

# ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1980



• ЭНЕРГИЯ •

5

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

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

МОСКВА

ЭНЕРГИЯ

УДК 62-83.001.5

## Перспективы развития автоматизированного электропривода<sup>1</sup>

ЮНЬКОВ М. Г., ИЛЬИНСКИЙ Н. Ф.

Москва

XXV съезд КПСС определил в качестве основных задач развития народного хозяйства СССР в X пятилетке всемерный рост эффективности общественного производства, улучшение качества продукции, усиление режима экономии в народном хозяйстве. Решение этих важнейших задач неразрывно связано с развитием и всесторонним совершенствованием электрического привода, являющегося в современном производстве основным средством превращения электрической энергии в механическую работу, определяющую технические возможности повышения эффективности труда и качества его результатов во всех сферах, связанные с реализацией механической энергии и точным воспроизведением требуемых движений.

К основным тенденциям, определяющим развитие электропривода в настоящее время, следует отнести:

резкое увеличение потребности в регулируемом электроприводе, значительное расширение областей его применения;

существенное усложнение функций, выполняемых электроприводом, законов движения рабочих органов машин и механизмов при одновременном повышении требований к точности выполняемых операций;

повышение требований к комплексно понимаемой экономичности электропривода.

Перечисленные тенденции определяют основные

научно-технические задачи в области электропривода, которые будут решаться в XI пятилетке.

В настоящее время усилиями многих научных и производственных коллективов создана основа для их успешного и эффективного решения. В процессе развития теории электропривода достигнуты существенные научные результаты, к которым относятся, в частности:

разработка эффективных принципов построения электроприводов постоянного и переменного тока с новыми типами преобразователей, включая нетрадиционные;

создание теории электромеханических систем с упругими связями;

разработка на основе современной микроэлектроники новых принципов управления электроприводами, включая программное и адаптивное управление;

создание основ теории многокоординатных прецизионных электроприводов с традиционными двигателями и со специальными электромеханическими преобразователями, осуществляющими без кинематических цепей движение в различных системах координат — декартовой, цилиндрической, сферической и их сочетаниях.

Эти и другие научные достижения создали основу для практических разработок, определяющих процесс в электрическом приводе, а следовательно, в многочисленных отраслях народного хозяйства, где электропривод определяет эффективность электрификации и автоматизации технологических процессов. Организации Министерства электротехнической промышленности совместно с организациями других ведомств, и в первую очередь с соответ-

<sup>1</sup> Статья является изложением доклада на VIII Всесоюзной конференции по автоматизированному электроприводу (Ташкент, 1979 г.).

ствующими кафедрами вузов и электротехниками ряда машиностроительных заводов, создали для ведущих отраслей промышленности и сельского хозяйства средства и системы электропривода, отвечающие мировому уровню и обладающие конкурентоспособностью на мировом рынке.

В разработанных автоматизированных электроприводах применяются традиционные и специальные электрические машины, силовая полупроводниковая техника, средства микроэлектроники, управляющие вычислительные машины. Подобными электроприводами оснащаются механизмы черной и цветной металлургии, горной, нефтяной, целлюлозно-бумажной, химической и других отраслей промышленности. В последние годы регулируемый электропривод получает широкое применение и в сельском хозяйстве. Однако не все рекомендации VII Всесоюзной конференции по автоматизированному электроприводу (1975 г.) удалось реализовать за рассматриваемый отрезок времени. В частности, недостаточно проведено работ по электромеханическим устройствам нетрадиционного типа; недостаточна комплектность разработок и поставок электротехнического оборудования для промышленных автоматизированных технологических комплексов; недостаточна заводская готовность современного электрооборудования, входящего в комплект электропривода; недостаточна надежность некоторых видов электрооборудования; не выполнены в намечаемом объеме работы по улучшению энергетической совместимости вентильных преобразователей с питающей энергосистемой. Необходимость проведения указанных работ с развитием электропривода приобретает еще большее значение.

Рассмотрим далее некоторые принципиальные научно-технические задачи в области современного электропривода и возможные пути их решения.

Быстрый рост потребности в регулируемом электроприводе, характерный для всех отраслей народного хозяйства, выдвигает ряд научных и практических задач. В научном плане весьма актуальна и никогда не перестает быть таковой проблема поиска новых, лучших в определенном смысле, чем известные, решений регулируемого электропривода. Этот поиск должен обязательно опережать промышленные реализации, создавать теоретический задел, обеспечивать промышленности своеобразный банк решений, технических идей. Даже очень хорошие на сегодня решения, которые, конечно, должны широко внедряться в промышленности, широко использоваться, не могут и не должны создавать чувства успокоенности. Приведем лишь одну иллюстрацию сказанному.

Наибольший прогресс в решении проблемы создания современного регулируемого электропривода с двигателями постоянного тока был достигнут в 60-е годы с освоением промышленностью тиристоров. Высокие, недоступные ранее управляемость и быстродействие, относительно небольшие размеры тиристорного блока, высокие коэффициенты усиления, отсутствие подвижных частей и контактов в преобразователе, возможность унификации узлов и схем управления и другие общеизвестные ценные качества тиристорного привода поставили его в последнее десятилетие практически вне кон-

куренции, позволили назвать достигнутое технической революцией в электроприводе. Вместе с тем расширение производства и использования тиристорного электропривода заставило обратить внимание на его отрицательные особенности, обусловленные принципом действия: низкий коэффициент мощности, искажение напряжения питающей сети, пульсации на стороне выпрямленного тока и др. Стремление избавиться от отрицательных свойств тиристорного электропривода связано с повышением металлоемкости оборудования (применение компенсирующих устройств, трансформаторов, сглаживающих и уравнительных реакторов), с усложнением схем (многофазные преобразователи, схемы искусственной коммутации и т. п.).

Ясно, что успешное решение проблем, возникающих в связи с необходимостью быстрого роста удельного веса регулируемых электроприводов при обязательной строгой экономии материальных ресурсов, предполагает не только дальнейшее совершенствование традиционных видов тиристорного электропривода постоянного тока, но и использование других решений, которые за счет некоторого ограничения технических возможностей были бы свободны от недостатков, органически присущих тиристорному приводу постоянного тока и обладали бы благодаря этому конкурентоспособностью в применениях, где совокупность достоинств традиционного привода избыточна, а широко применяемая экономичность регулируемого привода является определяющим требованием.

Иначе говоря, преимущества, обеспечиваемые регулируемым электроприводом в технологической сфере, не могут и не должны рассматриваться в отрыве от того, какой ценой они достигнуты в сфере производства и эксплуатации привода. Оптимальным, очевидно, будет то решение, при котором требования технологического процесса, обслуживаемого электроприводом, полностью обеспечиваются при самом надежном и экономичном в широком смысле электроприводе.

Вытекающая из изложенного технико-экономическая задача, решаемая в сфере производства электроприводов, состоит в обоснованном выборе оптимальной номенклатуры технических решений для массового, крупносерийного, малосерийного и индивидуального производства. Правильное решение этой задачи непосредственно связано с эффективностью использования материальных и людских ресурсов как в сфере производства электроприводов, так и в сфере их использования для осуществления технологических процессов. Очевидно, успешное решение этой исключительно важной задачи невозможно без глубоких и всесторонних экономических исследований, в которых должны быть учтены многие влияющие факторы.

Остановимся в связи с изложенным более подробно на проблемах развития регулируемого электропривода переменного тока.

Известно, что в настоящее время большая часть регулируемых электроприводов базируется на использовании машин постоянного тока. Технико-экономические расчеты показывают, однако, что расширение производства электрических машин постоянного тока затруднено из-за ограничения матери-

альных и трудовых ресурсов. Замена в электроприводах определенной части машин постоянного тока на машины переменного тока создает дополнительные возможности в электротехнической промышленности по увеличению выпуска электрических машин. Необходимо также иметь в виду проблему эксплуатации электроприводов: ограниченность трудовых ресурсов в отраслях-потребителях препятствует тому, чтобы и дальше насыщать народное хозяйство двигателями постоянного тока, обслуживание и ремонт которых требует значительных трудозатрат. Имеется целый ряд ограничений по применению машин постоянного тока из-за особых требований заказчика.

Анализ указанных обстоятельств приводит к выводу, что решение задачи обеспечения возрастающих потребностей народного хозяйства в регулируемых электроприводах следует искать на пути расширения производства электроприводов с двигателями переменного тока. Эта тенденция подтверждается рядом примеров из отечественной и зарубежной практики. В последнее время предприятия Минэлектротехпрома расширили поставки электроприводов переменного тока для сельского хозяйства, легкой и текстильной промышленности и др. Проведенные исследования и примеры конкретного применения показывают эффективность применения регулируемых электроприводов переменного тока во всех отраслях народного хозяйства.

