cos \frac{\pi x}{2a}; \\ \Lambda_y &= \frac{2}{\pi} ca H_{0m} \left(1 - \frac{\operatorname{ch} \frac{\pi y}{2a}}{\operatorname{ch} \frac{\pi b}{2a}} \right) \sin \frac{\pi x}{2a}; \\ \Lambda^2 &= \left(\frac{2}{\pi} \frac{ca H_{0m}}{\operatorname{ch} \frac{\pi b}{2a}} \right)^2 \left[\operatorname{sh}^2 \frac{\pi y}{2a} \cos^2 \frac{\pi x}{2a} + \right. \\ &\quad \left. + \left(\operatorname{ch} \frac{\pi b}{2a} - \operatorname{ch} \frac{\pi y}{2a} \right)^2 \sin^2 \frac{\pi x}{2a} \right]. \end{aligned}$$

После подстановки в (15) и интегрирования получим:

$$P = \frac{4c^2 a^3 b}{\pi^2 \sigma} H_{0m}^2 \left(1 - \frac{2a}{\pi b} \operatorname{th} \frac{\pi b}{2a} \right). \quad (16)$$

Если поле, действующее на пластину, однородно, то потери на вихревые токи могут быть определены другим способом, который в ряде случаев оказывается более удобным, чем непосредственное использование формулы (15). Рассмотрим пластину произвольной формы и выделим на ней элементарную трубку тока с током $dI = d\Psi$ (рис. 5). Если площадь, охватываемая этой трубкой, равна s' , то э. д. с., индуцированная в трубке, равна $\omega \mu_0 H_0 s'$, а потери в ней равны половине произведения э. д. с. на ток:

$$dP = \frac{1}{2} \omega \mu_0 H_0 s' dI = \frac{1}{2} \omega \mu_0 H_0 \int_s d\Psi ds.$$

При интегрировании этого выражения по всей площади s пластины каждая элементарная площадка ds окажется умноженной на сумму охватывающих ее токов, т. е. на величину Ψ в точке расположения элемента ds . Таким образом, для определения потерь получаем формулу:

$$P = \frac{1}{2} \omega \mu_0 H_0 \int_s \Psi ds = \frac{c H_0}{2\sigma} \int_s \Psi ds. \quad (17)$$

Пусть, например, имеется пластина прямоугольной формы (рис. 2). При однородном внешнем по-

ле функция тока для нее определяется выражением (11). Подставляя его в (17), сразу находим:

$$P = \frac{64c^2 a^3 b}{\pi^2 \sigma} H_0^2 \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{k^4} \left(1 - \frac{2a}{k\pi b} \operatorname{th} k \frac{\pi b}{2a} \right), \quad (18)$$

в то время как применение формулы (15) потребовало бы значительно более сложных выкладок.

В связи с формулой (17) вернемся еще раз к отмеченной ранее формальной аналогии между рассматриваемыми здесь электромагнитными процессами и процессом кручения призматических стержней. Как известно, способность стержня противодействовать приложенным извне закручивающим усилиям характеризуется его жесткостью C , которая определяется формулой:

$$C = 2G \int_s \tilde{\Psi} ds, \quad (19)$$

где G — модуль сдвига материала, а $\tilde{\Psi}$ — упомянутая выше функция напряжений. Из сравнения (17) и (19) сразу видно, что при одинаковой форме пластины и сечения стержня потери в пластине пропорциональны жесткости стержня; если последняя известна, то потери в пластине могут быть найдены простым умножением жесткости на коэффициент $\frac{c^2 H_0^2}{8\sigma G}$.

Согласно известной теореме Сен-Венана, из всех стержней с заданной площадью поперечного сечения наибольшей жесткостью обладает стержень кругового сечения. Из сказанного выше следует, таким образом, что при заданной площади пластины наибольшие потери на вихревые токи дает пла-

Таблица 1

Значения коэффициента F в формуле (20)

Форма пластины	Коэффициент F	Примечание
Круг радиуса R	$F = \frac{\pi}{16} R^4$	
Эллипс с полуосями a, b	$F = \frac{\pi}{8} \frac{a^3 b^3}{a^2 + b^2}$	
Прямоугольник со сторонами $2a, 2b$	$F = kab^3$	Значения k даны в табл. 2. Приблизительно $k = \frac{2}{3} \left(1 - \frac{0,63}{\eta} + \frac{0,052}{\eta^5} \right)$; $\eta = \frac{a}{b}$
Равнобедренный треугольник с высотой a , основанием $2b$ и углом при вершине α	$F = ka^4$	Значения k даны в табл. 3. При $\eta = \frac{a}{b} \geq 8$ имеем $F = \beta ab^3$, где $\beta = \frac{1}{12} - \frac{0,21}{\eta}$
Круговой сектор радиуса R с центральным углом α	$F = kR^4$	Значения k даны в табл. 4

Таблица 2

Коэффициент k для прямоугольника			
$\eta = \frac{a}{b}$	k	$\eta = \frac{a}{b}$	k
1	0,281	4,0	0,562
1,2	0,332	4,5	0,574
1,4	0,376	5,0	0,583
1,6	0,407	6,0	0,597
1,8	0,435	7,0	0,607
2,0	0,457	8,0	0,614
2,5	0,499	10,0	0,624
3,0	0,527	∞	0,667
3,5	0,547		

Таблица 3

Коэффициент k для равнобедренного треугольника	
α	k
30°	0,000866
45°	0,00239
60°	0,00481
90°	0,0130
120°	0,0293

стина круговой формы. По этому выражение

$$\frac{c^2 H_0^2}{16\pi s} s^2,$$

определяющее потери в круговой пластине, можно рассматривать как верхний предел потерь для всех пластин с заданной площадью s .

В общем случае пластины произвольной формы потери на вихревые токи при однородном внешнем поле можно представить в виде:

$$P = \frac{c^2 H_0^2}{\sigma} F, \quad (20)$$

где F — величина, зависящая от формы и размеров пластины. Ее выражения для некоторых пластин простой формы даны в табл. 1, а необходимые для расчетов численные значения — в табл. 2—4.

Оценка возможности пренебрежения реакцией вихревых токов. При решении рассматриваемой задачи с самого начала предполагалось, что магнитное поле вихревых токов пластины мало по сравнению с действующим на него внешним полем. Соответственно этому магнитная индукция результирующего поля принималась равной произведению магнитной постоянной μ_0 на напряженность внешнего (а не результирующего) магнитного поля. Очевидно, что это допустимо не всегда, и поэтому в сомнительных случаях необходимо произвести количественную оценку напряженности H собственного магнитного поля вихревых токов пластины, сравнив его с напряженностью H_0 внешнего поля. Ниже такая оценка дана для двух характерных случаев — бесконечно длинной прямоугольной пластины (ленты) и кругового диска.

В первом из этих случаев напряженность магнитного поля вихревых токов на поверхности пластины определяется (без учета реакции вихревых токов) формулой

$$H = \frac{ca}{\pi} H_0 \left(1 + \frac{\xi}{a} \operatorname{Arth} \frac{\xi}{a} \right),$$

где $2a$ — ширина пластины;

ξ — расстояние от точки наблюдения до оси пластины.

На оси ($\xi = 0$)

$$H = \frac{ca}{\pi} H_0.$$

Таблица 4

Коэффициент k для кругового сектора			
$\frac{\alpha}{2\pi}$	k	$\frac{\alpha}{2\pi}$	k
0	0	0,50	0,0372
0,05	0,000225	0,55	0,0436
0,10	0,00133	0,60	0,0503
0,15	0,00345	0,65	0,0572
0,20	0,00648	0,70	0,0643
0,25	0,0103	0,75	0,0716
0,30	0,0145	0,80	0,0790
0,35	0,0198	0,85	0,0865
0,40	0,0252	0,90	0,0941
0,45	0,0310	0,95	0,1019
0,50	0,0372	1,00	0,1098

Среднее по поверхности пластины значение напряженности составит:

$$H_{cp} = \frac{1}{2a} \int_{-a}^{+a} H d\xi = \frac{3}{2\pi} ca H_0 \approx \frac{ca}{2} H_0.$$

Таким образом, для возможности пренебрежения реакцией вихревых токов в рассматриваемом случае необходимо выполнение условия

$$\frac{ca}{2} \ll 1. \quad (21)$$

Можно показать, что в случае кругового диска радиуса a напряженность магнитного поля вихревых токов в центре диска равна

$$H = \frac{ca}{4} H_0,$$

а среднее по поверхности диска значение H не превышает $\frac{3\pi^2}{64} ca \approx \frac{ca}{2}$, и, следовательно, критерий (21) оста-

ется в силе. Используя приведенные здесь результаты, можно оценивать допустимость пренебрежения реакцией вихревых токов и в других, более сложных, случаях.

Заключение. В заключение отметим, что данный в статье метод расчета и приведенные в ней формулы, относящиеся к пластинам различной формы, могут быть использованы не только в случае неподвижных пластин, находящихся под действием переменного внешнего поля, но и в случае пластин, соответствующим образом перемещающихся относительно неподвижного магнитного поля, как это имеет место, например, в электрических машинах с печатными обмотками. В этом последнем случае внешнее поле, действующее на радиально расположенные пластины (проводники обмотки ротора), изменяется во времени при равномерном вращении ротора так же, как поле полюсов — в пространстве в зависимости от азимутального угла α . Разлагая кривую изменения индукции в ряд Фурье по углу α или, что то же, по времени t , мы сводим задачу к определению и суммированию потерь, соответствующих отдельным гармоникам внешнего поля, т. е. к задаче, рассмотренной в статье.

Литература

1. Динник А. Н., Продольный изгиб. Кручение, Изд-во АН СССР, 1955.
2. Арутюнян Н. Х. и Абрамян Б. Л., Кручение упругих тел, Физматгиз, 1963.

Аномальные элементы линейных электрических цепей

П. А. ИОНКИН и В. Г. МИРОНОВ

Москва

Для анализа и синтеза пассивных взаимных цепей применяются четыре идеализированных элемента: R , L , C и идеальный трансформатор (ниже набор таких элементов обозначается для краткости $RLCM$). При анализе и синтезе активных невзаимных цепей кроме этих элементов применяются регулируемые источники, преобразователи положительного в отрицательный иммитанс, гираторы, отрицательные резисторы ($-R$) и другие, причем не все эти элементы являются необходимыми. Известны [Л. 1] три основных набора элементов:

регулируемые источники и $RLCM$;

преобразователи положительного в отрицательный импеданс и $RLCM$;

отрицательные резисторы, гираторы и $RLCM$.

Однако вопросы наиболее рационального представления активных цепей с помощью некоторых идеализированных элементов нельзя считать окончательно решенными. Поэтому продолжают исследования уже известных элементов и в то же время много внимания уделяется созданию новых. Примерами новых элементов служат нуллятор, норатор и нулор, все более широко применяемые при анализе и синтезе активных цепей [Л. 2—6].

В настоящей статье дан обзор свойств нулатора, норатора и нуллора и приведены примеры их применения.

Матрицы многополюсников. Линейному многополюснику с n парами полюсов соответствуют два n -мерных вектора $U=[U_j]$ и $I=[I_j]$, где U_j и I_j — напряжение и ток j -й пары полюсов, а $j=1, 2, \dots, n$.

Линейная зависимость между векторами U и I может быть выражена, например, с помощью следующих соотношений:

$$U = ZI, \quad (1)$$

$$I = YU, \quad (2)$$

где $Z=[Z_{ij}]$, $Y=[Y_{ij}]$ представляют собой матрицы соответственно сопротивлений холостого хода и проводимостей короткого замыкания многополюсника.

Можно характеризовать многополюсник волновой матрицей $S=[S_{ij}]$, определяемой уравнением:

$$S\{U^n + I^n\} = U^n - I^n, \quad (3)$$

где

$$U^n = R^{-1/2} U = \begin{bmatrix} 1/\sqrt{r_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1/\sqrt{r_2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & 1/\sqrt{r_n} \end{bmatrix} U; \quad (4)$$

$$I^n = R^{1/2} I = \begin{bmatrix} \sqrt{r_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \sqrt{r_2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \sqrt{r_n} \end{bmatrix} I, \quad (5)$$

$r_1, r_2, \dots, r_n$ — нормирующие произвольные вещественные числа.

Волновые параметры полезны, в частности, для описания цепей, не имеющих матриц Z и Y («вырожденные» цепи). Пример такой цепи — идеальный трансформатор, который не имеет матриц Z , Y , но имеет матрицу S .

Как будет показано ниже, в некоторых случаях не существует ни одна из трех рассмотренных матриц.

Наиболее общими характеристиками многополюсника служат матрицы $[M, N]$ и Q , определяемые соответственно уравнениями [Л. 2 и 3]:

$$[M, N] \begin{bmatrix} U \\ I \end{bmatrix} = 0; \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} U \\ I \end{bmatrix} = Qa, \quad (7)$$

где $[M$ и $N]$ — квадратные подматрицы порядка n ; a — матрица порядка $k \times 1$ некоторых комплексных множителей (в общем случае $k \leq 2n$).

Матрицы $[M, N]$ и Q существуют для всех линейных многополюсников.

Используя матрицу $[M, N]$, выясним, при каких условиях будут существовать матрицы Z , Y и S . Для этого уравнение (6) перепишем следующим образом:

$$MU + NI = 0. \quad (8)$$

Если M — неособенная подматрица, то

$$U = -M^{-1}NI \quad (9)$$

и, следовательно,

$$Z = -M^{-1}N. \quad (10)$$

Таким образом, матрица Z существует, если M является неособенной подматрицей.

Аналогично, если подматрица N неособенная, то существует матрица

$$Y = -N^{-1}M. \quad (11)$$

Можно показать, что волновая матрица

$$S = E_n - 2R^{1/2} Y^n R^{1/2}, \quad (12)$$

где

$$Y^n = \{N - MR\}^{-1}M; \quad (12a)$$

$$R = \begin{bmatrix} r_1 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & r_2 & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & r_n \end{bmatrix}; \quad (13)$$

E_n — единичная матрица порядка n .

Из уравнений (12) и (12а) следует, что матрица S существует, если можно подобрать такие нормирующие коэффициенты $r_1, r_2, \dots, r_n$, при которых матрица $\{N - MR\}$ будет неособенной.

Нулор, нулатор и норатор. На рис. 1 показан четырехполюсник, состоящий из двух гираторов с сопротивлением гирации R и двух резисторов R_1 и R_2 . Используя уравнения гираторов и уравнения Кирхгофа, можно получить следующее выражение:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_2 \\ -i_2 \end{bmatrix}, \quad (14)$$

где

$$\left. \begin{aligned} A_{11} &= A_{22} = \frac{R^2 + R_1 R_2}{(R - R_1)(R + R_2)}; \\ A_{12} &= \frac{R^2 (R_1 + R_2)}{(R - R_1)(R + R_2)}; \\ A_{21} &= \frac{R_1 + R_2}{(R - R_1)(R + R_2)}. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Соотношение (14) эквивалентно следующему:

$$\begin{bmatrix} 1 & -A_{11} & 0 & A_{12} \\ 0 & -A_{21} & 1 & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = 0. \quad (16)$$

Если $R_1 = -R$ и $R_2 = R$, то

$$A_{11} = A_{12} = A_{21} = A_{22} = 0. \quad (17)$$

В этом частном случае схема, изображенная на рис. 1, характеризуется уравнением:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = 0, \quad (18)$$

из которого следует, что $u_1 \equiv 0$, $i_1 \equiv 0$, а значения u_2 и i_2 произвольны.

Четырехполюсник, у которого ток и напряжение на одной паре полюсов тождественно равны нулю, а на другой паре полюсов произвольны, назван «нулором». Обозначение нуллора дано на рис. 2.