В настоящее время определены основные технические решения, относящиеся к способам регулирования двигателей переменного тока, создана элементная база для реализации этих решений. Заводами Минэлектротехпрома производится серия электроприводов переменного тока мощностью от 10 до 500 кВт для удовлетворения разнообразных технических требований потребителей, созданы индивидуальные электроприводы мощностью до 10 тыс. кВт, проводятся другие работы. Однако сегодня нельзя еще утверждать, что по уровню отработки схем, конструкций, технико-экономическим показателям, эксплуатационной надежности созданные электроприводы переменного тока сравнимы с традиционным приводом постоянного тока. Из-за сложности они не могут еще стать базой массового регулируемого электропривода. Кроме того, элементы, входящие в электропривод переменного тока, и в первую очередь электрические машины, спроектированы без учета использования их в системах регулируемого электропривода.

Общая задача развития регулируемого электропривода переменного тока может быть сформулирована следующим образом: изыскание наиболее рациональных способов управления координатами привода, разработка специальных электротехнических элементов и устройств, приспособленных для использования в электроприводе.

Одним из характерных проявлений технического прогресса в технологической сфере различных производств является, как отмечалось, существенное усложнение обеспечиваемых электроприводом законов движения рабочих органов машин и механизмов. Это усложнение связано главным образом с увеличением числа координат, с использованием различных систем координат (декар-

товой, цилиндрической, сферической), а жесткими требованиями к точности воспроизведения движения, к ограничению взаимного влияния координат.

Решение подобных задач обычными средствами — электроприводами с вращающимися электрическими машинами и необходимыми кинематическими цепями — часто приводит к неоправданно сложным и громоздким конструкциям оборудования и в результате тормозит развитие и совершенствование ответственных технологических процессов.

Прогрессивный путь состоит в создании электроприводов со специальными электромеханическими преобразователями, способными осуществлять движение в плоскости, вращательно-поступательное, на сфере и т. п., и специальными управляющими устройствами, выполненными на основе микропроцессорной техники и реализующими эффективные алгоритмы. Опыт, накопленный разработчиками подобных электроприводов для ряда специальных приборных систем, для нового поколения технологического оборудования электронной промышленности должен переноситься в сферу общепромышленного электропривода и стимулировать процесс в различных областях технологий.

Микропроцессорная техника открывает широкие возможности гибкого и эффективного управления электроприводами в самых различных применениях. Вместо с тем очевидно, что по-настоящему серьезные успехи будут достигнуты лишь при органическом сочетании новых возможностей со свойствами управляемых объектов. Нелишне в этой связи вспомнить недавний опыт, имевшийся и в отечественной, и в мировой практике, когда применение очевидно прогрессивных тиристорных преобразователей взамен, например электромашинных, не давало в ряде случаев ощутимого эффекта, если замена проводилась формально, без учета специфики технологии эксплуатации и т. п.

Исследования в области микропроцессорного управления электроприводами должны быть направлены на то, чтобы получить всесторонне обоснованные убедительные рекомендации по компоновке структур управляемых объектов, по алгоритмам управления, по целесообразным техническим реализациям комплексов «управляемый объект — управляющее устройство». В конечном счете, должна быть определена и глубоко технически и экономически обоснована стратегия перехода на новую технику управления электроприводами и электромеханическими комплексами. Эти исследования, конечно, должны проводиться одновременно с накоплением и обобщением опыта практического использования микропроцессорной техники в различных отраслях народного хозяйства.

В последние годы в отечественной и зарубежной практике явно определилась тенденция к интеграции электромеханического преобразователя (электродвигателя) с рабочим органом и некоторыми устройствами управления. Это, например, мотор-колесо в тяговом электроприводе, электрошпиндель в шлифовальном станке, челнок — поступательно движущийся орган линейного электропривода ткацкого оборудования, исполнительный орган координатора с двухкоординатным  $X, Y$ -двигателем и т. п. Сюда же можно отнести двигатели с встроенным

ными тормозными устройствами, двигатели и генераторы (например, автомобильные) с встроенными преобразовательными блоками, где конструктивные элементы двигателя играют роль радиаторов для силовых полупроводниковых приборов, а охлаждение двигателя и преобразователя осуществляется от общего вентилятора, и т. п.

Указанная тенденция прогрессивна, поскольку интегрированные электроприводы обладают меньшей материалоемкостью, имеют повышенные энергетические показатели, компактны, удобны в эксплуатации (замена в случае неисправности целых блоков) и т. п. Вместе с тем созданию надежных и экономичных интегрированных электроприводов должны предшествовать глубокие комплексные теоретические и экспериментальные исследования и конструкторские разработки, выполненные на современном уровне и включающие оптимизацию параметров, получение оценок надежности и т. п. Работы в этом направлении должны быть интенсифицированы с привлечением специалистов различных профилей и направленной координацией их условий специалистами в области электрического привода.

Принципиальное значение для развития электропривода имеет разработка теоретических основ создания новых типов электропривода, реализующих нетрадиционные виды электромеханического преобразования энергии: электростатические взаимодействия, пьезоэлектрический эффект, магнитострикцию, магнитогидродинамический принцип.

Очевидно, речь должна идти о комплексных исследованиях, включающих как собственно электромеханический преобразователь, так и способы и устройства питания, преобразования параметров механического движения, систему управления, рассматриваемые как одно целое. При таком подходе, естественном для электропривода как научной дисциплины, можно рассчитывать на реальные успехи в теоретическом плане и на реальный практический выход. К сожалению, сделано здесь совсем немного и, что еще хуже, мало творческих коллективов работают в этом направлении. Конечно, любые фундаментальные исследования требуют времени, больших усилий, однако именно от них можно ожидать по-настоящему значительных научных результатов.

Актуальной научной задачей является разработка эффективных алгоритмов проектирования электропривода, реализуемых на ЭВМ, полно и всесторонне учитывающих технические и экономические требования и ограничения при оптимизации, стохастический характер внешних воздействий и т. п. При построении алгоритмов должна обязательно учитываться специфика решаемой задачи (проектирование массовой серии, малой серии, узко специализированного привода и т. п.), должны использоваться современные приемы и методы оптимизации, должен творчески применяться опыт, накопленный и обобщенный в теории и практике электропривода, в смежных областях. Разработка и всесторонняя апробация на практике алгоритмов проектирования послужат основой построения систем автоматизированного проектирования электроприводов.

Успехи в разработке изложенных научно-техни-

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

ческих проблем окажут благоприятное влияние на решение основных технических задач, стоящих сегодня перед специалистами в области автоматизированного электропривода:

создание регулируемых электроприводов с повышенными энергетическими показателями и минимальной материалоемкостью;

создание массового регулируемого электропривода переменного тока;

создание тиристорных электроприводов постоянного тока мощностью до 20 тыс. кВт и переменного тока до 30 тыс. кВт и выше на базе применения новых полупроводниковых приборов с повышенными параметрами и микроэлектронными устройствами управления;

создание высокодинамических транзисторных электроприводов постоянного и переменного тока мощностью до 250 кВт;

разработка и освоение в производстве новой унифицированной номенклатуры бесконтактных устройств управления электроприводами с использованием силовых полупроводниковых приборов и средств микроэлектроники;

создание новых электроприводов на основе специальных электрических машин, в том числе высокомоментных, малоинерционных, линейных, многокоординатных, вибрационных и др., а также электродвигателей большой мощности с криогенным охлаждением;

разработка электроприводов с прямым цифровым управлением на основе использования микро-УВМ;

создание автоматических систем управления электроприводами и электромеханическими комплексами на базе микро-УВМ, программируемых логических устройств и других устройств вычислительной техники;

разработка и внедрение на заводах электромеханической промышленности высокомеханизированной технологии производства средств электропривода, комплектных преобразователей и управляющих устройств.

Решение перечисленных задач тесно связано с развитием элементной базы электропривода, для чего необходимы следующие мероприятия:

дальнейший рост мощности тиристоров, создание тиристоров на токи 1000 А и больше и напряжение 3 кВ и выше, а также транзисторов на токи до 400 А; разработка на основе бескорпусных приборов силовых изолированных от корпуса модулей диодно-тиристорных и транзисторных — основы маломощных преобразователей;

совершенствование быстродействующих предохранителей, автоматов;

специализированное производство силовых блоков с естественным, принудительным, воздушным и испарительным видами охлаждения, а также производство элементов для водяного охлаждения;

расширение серии сухих трансформаторов с изоляцией «монолит» и создание малошумных реакторов;

внедрение новой серии двигателей постоянного тока П2 с шихтованным магнитопроводом, полиамидной изоляцией и улучшенной конструкцией мощностью до 500 кВт;

повышение мощности машин постоянного тока за счет перехода к трехходовым обмоткам якоря; создание двигателей с сверхпроводящей обмоткой возбуждения;

создание ветви двигателей переменного тока серии 4А с дополнительной вентиляцией за счет автономного встроенного двигателя;

проектирование серии асинхронных двигателей с учетом переменной частоты питающего напряжения;

проектирование и организация крупносерийного производства синхронных машин для систем вентильного привода;

производство специальных двигателей различного назначения, в том числе многокоординатных шаговых двигателей для станков, роботов и т. п.;

дальнейшее развитие и обновление номенклатуры устройства УБСР;

широкое производство гибридных интегральных схем, микропроцессорных наборов, программируемых командоаппаратов, микро-УВМ.

Дальнейшее развитие и совершенствование электропривода, усложнение выполняемых им функций, резкое возрастание требований к качеству производимых операций, к экономичности, надежности и удобству в эксплуатации — все это предполагает совместное, комплексное рассмотрение совокупности элементов, образующих электропривод, на всех стадиях — от проектирования до эксплуатации.

Эта объективно существующая очевидная необходимость полностью согласуется с методологией науки об электроприводе, с основной концепцией, сформулированной в теории электропривода и заключающейся в комплексном подходе к объему изучения — электромеханической системе, состоящей из электродвигательного, преобразовательного, передаточного и управляющего устройства, предназначенному для приведения в движение исполнительного органа рабочей машины и управления этим движением.

Если в ранний период становления электропривода как научной дисциплины, когда системы были примитивны, а требования к их функционированию невысоки, создатели этой дисциплины должны были отстаивать право на ее самостоятельное существование, то сегодня попытки свести электропривод к одному из входящих в него элементов (либо

только к электрической машине, либо только к преобразовательному блоку, либо только к системе управления) воспринимаются как архаизм. Вместе с тем инерция мышления, многолетняя привычка ряда специалистов, работающих в смежных с электроприводами областях, рассматривать машину, аппарат, преобразователь как таковые, без учета их функционирования в системе отрицательно влияют на развитие не только электропривода, но и ряда других областей техники. С этим, в частности, связано существенное отставание в разработке и производстве комплектных электроприводов, особенно переменного тока, хотя потребность в них и обеспечиваемые ими преимущества очевидны. Обоснованность рассмотрения элементов электропривода отрицательно влияет на унификацию производимого оборудования, вызывает трудности в сфере производства, приводит к непроизводительному расходу материальных ресурсов.

Чем скорее всеми специалистами, причастными к созданию современного электропривода, будет осознано, что результат их труда — это не набор более или менее удачно соединенных элементов, спроектированных, может быть, и неплохо, но без учета взаимодействия, а единое целое, тем заметнее будет прогресс в этой важнейшей области техники. При этом необходимо будет по-новому посмотреть на некоторые конструктивные решения, на принципы оптимизации, на многие технологические и производственные вопросы.

Например, если асинхронная машина связана с сетью через преобразователь частоты, то число ее фаз и другие основные параметры должны быть выбраны с учетом удобства построения преобразователя, т. е. с учетом особенностей электропривода в целом. Очевидно, что минимизация массы такой машины без учета преобразователя не имеет смысла: должна минимизироваться масса привода, только при этом удается экономно израсходовать материалы. Это же относится и к другим технико-экономическим показателям, ко всем техническим характеристикам привода.

Ответственные и сложные задачи развития автоматизированного электропривода будут успешно решены при тесном сотрудничестве, творческом содружестве промышленных предприятий, научно-исследовательских, проектных организаций, кафедр и лабораторий вузов.



УДК 621.314.632.001.5

## Научно-технические проблемы преобразовательной техники<sup>1</sup>

ЛАБУНЦОВ В. А., доктор техн. наук

Москва

Преобразовательной техникой принято называть направление, связанное с исследованием, разработкой, изготовлением и применением электротехничес-

<sup>1</sup> Статья является изложением доклада на VIII Всесоюзной конференции по автоматизированному электроприводу (Ташкент, 1979 г.).

ских устройств, предназначенных для преобразования электрической энергии с помощью электрических вентилей. Охарактеризуем наметившиеся тенденции развития преобразовательной техники и обсудим основные проблемы, возникшие в ходе этого развития.

Во-первых, необходимо отметить, что дальнейшее развитие преобразовательной техники во многом определяется совершенствованием ее элементной базы — силовых полупроводниковых приборов. В этой области за последние годы были достигнуты существенные успехи: увеличилась единичная мощность диодов, улучшились основные параметры вентиляй, характеризующие их быстродействие, стойкость к динамическим воздействиям, надежность. Однако ряд показателей вентиляй не удовлетворяет разработчиков преобразователей. Так, весьма велик разброс значений обратного тока и тока утечки и велики наибольшие допустимые значения этих токов, что усложняет последовательное соединение приборов и приводит к увеличению потерь мощности в *RC*-цепях. Значения отпирающих тока и напряжения управления слишком велики, что приводит к увеличению габаритов выходных каскадов системы управления и ограничивает применение в этих узлах интегральных микросхем.

Появились новые типы приборов, а у части прежних настолько улучшены параметры, что можно также говорить о приборах нового типа: тиристоры без обратной блокирующей способности (тиристоры-диоды), тиристоры с комбинированным выключением, запираемые (двуходерационные) тиристоры и силовые транзисторы. Эти приборы позволяют по-новому подойти к построению схем ряда преобразователей — автономных инверторов напряжения, импульсных преобразователей постоянного напряжения и других устройств, а именно, упростить конструкцию узлов принудительной коммутации, либо в случае приборов двух последних типов, которые являются полностью управляемыми, даже совсем отказаться от использования таких узлов.

Нашей промышленностью освоен серийный выпуск силовых тиристоров с оптронным управлением, которые позволяют заметно упростить проблему развязки выходных каскадов системы управления от силовой цепи преобразователя. К сожалению, рост выпуска таких тиристоров и дальнейшее совершенствование их показателей (шкала тока в сторону увеличения, улучшение динамических свойств и др.) сдерживаются из-за недостатка выпуска светодиодов с необходимым световым потоком.

Рассмотрим тенденции развития отдельных видов преобразователей. В области регулируемого электропривода постоянного тока, где тиристорные преобразователи применяются уже относительно давно, можно отметить дальнейший рост единичной мощности, повышение быстродействия, а также стремление улучшить коэффициент мощности таких преобразователей. Как показано в ряде докладов, заслушанных на конференции, положительный эффект с этой точки зрения дает применение в мощных и сверхмощных преобразователях с повышенным выходным напряжением систем поочередного управления.

Более интенсивное развитие наметилось в области электропривода переменного тока. Еще 5—10 лет назад регулируемый вентильный электропривод переменного тока считался перспективным только в тех случаях, когда по условиям технологического

процесса двигатели постоянного тока не могли быть использованы или не обеспечивали нужных характеристик из-за худших динамических показателей или меньшей перегрузочной способности. При этом всегда отмечалась значительно более высокая стоимость преобразовательного оборудования привода переменного тока по сравнению с приводом постоянного тока. Сейчас положение начинает изменяться. С одной стороны, в электроприводах массового применения увеличивается роль таких факторов, как более высокая стоимость производства и эксплуатации электродвигателей постоянного тока и больший расход на их изготовление стали и особенно меди. С другой стороны, благодаря совершенствованию схем и конструкции преобразователей частоты наблюдается уменьшение разницы между стоимостями преобразователей для электропривода постоянного и переменного тока.

Из большого числа известных систем регулируемого вентильного электропривода с машинами переменного тока следует прежде всего упомянуть систему с асинхронным короткозамкнутым двигателем и преобразователем частоты на базе автономного инвертора. Эта система позволяет регулировать частоту на зажимах двигателя в широких пределах и применима в случае короткозамкнутых асинхронных двигателей различных типов (например, высокооборотные или высокомоментные двигатели) и в различных условиях (взрывоопасные условия, многодвигательный привод, питание от сети постоянного тока или от аккумуляторных батарей и т. д.). Поэтому эта система является объектом многочисленных разработок как в нашей стране, так и за рубежом. Основными проблемами при разработке подобных преобразователей являются: обеспечение регулирования напряжения на зажимах двигателя (т. е. его магнитного потока) достаточно простыми и экономическими средствами при сохранении малых искажений в кривой тока статора, обеспечение режима рекуперативного торможения двигателя с отдачей энергии в источник питания, поскольку это требование реализуется по-разному при использовании в такой системе инверторов напряжения или инверторов тока.

Другая система частотно-регулируемого электропривода с асинхронными короткозамкнутыми двигателями — система с непосредственным преобразователем частоты (НПЧ) — является перспективной в случае регулирования частоты вращения двигателя до 40—45% синхронной. Не требующая в этом диапазоне частот устройств принудительной коммутации, такая система считается перспективной для низкооборотных электроприводов средней и большой мощности. Основные направления исследовательских работ в этой области посвящены созданию достаточно простых НПЧ с принудительной коммутацией, что позволит расширить диапазон регулирования частоты вращения двигателя и улучшить коэффициент мощности преобразователя.

Следует отметить актуальность разработок преобразователей частоты, предназначенных для электропривода с асинхронными двигателями и построенных с использованием упоминавшихся ранее новых типов приборов, применение которых позволит создать более простые и более компактные

преобразователи частоты, а в ряде случаев — улучшить кривую напряжения и тока двигателя и коэффициент мощности со стороны питающей сети. Поэтому весьма желательно, чтобы такие приборы стали изготавляться серийно. Важно также, чтобы их стоимость не оказалась препятствием для создания массовых и экономичных преобразователей частоты.