Как видно из уравнения (18), нулор имеет матрицу

$$[M, N] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (19)$$

Поскольку подматрицы

$$M = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

и

$$N = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

особенные, то матриц Z и Y у нуллора не существует.

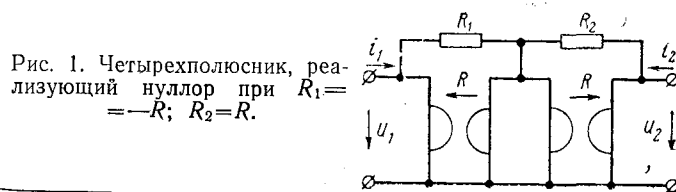


Рис. 1. Четырехполюсник, реализующий нулор при $R_1 = -R$; $R_2 = R$.

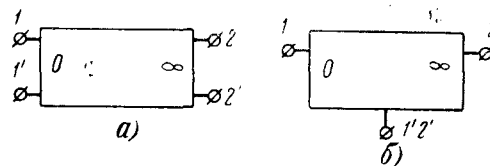


Рис. 2. Обозначение уравновешенного (а) и заземленного (б) нуллоров.

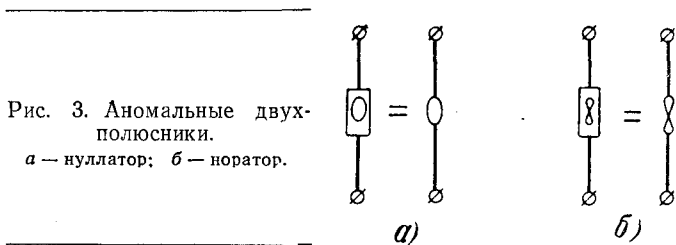


Рис. 3. Аномальные двухполюсники. а — нулатор; б — норатор.

Матрица

$$N - MR = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_1 & 0 \\ 0 & r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_1 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (20)$$

тоже особенная при любых r_1 и r_2 и, следовательно, нулор не имеет и матрицы S .

Можно показать, что нулор — активный и не-взаимный четырехполюсник. Важно отметить следующие свойства заземленного нуллора. Он эквивалентен идеальному транзистору, т. е. транзистору, у которого $\alpha = 1$, $h_{11} = h_{12} = h_{22} = 0$, $h_{21} = -1$. Нулор совпадает также с идеальным операционным усилителем, т. е. усилителем, у которого коэффициент усиления без обратной связи и входное сопротивление бесконечно большие.

Таким образом, приближенно нулор может быть реализован обычным транзистором (более точно — составным транзистором) и реальным операционным усилителем.

Можно представить нулор состоящим из двух необычных двухполюсников: одного, имеющего $u \equiv 0$, $i \equiv 0$, и другого, у которого u, i произвольны. Первый двухполюсник получил название «нулатор», второй — «норатор» (рис. 3). Их особенность легко показать с помощью матрицы Q или M, N .

Для «обычного» двухполюсника, характеризуемого входным сопротивлением Z или входной проводимостью Y , справедливы уравнения

$$\begin{bmatrix} u \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z \\ 1 \end{bmatrix} i; \quad \begin{bmatrix} u \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ Y \end{bmatrix} u \quad (21)$$

и для такого двухполюсника

$$Q = \begin{bmatrix} Z \\ 1 \end{bmatrix} \quad (22)$$

или

$$Q = \begin{bmatrix} 1 \\ Y \end{bmatrix}. \quad (22a)$$

Нуллятор имеет матрицу

$$Q_0 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (23)$$

а норатор —

$$Q_\infty = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (24)$$

Сравнив выражения (23), (24) и (22), можно прийти к выводу, что нуллятор и норатор нельзя представить как предельный случай некоторого «нормального» двухполюсника: ни при каком изменении параметров последнего из матриц (22) нельзя получить матрицу (23) или (24). Поэтому нуллятор и норатор называют «аномальными» двухполюсниками. В то же время, как было показано выше, нуллятор (т. е. нулляторно-нораторная пара) является предельным случаем обычного четырехполюсника, если при каком-либо изменении его параметров коэффициенты A_{11} , A_{12} , A_{21} , A_{22} стремятся к нулю.

Итак, в отличие от нуллора физически реализовать нуллятор и норатор в отдельности невозможно.

Практическое значение нуллора, нуллатора и норатора. Рассмотренные выше элементы нашли применение при анализе и синтезе активных невязимных цепей.

Используя нулляторно-нораторные схемы замещения транзистора, электронного триода в линейном режиме (рис. 4), легко найти входные и передаточные функции цепей с активными элементами наиболее современными методами анализа — матричным и топологическим.

Пусть, например, нужно найти входное сопротивление u_1/i_1 схемы, изображенной на рис. 5 (это схема для переменных составляющих одного из реальных транзисторных гираторов). Будем считать транзисторы идеальными и заменим их нул-

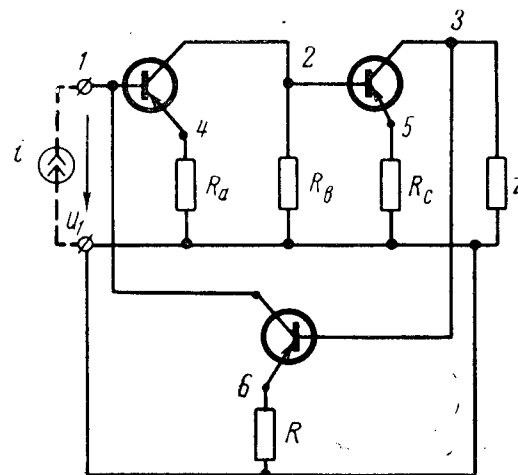


Рис. 5. Транзисторный гиратор ($R_a R_c / R_b = R$).

рами. Исключив нулторы, запишем для оставшейся схемы следующую матрицу узловых проводимостей:

$$\bar{Y}^y = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/R_b & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/Z & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/R_a & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/R_c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/R \end{bmatrix}. \quad (25)$$

Присоединение к схеме нуллатора приводит к суммированию соответствующих столбцов матрицы $\bar{Y}^y$ (так как потенциалы этих узлов становятся одинаковыми), а присоединение норатора приводит к суммированию соответствующих строк этой матрицы (исключение тока через норатор в уравнениях узловых потенциалов). Поэтому, складывая столбцы 1 и 4, 2 и 5, 3 и 6 и строки 1 и 6, 2 и 4, 3 и 5 в матрице (25), получим для исходной цепи такое выражение:

$$Y^y = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1/R \\ 1/R_a & 1/R_b & 0 \\ 0 & 1/R_c & 1/Z \end{bmatrix} \quad (26)$$

и, следовательно,

$$Z_{вх} = \frac{\Delta_{11}}{\Delta} = \frac{R R_a R_c}{R_b Z} = \frac{[R^2]}{Z}, \quad (27)$$

где Δ и Δ_{11} — определитель и алгебраическое дополнение матрицы (26).

Топологическое разложение определителя и алгебраических дополнений матрицы узловых проводимостей нулляторно-нораторных схем изложено ранее [Л. 4].

При синтезе активных необратимых цепей нулторы вместе с элементами RC (или RL) могут быть применены в качестве основного набора схемных элементов. Это следует из того, что преобразователи положительного импеданса в отрицательный, гиратор и идеальный трансформатор могут быть реализованы с помощью нулторов и положительных резисторов [Л. 4].

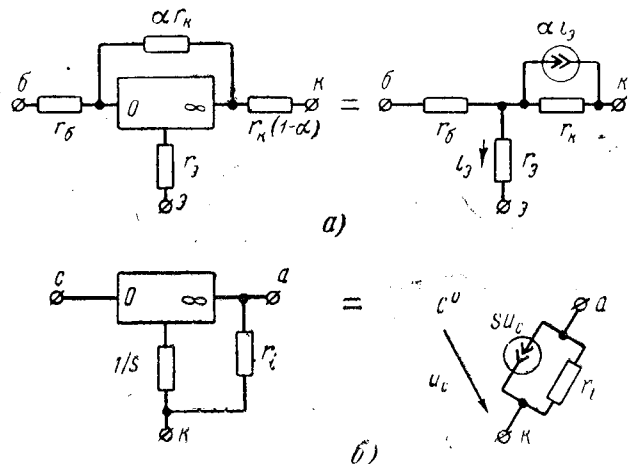


Рис. 4. Эквивалентные схемы.
а — транзистор; б — ламповый триод.

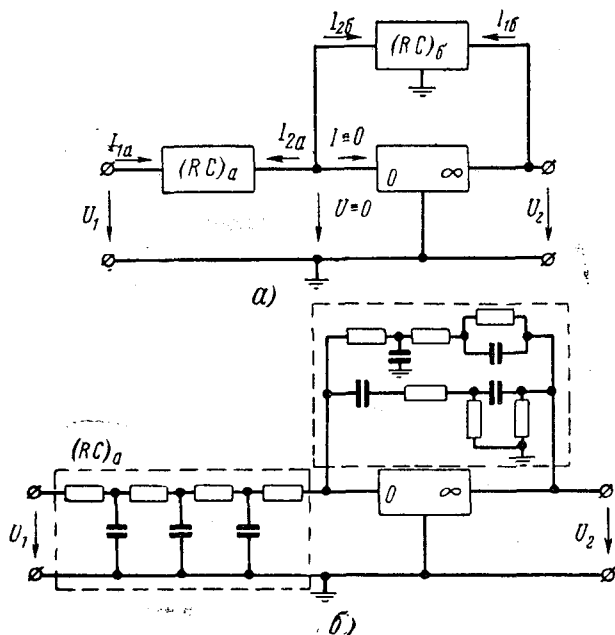


Рис. 6. Реализация передаточной функции (28).

а — принципиальная схема; б — полная схема.

Не останавливаясь подробно на вопросах синтеза цепей с нуллорами, рассмотрим один пример.

Пусть требуется реализовать с помощью безындуктивной цепи следующую передаточную функцию напряжения:

$$T(s) = \frac{m(s)}{n(s)} = -\frac{U_2(s)}{U_1(s)} = \frac{1}{(s+1)(s^2+s+1)}, \quad (28)$$

где s — комплексная переменная.

Полюсы передаточной функции (28), очевидно, равны:

$$s_1 = -1; s_{2,3} = -0,5 \pm j0,865.$$

Реализовать функцию (28) пассивной RC цепью не представляется возможным из-за наличия комплексных полюсов. Согласно второй теореме [Л. 5] любая рациональная функция $T(s)$, не содержащая положительных вещественных полюсов, может быть реализована заземленной схемой, содержащей один нулор и, в общем случае, один симметричный мостовой и один заземленный четырехполюсники RC . Заданная функция (28) не содержит положительных вещественных полюсов и нулей и реализуется схемой, изображенной на рис. 6,а, где прямоугольниками $(RC)_a$ и $(RC)_b$ обозначены заземленные цепи, состоящие только из элементов RC . Для этой схемы справедливо такое уравнение:

$$I_{2a} = y_{21a} U_1 = -I_{2b} = -y_{21b} U_2,$$

откуда

$$\frac{U_2}{U_1} = -\frac{y_{21a}}{y_{21b}} = -\frac{y_{12a}}{y_{12b}}, \quad (29)$$

где y_{hi} — проводимости короткого замыкания соответствующих пассивных цепей.

Сравнивая выражения (28) и (29), можно записать:

$$\begin{aligned} -y_{12a} &= \frac{m(s)}{p(s)}, \\ -y_{12b} &= \frac{n(s)}{p(s)}, \end{aligned}$$

где $p(s)$ — некоторый полином с простыми отрицательными корнями.

Пользуясь обычными методами, можно синтезировать пассивные цепи $(RC)_a$ и $(RC)_b$ по соответствующим передаточным проводимостям. Выберем в нашем случае

$$p(s) = (s+1)(s+2)(s+4).$$

Тогда получим:

$$-y_{12a} = \frac{1}{(s+1)(s+2)(s+4)}; \quad (30)$$

$$-y_{12b} = \frac{s^2+s+1}{(s+2)(s+4)}. \quad (31)$$

Функция (30) может быть реализована цепочечной схемой. Выберем

$$y_{11a} = \frac{(s+0,5)(s+1,5)(s+3)}{(s+1)(s+2)(s+4)}. \quad (32)$$

К цепочечной схеме приходим, разложив y_{11a} в следующую непрерывную дробь:

$$\begin{aligned} y_{11a} &= \frac{1}{1 + \frac{1}{0,5s + \frac{1}{1,45 + \frac{1}{0,841s + \frac{1}{0,921 + \frac{1}{4,24s + \frac{1}{0,186}}}}}}} \end{aligned}$$

Функция (31) имеет два комплексно-сопряженных нуля и может быть реализована, например, методом параллельно-цепочечной реализации Гуллемина. В соответствии с этим методом запишем:

$$y_{12b} = y'_{12b} + y''_{12b};$$

$$-y'_{12b} = \frac{s^2}{(s+2)(s+4)}; \quad (33)$$

$$-y''_{12b} = \frac{s+1}{(s+2)(s+4)}. \quad (34)$$

Возьмем

$$y'_{11b} = y''_{11b} = \frac{(s+1)(s+3)}{(s+2)(s+4)}. \quad (35)$$

Ноль функции (34) при $s=-1$ реализуется параллельным соединением резистора и емкости, а ноль при $s=\infty$ — параллельной емкостью. Цепи с параметрами y'_{12b} , y'_{11b} и y''_{12b} , y''_{11b} соединяются параллельно при соответствующем изменении уровней проводимости каждой цепи.

Окончательные результаты реализации функции (28) приведены на рис. 6,б (для нормированной частоты).

Теперь легко видеть, что любой вектор

$$\mathbf{t}_j(s) = \left[\frac{m_{j1}(s)}{n_j(s)}; \frac{m_{j2}(s)}{n_j(s)}; \dots; \frac{m_{jk}(s)}{n_j(s)} \right], \quad (36)$$

где $\frac{m_{ji}(s)}{n_j(s)}$ ($i=1, 2, \dots, k$) — передаточная функция

напряжения заземленной цепи RLC может быть реализована схемой с одним нуллом и $(k+1)$ заземленным четырехполюсником RC . Структура схемы аналогична схеме, изображенной на рис. 6,а, но вместо одного четырехполюсника $(RC)_a$ будет k входных четырехполюсников. Следовательно, матрица порядка $l \times k$ передаточных функций $\frac{m_{ji}(s)}{n_j(s)}$

($i=1, \dots, k; j=1, \dots, l$) требует для реализации не более одного нулла на каждую строку.

Заметим, что при синтезе цепей с операционным усилителем применяется соотношение, аналогичное (29), которое получается непосредственно из схемы с операционным усилителем, если у последнего считать коэффициент усиления без обратной связи бесконечно большим.

Значительный интерес для синтеза активных цепей представляет возможность реализации нулла одним транзистором. В этом случае методы

синтеза цепей с нуллами могут привести к цепи с минимальным числом транзисторов. Так, например, для реализации матрицы $\mathbf{Y}$ порядка n произвольных рациональных функций комплексной частоты необходимо и достаточно $n+1$ заземленный нуллор [Л. 6]. В то же время для реализации такой матрицы с преобразователями положительного импеданса в отрицательный необходимо и достаточно n этих преобразователей [Л. 1], а каждый такой преобразователь содержит не меньше двух транзисторов.

Литература

1. Калахан Д., Современный синтез цепей, Перев. с англ., изд-во «Энергия», 1966.
2. Carlin H. J., Youla D. C., Network Synthesis with Negative Resistors, Proc. IRE, v. 49, May, 1961.
3. Carlin H. J., Singular Network Elements, Trans. IEEE, v. CT-11, March, 1964.
4. Ионкин П. А., Миронов В. Г. и Соколов А. А., Нулляторно-нораторные схемы замещения активных цепей и их анализ, Доклады научно-технической конференции Московского энергетического института, Издание МЭИ, 1967.
5. Martinelli G., RC Transformerless Networks Embedding One Nullor, «Alta Frequenza», v. 34, May, 1966.
6. Martinelli G., RC Transformerless Networks Embedding Nullors, «Alta Frequenza», v. 35, February, 1966.

[23.10.1967]



УДК 621.317.312

Измерение переменных токов шунтами цилиндрического типа

Канд. техн. наук Л. З. ЭЙДЕЛЬ

Ленинград

Введение. По шунтам переменного тока имеется большое количество работ с описанием их конструкции и расчетными формулами, которые, как правило, основываются на расчетах, опубликованных Силсби [Л. 1] и Парком [Л. 2].

В обширной монографии Силсби, как пишет сам автор, изложены теоретические основы для вычисления индуктивности шунтов, выводятся формулы для вычисления активного сопротивления шунтов с учетом поверхностного эффекта, рассматриваются способы подключения и распределения цепи напряжения и в порядке иллюстрации теоретических положений рассматриваются конструкции полосового и цилиндрического шунтов. Как указывает Парк, формулы [Л. 1] пригодны лишь при низких частотах, когда с поверхностным эффектом можно не считаться. Со своей стороны добавим, что производимое в [Л. 1] определение постоянной времени шунта как отношение его индуктивности, подсчитанной для равномерного распределения тока, к активному сопротивлению является лишь грубым приближением и не отражает физику явления; это будет показано ниже при анализе ошибок, возникающих при измерениях токов переходных режимов.

В [Л. 2] дается вывод формулы для полного сопротивления цилиндрического шунта с учетом

поверхностного эффекта. Из известной автору литературы по шунтам эта формула является единственной, полностью учитывающей неравномерное распределение тока. Однако ее вывод сделан лишь для частного случая подключения цепи напряжения к внутренней поверхности внутренней трубы коаксиального цилиндрического шунта. Ниже выводится формула полного сопротивления цилиндрического шунта для различных мест подключения цепи напряжения, из которой формула, опубликованная в [Л. 2], получается как частный случай.

Измерение установившихся переменных токов. Пусть шунт (рис. 1,а, б, в) представляет собой участок АВ прямолинейного токопровода кругового сечения (токовая цепь), к которому подключена измерительная цепь (цепь напряжения).

В общем случае напряжение на концах cd равно:

$$U_{cd} = U_1 + \frac{d\Phi}{dt}, \quad (1)$$

где $U_1 = \delta_1 \rho l$ — активное падение напряжения на участке АВ линии тока наружного элементарного слоя токопровода;
 δ_1 — плотность тока в наружном элементарном слое;

ρ — удельное сопротивление материала токопровода;
 l — длина участка AB ;
 Φ — магнитный поток, сцепленный с контуром $AB\epsilon A$.

Наибольшую ошибку в измерениях дает шунт a , так как в этом случае $\Phi \neq 0$, и ошибка тем больше, чем больше площадь контура $AB\epsilon A$.

У шунта b площадь контура $AB\epsilon A$ равна нулю и соответственно составляющая $d\Phi/dt=0$, т. е.

$$U_{cd} = \delta_1 \rho l. \quad (2)$$

Однако и в этом случае из-за неравномерного распределения тока по сечению токопровода напряжение U_{cd} получается с амплитудной и фазовой ошибкой.

Действительно, пусть измеряемый ток изменяется по закону $i = I_m \sin \omega t$; тогда δ_1 можно представить в следующем виде:

$$\delta_1 = \delta_0 k_1 e^{j\varphi_1}, \quad (3)$$

где δ_0 — комплекс плотности тока, распределенного равномерно по сечению;

k_1 — коэффициент, учитывающий неравномерное распределение тока по сечению;

φ_1 — угол сдвига между δ_1 и δ_0 .

Преобразовав (2) с учетом (3), получим:

$$\dot{U}_{cd} = I R_0 k_1 e^{j\varphi_1}, \quad (4)$$

где $\dot{I}$ — комплекс измеряемого тока;

R_0 — сопротивление шунта постоянному току.

Таким образом, у шунта b напряжение $\dot{U}_{cd}$ связано с измеряемым током масштабом $R_0 k_1$ и сдвинуто по фазе на угол φ_1 .

Если при заданной частоте колебаний измеряемого тока построить зависимости k и φ от текущего радиуса токопровода, то для некоторого внутреннего радиуса получится $k=1$ и $\varphi=0$. При подключении измерительных проводов к этому слою (шунт b) напряжение $\dot{U}_{cd}$ будет воспроизводить ток в масштабе R_0 и без фазового сдвига.

Если же измеряемый ток будет содержать ряд гармонических составляющих, то каждая состав-

ляющая, кроме соответствующей выбранному внутреннему слою, будет измеряться с ошибкой, определяемой своим масштабом $R_0 k_i$ и своим фазовым сдвигом φ_i .

С учетом вышеизложенного в общем виде полное сопротивление шунтов b и v переменному току $i = I_m \sin \omega t$, приведенное к выходным зажимам измерительной цепи, будет:

$$\dot{Z}_{ш} = R_0 k e^{j\varphi}. \quad (5)$$

Таким образом, для расчета полного сопротивления шунта достаточно решить задачу о распределении плотности тока по сечению токовой цепи шунта.

Шунты со сплошным круговым сечением практически не применяются, так как очевидно, что для уменьшения ошибки токовая цепь цилиндрического шунта должна иметь трубчатое сечение (рис. 1, z).

Точное решение для шунта конечной длины затруднительно. Для получения практически пригодных результатов ограничимся решением для шунта бесконечной длины.

Пусть измеряемый ток изменяется по закону $i = I_m \sin \omega t$; тогда из уравнений Максвелла получим:

$$\text{rot rot } \vec{E} - n^2 \vec{E} = 0, \quad (6)$$

где

$$n^2 = -j\omega\mu\sigma;$$

μ и σ — магнитная проницаемость и электропроводность токовой цепи шунта.

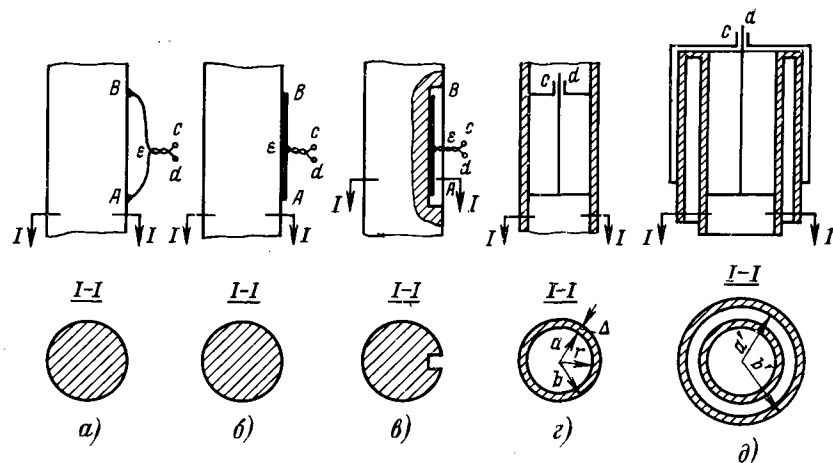


Рис. 1. Варианты цилиндрических шунтов.

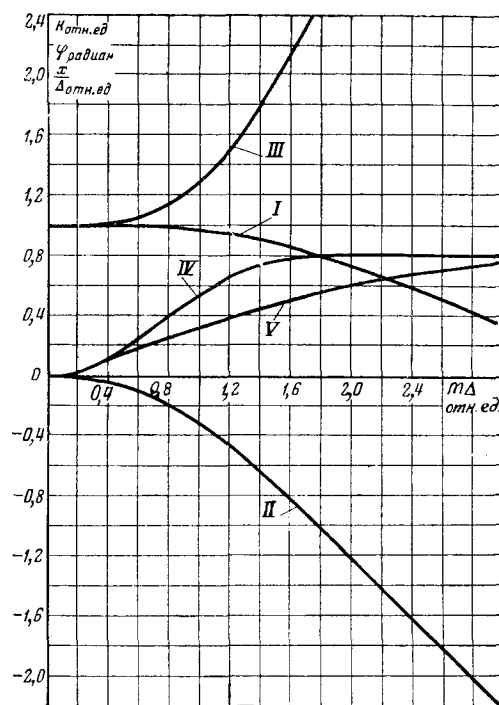


Рис. 2. Частотные характеристики трубчатых шунтов.

$I - k=f(m\Delta)$ при $x=0$; $II - \varphi=f(m\Delta)$ при $x=0$;
 $III - k=f(m\Delta)$ при $x=\Delta$; $IV - \varphi=f(m\Delta)$ при $x=\Delta$;
 $V - \frac{x}{\Delta} = f(m\Delta)$ при $k=1$ и $\varphi=0$.

Уравнение (6) в цилиндрической системе координат с учетом $\delta = \sigma E$ преобразуется к следующему уравнению Бесселя:

$$\frac{d^2 \delta_m}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{d \delta_m}{dr} + n^2 \delta_m = 0, \quad (7)$$

где δ_m — комплексная амплитуда плотности тока. Точное решение уравнения (7) приводит к трудоемкому расчету величин k и φ путем разложения комплексных функций Бесселя на вещественные и мнимые части с помощью табулированных функций Томсона. Однако нужда в таком расчете возникает практически лишь в частном случае цилиндра со сплошным круговым сечением ($a=0$), причем в этом случае точное решение упрощается.

Положим $r = a + x \approx a$; $dr = dx$ и $y = x/a$, когда уравнение (7) преобразуется к следующему виду:

$$\frac{d^2 \delta_m}{dy^2} + \frac{d \delta_m}{dy} - jp^2 \delta_m = 0, \quad (8)$$

где

$$p^2 = a^2 \omega \mu \sigma.$$

Решением уравнения (8) будет:

$$\delta_m = \delta_{0m} \frac{(1+j)m\Delta}{\text{sh}[(1+j)m\Delta]} \text{ch}[(1+j)mx]. \quad (9)$$

Учитывая (3), (5) и (9), получим следующее выражение для полного сопротивления трубчатого шунта при подключении цепи напряжения к любому элементарному слою цилиндрической стенки шунта:

$$\dot{Z}_m = R_0 \frac{(1+j)m\Delta}{\text{sh}[(1+j)m\Delta]} \text{ch}[(1+j)mx], \quad (10)$$

где

x — положение элементарного слоя, к которому подключена цепь напряжения, отсчитываемое от внутренней поверхности цилиндрической стенки шунта;

$m = \sqrt{\frac{\omega \mu \sigma}{2}}$ — величина, обратная эквивалентной глубине проникновения волны.

При $x=0$

$$\dot{Z}_m|_{x=0} = R_0 \frac{(1+j)m\Delta}{\text{sh}[(1+j)m\Delta]}. \quad (11)$$

Формула (11) совпадает с решением, приведенным в [Л. 2]. При $x=\Delta$

$$\dot{Z}_m|_{x=\Delta} = R_0 (1+j)m\Delta \frac{\text{ch}[(1+j)m\Delta]}{\text{sh}[(1+j)m\Delta]}. \quad (12)$$

Из (9) получаем следующие выражения для амплитудной k и фазовой φ характеристик шунта:

$$k = m\Delta \sqrt{2 \frac{(\text{ch } mx \cdot \cos mx)^2 + (\text{sh } mx \cdot \sin mx)^2}{(\text{sh } m\Delta \cdot \cos m\Delta)^2 + (\text{ch } m\Delta \cdot \sin m\Delta)^2}}, \quad (13)$$

$$\varphi = \frac{\pi}{4} - \text{arctg} \frac{\text{tg } m\Delta}{\text{th } m\Delta} + \text{arctg} \frac{\text{tg } mx}{\text{cth } mx}. \quad (14)$$

Анализируя (13) и (14), заметим следующее:

а) для внутреннего поверхностного слоя ($x=0$) при $m\Delta < 0,3$ получаем $k \approx 1$ и $\varphi \approx 0$; с ростом $m\Delta$ величина k уменьшается и стремится к нулю, а φ увеличивается по абсолютной величине, оставаясь отрицательным и при $m\Delta > 2$ $\varphi \rightarrow -\left(m\Delta - \frac{\pi}{4}\right)$;

б) для наружного поверхностного слоя ($x=\Delta$) при $m\Delta < 0,3$ получаем $k \approx 1$ и $\varphi \approx (m\Delta)^2$, с ростом $m\Delta$ величины k и φ возрастают и при $m\Delta > 2$ $k \rightarrow m\Delta \sqrt{2}$, а $\varphi \rightarrow \frac{\pi}{4}$;

в) положение некоторого внутреннего слоя, подключение к которому обеспечивает $k=1$ и $\varphi=0$, можно определить из уравнения (14) при $\varphi=0$, тогда:

$$\text{arctg} \frac{\text{tg } mx}{\text{cth } mx} = \text{arctg} \frac{\text{tg } m\Delta}{\text{th } m\Delta} - \frac{\pi}{4}. \quad (15)$$

При $m\Delta < 0,3$ получаем $x \approx 0$, а при $m\Delta > 2$ уравнение (15) упрощается до следующей зависимости:

$$x = \Delta - \frac{0,78}{m}.$$

Перечисленные свойства, вытекающие из формул (13), (14) и (15), иллюстрируются кривыми, изображенными на рис. 2.

Расчетные соотношения, полученные для трубчатых шунтов, справедливы и для шунтов, выполненных по принципу двух коаксиальных цилиндров, соединенных с одной стороны торцевой головкой.

Таким образом, в результате анализа установившегося режима получены формулы, по которым можно рассчитать:

1. Масштаб $R_0 k$ и фазовый сдвиг φ , с которыми напряжение на цилиндрическом шунте будет воспроизводить измеряемый ток.

2. Место подключения измерительных проводников, при котором напряжение на шунте будет воспроизводить измеряемый гармонический ток заданной частоты без искажений, т. е. в масштабе R_0 и без фазового сдвига.

Измерение токов переходных режимов. Пусть напряжение на шунте воспроизводит измеряемый ток с некоторым фазовым сдвигом, не равным нулю. Тогда в момент перехода тока через нуль напряжение на шунте не равно нулю, и если ток обрывается, то остающееся на шунте напряжение свободно затухает в соответствии с затуханием вихревых токов, существующих в теле шунта.

Этот пример показывает, что для решения задачи определения напряжения на шунте, вызванного током переходного режима, необходимо уметь рассчитывать поле вихревых токов токовой цепи шунта.