В числе перспективных систем вентильного электропривода переменного тока следует отметить и систему на базе синхронного двигателя, называемую «вентильным двигателем», в которой преобразователь выполняет функции коммутатора обмоток якоря. Дальнейшее развитие этой системы идет в направлении разработки методов и схем коммутации вентиляй при малых частотах вращения ротора двигателя, создания современных систем управления вентилями, обеспечивающих работу привода в широком диапазоне скоростей, и разработки схем преобразователей, обеспечивающих реверс потока энергии в системе «питающая сеть — двигатель» и содержащих в то же время небольшое число полупроводниковых вентиляй. Актуальна также разработка преобразователей мощностью до 20 кВт для системы «вентильный двигатель» на транзисторах.

Тенденции развития преобразователей для электрической тяги с двигателями переменного тока во многом схожи с путями развития электропривода в целом. Для электровозов, мотор-вагонных секций, тепловозов, вагонов метрополитена, троллейбуса и трамвая обсуждаются и разрабатываются системы с асинхронными тяговыми двигателями и преобразователем частоты по схеме «выпрямитель — автономный инвертор» или с непосредственным преобразователем частоты и системы с синхронными двигателями по схеме вентильного двигателя. На сегодняшний день для этих видов транспорта, а также для электромобиля первая из трех систем выглядит более предпочтительной; две другие могут быть значительно усовершенствованы.

Чрезвычайно перспективными областями применения преобразователей являются электротехнология и электротермия. Сюда относятся такие технологические процессы, как вакуумно-дуговая плавка, электрошлаковый переплав металлов (в том числе для литья), электромагнитное перемешивание расплава, различные виды сварки, индукционный нагрев, плазменная обработка металлов, ионное азотирование, электромеханическая и электроэрозионная обработка, электронно-лучевая обработка, ионное легирование, лазерная обработка и др. Для каждого из этих технологических процессов требуются преобразователи того или иного типа, с теми или иными специальными характеристиками. Во многих случаях также требуются преобразователи с характеристиками источников тока. Наряду с известным способом получения таких характеристик за счет обратной связи по току развиваются параметрические методы, основанные либо на применении индуктивно-емкостных преобразователей, либо преобразователей со специальными схемами принудительной коммутации. Преобразователи последнего типа обладают высоким быстродействием, не требуют мощных реакторов и конденсаторов и могут иметь высокий коэффициент мощности.

Для некоторых технологических процессов нужны мощные преобразователи с низкой частотой на выходе (доли и единицы герц). Для индукционного нагрева металлов наоборот необходимы преобразователи с выходной частотой 1—10 кГц, а для ультразвуковой обработки — с частотой более 10 кГц, причем шкала мощностей преобразователей для индукционного нагрева начинается с 10 кВт и кончается мегаваттами.

Высокая эффективность внедрения преобразовательной техники в электротехнологию и электротермию объясняется тем, что прогресс в самых различных областях техники в настоящее время часто определяется возможностью использования особо высококачественных металлов, специальных сплавов, деталей с заданными свойствами поверхности или структуры и т. д., что может быть получено только за счет применения соответствующих электротехнологических процессов. Именно преобразователи для электротехнологии имеют поэтому наиболее низкий срок окупаемости. Сказанное определяет необходимость уделять проблемам этого направления должное внимание.

Сравнительно новым направлением в преобразовательной технике являются агрегаты бесперебойного питания. Так называют специальные преобразовательные комплексы, содержащие какой-либо достаточно энергоемкий накопитель (обычно аккумуляторную батарею или двигатель-генераторную установку с маховиком) и предназначенную для питания ответственных потребителей энергии во время перерывов в работе основного источника, например, при аварии в питающей сети. Агрегаты бесперебойного питания нужны на атомных электростанциях и химических заводах, в устройствах связи, крупных ЦВМ, больницах и т. д. При создании таких агрегатов необходимо иметь в виду: высокое качество выходного напряжения инвертора, надежность, быстроту переключения потребителя с основного источника на резервный агрегат, малые массо-габаритные показатели.

В области применения преобразовательной техники в электроэнергетике следует отметить проблему создания линий для передачи электроэнергии на постоянном токе. Хотя эта проблема решается давно и у нас в стране уже началось строительство такой линии, интенсивная исследовательская и конструкторская работа в этой области не прекращается. Хорошо известно также применение преобразователей в системах вентильного возбуждения гидро- и турбогенераторов и синхронных компенсаторов. В связи со все возрастающей мощностью синхронных компенсаторов, а также синхронных двигателей актуальным стала разработка НПЧ для плавного частотного пуска таких машин. Актуальны разработки вентильных преобразователей для таких новых областей большой и малой энергетики, как МГД-генераторы, термоядерные установки, сверхпроводящие кабели и индуктивные накопители электроэнергии, солнечные генераторы электроэнергии. Некоторые из этих установок проходят опытно-промышленную проверку, другие только проектируются, однако уже ясно, что в этих устройствах необходимы статистические преобразователи электроэнергии постоянного тока.

Одной из общих проблем применения преобразовательной техники является электромагнитная совместимость преобразователя с питающей сетью. Так называют совокупность вопросов, возникающих из-за того, что вентильный преобразователь: потребляет от сети несинусоидальный ток и, искажая тем самым кривую напряжения сети, ухудшает условие работы других потребителей, а также вызывает в сети добавочные потери мощности; потребляет от сети реактивную мощность первой гармоники, особенно сильно возрастающую при фазовом регулировании, и вызывает тем самым дополнительные потери мощности в сети; обуславливает в ряде случаев броски потребляемого тока, что вызывает резкие колебания напряжения сети; в некоторых случаях представляет для трехфазной сети несимметричную по фазам нагрузку. Все эти отрицательные факторы особенно заметно стали проявляться в последние годы в связи с резким ростом единичной мощности и количества работающих преобразователей. В результате качество напряжения в сетях с большой долей преобразовательной нагрузки в ряде случаев резко ухудшилось.

Этому явлению, к сожалению, долго не уделялось должного внимания, что можно объяснить как отсутствием достаточно обоснованных методов расчета экономического ущерба, вызванного наличием в кривой напряжения сети высших гармоник или резкими и кратковременными скачками напряжения сети, так и сложностью методов борьбы одновременно со всеми отрицательными проявлениями вентильных преобразователей. Так, например, для исправления низкого коэффициента мощности давно применяется установка параллельно потребителю компенсирующих конденсаторов. Однако в сетях с вентильными преобразователями такие конденсаторы стали часто выходить из строя из-за сильной перегрузки токами высших гармоник. Сейчас хорошо известно, что такие конденсаторы необходимо подключать через защитные реакторы, а еще лучше — включать их в состав специально рассчитанных резонансных *LC*-фильтров, одновременно уменьшающих как сдвиг тока первой гармоники относительно напряжения, так и искажения кривой этого напряжения. Однако такие устройства не уменьшают скачков напряжения в случае резких бросков тока; кроме того, в случае изменения конфигурации распределительной сети или при подключении новых потребителей параметры установки должны перестраиваться.

Лучшим решением является использование либо регулируемых фильтр-компенсирующих установок, которые являются фильтрами высших гармоник и позволяют одновременно плавно регулировать величину выдаваемой реактивной мощности (в случае необходимости с раздельной ее регулировкой по фазам), либо конденсаторных батарей, секции которых могут без бросков тока подключаться или отключаться с помощью тиристорных контакторов (часть секций входит в состав резонансных фильтров). Необходимо, чтобы промышленность начала выпуск таких устройств на различные напряжения (0,4 кВ, 6—10 кВ и выше), а инженеры-энергетики получили бы в руки достаточно простые и удобные методики для расчета их характеристик.

Другой метод, снижающий вредное воздействие преобразователей на питающую сеть, связан с разработкой преобразователей, обладающих повышенным коэффициентом мощности. К ним относятся преобразователи с несимметричным управлением (что позволяет снизить потребление реактивной мощности и в случае нескольких вентильных групп почти не увеличивает искажения в кривой потребляемого тока), компенсированные преобразователи (имеющие в своем составе конденсаторы, работающие на основной или на повышенной частоте) и преобразователи с искусственной коммутацией. Однако и при использовании таких преобразователей проблема борьбы с искажением кривой напряжения сети, к сожалению, остается.

Вторая общая проблема, точнее комплекс проблем, возникает при создании особо мощных преобразователей. Сюда входят вопросы эффективного охлаждения вентилей, трудность решения которых возрастает с увеличением как единичной мощности вентиля, так и единичной мощности установки, проблемы учета и снижения взаимного влияния отдельных блоков преобразователя, а также вопросы защиты от аварий с достаточным быстродействием и избирательностью.