Решая уравнения Максвелла для трубчатого шунта и учитывая, что при $\frac{a}{\Delta} > 5$ можно положить $r = a + x \approx a$ и $dr = dx$, получим следующее выражение для напряженности магнитного поля вихревых токов токовой цепи шунта:

$$H_B(x, t) = \sum_{k=1}^{\infty} e^{-\frac{t}{\tau_k}} \sin k\pi \frac{x}{\Delta} \frac{2}{\Delta} \int_0^{\Delta} H_B(x, 0) \sin k\pi \frac{x}{\Delta} dx, \quad (16)$$

где $H_B(x, 0)$ — напряженность магнитного поля вихревых токов в начальный момент времени ($t=0$);

$$\tau_k = \frac{\mu \sigma}{k^2 \pi^2} \Delta^2;$$

$$k = 1, 2, 3 \dots$$

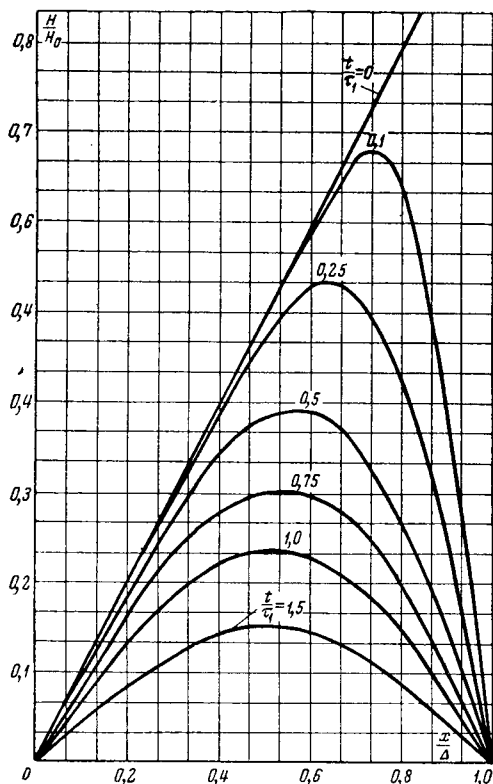


Рис. 3. Распределение магнитного поля вихревых токов, вызванное скачком измеряемого тока.

Таким образом, поле вихревых токов шунта определяется суммой бесконечного числа членов, затухающих с постоянными времени, убывающими как $\frac{1}{k^2}$.

Поскольку в дальнейшем нам неоднократно придется пользоваться величиной постоянной времени первого члена ряда (τ_1), заметим, что эта постоянная времени является наибольшей и равна $\frac{\mu\sigma}{\pi^2} \Delta^2$.

Рассмотрим, какое напряжение получилось бы на выходе трубчатого шунта, если бы измеряемый ток изменился скачком от нуля до некоторой постоянной величины I_0 .

Поскольку в этом случае в начальный момент времени вихревой ток в одном направлении должен распределиться равномерно с плотностью $\delta_0 = \frac{I_0}{2\pi a \Delta}$, а в другом направлении — сосредоточиться в наружном поверхностном слое с бесконечной плотностью, то

$$H_B(x, 0) \approx H_0 \frac{x}{\Delta},$$

где

$$H_0 \approx \frac{I_0}{2\pi a}.$$

Тогда

$$H_B(x, t) = H_0 \frac{2}{\Delta} \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k+1} e^{-\frac{t}{\tau_k}} \sin k\pi \frac{x}{\Delta}. \quad (17)$$

На рис. 3 изображена функция $H_B(x, t)$ для скачка тока, построенная по уравнению (17).

Из этого рисунка видно, что асимметрия в распределении вихревого тока практически исчезает через сравнительно короткий промежуток времени, равный приблизительно $1,5\tau_1$.

Функция вихревого тока получается следующей:

$$\delta_B(x, t) = \frac{\partial H_B(x, t)}{\partial x} = \delta_0 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k+1} e^{-\frac{t}{\tau_k}} \cos k\pi \frac{x}{\Delta}. \quad (18)$$

Учитывая, что $\delta(x, t) = \delta_0 - \delta_B(x, t)$, получим искомого выражение для напряжения на выходе шунта при скачке измеряемого тока

$$U_{ш}^* = U_{ш.ид} \left[1 - 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k+1} e^{-\frac{t}{\tau_k}} \cos k\pi \frac{x}{\Delta} \right], \quad (19)$$

где $U_{ш.ид} = I_0 R_0$ — напряжение на выходе идеального неискажающего шунта.

Обозначим через $\psi(t)$ выражение, заключенное в квадратных скобках уравнения (19), при условии, что x/Δ постоянно. Тогда для тока, изменяющегося с линейно-нарастающим фронтом At , при котором $U_{ш.ид} = AR_0 t$, в соответствии с теоремой Дюамеля можно написать:

$$U_{ш} = \int_0^t U'_{ш.ид}(\theta) \psi(t - \theta) d\theta,$$

где θ — текущая координата времени, и так как

$$U'_{ш.ид}(\theta) = U'_{ш.ид}(t) = AR_0,$$

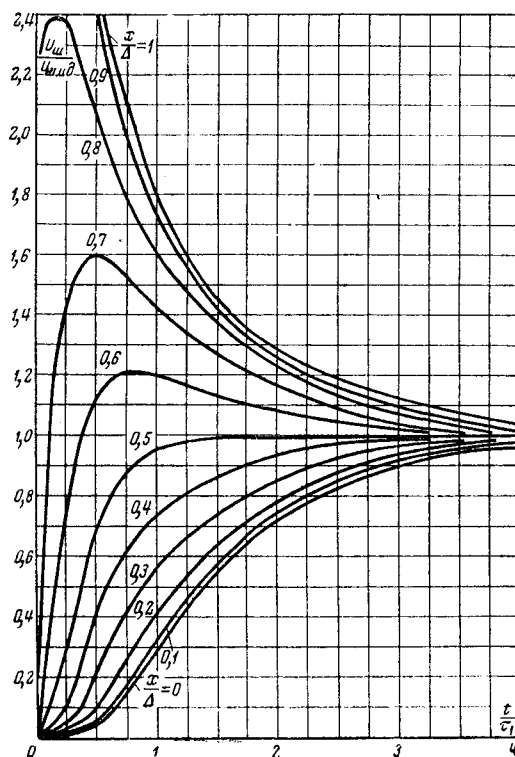


Рис. 4.

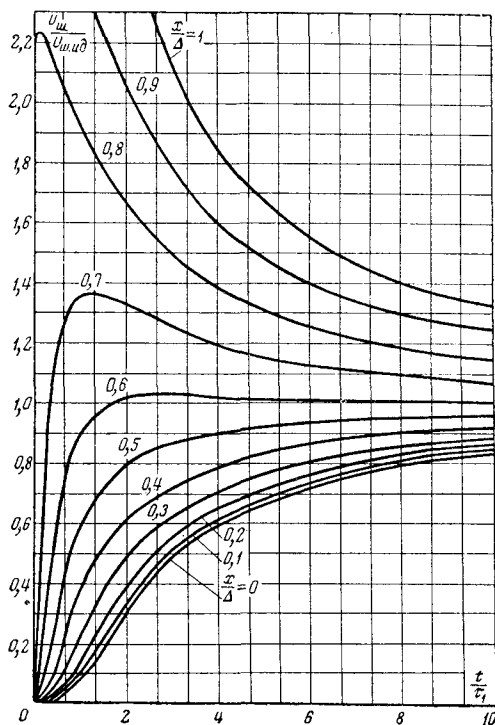
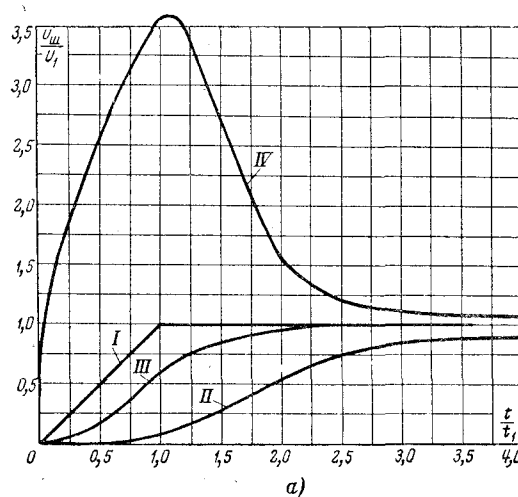
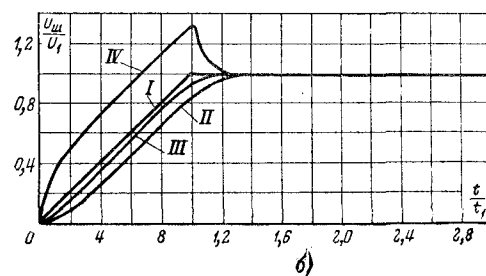


Рис. 5.



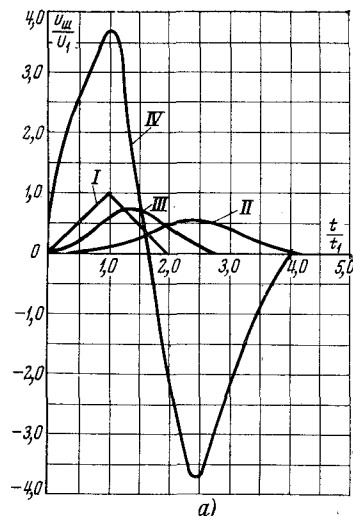
а)



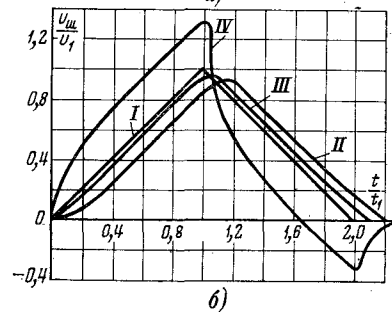
б)

Рис. 6.

а — при $\tau_1 = t_1$; б — при $\tau_1 = 0,1t_1$.
I — идеальный (неискажающий) шунт; II — реальный шунт при $x=0$; III — реальный шунт при $x=0,5\Delta$; IV — реальный шунт при $x=\Delta$.



а)



б)

Рис. 7.

а — при $\tau_1 = t_1$; б — при $\tau_1 = 0,1t_1$.
I — идеальный (неискажающий) шунт; II — реальный шунт при $x=0$; III — реальный шунт при $x=0,5\Delta$; IV — реальный шунт при $x=\Delta$.

то после интегрирования и суммирования получим следующее выражение для напряжения на шунте при линейно-нарастающем токе:

$$U_{\text{ш}} = U_{\text{ш.ид}} \left[1 - \frac{\pi^2}{6} \frac{\tau_1}{t} + \frac{\pi^2}{2} \left(\frac{x}{\Delta} \right)^2 \frac{\tau_1}{t} + \right. \\ \left. + 2 \frac{\tau_1}{t} \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k+1} \frac{e^{-\frac{t}{\tau_1}}}{k^2} \cos k\pi \frac{x}{\Delta} \right]. \quad (20)$$

На рис. 4 и 5 изображены кривые $\frac{U_{\text{ш}}}{U_{\text{ш.ид}}} = f\left(\frac{t}{\tau_1}\right)$, построенные по уравнениям (19) и (20)

при разных x/Δ (для разных мест подключения измерительных проводников). Из этих рисунков видно, каким образом искажается напряжение на выходе шунта при скачке и линейном нарастании измеряемого тока; причем при изменении положения элементарного цилиндрического слоя, к которому подключены и прижаты измерительные проводники, от $x=0$ до $x=\Delta$, искажения сначала уменьшаются, а затем вновь возрастают. С помощью интеграла Дюамеля, используя функцию $\psi(t)$, можно определить напряжение на шунте при любой форме тока.

Для примера определим напряжение на шунте для двух форм тока переходного режима, представляющих практический интерес, — линейно-нарастающего, переходящего при $t=t_1$ в постоянный ток, и имеющего форму равнобедренного треугольника, у которого максимальное значение достигается при $t=t_1$.

Первая форма тока соответствует сумме двух линейно-нарастающих токов At и $-A(t-t_1)$, а вто-

рая форма тока — сумме четырех линейно-нарастающих токов At ; $-A(t-t_1)$; $-A(t-t_1)$ и $A(t-2t_1)$. Нетрудно видеть, что для определения напряжения на шунте, вызванного указанными составляющими тока, достаточно рассчитать напряжение на шунте лишь для одной составляющей, например, соответствующей току At , а при суммировании учесть временной сдвиг на t_1 и $2t_1$ и знак составляющей.

На рис. 6 и 7 показаны соответствующие этим случаям напряжения на шунте.

Из этих рисунков видно, что искажения могут оказаться столь значительными, что даже форма напряжения на шунте совершенно не будет отражать формы измеряемого тока. Искажения зависят от величины отношения τ_1/t и от места подключения измерительных проводников.

Вывод. По материалам произведенного анализа могут быть рассчитаны и сконструированы шунты для конкретных задач измерения токов и переходных режимах, с помощью которых будет обеспечена заданная точность измерений.

Литература

1. Silbsee F. B., Notes on the design of 4-terminal resistance standards for alternating currents. Bureau of Standards Journal of Research, vol. 4, № 1, январь 1930, США, отчет № 133, стр. 73—107.
2. Park J. H., Shunts and Inductors for Surgecurrent measurements. Standards Journal of Research, vol. 39, сентябрь 1947, США, отчет HP 1822, стр. 191—212.

[28.4.1967]

Алгоритм выбора оптимального числа и состава работающих агрегатов эксплуатируемых гидростанций

Канд. техн. наук Т. А. ФИЛИПОВА

Новосибирск

Эффективность внутростанционных режимов оборудования ГЭС в условиях эксплуатации определяется оптимальностью числа и состава работающего оборудования. Вопрос распределения нагрузки между агрегатами, как правило, не возникает, так как автоматические устройства (автооператоры, устройства коррекции активной мощности, устройства группового регулирования активной мощности и т. д.) осуществляют равномерное распределение нагрузки.

Задача оптимизации в этом случае может быть представлена в виде следующей системы уравнений:

$$P_{гэс} = N_1 + N_2 + \dots + N_n;$$

$$N_1 = N_2 = \dots = N_n = \frac{P_{гэс}}{n};$$

$$Q_{гэс} = Q_1 + Q_2 + \dots + Q_n = \min,$$

где $P_{гэс} = P_{гэс}(t)$ — нагрузка, заданная для каждого интервала времени;

$N_1, N_2, \dots, N_n$ — рабочие мощности агрегатов ГЭС;

n — число работающих на ГЭС агрегатов;

$Q_1, Q_2, \dots, Q_n$ — расход агрегатов ГЭС.

Решение находится с учетом различных эксплуатационных ограничений, а именно:

1. Работа агрегатов в допустимых технических пределах мощности агрегатов

$$N_{imax} \geq N_i \geq N_{imin},$$

$$\dots \dots \dots$$

$$N_{nmax} \geq N_n \geq N_{nmin}.$$

2. Обязательная работа одного или нескольких агрегатов ГЭС в течение времени t , не взирая на их технико-экономические показатели.

3. Минимальное число переключений агрегатов для периода t .

4. Равномерная загрузка агрегатов ГЭС за какой-то период $T \geq t$.

Эти ограничения являются типичными для эксплуатируемых ГЭС и потому должны учитываться при оптимизации внутростанционных режимов.

Особо следует остановиться на последнем ограничении. При оптимизации внутростанционных режимов лучшие по к. п. д. агрегаты будут загружаться в первую очередь, что приводит к значительной разнице в числе часов использования агрегатов, установленных на ГЭС. При этом происходит более значительный износ агрегатов, обладающих хорошими энергетическими показателями. Так, расчеты, проведенные для Новосибирской ГЭС, показывают, что за годовой цикл лучшие агрегаты должны работать по времени в 5—10 раз больше, чем худшие. Неприятным последствием этого является нарушение межремонтных циклов, увеличение ремонтного простоя лучших агрегатов, снижение их к. п. д. за счет износа и др. Поэтому целесообразно соблюдать сравнительную равномерность загрузки агрегатов по времени их работы. Вместе с этим нельзя судить о загрузке агрегатов по одним или нескольким суткам, так как номера лучших агрегатов меняются при изменении напора, т. е. задачу оптимизации суточных режимов ГЭС следует решать с учетом ее длительного цикла. Последние значительно осложняют весь вопрос. Избежать этих

усложнений можно несколькими способами, например, недогруженные агрегаты периодически использовать по вынужденному режиму, т. е. распространять на них второе ограничение; периодически отключать лучшие агрегаты, иными словами, корректировать состав и величину располагаемой мощности ГЭС; оптимальный состав работающих агрегатов выбирать не только по к. п. д., но и по критерию продолжительности загрузки агрегатов и т. д. Для этого требуется некоторая вариативность решения, а не нахождение одного единственного оптимального варианта. Имеющиеся в литературе предложения по выбору состава работающего оборудования ГЭС [Л. 1 и 2] позволяют получить лишь наименее выгодный вариант без какой-либо характеристики других возможных вариантов. В качестве метода решения задачи — выбора состава работающего оборудования ГЭС — в данной работе предлагается использовать генератор сочетаний [Л. 3], который позволяет получить все необходимые сочетания из m элементов по n . Применительно к внутростанционной задаче он дает возможность найти одно или несколько оптимальных решений путем перебора и сравнения всех возможных вариантов, оценить качество каждого из интересующих нас сочетаний, учесть станционные ограничения любого вида.

Алгоритм выбора числа работающих агрегатов ГЭС на основе генератора сочетаний заключается в следующем. Число возможных сочетаний по количеству агрегатов в общем случае определяется допустимыми пределами их нагрузки. Например, для нагрузки станции $P_{гэс}$ наибольшее число работающих на ГЭС агрегатов $i_{max} = \frac{P_{гэс}}{N_{min}}$, а наименьшее $i_{min} =$

$$= \frac{P_{гэс}}{N_{max}}.$$

Пределы от i_{max} до i_{min} могут быть значительными, что связано с трудоемкими и громоздкими расчетами. Однако число сочетаний может быть значительно сокращено при учете физических связей задачи. Так, если для какой-то нагрузки станции $P_{гэс}$ найден наилучший состав из i и $(i+1)$ агрегатов и их показатели, то перебор из $(i+2)$ агрегата целесообразно осуществлять только в том случае, если расход воды для сочетания из $(i+1)$ агрегата меньше расхода воды из числа агрегатов i , т. е. $Q_{i+1} < Q_i$.

Просмотр всех сочетаний должен производиться от минимального числа работающих на ГЭС агрегатов до $(i+1)$ агрегатов. Аналогично, если производится изменение состава работающих агрегатов от i в меньшую сторону, то следует менять число работающих агрегатов до тех пор, пока при каком-то $(i-k)$ не получим увеличение расхода по сравнению с $(i-k+1)$

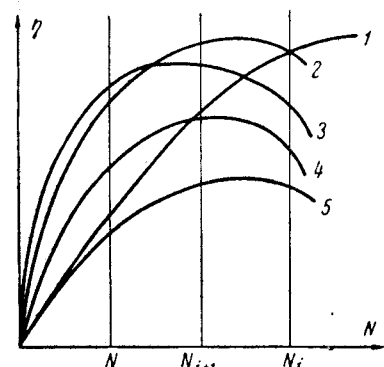


Рис. 1. Рабочие характеристики агрегатов.

1, 2, ..., 5 — станционные номера агрегатов.

агрегатами. Просмотр сочетаний должен производиться только от i до $(i-k+1)$, так как дальнейшее уменьшение числа агрегатов дает только увеличение расхода по сравнению с предыдущим большим числом и не может быть оптимальным.

Выбор наилучшего сочетания при $z = \text{const}$ осуществляется на основании сравнения характеристик работающих агрегатов при их равномерной нагрузке. Поясним это рис. 1, на котором показаны рабочие характеристики пяти агрегатов. Допустим, что $i_{\max} = 4$, а $i_{\min} = 2$, и необходимо определить наилучший к. п. д. станции при $i = \text{const}$.

Например, при $i_{\min}$ нагрузка каждого агрегата $N_i = \frac{P_{\text{гэс}}}{2}$ и наилучший к. п. д. ГЭС $\eta_{\text{гэс}i} = \frac{\eta_1 + \eta_2}{2}$; при $i_{\max}$ соответственно $N_{i+2} = \frac{P_{\text{гэс}}}{4}$ и $\eta_{\text{гэс}i+2} = \frac{\eta_3 + \eta_2 + \eta_1 + \eta_4}{4}$ и т. д.

для всех других возможных режимов загрузки агрегатов. В данном примере, как это следует из рис. 1, $\eta_{\text{гэс}i} > \eta_{\text{гэс}i+1}$, поэтому наимыгоднейшим является число агрегатов $i_{\min}$, для которого и будут производиться дальнейшие расчеты.

За счет таких ограничений удается значительно сократить количество просматриваемых вариантов при выборе наимыгоднейшего числа работающих агрегатов.

Дальнейшие расчеты проводятся по выбору состава работающих агрегатов, как уже указывалось при этом, оценивается качество либо всех возможных сочетаний при $z = \text{const}$, либо каких-то групп. Расчеты показывают, что оценить качество всех возможных сочетаний и произвести анализ полученных результатов можно лишь для ГЭС с числом агрегатов не более 8—10, так как для многоагрегатных станций и для $i = \text{const}$ число сочетаний C_i^z может быть очень велико, поэтому целесообразно ввести некоторые упрощения.

Как показывает анализ характеристик агрегатов различных станций, отличие по к. п. д. между агрегатами одной ГЭС при $H = \text{const}$ составляет 1—3%, причем в большинстве случаев имеет место минимальный предел. Следовательно, для многоагрегатных станций, например при $z = 20$ и $N_{\text{агр}} = \text{const}$, можно разбить все агрегаты на равноценные группы, в которых фактически к. п. д. $\eta_{\text{агр}}$ будет отличаться от к. п. д. группы η не более, чем на допустимую величину ϵ , т. е.

$$(\bar{\eta} - \epsilon) \leq \eta_{\text{агр}} \leq (\bar{\eta} + \epsilon).$$

Такой прием позволяет любую многоагрегатную станцию рассматривать как станцию с числом агрегатов не более 10, если даже ϵ принимать очень малой величиной, например 0,1%. Организация групп значительно упрощает расчеты по оценке качества составов работающих агрегатов при постоянном их числе.

При использовании генератора сочетаний в качестве основы алгоритма легко учесть любые ограничения по режиму ГЭС. Например, ограничение по обязательной работе каких-то агрегатов может быть учтено, если худшие по к. п. д. агрегаты в выбранном оптимальном составе будут заменены обяза-

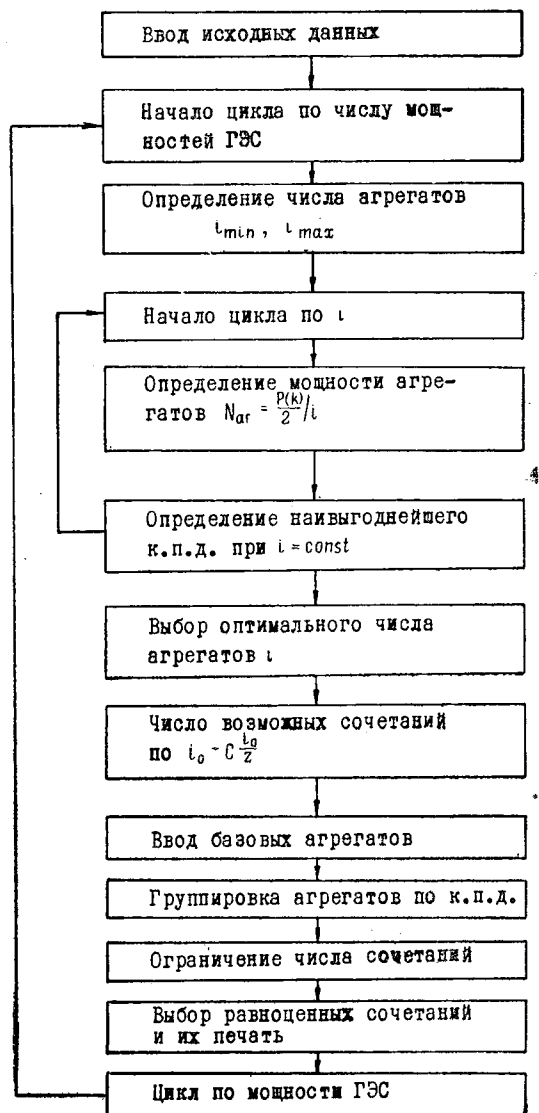


Рис. 2. Блок-схема оптимизации числа и состава работающего оборудования ГЭС.

$P_{\text{гэс}}$	Номера агрегатов							Номера работающих агрегатов
	1	2	3	4	5	6	7	
1 25			+	+				3
2 80		+	+	+				3 2
3 150		+	+	+		+		3 2 4 6
4 300	+	+	+	+	+	+	+	1—7
5 100		+	+	+		+		3 2 4
6 150		+	+	+		+		3 2 4 6
7 25			+	+				3
8 200		+	+	+	+	+	+	3 2 4 6 5
9 50		+	+	+				3
10 200		+	+	+	+	+		3 2 4 6 5
11 250	+	+	+	+	+	+		1—6
12 300	+	+	+	+	+	+	+	1—7
13 350	+	+	+	+	+	+	+	1—7
14 280	+	+	+	+	+	+	+	1—7
15 300	+	+	+	+	+	+	+	1—7
16 100		+	+	+				3 2 4
17 40			+	+				3
Число часов работы	6	13	17	12	8	10	5	

тельными агрегатами. Ограничение по числу минимальных переключений частично учитывается выбором из всех равнозначных вариантов для каждого интервала общего, рассматриваемого периода t , таких комбинаций, при которых число переключений будет наименьшее.

По данному алгоритму составлена программа, принципиальная блок-схема которой приведена на рис. 2. В таблице показаны некоторые результаты расчета для одной из ГЭС с числом установленных агрегатов $z=7$. Время расчета на машине БЭСМ-4—5 мин. В таблице знак минус означает отключение агрегата, знак плюс — включение. Учет ограничения вносит изменения в оптимальный режим, которые показаны под наклонной чертой или справа от вертикальной черты в каждой графе, причем под наклонной чертой показаны изменения в оптимальном режиме, которые возникают при

обязательной работе базового агрегата № 4. Ограничения по числу переключений вызывают изменения, показанные справа от вертикальной черты. Учет ограничений ухудшает режим на 10—15% всего возможного эффекта оптимизации, причем особенно значительно сказываются ограничения по числу переключений.

Литература

1. Журавлев В. Г., Применение динамического программирования для оптимизации внутростанционных режимов, «Электрические станции», 1965, № 12.
2. Урин В. Д., Выбор оптимального числа и режима работающих агрегатов, «Электрические станции», 1962, № 7.
3. Агеев М. И. и др., Алгоритмы (50—100), Вычислительный центр АН СССР, М., 1966.

УДК 658.5.012.7

Анализ помехозащищенности входных преобразователей автоматических измерительных устройств

Инженеры Ю. П. ЗЛОБИН и Е. Л. КЕССЕЛЬ

Москва

В связи с широким внедрением автоматического контроля и управления производством все больше возрастают требования к увеличению точности, быстродействию и повышению надежности автоматических измерительных устройств. При управлении промышленными процессами в условиях большой концентрации оборудования увеличивается возможность проникновения внешних помех, основными приемниками которых являются датчики и соединительные линии.

Повышение требований к качеству информации о состоянии объекта вызывает необходимость защиты входных устройств от помех особенно при их работе с аналого-цифровыми преобразователями высокого быстродействия, так как в этом случае присутствие помехи даже небольшого уровня может исказить информацию, поступающую от первичного прибора.

Ниже приводится анализ входных преобразователей с точки зрения их защищенности от помех общего вида.

На рис. 1 представлена эквивалентная схема входной цепи, включающая датчик, линию связи и входной преобразователь (обозначения см. в приложении).

При правильном выполнении соединительной линии помеха общего вида приложится симметрично к обоим проводам или к любой точке датчика в виде источника тока i_0 . В случае заземления одной из точек входа преобразователя напряжение помехи на нем

$$\dot{U}_0 = \dot{U}_{01} = i_{01} z_{вх} \text{ при } z_{вт} \gg z_{вх}. \quad (1)$$

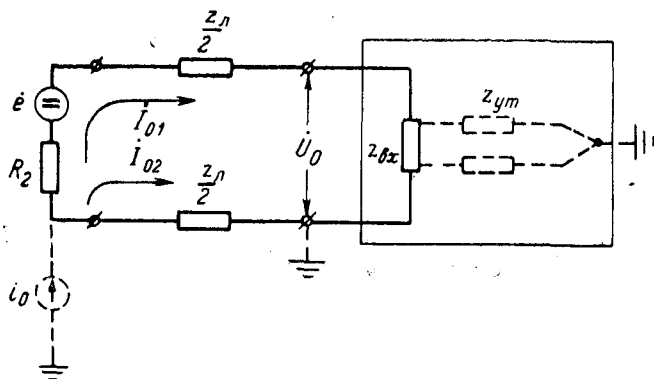


Рис. 1. Эквивалентная электрическая схема входной цепи.

Если же преобразователь не заземлен, то $\dot{U}_0$ определится как разность напряжений:

$$\dot{U}_{02} - \dot{U}_{01} = i_{02} (z_{вх} + k_2 z_{вт}) - i_{01} (z_{вх} + k_1 z_{вт}), \quad (2)$$

где k_1, k_2 — коэффициенты, учитывающие характер распределения сопротивления утечки $z_{вт}$ вдоль $z_{вх}$.

Очевидно, при наличии помехи в виде источника тока i_0 напряжение $\dot{U}_0$, вызванное этой помехой, будет равно нулю в случае равенства токов i_{01} и i_{02} и симметричного распределения сопротивления утечки $z_{вт}$ относительно средней точки $z_{вх}$ ($k_1 = k_2$). При этом токи i_{01} и i_{02} пройдут одинаковые пути по $z_{вх}$ навстречу друг другу, выделив на нем напряжения $\dot{U}_{01}$ и $\dot{U}_{02}$, равные по амплитуде и противоположные по фазе. Поэтому наиболее эффективным средством подавления помех общего вида является построение схемы входной цепи преобразователя в виде моста с симметричными плечами и симметрично распределенными по ним сопротивлениями утечки (пространственная симметрия) (рис. 2).

Распределение сопротивлений утечки в линии должно быть симметричным независимо от характера сопротивления.

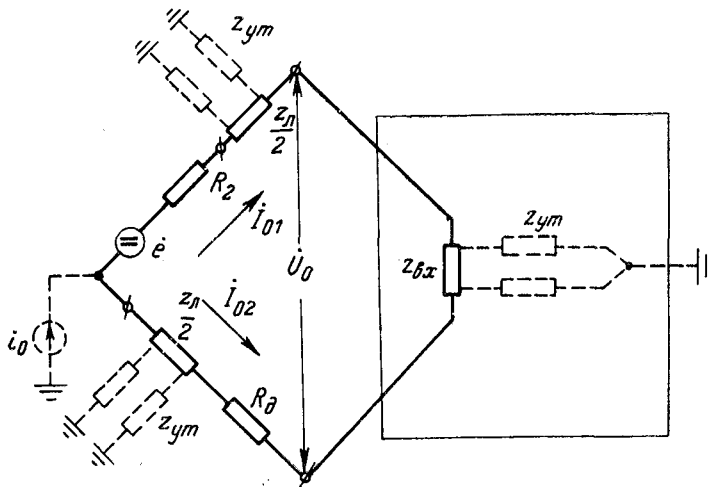


Рис. 2. Эквивалентная электрическая схема входной цепи в виде симметричного моста.