Третьей общей проблемой является проблема надежности. Как и в других областях техники, эта проблема является комплексной. Она зависит от уровня разработки приборов и точности соблюдения технологических требований при их изготовлении, от качества разработки и сборки преобразователей, от качества комплектующих изделий и, наконец, от режима работы и культуры эксплуатации преобразователя. Хотя методы борьбы за высокую надежность в преобразовательной технике принципиально не отличаются от известных методов, уже используемых в других областях электротехники и в электронике, эта проблема не должна оставаться вне поля зрения специалистов. Необходимо также учесть и известную специфику преобразователей, связанную, например, с возможностью повышения надежности за счет последовательно-параллельного соединения многих вентилей или применения быстродействующей электронной защиты при случайных сбоях.

Важным фактором повышения надежности преобразователей является разработка методов и средств их диагностики, которые бы позволяли контролировать исправность элементов и узлов или выявлять потенциально ненадежные элементы достаточно простыми средствами с небольшой затратой времени. Хотя важность разработки таких устройств диагностики ощущалась уже давно, возможности реального их создания появились лишь в последнее время благодаря развитию методов обработки информации на базе современных средств микроэлектроники.

Достижения микроэлектроники являются также основой для разработки более совершенных систем управления вентильными преобразователями. Следующим шагом является применение цифровых методов обработки сигналов, позволяющих повысить точность работы систем управления, что важно для преобразователей со сложными законами управления — автономных инверторов с широтно-импульс-

ным регулированием напряжения, непосредственных преобразователей частоты и др. Еще более высокий уровень представляют собой системы управления на базе микропроцессоров и микро-ЭВМ, такие системы позволяют управлять работой преобразователей в функции многих параметров, изменять их режимы работы при изменении тех или иных условий, сочетать устройства управления с устройствами защиты и диагностики.

По-прежнему актуальным остается вопрос создания методов анализа стационарных и особенно переходных процессов в вентильных преобразователях. Отсутствие единых методов расчета переходных процессов в вентильных схемах объясняется сложностью этих процессов. Так, многие преобразовательные схемы являются нелинейными импульсными системами с переменной структурой, для которых нет общих методов расчета. С другой стороны, создание мощных преобразователей со сложными законами управления и высоким быстродействием требует дальнейшего развития методов расчета нормальных и переходных процессов в вентильных схемах, повышения их точности.

Многие трудности, связанные с аналитическим расчетом процессов в преобразовательных схемах,

удается уменьшить благодаря применению ЦВМ. Этим объясняется то внимание, которое уделяется развитию машинных методов исследования и расчета вентильных преобразователей, в частности методов аналогового и цифрового моделирования. В этом направлении за последние несколько лет сделаны существенные успехи.

Широкое распространение ЦВМ поставило в преобразовательной технике, как и во многих других областях, две новые проблемы: автоматизированный синтез схем преобразователей по заданным условиям и автоматизированное проектирование преобразователей. Эти две задачи взаимно связанны, хотя их цели и методы решения сильно отличаются. В обоих этих направлениях на сегодняшний день сделаны еще только первые шаги.

Особенно актуальной представляется разработка системы автоматизированного проектирования преобразователей, включающей не только расчет нагрузок на вентили и других элементов и выбор их по каталогу, но и расчет конструкции, вплоть до выдачи рабочей документации. Внедрение таких систем не только позволило бы облегчить труд инженера-проектировщика, но и подняло бы уровень проектирования преобразователей.



УДК 621.313.2.001.5

## Проблемы создания машин постоянного тока предельной мощности

ТОЛКУНОВ В. П., доктор техн. наук, ШЕВЧЕНКО В. В., инж.

Харьков

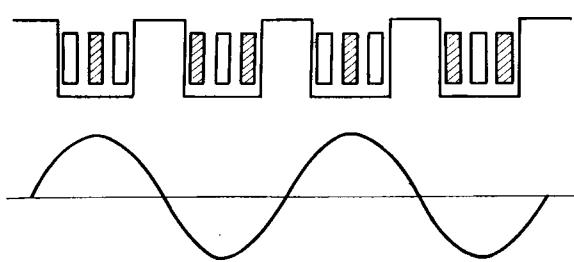
В настоящее время электропривод с применением крупных двигателей постоянного тока (ДПТ) продолжает сохранять свое доминирующее положение в ряде отраслей промышленности. Повышение мощности объектов, в которых используются ДПТ, требует создания так называемых двигателей предельной мощности, которые в электрическом отношении работают крайне напряженно. (Под двигателями предельной мощности имеются ввиду двигатели с предельно допустимой по условиям коммутации, кругового огня, нагрева и т. д. мощностью при заданной частоте вращения машины.) Обычно применяемый сейчас метод повышения мощности или, точнее, момента крупного электродвигателя состоит в создании его в двух- или многоякорном исполнении, при этом, однако, возникает ряд недостатков: увеличиваются общие габариты машины; повышается суммарная стоимость двигателя; появляется электрическая связь двух или нескольких соединенных на одном валу якорей.

Проблема создания максимально возможной мощности (момента) двигателя в единичном исполнении является в настоящее время одной из актуальнейших задач электромашиностроения. На наш взгляд, наиболее перспективными направлениями решения указанной проблемы являются следующие: создание униполярной машины; создание обращенной синхронной машины, конструктивно

подобной машине постоянного тока (МПТ) и питаемой через кольца от вентильных устройств; создание крупной МПТ в обычном исполнении с коллектором. В статье рассматривается последнее из указанных направлений.

Сложность создания ДПТ мощностью 15–20 тыс. кВт в единичном исполнении в значительной мере определяется трудностями обеспечения коммутационной надежности машины и потенциальными условиями на коллекторе. Как известно, коммутационная надежность машин [Л. 1] определяется в основном двумя факторами: значениями средней реактивной э. д. с.  $e_r$  и коэффициента демпфирования  $\sigma_r$ . Э. д. с.  $e_r$  пропорциональна линейной нагрузке якоря  $A$ , его окружной скорости  $v_a$ , расчетной длине  $l_i$ , числу витков секции  $w_k$  и удельной магнитной проводимости для потоков рассеяния якорной обмотки  $\xi_k$ .

С ростом мощности и напряженности работы машины величины  $A$ ,  $v_a$  и  $l_i$  в том или ином сочетании (в совокупности или порознь) увеличиваются, что приводит к тому, что значение реактивной э. д. с. для машин, в которых уже сейчас ощущается острая необходимость, достигает 12–15 В (в стационарном режиме). Данные многолетней практики позволяют с полной уверенностью считать, что машины, длительно работающие при указанных значениях средней реактивной э. д. с., будут иметь



Явление усиления  $2/pm$ -й гармонической двухходовой несимметричной обмотки (заштрихованные и незаштрихованные проводники принадлежат разным ходам).

неудовлетворительную коммутацию. Наиболее эффективным средством резкого снижения реактивной э. д. с. в рассматриваемом случае, по нашему мнению, являются применение машин немагнитным активным слоем, в которых согласно многочисленным расчетам (около 50 машин) реактивная э. д. с. снижается приблизительно в 2,3—3 раза. Так, при пересчете двигателя с обычной конструкцией якоря на конструкцию якоря с немагнитным активным слоем в машине П 121-5К ( $P=100$  кВт,  $U=220$  В,  $n=750/1500$  об/мин) реактивная э. д. с.  $e_r$  снизилась с 3,8 до 1,4 В; в машине П171-8К ( $P=400$  кВт,  $U=330$  В,  $n=300/1000$  об/мин) — с 4,1 до 1,7 В.

В настоящее время имеется ряд вариантов конструктивного исполнения немагнитного активного слоя, однако с точки зрения рассматриваемого критерия коммутации все они могут быть подразделены на две категории: машины с равномерно распределенной по окружности якоря обмоткой; машины с расположением секций обмотки в пазах немагнитного пояса или в конструктивном подобии этих пазов. Расчеты показали, что в отношении реактивной э. д. с. оба варианта примерно эквивалентны. В машине П22/80-4Т ( $P=5000$  кВт,  $U=825$  В,  $n=190/380$  об/мин) реактивная э. д. с. для первого варианта расположения обмотки составляла 8,1 В, для второго — 8,3 В.

Рассмотрим теперь второй критерий коммутационной надежности машины: коэффициент демпфирования  $\sigma_r$ . Как известно, во всех машинах с пазовым исполнением имеет место так называемая асимметрия коммутации паза, которая заключается в том, что секция, коммутируемая последней в пазу, так называемая обособленная секция, находится в более тяжелых условиях, чем остальные из-за отсутствия по соседству с ней замкнутых накоротко контуров, которые оказывают взаимное демпфирование [Л. 1]. Такая асимметрия паза, хотя и в несколько меньших размерах, имеет место и в машинах с пазами в немагнитном активном слое.

В конструкциях с распределенной обмоткой якоря условия взаимного демпфирования совершенно идентичны для всех секций якоря, что заметно улучшает общие коммутационные свойства машины, так как при отсутствии асимметрии закон изменения тока для всех коммутируемых секций якоря одинаков, а это облегчает оптимальную настройку коммутации посредством дополнительных полюсов. Поэтому с коммутационной точки зрения применение якоря с равномерно распределенной обмоткой является более предпочтительным. Как

показали расчеты, суммарное действие двух выше-перечисленных факторов — уменьшение  $e_r$  и  $\sigma_r$  — позволяет повысить коммутационную способность машины приблизительно в 3—3,5 раза, что подтверждается и экспериментально [Л. 3].

Перейдем теперь ко второму вопросу: ограничению мощности ДПТ в единичном исполнении потенциальными условиями на коллекторе. Как известно [Л. 4], в машинах предельной мощности, в основном с целью уменьшения напряжения между соседними коллекторными пластинами, необходимо применять двух- и трехходовые несимметричные петлевые и лягушечные обмотки. Основной фактор, затрудняющий работу этих обмоток, — вылучивание высокочастотных ( $2/pm$ -порядка) гармоник, порожденных зубчатостью якоря и неодинаковым числом проводников, расположенных в одном пазу и принадлежащих разным ходам (см. рисунок).

На наш взгляд, единственным эффективным способом борьбы с указанными гармоническими, вредно влияющими на рабочие свойства машины, является опять-таки применение якоря с немагнитным активным слоем и равномерно распределенной по окружности якоря обмоткой. В этом случае, вследствие симметричного расположения однослойной обмотки по окружности якоря, высшие гармонические напряжения и тока практически исчезают. Во втором указанном выше варианте конструктивного исполнения обмотки якоря различные хода обмотки располагаются по окружности якоря несимметрично.

Таким образом, из вышеизложенного ясно, что применение немагнитного активного слоя с равномерно распределенной обмоткой является наиболее эффективным средством повышения мощности (момента) машины в единичном исполнении. Наиболее сложными задачами, которые приходится решать при создании якоря с такой обмоткой, являются: надежное крепление обмотки; размещение ее лобовых частей.

Однако указанные конструктивные проблемы не являются неразрешимыми.

Естественно, что повышение мощности машины приводит к нежелательному увеличению ее габаритов и массы. Поэтому в машинах предельной мощности напрашивается и другое конструктивное решение: применение криогенного охлаждения обмоток статора, чем достигается уменьшение габаритов машины, что, кроме очевидного снижения стоимости машины, приводит к повышению ее коммутационной надежности (уменьшается реактивная э. д. с.) Криогенное охлаждение возможно осуществить как использованием общего криостата, заключающего в себе все полюса машины, так и криостатированием полюсов отдельно один от другого. Ввиду того, что освещение этого вопроса не входит в задачу статьи, его подробный анализ здесь опущен.

Теоретические исследования, включающие, в частности, поверочные электрические расчеты ряда вариантов электрических машин предельной мощности при варьировании их электрических параметров, проведенные на кафедре «Электрические машины» Украинского заочного политехнического института, позволили сделать ряд предваритель-

ных выводов, важнейшими из которых являются следующие:

при применении криогенного охлаждения обмоток статора основные конструктивные и электрические узлы машины остаются в целом без изменения; изменяются лишь соотношения между размерами и в некоторых случаях материал этих узлов; в указанных машинах одновременно с криогенным охлаждением целесообразно применять рассмотренную выше модификацию якоря с немагнитным активным слоем, который целесообразно располагать или на цельном стальном сердечнике, или на втулке со спицами; в последнем варианте якорь конструктивно выполнен по подобию колеса.

Применение криогенного охлаждения обмотки возбуждения, в первую очередь, позволяет в значительной степени повысить магнитную индукцию в воздушном зазоре от рабочего потока машины. Этим обстоятельством в основном и достигается повышение мощности машины. Однако, есть предел повышения  $B_\delta$ , что обусловлено основным отрицательным фактором, присущим машинам с криогенным охлаждением обмотки возбуждения — резким увеличением коэффициента рассеяния главных полюсов. Расчеты показали, что значение индукции  $B_\delta$  в оптимальных вариантах проектируемых машин с криогенным охлаждением обмотки возбуждения равно примерно удвоенному значению  $B_\delta$  машин нормальной конструкции, при этом создаются предпосылки для удвоения мощности машины при тех же ее габаритах. Так, при пересчете электродвигателя  $P=700$  кВт,  $n=75/150$  об/мин,  $U=750$  В с обычного исполнения на рассматриваемое оптимальное значение индукции в воздушном зазоре составило примерно 18,1 Т (вместо 9,95 Т в исходной машине); коэффициент рассеяния в рассматриваемой конструкции принял значение 1,6 (вместо 1,15).

Как было показано выше, в связи с применением немагнитного активного слоя коммутационная способность машины должна увеличиваться более чем в два раза, и фактор коммутации не должен в данном случае ограничивать мощность машины, тем более, что повышение удельных нагрузок магнитной цепи не влияет непосредственно на коммутацию. Основным фактором, затрудняющим работу машины при рассматриваемом варианте выбора основных размеров и удельных нагрузок, являются потенциальные условия на коллекторе (напряжение между соседними коллекторными пластинами возрастает в два раза), а также повышение потерь в стали якоря (при стальном сердечнике) и, наконец, то обстоятельство, что повышение мощности машины достигается только за счет увеличения ее напряжения, а не тока.

Вторым возможным вариантом проектирования машин с криогенным охлаждением обмотки возбуждения является уменьшение активной длины якоря машины примерно в два раза. В этом случае мощность машины не увеличивается, повышается только степень ее использования. Потенциальные условия на коллекторе указанной модификации останутся без изменения. Однако в указанном варианте не решается основная проблема — повышение

мощности (момента) в единичном исполнении.

Если же рассмотреть третий вариант, когда при уменьшении активной длины якоря примерно в два раза во столько же раз повышается линейная нагрузка якоря  $A$ , то в таком случае можно достичь почти двойного увеличения мощности. Однако в указанном варианте возникает новая и едва ли преодолимая проблема — превышение температуры якорной обмотки. По результатам расчетов сделан вывод, что оптимальным является промежуточный вариант, когда  $B_\delta$  увеличивается приблизительно в два раза, но достигается это не только за счет увеличения рабочего потока, но и за счет некоторого уменьшения активной длины якоря, при этом коэффициент повышения единичной предельной мощности в машине указанной конструкции будет равен не 2, а иметь несколько меньшее значение.

Из изложенного следует, что основным фактором, ограничивающим предельную мощность ДПТ в единичном исполнении, являются потенциальные условия на коллекторе. Криогенное охлаждение обмотки возбуждения, не улучшая этих условий, позволяет лишь уменьшить габариты машины, поэтому наиболее актуальной задачей, стоящей при создании предельных по мощности машин, представляется проектирование надежно работающих многоходовых петлевых или лягушечьих обмоток с числом ходов  $m \geq 3$ . Относительно перспективы применения криогенного охлаждения трудно сделать определенный вывод, так как, кроме вполне очевидных преимуществ (снижение массы и уменьшение габаритов машины, а также повышение удельных нагрузок магнитной цепи), криогенное охлаждение обладает рядом недостатков, важнейшими из которых являются:

усложнение конструкции и снижение эксплуатационной надежности, связанное с появлением системы криостатов на статоре и необходимостью использовать громоздкую и неудобную в эксплуатации рефрижераторную установку;

необходимость соблюдения приближенного постоянства тока в обмотке возбуждения, в связи с чем возникают трудности по экранированию обмотки возбуждения от переменных полей при изменяющемся токе якоря, а также по обеспечению возможности регулирования частоты вращения двигателя вверх без опасности потери обмоткой возбуждения состояния сверхпроводимости.

По-видимому, затруднения, связанные с проблемой регулирования частоты вращения двигателя уменьшением тока обмотки возбуждения, являются главным фактором, осложняющим решение задачи применения криогенного охлаждения в рассматриваемой машине. Это обусловлено тем обстоятельством, что, имея ДПТ с неизменным током возбуждения, мы, по сути говоря, лишаем его всех тех основных преимуществ, которыми он обладает. Однако, на наш взгляд, указанное обстоятельство еще не свидетельствует окончательно о бесперспективности применения криогенного охлаждения в двигателях коллекторного исполнения предельной мощности.

**Выводы.** 1. Наиболее перспективным конструктивным вариантом исполнения ДПТ предельной мощности является исполнение его якоря с не-

магнитным активным слоем, что позволяет не только в значительной степени улучшить коммутационную надежность машины, но и, как впервые указывается в этой статье, улучшить потенциальные условия на коллекторе.