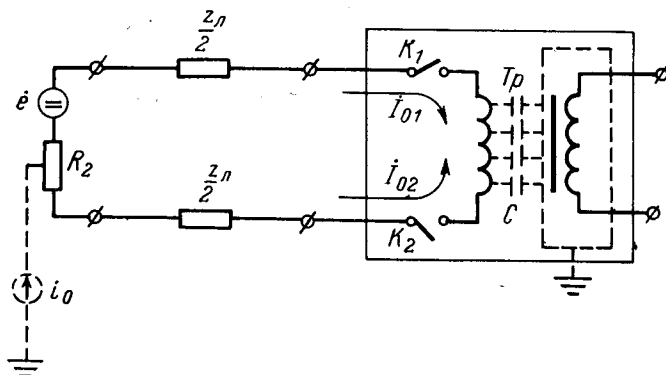


Рис. 3. Эквивалентная электрическая схема входной цепи симметричного однополупериодного преобразователя.

При несимметричном приложении помехи к датчику достаточно внести в одно из плеч моста дополнительное активное сопротивление R_d . Для случая, представленного на рис. 1, величина $R_d = R_r$. Так как $R_d \ll z_{вх}$, то такое симметрирование внесет несущественную дополнительную погрешность в точность преобразования. При этом необходимо соблюсти симметрию плеч преобразователя по отношению к средней точке эквивалентного входного сопротивления $z_{вх}$. Таким образом, для обеспечения помехозащищенности автоматических измерительных устройств входные преобразователи, используемые в них, должны быть также симметричными и относительно средней точки первичной обмотки входного трансформатора.

Пример однополупериодного входного преобразователя, выполненного по симметричной схеме, приведен на рис. 3. В качестве ключей K_1 и K_2 , работающих синфазно, могут быть использованы контактные или бесконтактные элементы. В случае использования бесконтактных элементов для обеспечения симметрии, а следовательно, и помехозащищенности преобразователя, необходимо выполнить следующие условия:

$$|r'_в - r''_в| \ll R_r + z_n; \quad (3)$$

$$|r'_р - r''_р| \ll z_{вх}, \quad (4)$$

где r_a и r_p — сопротивления замкнутого и разомкнутого ключей. Из (3) и (4) следует, что сопротивления ключей в замкнутом и разомкнутом состояниях должны быть соответственно приблизительно равны. При использовании в качестве ключей транзисторов условие (3) обычно легко выполняется, так как разница в сопротивлениях открытых транзисторов при одинаковом насыщении составляет доли ома. Условие (4) выполнить несколько труднее из-за того, что разница сопротивлений закрытых транзисторов может достигать значительной величины, порядка нескольких килоом [Л. 1]. В связи с этим реализация такой схемы преобразователя может встретить известные трудности ввиду необходимости соответствующего подбора бесконтактных элементов.

На рис. 4 представлена эквивалентная схема двухполупериодного преобразователя, выполненного по симметричной схеме. Преобразователь представляет собой симметричный мост с синхронно замыкающимися и размыкающимися ключами в противоположных плечах. Здесь также в качестве ключей $K_1 \div K_4$ могут использоваться как контактные, так и бесконтактные элементы. В последнем случае для обеспечения симметрии этой схемы необходимо и достаточно выполнить только условие (3), так как сопротивление разомкнутых ключей не нарушает симметрию при условии $r_a \ll r_p$, что обычно имеет место.

Для того чтобы входной трансформатор во входных преобразователях, выполненных по симметричным схемам, не вносил асимметрию, он должен быть разделительным и симметрирующим. Примеры исполнения таких трансформаторов даны в [Л. 2].

Аналогичные результаты можно получить при использовании в качестве входного преобразователя магнитного модуля-

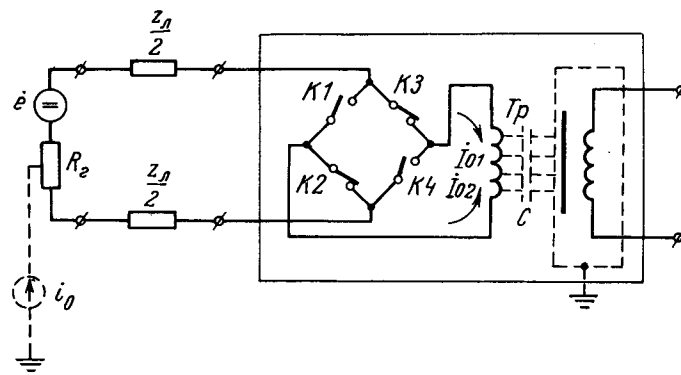


Рис. 4. Эквивалентная электрическая схема входной цепи симметричного мостового преобразователя.

тора, в котором вход постоянно подключен непосредственно к линии связи с датчиком. При этом управляющая обмотка магнитного модулятора должна быть отсимулирована.

Получивший широкое практическое применение двухполупериодный преобразователь с входным трансформатором со средней точкой [Л. 3—6] не может обеспечить помехозащищенность из-за наличия принципиальной асимметрии схемы.

Симметричное выполнение входных преобразователей может найти широкое практическое применение при проектировании помехозащитных усилителей автоматических измерительных приборов, сигнальных и релейных усилителей, измерительных усилителей и др.

Выводы. 1. Во входных преобразователях, выполненных по описанной методике, можно полностью устранить влияние помех общего вида независимо от их уровня и частотного спектра.

2. Пространственная симметрия входных цепей является эффективным средством защиты от помех лишь в случае отсутствия заземления всей входной цепи или симметричного заземления датчика.

Приложение. Принятые обозначения:

- e — источник сигнала с внутренним сопротивлением R_2 (датчик);
- z_n — сопротивление линии связи;
- $z_{вх}$ — эквивалентное входное сопротивление преобразователя;
- i_0 — источник помехи в виде эквивалентного генератора тока;
- $z_{ут}$ — сопротивление утечки;
- i_{01}, i_{02} — токи помехи;
- $\dot{U}_0$ — напряжение помехи на входе преобразователя;
- R_d — дополнительное активное сопротивление;
- C — распределенная емкость первичной обмотки.

Литература

1. Анисимов В. И. и Голубев А. П., Транзисторные модуляторы, изд-во «Энергия», 1964.
2. Соболевский К. М. и Шакола Ю. А., Защита мостов переменного тока, Изд-во АН УССР, Киев, 1957.
3. Полонников Д. Е., Электронные усилители автоматических компенсаторов, Физматгиз, М., 1960.
4. Конев Ю. И., Полупроводниковые триоды в автоматике, изд-во «Советское радио», 1960.
5. Николаенко Н. С., Проектирование транзисторных усилителей измерительных устройств, изд-во «Энергия», 1965.
6. Агранов Д. М. и др., Помехозащищенность быстродействующих измерительных систем автоматического контроля и регулирования, «Электричество», 1966, № 8.



ОБ ОЦЕНКЕ ВЕЛИЧИНЫ ПОТЕРЬ ЭНЕРГИИ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЯХ

(Статья С. Д. Волобринского, «Электричество», 1968, № 2)

Заслуженный деятель науки и техники
профессор доктор техн. наук М. Д. КАМЕНСКИЙ
Ленинградский политехнический институт
им. М. И. Калинина

Статья С. Д. Волобринского прежде всего свидетельствует о недостаточно внимательном отношении ее автора к первоисточникам, касающимся той же темы.

Так, приводимое в статье выражение (2) автор считает принадлежащим А. М. Залесскому, ссылаясь при этом на его известную книгу «Передача электрической энергии» [Л. 1]. Такого выражения в книге А. М. Залесского нет. Но в этой книге приводится следующая очень важная зависимость между значениями максимального тока I_m и среднеквадратичного $I_{ск}$, выведенная А. М. Залесским на основании анализа многочисленных реальных графиков нагрузки

$$I_{ск} = I_m \left(0,12 + 0,1 \frac{T_m}{1000} \right). \quad (1)$$

Доцент В. В. Кезевич использовал известное соотношение

$$I_{ск}^2 \cdot 8760 = I_m^2 \tau \quad (2)$$

для подстановки в него среднеквадратичного тока из выражения (1) и получил зависимость времени потерь τ от T_m в следующем виде:

$$\tau = \left(0,124 + 0,1 \cdot \frac{T_m}{1000} \right)^2 \cdot 8760. \quad (3)$$

По этой формуле В. В. Кезевич построил кривые зависимости τ и T_m и дал ряд таблиц этой зависимости, в том числе и в процентах от полного времени. Перемножая величины в скобках в выражении (3), мы получим последнее в том виде, в котором оно дается в статье С. Д. Волобринского:

$$\tau = \left(0,124 + \frac{T_m}{10000} \right)^2 \cdot 8760. \quad (4)$$

Работа В. В. Кезевича была им доложена на Первой Всесоюзной сессии по городским электрическим сетям в 1948 г. и опубликована дважды [Л. 2 и 3]. Отсутствие упоминания о ней в обсуждаемой статье непонятно; непонятна также ссылка в примечании и на проф. П. Г. Грудинского, опять-таки в связи с формулой (4). В первой из работ В. В. Кезевича [Л. 2] дается также и сравнение результатов расчета τ для нескольких реальных графиков по кривой, построенной по формуле (3), и по кривым других авторов [Л. 4 и 5]. Сравнение показало, что наименьшее расхождение с данными реальных графиков дает именно та кривая, которая построена по уравнению (3). У всех других кривых погрешность в определении τ (для тех же графиков) лежала в пределах от 5 до 8,5%.

Полемизуя с авторами [Л. 6], С. Д. Волобринский хотя и признает некоторые принципиальные ошибки, допущенные при построении кривых А. А. Глазунова [Л. 5 и 7], но считает последние все же пригодными для ориентировочных подсчетов потерь. Конечно, для таких подсчетов они в общем приемлемы при силовой нагрузке.

Однако С. Д. Волобринскому не следовало забывать о работе [Л. 8], где еще раз было подчеркнуто рядом примерных подсчетов, что кривые В. В. Кезевича дают в подавляющем большинстве случаев значительно меньшую погрешность, чем кривые других авторов, в том числе и А. А. Глазунова. К сожалению, С. Д. Волобринский не упомянул в своей статье и эту во многих отношениях весьма ценную работу.

Выше шла речь главным образом о времени потерь. Но установление по возможности наиболее точного значения времени потерь не есть самоцель. Оно необходимо для решения основной задачи — более точного определения энергии, теряемой в линиях и сетях энергосистемы. Приходится поэтому

обратить внимание и на правильность подсчета величины потери активной мощности. Но потери мощности можно определять только по полному току, а поэтому при наличии реактивной составляющей нагрузки для определения продолжительности T_m наибольшей полной нагрузки надо исходить только из полного тока в момент его максимального значения по графику и только из этого значения.

С учетом сказанного необходимо обратить внимание на то, что ни кривые А. А. Глазунова, ни соображения С. Д. Волобринского, ни предложенные в [Л. 6] новые кривые не приемлемы для линий и сетей, обладающих емкостью. В [Л. 9] обращено на это внимание и указано, что в таких сетях расчеты потери мощности надо проводить по следующей формуле:

$$I_p^2 = \frac{I_1^2 + I_2^2}{2}, \quad (5)$$

где I_1 — полный ток в начале линии;

I_2 — такой же ток в конце линии, а I_p является величиной такого полного расчетного тока, при котором потери активной мощности равны тем потерям, которые есть или должны быть в действительности.

Формула (5) является весьма точной. В последнее время для линий протяженностью до 250 км и напряжением до 220 кВ расчетный ток можно с достаточной точностью считать равным среднеарифметическому значению полных токов начала и конца линии:

$$I_p = \frac{I_1 + I_2}{2}. \quad (5a)$$

Влияние емкости необходимо учитывать всегда, когда по электрическому расчету (при проектировании) выясняется, что

$$\cos \varphi_1 > \cos \varphi_2. \quad (6)$$

В заключение следует пожелать, чтобы в намечаемых сейчас к изданию учебных пособиях по электрическим сетям были отражены рассмотренные выше положения, касающиеся уточнения расчетов кривых времени потерь и расчетов потерь в сетях, в которых необходимо учитывать емкость линий.

Литература

1. Залесский А. М., Передача электрической энергии, Госэнергоиздат, 1948.
2. Кезевич В. В., Уточнение коэффициента продолжительности потерь, Материалы Первой Всесоюзной научно-технической сессии по городским электрическим сетям, ВНИТОЭ, ЛО, 1948.
3. Кезевич В. В., Зависимость числа часов потерь от использования максимума, «Электрические станции», 1948, № 9.
4. Рябков А. Я., Электрический расчет высоковольтных линий передач, Энергоиздат, 1934.
5. Глазунов А. А., Зависимость времени потерь от продолжительности использования максимума и коэффициента мощности нагрузки, «Электричество», 1947, № 2.
6. Клебанов Л. Д. и Кунин Р. Д., К вопросу об определении времени потерь, «Электричество», 1966, № 4.
7. Глазунов А. А. и Глазунов А. А., Электрические сети и системы, Госэнергоиздат, 1960.
8. Айзенберг Б. Л., Дмитриев В. М. и Клебанов Л. Д., Вопросы методики определения и снижения потерь электроэнергии в сетях, Труды ЛИЭИ, вып. 21, 1958.
9. Каменский М. Д., Электрические системы, изд. 2-е, Госэнергоиздат, 1952.



Профессор Иван Сергеевич РОГАЧЕВ

(К 60-летию со дня рождения
и 35-летию научно-педагогической деятельности)

20 января 1969 г. исполнилось 60 лет доктору технических наук профессору Ивану Сергеевичу Рогачеву, заведующему кафедрой электрических машин Харьковского ордена Ленина политехнического института им. В. И. Ленина.

Родился Иван Сергеевич в семье железнодорожного машиниста. Его трудовая деятельность началась в 1926 г.

В 1931 г. Иван Сергеевич закончил Харьковский электротехнический институт, а в 1939 г. после окончания аспирантуры успешно защитил кандидатскую диссертацию. С 1950 г. Иван Сергеевич возглавляет кафедру электрических машин Харьковского политехнического института им. В. И. Ленина.

С 1952 г. на этой кафедре под руководством И. С. Рогачева ведется большая научно-исследовательская работа по созданию электромашинных генераторов униполярных импульсов для электроэрозионных станков.

Внедрение в производство нескольких типов новых генераторов за эти годы дало экономии в несколько миллионов рублей. Коммутаторные генераторы импульсов были отмечены дипломом II степени и малыми золотыми медалями на ВДНХ, получили Гран При на Брюссельской выставке и пользова-



лись большим успехом на выставке в Нью-Йорке.

И. С. Рогачевым опубликовано около 50 научных статей, 2 монографии, получено около 30 авторских свидетельств и патентов.

По совокупности научных трудов в 1963 г. Иван Сергеевич Рогачев утверж-

ден в ученой степени доктора технических наук; в 1964 г. ему присвоено ученое звание профессора.

Под руководством И. С. Рогачева создана отраслевая лаборатория Министерства электропромышленности, занимающаяся усовершенствованием и разработкой машинных генераторов униполярных импульсов.

Иван Сергеевич активно участвует в работе Совета по координации научно-исследовательских работ в области электрофизических и электрохимических методов обработки металлов.

Член КПСС с 1940 г., И. С. Рогачев активно участвует в общественной жизни института.

Научно-исследовательская работа кафедры электрических машин тесно связана с электромашиностроительными заводами и проектными организациями различных городов страны.

И. С. Рогачев награжден орденом «Знак Почета» и медалью «За доблестный труд в Великой Отечественной войне».

Поздравляя Ивана Сергеевича с 60-летием, желаем ему новых успехов в научной и педагогической деятельности.

Группа товарищей

Профессор Михаил Иванович АЛЯБЬЕВ

8 сентября 1968 г. на шестьдесят четвертом году жизни скончался доктор технических наук профессор кафедры «Электрические машины» Ленинградского ордена Ленина электротехнического института им. В. И. Ульянова (Ленина) Михаил Иванович Алябьев.