2. При применении криогенного охлаждения обмотки возбуждения в МПТ одной из главных проблем является резкое увеличение потоков рассеяния главных полюсов (от 1,25 до 1,7). При исследовании указанной системы охлаждения особого внимания заслуживают вопросы, связанные с возможностью возникновения бросков тока в якорной

обмотке, а также возможностью регулирования частоты вращения двигателя изменением тока возбуждения.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Толкунов В. П. Теория и практика коммутации машин постоянного тока. — М.: Энергия, 1979.
2. Петров Г. Н. Электрические машины. — М.: Госэнергоиздат, 1947.
3. Толкунов В. П., Файнштейн М. Б. Проблема создания машин постоянного тока большой мощности с немагнитным активным слоем. — Электричество, 1968, № 8.
4. Ипатов П. М. Многоходовые обмотки якорей электрических машин постоянного тока. — Л.: Наука, 1965.

[30.01.80]

УДК 621.311.019.3.001.24

## Устойчивость решения задач теории надежности

ФАРХАДЗАДЕ Э. М., канд. техн. наук, МАМЕД-ВЕЛИЕВ В. К., инж.

Баку

Проблема устойчивости решения задач теории надежности в настоящее время привлекает все большее внимание [Л. 1]. Дело в том, что большинство существующих методов расчета надежности опирается на предположения, что все необходимые распределения и исходные данные, известны точно. В действительности же ни распределения, ни их параметры мы точно не знаем. Все они могут быть получены лишь статистически. Более того, мы не всегда уверены в однородности статистических данных.

Малое число событий отказа, а в ряде случаев и полное отсутствие статистических данных о надежности элементов системы, обуславливают определенный риск принятия ошибочного решения. Соглашаясь со случайным характером точечных оценок показателей надежности элементов системы  $P^*_e$ , эмпирических функций распределения интервалов времени работы и простоя в ремонте [ $F^*_e(\tau)$ ], авторы работ по расчетам надежности и эффективности функционирования систем тем не менее исходят из располагаемых статистических оценок  $P^*_e$  и  $F^*_e(\tau)$ . При этом считается, что возможные отклонения соответствующих характеристик надежности систем  $P^*_e$  и  $F^*_e(\tau)$  от «истинных» значений не окажут определяющего влияния на результат сопоставления вариантов. Обсуждая эту проблему, Б. В. Гнеденко в предисловии к [Л. 1] писал: «Спрашивается, насколько можно доверять результатам расчета? Не может ли случиться так, что из-за ошибок, допущенных нами в исходных распределениях, мы получим значительные расхождения в результатах? Иными словами, нам важно знать, будут ли устойчивы решения задач теории надежности?»

Решение по выбору варианта путем их сопоставления по точечным оценкам  $P^*_e$  и  $F^*_e(\tau)$  во многих случаях оправдано, если отсутствуют ограничения на численные значения  $P_e$  или единовременные затраты  $Z_e$  (здесь подразумевается, что мо-

гут сопоставляться системы, включающие элементы с различной надежностью, и изменение  $P^*_e$  и  $F^*_e(\tau)$  этих элементов может привести к изменению результата сопоставления).

При реальном проектировании и эксплуатации энергосистем приходится считаться с ограниченной величиной единовременных затрат и все чаще и полнее с нормативами надежности [Л. 2—4]. Результат решения тогда будет зависеть от абсолютных значений оценок  $P^*_e$  и  $Z^*_e$ , что в свою очередь определяется  $P^*_e$  и  $F^*_e(\tau)$ . Целью настоящей статьи является привлечение внимания специалистов к проблеме устойчивости решения задач теории надежности, показ взаимосвязи результата решения по выбору варианта исполнения системы и численных значений показателей надежности элементов, разработки пути преодоления указанных трудностей.

Учитывая сложность, остроту и актуальность проблемы устойчивости решения, исследования проводятся на известном и хорошо апробированном примере [Л. 5]. Рассматривается восстановливаемая резервированная система, состоящая из  $M_0$  последовательно соединенных рабочих и  $r$  резервных однотипных элементов. При отказе любого из  $(M_0+r)$  элементов обслуживающая система из  $L$  бригад проводит их восстановление. Замена отказавшего элемента на резервный проводится мгновенно. Отказ системы происходит при отказе  $(r+1)$  элементов. Процесс функционирования описывается системой из  $(r+1)$  дифференциальных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} P'_0(t) &= n_0 \lambda P_0(t) + m_0 \mu P_1(t); \\ &\dots \\ P'_k(t) &= -(n_k \lambda + m_k \mu) P_k(t) + \\ &+ n_{k+1} \lambda P_{k-1}(t) + m_{k+1} \mu P_{k+1}(t); \\ &\dots \\ P'_{r+1}(t) &= -m_{r+1} \mu P_{r+1}(t) + n_r \lambda P_r(t), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где

$$k=0, (r+1); n_k = M_0 + (r-k)\xi;$$

$$\sum_{k=0}^{r+1} P_k(t) = 1.$$

Сопоставлялись системы с ограниченным восстановлением ( $L=1$ ) с ненагруженным, облегченным и нагруженным резервом и с неограниченным восстановлением ( $L \geq r+1$ ) с ненагруженным и нагруженным резервом, обозначенными соответственно ( $C1-C5$ ), значениями  $M_0=2$  и  $r=2$ .

Выбор варианта будем проводить по критерию непревышения вероятности отказа системы  $Q_c$  заданного нормативного значения  $Q_n$  и минимума приведенных затрат. В качестве упрощающего предположения примем, что рост надежности систем достигается за счет увеличения приведенных затрат.

Вероятность отказа систем  $Q_c$  определялась при решении уравнения (1) по стандартной программе. Для интенсивности отказа элементов  $\lambda=0,01$  1/ч, интенсивности восстановления  $\mu=1$  1/ч и интервала  $\Delta t=500$  ч., принятых в соответствии с исходными данными [Л. 5], получены следующие действительные значения  $Q_c$ :  $Q_{c1}=0,126 \cdot 10^{-3}$ ;  $Q_{c2}=0,235 \cdot 10^{-3}$ ;  $Q_{c3}=0,372 \cdot 10^{-3}$ ;  $Q_{c4}=0,645 \cdot 10^{-3}$ ;  $Q_{c5}=1,9 \cdot 10^{-3}$ .

Исследование устойчивости решения по выбору варианта системы проведены для следующих трех условных значений норматива вероятности отказа  $Q_n$ :  $Q_{n1}=0,1 \cdot 10^{-3}$ ;  $Q_{n2}=0,5 \cdot 10^{-3}$  и  $Q_{n3}=1 \cdot 10^{-3}$ . Таким образом, для норматива  $Q_n$  ни одна из систем не удовлетворяет предъявляемым требованиям ( $Q_{n1} < Q_{c1} \leq 5$ ), для  $Q_{n2}$  должна быть выбрана третья система ( $Q_{c3} < Q_{n2} < Q_{c4}$ ), а для  $Q_{n3}$  — четвертая система ( $Q_{c4} < Q_{n3} < Q_{c5}$ ).

В реальных условиях действительные значения  $\lambda$  и  $\mu$  не известны, а вероятность отказа вычисляется по оценкам  $\lambda^*$  и  $\mu^*$ , определяемым по статистическим данным эксплуатации или специальных испытаний. При этом обычно  $\lambda^* \neq \lambda$  и  $\mu^* \neq \mu$ . Последнее обуславливает соответствующее отклонение оценок  $Q^*_c$  от  $Q_c$ . В качестве примера в табл. 1 приведены значения  $Q^*_c$  для каждого из вариантов при некоторых случайных значениях  $\lambda^*$  и  $\mu^*$ . Оценки  $\lambda^*$  и  $\mu^*$  моделировались специальной программой расчета и могут быть представлены как оценки показателей надежности, полученных по нескольким независимым каналам. В табл. 1 приведены также результаты выбора варианта для нормативов  $Q_{n2}$  и  $Q_{n3}$  (одна звездочка — выбранный вариант для  $Q_{n2}$ , две звездочки — для  $Q_{n3}$ ), которые

Таблица 1

Условный номер системы	Расчетные вероятности отказа системы $Q_c \cdot 10^{-3}$			
	$\lambda^* = 0,0126$ $\mu^* = 1,342$	$\lambda^* = 0,022$ $\mu^* = 0,706$	$\lambda^* = 0,0052$ $\mu^* = 0,889$	$\lambda^* = 0,0148$ $\mu^* = 1,141$
C1	0,108	3,3	0,025	0,28*
C2	0,20	6,1	0,047	0,52
C3	0,32*	9,5	0,075	0,82**
C4	0,61**	13,7	0,12	1,51
C5	1,8	39,4	0,36**	4,42

Таблица 2

Условный номер системы	Значения оценок вероятности отказа системы $Q_c \cdot 10^{-3}$ при фиксированной величине $\bar{\mu}$ и граничных значениях $\lambda_p$ в зависимости от коэффициента доверия $P$				
	$P = 0,6$	$P = 0,7$	$P = 0,8$	$P = 0,9$	$P = 0,95$
C1	0,14	0,22	0,46*	2,68	4,65
C2	0,26	0,40*	0,85**	4,91	8,45
C3	0,41*	0,64**	1,34	7,66	13,1
C4	0,72**	1,11	2,33	13,6	13,4
C5	2,12	3,26	6,81	38,7	66,0

показывают, что результат решения по выбору варианта системы чувствителен к изменению численных значений оценок  $\lambda^*$  и  $\mu^*$ .