Его имя хорошо известно широкому кругу инженеров и научных работников электротехнической промышленности нашей страны.

Окончив в 1930 г. Ленинградский политехнический институт, он более 10 лет работал на заводе «Электросила».

С первых дней Великой Отечественной войны М. И. Алябьев связал свою жизнь с Военно-Морским Флотом.

Михаилу Ивановичу принадлежит большая заслуга в создании специального курса электрических машин в Военной Академии им. А. Н. Крылова. Его лекции отличались большой глубиной затрагиваемых в них вопросов теории, исследования и проектирования



электрических машин специального назначения.

Вклад М. И. Алябьева в отечественную электротехнику велик. Им написано свыше 60 научных трудов, в том числе фундаментальные книги «Математическая теория электрических машин», «Общая теория судовых электрических машин» и др.

Послевоенные годы М. И. Алябьев в основном занимался разработкой обобщенной математической теории электрических машин, на базе которой им был подготовлен новый курс лекций в ЛЭТИ им. В. И. Ульянова (Ленина).

Советское правительство высоко оценило заслуги М. И. Алябьева, наградив его четырьмя медалями.

Все, кто знал Михаила Ивановича Алябьева, сохранят светлую память о нем как о человеке высокой культуры и большого личного обаяния.

Группа товарищей

Профессор Евгений Федорович КОМАРКОВ

19 октября 1968 г. на семьдесят девятом году жизни скончался профессор кафедры общей электротехники Московского горного института Евгений Федорович Комарков.

Высшее образование Евгений Федорович получил в Московском высшем техническом училище, которое он окончил в 1917 г.

Продолжая после окончания училища работать в МВТУ и одновременно в Институте народного хозяйства им. Плеханова, Евгений Федорович руководил лабораторными работами и упражнениями по курсам теоретических основ электротехники и электрических машин. В это время он приступил также к исследовательской работе в области физики и поведения диэлектриков в различных условиях.

В 1920—1921 гг. он впервые в Советском Союзе начал чтение в МВТУ курса лекций по технологии электротехнических материалов и организовал там соответствующую лабораторию. В 1925 г. его избирают по конкурсу доцентом МВТУ.

С 1930 г. Евгений Федорович начал работать в МЭИ, где в 1932 г. возглавил кафедру электротехнических материалов. В этом же году ему было присвоено ученое звание профессора. Вместе с сотрудниками кафедры Евгений Федорович провел большую работу по



организации профилирующей специализации «Электроизоляционная техника».

В период 1932—1945 гг. Евгений Федорович по совместительству руководил кафедрой теоретических основ электротехники Всесоюзного заочного индустриального института, причем в ведении этой кафедры находился и курс электро-материаловедения.

С осени 1954 г. Евгений Федорович руководил кафедрой общей электротехники Московского горного института. Здесь им была создана долгое время единственная в горных институтах лаборатория по исследованию и испытанию электротехнических материалов.

Постоянно работая в вузах, Евгений Федорович никогда не был в стороне от практической деятельности. В 1921—1927 гг. он был заведующим электротехническим отделом камвольного треста в Москве и руководил электрификацией ряда предприятий этого треста; в 1927—1930 гг. возглавлял высоковольтную лабораторию Мосэнерго, был консультантом отдела электрической изоляции ВЭИ и ряда заводов.

Евгений Федорович всегда активно участвовал в общественной жизни. Он был членом редколлегии журналов «Вестник электропромышленности» и «Новости техники». Отличительной чертой его характера, да и всей его деятельности была готовность всегда помочь своим товарищам по работе. Особое внимание он уделял росту и продвижению молодых сотрудников.

Таков светлый образ профессора Евгения Федоровича Комаркова, который надолго сохранится в наших сердцах.

Группа товарищей



Редакция и редколлегия журнала «Электричество» с прискорбием сообщают, что 16 февраля с. г. после тяжелой болезни скончался член редколлегии журнала кандидат технических наук
Ворис Борисович ВОРОНЕЦКИЙ,
и выражают глубокое соболезнование семье покойного

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

В. В. Афанасьев, А. И. Бертинов, В. Г. Бирюков, В. А. Веников, **Б. Б. Воронцовский**, И. С. Ефремов, Л. А. Жекулин, Д. Г. Жимерин, А. М. Залесский, П. М. Илатов, М. П. Костенко, В. С. Кулебакин, Л. Г. Мамиконянц (зам. главного редактора), Л. Р. Нейман, И. И. Петров, С. И. Рабинович, Д. В. Разевиг (главный редактор), А. М. Федосеев, М. Г. Чиликин, А. С. Шаталов.

Адрес редакции: Москва, Б. Черкасский пер., д. 2/10. Телефон 294-24-80.

Почтовый адрес: Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО.

Сдано в набор 15/II 1969 г.
Формат бумаги 60×90¹/₈
Тираж 11 279 экз.

Подписано к печати 28/II 1969 г.
Усл. печ. л. 12
Цена 80 коп.

T-02599
Уч.-изд. л. 13,84
Зак. 2017

Московская типография № 10 Главполиграфпрома Комитета по печати при Совете Министров СССР. Шлюзовая наб., 10.

М. Г. Чиликин, И. И. Петров, М. М. Соколов и Б. Б. Воронетский — Проблемы автоматизированного электропривода	1	М. И. Быстрова и М. Н. Глазов — Магнитно-тиристорный усилитель с релейно-импульсной схемой управления	61
М. С. Либкинд и Г. В. Михневич — Улучшение режима и повышение пропускной способности передач переменного тока с помощью управляемых ферромагнитных устройств	6	М. М. Соколов, М. А. Боярченко и А. В. Шинянский — К вопросу исследования переходных процессов многофазного магнитного усилителя с самоподмагничиванием и выходом на переменном токе	64
В. К. Воронин, Б. А. Гессе и И. В. Литкенс — Экспериментальное исследование системы возбуждения гидрогенераторов Братской ГЭС	10	В. А. Барский — О симметрии отпирающих импульсов в управляемых выпрямителях для электроприводов	67
Р. С. Рабинович — Анализ действия автоматической частотной разгрузки при асинхронных режимах в энергосистемах	16	Ю. А. Савиновский и В. С. Нерсисян — Об аппроксимации процессов намагничивания ферромагнитных сердечников с учетом гистерезиса	69
О. В. Иванов, В. М. Квятковский и Б. И. Комаров — Исследование самораскачивания асинхронных двигателей в сетях с последовательными конденсаторами	21	Л. А. Цейтлин — Потери на вихревые токи в тонких пластинах	73
Н. А. Казак, Б. И. Алейников и М. Б. Логинов — Определение математического ожидания ущерба в объединенной энергосистеме методом статистических испытаний	27	П. А. Ионкин и В. Г. Миронов — Аномальные элементы линейных электрических цепей	78
А. А. Сенькевич и Ю. В. Рожанковский — Некоторые особенности работы асинхронного электродвигателя с выпрямительным мостом в цепи ротора	33	Л. З. Эйдель — Измерение переменных токов шунтами цилиндрического типа	82
В. П. Васюков, К. К. Кацари, Ю. П. Кулешов и Ю. Б. Панферов — Бесколлекторный микроэлектродвигатель постоянного тока с гермоконтактным магнитоуправляемым коммутатором	38	СООБЩЕНИЯ	
В. Н. Бродовский и Ю. А. Кузнецов — Синхронный тиристорный электропривод с частотно-токовым управлением	43	Т. А. Филиппова — Алгоритм выбора оптимального числа и состава работающих агрегатов эксплуатируемых гидростанций	87
Я. П. Оганьян, Л. В. Акимов, В. А. Васильев и В. Г. Горбунов — О минимальном времени синхронизации летучих ножиц	49	Ю. П. Злобин и Е. Л. Кессель — Анализ помехозащищенности входных преобразователей автоматических измерительных устройств	89
В. Т. Бардачевский и В. А. Лещинский — О синтезе элементов систем автоматического управления как автоматов	53	ДИСКУССИИ	
Э. Н. Асиновский и М. И. Левкович — Точность дистанционной передачи угла при параллельной работе индикаторных и трансформаторных сельсинов	56	Об оценке величины потерь энергии в электрических сетях — М. Д. Каменский	91
		ХРОНИКА	
		Профессор Иван Сергеевич Рогачев. Профессор Михаил Иванович Алябьев, Профессор Евгений Федорович Комарков	92



CONTENTS

Problems in the Field of Automatized Electric Drives — M. G. Chilikin, I. I. Petrov, M. M. Sokolov, B. B. Voronetski	1	On the Synthesis of Elements in Automatic Control Systems as Automats — V. T. Bardachevski, V. A. Leshinski	53
Improving the Performance and Capacity of A. C. Transmission Systems Through the Use of Controlled Ferromagnetic Apparatus — M. S. Libkind, G. V. Michnevitch	6	The Accuracy of Transmitting Angles with Parallel Operation of Indicating and Transformer Selsyns — E. N. Asinovski, M. I. Levkovitch	56
An Experimental Study of the Excitation System for the Bratsk Station Hydro-electric Generators — V. K. Voronin, B. A. Hesse, I. V. Litkens	10	A Magneto-Thyristor Amplifier with a Relay Pulse Control Circuit — M. I. Bistрова, M. N. Glazov	61
Analysis of the Performance of Automatic Load Shedding for Out-of-step Operation of Power Systems — R. S. Rabinovitch	16	On the Transient Analysis of a Multi-phase Magnetic Amplifier Having Self-Magnetization and an A. C. Output — M. M. Sokolov, M. A. Boyarchenkov, A. V. Shinyanski	64
An Analogue Computer Study of Induction Motor Hunting Processes in Networks with Series Capacitors — O. V. Ivanov, V. M. Kviatkovski, B. I. Komarov	21	On the Symmetry of Fitting Pulses in Controlled Rectifiers for Electric Drives — V. A. Barski	67
Determining the Mathematical Expectation of the Damage in a Consolidated Power System by the Monte Carlo Method — N. A. Kazak, B. I. Aleinikov, M. B. Loginov	27	On an Approximation for Magnetizing Processes in Ferromagnetic Cores with Hysteresis Included — U. A. Savinovski, V. S. Nersesian	69
Some Features of the Performance of an Induction Motor with a Rectifier Bridge in its Rotor Circuit — A. A. Senkevitch, U. V. Rodjankovski	33	Eddy Current Losses in Thin Plates — L. A. Tseitlin	73
A Commutatorless D. C. Micromotor with Hermetically Sealed Contacts of its Magnetically Controlled Switch — V. P. Vasiukov, K. K. Katsary, U. P. Kuleshov, U. B. Panferov	38	Peculiar Elements in Linear Circuits — P. A. Ionkin, V. G. Mironov	78
A Synchronous Thyristor Drive with Current-Frequency Control — V. N. Brodovski, U. A. Kuznetsov	43	Measuring Alternating Currents with Cylindrical Type Shunts — L. E. Eidel	82
On the Minimum Time of Synchronization for Flying Shears — J. P. Oganian, L. V. Akimov, V. A. Vasiliev, V. G. Gorbunov	49	REPORTS	
		An Algorithm for Selecting the Optimum Number and Composition of Units that are to Run at Operating Hydro-electric Stations — T. A. Philippova	87
		An Analysis of the Noiseproofness of the Input Transducers in Automatic Metering Equipment — U. P. Zlobin, E. L. Kessel	89
		DISCUSSION	91
		CHRONICLE	92

Проблемы автоматизированного электропривода
 Чиликин М. Г., Петров И. И., Соколов М. М.,
 Воронежский Б. Б.

«Электричество», 1969, № 3

В статье указываются общие проблемы и задачи развития современного автоматизированного электропривода и автоматизации промышленных установок. Намечаются основные направления развития средств и систем автоматизированного электропривода.

УДК 621.315.1:621.143

Улучшение режима и повышение пропускной способности передач переменного тока с помощью управляемых ферромагнитных устройств
 Либкинд М. С., Михневич Г. В.

«Электричество», 1969, № 3

Приводятся соображения о целесообразности управления поперечной компенсацией передач переменного тока, в частности, путем использования ферромагнитных устройств.

Показано, что управляемые реакторы, ограничивающие перенапряжения до заданного уровня, могут быть выбраны с номинальной мощностью в несколько раз меньшей, чем мощности неуправляемых реакторов.

С помощью управляемых ферромагнитных устройств можно повысить предел статической устойчивости передачи любой длины до величины, близкой к натуральной мощности линии. Можно также повысить предел динамической устойчивости.

Эффективность использования управляемых ферромагнитных устройств в значительной степени определяется рациональным построением системы их автоматического регулирования. Табл. 2. Илл. 2. Библ. 13.

УДК 621.313.322—82.621.3.013.8.001.4 (571.5)

Экспериментальное исследование системы возбуждения гидрогенераторов Братской ГЭС

Воронин В. К., Гессе Б. А., Литкенс И. В.

«Электричество», 1969, № 3

Описаны результаты натурных испытаний, проведенных на Братской ГЭС с целью определения параметров системы возбуждения и АРВ. Приводятся данные по полной и упрощенной схемам замещения, описана методика проведения экспериментов.

На основании сравнения расчетных и экспериментальных частотных характеристик делается вывод о достоверности схемы замещения. Приводятся сравнительные величины ограничений типа насыщения для основных элементов схемы. Табл. 1. Илл. 7. Библ. 6.

УДК 621.311.1:621.3.018.5:621.316.925

Анализ действия автоматической частотной разгрузки при асинхронных режимах в энергосистемах

Рабинович Р. С.

«Электричество», 1969, № 3

Рассматривается действие АЧР при асинхронных режимах в простейшей схеме, к которой может быть сведено большинство случаев нарушения синхронной динамической устойчивости.

Выводится выражение для вращающего момента, действующего на подвижную систему реле частоты.

Экспериментальным путем определены области срабатывания АЧР при различных частотах несинхронно работающих станций, различном местоположении устройства, разных $t_{уст}$ и $t_{рв}$.

На основании полученных результатов даются рекомендации по определению условий срабатывания уже установленных устройств АЧР и выбору уставок этих устройств с учетом асинхронных режимов в энергосистемах. Илл. 4. Библ. 3.

УДК 621.313.332:621.316.1.319.4:681.142

Исследование самораскачивания асинхронных двигателей в сетях с последовательными конденсаторами на АВМ

Иванов О. В., Квятковский В. М.,
 Комаров Б. И.

«Электричество», 1969, № 3

Рассмотрено нарушение устойчивости асинхронного двигателя в сети с последовательными конденсаторами при значениях скорости ротора, лежащих вне зоны самовозбуждения машины.

Исследовано на АВМ влияние на самораскачивание: активных сопротивлений, величины входного напряжения, момента инерции вращающихся частей; определены области устойчивой работы применительно к условиям шахтных распределительных сетей.

Полученные результаты могут быть использованы при выборе величины емкостного сопротивления установок продольной емкостной компенсации, а также конденсаторных установок формирования пусковых процессов асинхронного привода по условиям отсутствия самораскачивания. Илл. 6. Библ. 7.

УДК 621.3

Определение математического ожидания ущерба в объединенной энергосистеме методом статистических испытаний

Казак Н. А., Алейников Б. И., Логинов М. Б.

«Электричество», 1969, № 3

Приводится алгоритм расчета математического ожидания народнохозяйственного ущерба в энергообъединении методом статистических испытаний (метод Монте-Карло) с учетом повреждаемости агрегатов и линий связи. Рассматривается итерационный метод минимизации ущерба энергообъединения посредством оптимальных перетоков по линиям передач. Рис. 4. Библ. 13.

Некоторые особенности работы асинхронного электродвигателя с выпрямительным мостом в цепи ротора

Сенькевич А. А., Рожанковский Ю. В.

«Электричество», 1969, № 3

В статье рассматриваются вопросы, связанные с особенностями работы асинхронного электродвигателя, в цепь фазового ротора которого включен неуправляемый выпрямитель.

В этом случае в любой момент времени, за исключением периода коммутации вентилей, ток протекает одновременно лишь по двум фазам ротора; н. с. ротора вращается в пространстве со скоростью, определяемой скоростью вращения ротора, в связи с чем положение ее относительно результирующей н. с. машины непрерывно изменяется. Показано, что при определенных условиях взаимодействие указанных н. с. приводит к возникновению колебаний кажущейся мощности фаз электродвигателя, а следовательно, и к колебаниям реактивной мощности и коэффициента мощности.

Максимальная интенсивность колебаний по амплитуде имеет место при перегрузке электродвигателя, близкой к номинальной, и скольжении, близком к $1/3$.

Приведены основные расчетные зависимости, позволяющие с достаточной для инженерных расчетов точностью оценить упомянутые выше величины. Илл. 5.

УДК 621.313

Бесколлекторный микроэлектродвигатель постоянного тока с гермоконтактным магнитоуправляемым коммутатором

Васюков В. П., Кацари К. К., Кулешов Ю. П.,
 Панферов Ю. Б.

«Электричество», 1969, № 3

Приведено описание конструкции микроэлектродвигателя постоянного тока с гермоконтактным магнитоуправляемым коммутатором. Рассмотрены различные варианты конструктивных и принципиальных схем электродвигателя.

Получены приближенные формулы, связывающие средние значения тока и электромагнитного момента со скоростью вращения микроэлектродвигателя при различных системах питания якорных обмоток. Полученные соотношения показали, что эти микроэлектродвигатели имеют характеристики, присущие обычным электродвигателям постоянного тока.

Приведены результаты экспериментального исследования макетных образцов бесколлекторных микроэлектродвигателей и рассмотрены вопросы управления и стабилизации скорости их вращения. Табл. 2. Илл. 5. Библ. 9.

УДК 62—83

Синхронный тиристорный электропривод с частотно-токовым управлением

Бродовский В. Н., Кузнецов Ю. А.

«Электричество», 1969, № 3

Рассматривается синхронный тиристорный электропривод, в котором регулируется частота и ток в статорных обмотках двигателя. Токи в статорных обмотках определяются входным сигналом, частота их определяется частотой вращения ротора, а фаза — угловым положением ротора. Для определения углового положения ротора двигателя на его вал устанавливается индукционный бесконтактный датчик. Токи в статорных обмотках регулируются с помощью тиристорного трехфазного мостового усилителя. Каждая фаза усилителя охватывается обратной связью по току, которая определяет моменты времени, когда должна происходить коммутация тиристорov. Тиристоры в фазе переключаются, если ток в статорной обмотке изменится на величину Δi (пульсирующая составляющая тока статора). Частота переключения тиристорov зависит от величины Δi , от общей индуктивности в цепи статора двигателя и от величины мгновенного значения противо-э. д. с. в фазе.

В качестве датчика углового положения использована индукционная четырехполосная машина с фигурным ротором.

В статье приведены результаты испытаний скоростной системы с частотно-токовым управлением, выполненной на базе синхронного двигателя. Илл. 7. Библ. 6.

УДК 62—83:621.965

О минимальном времени синхронизации летучих ножиц

Оганьян Я. П., Акимов Л. В., Васильев В. А.,
 Горбунов В. Г.

«Электричество», 1969, № 3

Рассмотрена принципиальная возможность получения минимального времени синхронизации летучих ножиц при соответствующем выборе максимальной скорости электродвигателя путем предварительного ослабления его потока возбуждения и определенного перераспределения углов, отрабатываемых в процессах синхронизации обгоном и отставанием. Приводится зависимость, устанавливающая связь между минимальным временем синхронизации и максимальной скоростью электродвигателя при заданных значениях синхронной скорости, кратности реза и передаточного числа редуктора летучих ножиц, а также параметров электропривода: допустимой перегрузочной способностью двигателя по току, допустимой скоростью нарастания тока и приведенным маховым моментом привода.

В целях сокращения времени переходных процессов полученные результаты могут быть распространены и на другие механизмы, характер работы которых аналогичен режиму работы летучих ножиц. Илл. 2. Библ. 2.

О синтезе элементов систем автоматического управления как автоматов

Бардачевский В. Т., Лешинский В. А.
«Электричество», 1969, № 3

Определено множество элементов систем автоматического управления, которые являются конечными автоматами, и множество элементов, которые могут быть представлены конечными автоматами путем установления изоморфизмов между множествами элементов систем автоматического управления и конечными автоматами.

Показано, каким образом элементы систем автоматического управления могут быть синтезированы как автоматы по индуцируемым ими отображениям.

Приведен пример синтеза конкретного программного управляющего устройства, которое может быть использовано для управления системой Г—Д с целью получения трапецеидного графика тока при пуске, с использованием методов теории автоматов. Табл. 2. Илл. 3. Библ. 3.

УДК 621.313.334:654.94

Точность дистанционной передачи угла при параллельной работе индукторных и трансформаторных сельсинов

Асиновский Э. Н., Левкович М. И.
«Электричество», 1969, № 3

Рассматриваются погрешности дистанционных передач, в которых к одному сельсину-датчику параллельно подключены сельсины-приемники индукторного и трансформаторного режимов. Дается вывод выражений выходного напряжения трансформаторного сельсина-приемника и выражений для угловой погрешности. Приводятся результаты экспериментального исследования рассмотренной дистанционной передачи. Илл. 7. Библ. 3.

УДК 621.375.446

Магнитно-тиристорный усилитель с релейно-импульсной схемой управления

Быстрова М. И., Глазов М. Н.
«Электричество», 1969, № 3

Рассматривается реверсивный магнитно-тиристорный усилитель с управлением от двух балансных диодно-регенеративных компараторов, один из которых работает при отрицательных входных сигналах, другой — при положительных. Частоты периодических последовательностей импульсов, генерируемых компараторами, выбираются по допустимым отклонениям амплитуды и фазы 1-й гармоники выходного сигнала от предельно возможных в режиме максимальной отдачи.

Получены формулы для амплитуды 1-й гармоники напряжения на выходе для синусоидального входного сигнала при наличии зоны нечувствительности компараторов и с учетом конечных значений токов удержания тиристоров.

Испытаниями установлено, что при колебаниях напряжения питания в пределах от -25 до $+15\%$ от номинального и изменения температуры окружающей среды от 20 до 65°C зона нечувствительности не превышает 50 мВ при входном сопротивлении не менее 200 ком. Илл. 3. Библ. 6.

УДК 621.3

К вопросу исследования переходных процессов многофазного магнитного усилителя с самоподмагничиванием и выходом на переменном токе

Соколов М. М., Боярченков М. А., Шинянский А. В.
«Электричество», 1969, № 3

Для исследования статических режимов и динамических процессов используется векторная (матричная) форма записи дифференциальных уравнений рабочих цепей магнитного усилителя и цепей управления. Выбирая определенным образом параметры усилителя, можно значительно упростить уравнения, исключив из них нелинейность вида $x\dot{x}$. Благодаря этому получено в общем виде решение уравнений для такого сложного случая, когда нагрузкой усилителя является асинхронный двигатель. Решение получено на электронной вычислительной машине дискретного действия. Сопоставление результатов решения с экспериментом подтверждает справедливость рассматриваемой методики исследования. Илл. 4. Библ. 3.

УДК 621.3.013

Об аппроксимации процессов намагничивания ферромагнитных сердечников с учетом гистерезиса
Савиновский Ю. А., Нерсисян В. С.
«Электричество», 1969, № 3

Режим намагничивания (гистерезисный цикл) характеризуется своими (четырьмя) коэффициентами аппроксимации, а семейство циклов — четырьмя функциональными зависимостями коэффициентов аппроксимации отдельных циклов от амплитуды и частоты магнитной индукции. Для определения коэффициентов аппроксимации используется семейство опытных петель гистерезиса.

Изложенный в статье метод аппроксимации позволяет рассчитать большое число самых разнообразных магнитных характеристик. Для иллюстрации этого метода приводятся формулы для определения гармонического состава и среднеквадратичного значения напряженности магнитного поля, эффективной магнитной проницаемости, удельных потерь в стали, основной кривой намагничивания и зависимости коэрцитивной силы от амплитуды магнитной индукции. Дается сравнение опытных и расчетных данных. Илл. 6. Библ. 8.

О симметрии отпирающих импульсов в управляемых выпрямителях для электроприводов

Барский В. А.

«Электричество», 1969, № 3

Рассматриваются условия коммутации инверторного режима при уменьшении напряжения одной из фаз на 50% в управляемых выпрямителях при жесткой симметрии отпирающих импульсов и с отсчетом углов регулирования от нулевого значения соответствующей линейной Э. Д. С.

Показано, что вторая система работает в этом режиме лучше и надежнее первой. Эта же система обеспечивает достаточную симметрию отпирающих импульсов. Рис. 5. Библ. 3.

УДК 621.3.017.31

Потери на вихревые токи в тонких пластинах

Цейтлин Л. А.

«Электричество», 1969, № 3

В печатных схемах и аналогичных им устройствах имеют значение потери на вихревые токи, обусловленные составляющей индукции, нормальной к тонким проводящим слоям (пластинам), нанесенным на поверхность диэлектрика. Рассматривается расчет потерь для этого случая при пренебрежении реакцией вихревых токов на их величину и характер распределения в тонкой пластине. Метод расчета может быть использован как при неподвижных пластинах, находящихся под действием переменного внешнего магнитного поля, так и при перемещении проводников обмотки ротора электрической машины с печатными обмотками относительно неподвижного магнитного поля ее полюсов. Табл. 2. Илл. 5. Библ. 2.

УДК 621.372.6

«Аномальные» элементы линейных электрических цепей

П. А. Ионкин, В. Г. Миронов

«Электричество», 1969, № 3

В статье дан обзор свойств особых элементов электрической цепи — нуллатора, норатора и нуллора. Эти элементы могут быть использованы как при анализе, так и при синтезе активных неавтономных линейных цепей. К нуллаторно-нораторным схемам применимы матричный и топологический методы анализа. Поскольку нулор совпадает с идеальным транзистором, то методы синтеза схем с нуллорами могут привести к минимальному числу транзисторов. Илл. 6. Библ. 6.

621.317.312

Измерение переменных токов шунтами цилиндрического типа

Эйдель Л. З.

«Электричество», 1969, № 3

Выводятся общие формулы, позволяющие рассчитать напряжение на шунтах цилиндрического типа при протекании через них переменных токов установившегося и переходного (импульсного) режимов.

Для установившегося режима приводятся кривые амплитудной и фазовой ошибок, возникающих при измерениях гармонического тока, а также кривая, соответствующая условию неискажаемого измерения. Переходный (импульсный) режим иллюстрируется несколькими примерами расчета напряжения на шунте при импульсах тока. Илл. 7. Библ. 2.

УДК 621.311.21.338.4:681.142

Алгоритм выбора оптимального числа и состава работающих агрегатов эксплуатируемых гидростанций

Филиппова Т. А.

«Электричество», 1969, № 3

Излагается алгоритм выбора числа и состава работающего оборудования для ГЭС, имеющих агрегаты с различными характеристиками, основанный на генераторе сочетаний.

Рассмотрены эксплуатационные ограничения и методика их учета. Приводится пример расчета. Табл. 1. Илл. 2. Библ. 3.

УДК 658.5.012.7

Анализ помехозащищенности входных преобразователей автоматических измерительных устройств

Злобин Ю. П., Кессель Е. Л.

«Электричество», 1969, № 3

Анализируются схемы входных преобразователей автоматических измерительных устройств с точки зрения их защиты от помех общего вида.

Описывается метод построения помехозащищенных входных цепей путем пространственного симметрирования. Выводятся оптимальные соотношения между эквивалентными сопротивлениями входного преобразователя, линии связи, датчика и распределенной утечки на землю.

Выводятся также основные соотношения между сопротивлениями замкнутых и разомкнутых ключей, позволяющие наиболее рационально выбирать бесконтактные элементы для построения ключевых модуляторов. Илл. 4. Библ. 6.

ПРОДОЛЖАЕТСЯ ПОДПИСКА

на ЖУРНАЛЫ издательства «ЭНЕРГИЯ» на 1969 г.

«ЭЛЕКТРИЧЕСТВО»

Научно-технический журнал
Орган Академии наук СССР,
Государственного комитета
Совета Министров СССР
по науке и технике
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 89-й 12 номеров в год

Подписная цена:

на год — 9 р. 60 к.,

на 6 мес. — 4 р. 80 к.

Цена одного номера 80 коп.

«ТЕПЛОЭНЕРГЕТИКА»

Научно-технический журнал
Орган Академии наук СССР,
Государственного комитета
Совета Министров СССР
по науке и технике
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 16-й 12 номеров в год

Подписная цена:

на год — 9 р. 60 к.,

на 6 мес. — 4 р. 80 к.

Цена одного номера 80 коп.

«СВЕТОТЕХНИКА»

Научно-технический
и производственный журнал
Орган Министерства
электротехнической промышленности
СССР
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 15-й 12 номеров в год

Подписная цена:

на год — 3 р. 60 к.,

на 6 мес. — 1 р. 80 к.

Цена одного номера 30 коп.

«ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СТАНЦИИ»

Производственно-технический журнал
Орган Министерства энергетики
и электрификации СССР
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 40-й 12 номеров в год

Подписная цена:

на год — 9 р. 60 к.,

на 6 мес. — 4 р. 80 к.

Цена одного номера 80 коп.

«ЭНЕРГЕТИК»

Производственно-массовый журнал
Министерства энергетики
и электрификации СССР
и Центрального комитета профсоюза
рабочих электростанций и
электротехнической промышленности

Год издания 17-й 12 номеров в год

Подписная цена:

на год — 2 р. 40 к.,

на 6 мес. — 1 р. 20 к.

Цена одного номера 20 коп.

«ЭЛЕКТРОТЕХНИКА»

Научно-технический журнал
Министерства электротехнической
промышленности СССР
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 40-й 12 номеров в год

Подписная цена:

на год — 8 р. 40 к.,

на 6 мес. — 4 р. 20 к.

Цена одного номера 70 коп.

«ЭНЕРГОХОЗЯЙСТВО ЗА РУБЕЖОМ»

(Приложение к журналу
«Электрические станции»)

Производственно-технический журнал
Орган Министерства энергетики
и электрификации СССР
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 14-й 6 номеров в год

Подписная цена:

на год — 2 р. 40 к.,

на 6 мес. — 1 р. 20 к.

Цена одного номера 40 коп.

«ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭНЕРГЕТИКА»

Производственно-технический журнал
Орган Министерства энергетики
и электрификации СССР
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 24-й 12 номеров в год

Подписная цена:

на год — 4 р. 80 к.,

на 6 мес. — 2 р. 40 к.

Цена одного номера 40 коп.

«ГИДРОТЕХНИЧЕСКОЕ СТРОИТЕЛЬСТВО»

Научно-технический
и производственный журнал
Министерства энергетики
и электрификации СССР
и Центрального правления
Научно-технического общества
энергетики и электротехнической
промышленности

Год издания 39-й 12 номеров в год

Подписная цена:

на год — 7 р. 20 к.,

на 6 мес. — 3 р. 60 к.

Цена одного номера 60 коп.

Произвести подписку на журналы можно у общественных распространителей печати в пунктах подписки «Союзпечать» по месту работы и учебы, в агентствах Союзпечати, а также в любом почтамте и отделении связи.