При  $Q_n=Q_{n2}$ ,  $\lambda^*=0,0052$  1/ч и  $\mu^*=0,889$  1/ч будет выбрана пятая система, а для  $\lambda^*=0,022$  1/ч и  $\mu^*=0,706$  1/ч — ни одна из систем не удовлетворяет предъявляемым требованиям по надежности. Напомним, что правильное решение при неслучайных параметрах  $\bar{\lambda}$  и  $\bar{\mu}$  — это выбор третьей системы.

Предположим далее, что по данным эксплуатации или специально проведенным испытаниям получены оценки  $\lambda^*=n/(M \cdot \Delta t)$  и  $\mu^*=n \left/ \left( \sum_{i=1}^n t_{bi} \right) \right.$ ,

где  $n$  — число отказов;  $M$  — число элементов;  $\Delta t$  — интервал времени наблюдения;  $t_{bi}$  — реализация длительности простоя в ремонте.

Чтобы учесть случайный характер этих оценок, рассчитаем и построим фидуциальные распределения  $F(\lambda)$  и  $F(\mu)$  [Л. 6]. По этим данным для ряда значений коэффициентов доверия  $P$  вычислим квантили распределений  $\lambda_p$  и  $\mu_p$ . Заметим, что оценки  $\lambda^*$  и  $\mu^*$  также входят в множество квантилий соответственно для функций  $F(\lambda)$  и  $F(\mu)$ , а  $P(\lambda_p < \lambda^*) = F(\lambda^*)$  и  $P(\mu_p < \mu^*) = F(\mu^*)$ . Подставляя  $\lambda_p$  и  $\mu_p$  в (1), вычислим вероятности отказа систем и проанализируем чувствительность результата решения по выбору варианта в функции  $P$ . Результаты одного из таких расчетов приведены в табл. 2 для  $\lambda=0,01$  1/ч;  $\Delta t=500$  ч;  $\bar{\mu}=1$  1/ч (одна звездочка означает выбранный вариант системы по  $Q_{n2}$ , две звездочки — вариант по  $Q_{n3}$ ).

Как следует из этой таблицы, уже при  $P \geq 0,7$ , выбираются системы с избыточной надежностью. Переход к гарантированным значениям  $Q_{cP}$  связан с выбором системы с большими приведенными затратами. Существенное преимущество перехода к  $Q_{cP}$  заключается в том, что  $P \approx P(\lambda < \lambda_p)$ , а следовательно, и  $P \approx P(\bar{Q}_c < Q_{cP})$ . Иначе говоря, исходя из неравенства  $Q_{cP} < Q_n$  с вероятностью  $P$ , мы можем быть уверены в том, что действительное значение  $Q_c$  не превышает  $Q_n$  и нами выполняется основное требование критерия при выборе варианта системы.

Вероятность отказа  $Q^*_c$ , вычисляемая по оценкам  $\lambda^*$  и  $\mu^*$ , также соответствует некоторому коэффициенту доверия  $P=F(Q_c/\lambda^*, \mu^*)$ , т. е. также гарантирует соотношение  $Q_c < Q^*_c$ . Величина  $P$  здесь зависит от характера распределения  $F(\lambda)$ , т. е. от  $n$ ,  $M$  и  $\Delta t$ . Чем больше данных, тем  $P$  мень-

ше отличается от 0,5. Для  $\lambda \Delta t \ll 1$  величина  $P \approx 0,5$ , если  $n \geq 5$ .

Таким образом, если  $Q_c$  вычислена по точечным оценкам показателей надежности элементов  $\lambda^*$  и  $\mu^*$  и норматив надежности  $Q_n$  включается в доверительный интервал, для  $Q_c^*$ , то утверждение, что  $Q_c^*$  не хуже  $Q_n$  (при  $Q_c \approx Q_n$ ) будет справедливо в лучшем случае на 50%. Иначе говоря, риск принятия ошибочного решения о соответствии надежности предъявляемым требованиям, неоправданно велик, а вопрос о целесообразности принятия решения по точечным ( $Q_c^*$ ) или гарантированным значениям  $Q_{CP}$  сводится к выбору коэффициента доверия  $P$ .

Приведенные рассуждения носили более иллюстративный, чем количественный характер, поскольку необходимо опираться не на отдельные реализации  $\mu^*$  и  $\lambda^*$ , а на закон их распределения.

Прежде чем перейти к исследованию основного вопроса — количественной оценки устойчивости решения, сформулируем основные показатели этой оценки. Символическая запись критерия принятия решения имеет вид

$$Q_{CP(i-1)} < Q_{CPi} \leq Q_n < Q_{CP(i+1)},$$

в соответствии с которым принимается  $i$ -я система, которая удовлетворяет как требованию надежности работы ( $Q_{CPi} \leq Q_n$ ), так и минимуму приведенных затрат ( $Q_{CP(i-1)} < Q_{CPi}$ ).

Для этого критерия возможны два типа ошибочных решений: решение, приводящее к нарушению требования обеспечения минимума приведенных затрат, и решение, приводящее к выбору варианта с надежностью, не удовлетворяющей нормативу. В частности, ошибка первого типа имеет место при увеличении коэффициента доверия  $P$ .

Обозначим ошибки 1- и 2-го типов соответственно через  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$ .

Чтобы вычислить оценки  $\alpha_1^*$  и  $\alpha_2^*$ , необходимо знать функции распределения  $F(Q_{CP})$ . Расчет этих функций был проведен на ЦВМ по следующему алгоритму:

для фиксированных  $\bar{\lambda}$ ,  $\bar{\mu}$ ,  $M$ ,  $\Delta t$  при экспоненциальном законе распределения случайных величин длительности исправной работы и простоя в ремонте, моделируются оценки  $\lambda^*$  и  $\mu^*$ ;

по результатам моделирования вычисляются граничные значения одностороннего доверительного интервала  $\lambda_P$  для ряда  $P$ ;

по стандартной подпрограмме расчета системы уравнений (1) находятся оценки вероятности отказа системы, соответствующие точечным оценкам параметров  $\lambda^*$  и  $\mu^*$  и параметрам  $\lambda_P$  и  $\mu_P$  с заданным  $P$ .

Заметим, что предположение об одинаковой надежности элементов системы позволило отказаться от этапа расчета  $Q_{CP}$  путем «разыгрывания» случайных значений  $\lambda$  и  $\mu$  по их распределениям  $F(\lambda)$  и  $F(\mu)$ , решения системы уравнений (1) и построения функций распределения  $F(Q_c)$ . Для принятого предположения гарантированным значениям  $\lambda_P$  однозначно соответствуют  $Q_{CP}$ .

Эти операции были повторены многократно, а затем была построена эмпирическая функция рас-

пределения путем размещения  $Q$  в порядке возрастания.

Полученные значения квантилей  $F(Q_{CP})$  показывают, что разброс значений  $Q_{CP}$  доходит до четырех порядков. С увеличением  $P$  степень разброса снижается. Характер  $F(Q_{CP})$  асимметричный, что связано с асимметрией  $F(\lambda)$ . Определим теперь  $F_i(Q_{n,j})$  с  $i=1,5$ ;  $j=1,3$ . Расчеты удобно проводить по графическому отображению функций  $F(Q_{CP})$ .

Вероятность выбора системы с наибольшим  $Q_c$  (в рассматриваемом случае системы с нагруженным резервом и ограниченным восстановлением)  $P_5 = F_5(Q_n)$ . Значение вероятности  $P_5$  зависит от  $P$  и с ростом  $P$  уменьшается. Вероятность выбора  $i$ -й системы ( $i=4, 3, 2, 1$ )  $P_i = [F_i(Q_n) - F_{i+1}(Q_n)]$ .

Расчеты показали, что с ростом  $P$  относительное число случаев, при которых ошибочное решение приводит к увеличению единовременных затрат  $\alpha_1$  возрастает, а величина  $\alpha_2$  уменьшается.

Увеличение  $P$  до  $P=0,9$  практически не изменяет  $P_n$  — относительное число случаев, когда принимаемое решение правильно (за исключением  $P_n$  для  $Q_{n2}$ , когда  $P_n$  возрастает). Начиная с  $P=0,95$  наблюдается некоторое снижение  $P_n$  для  $Q_{n2}$  и  $Q_{n3}$ . Заметим, что абсолютные значения  $P_n$  для  $Q_{n2}$  и  $Q_{n3}$  достаточно малы, а вероятность принятия ошибочного решения, когда показатель надежности системы будет ниже норматива, наибольшая для точечных оценок. Так, если решение принимается по  $\lambda^*$  и  $\mu^*$  для  $Q_n$  значение  $\alpha_2=0,54$ , для  $Q_{n2}=-0,56$ , а для  $Q_{n3} \alpha_2=0,52$ . Переход к  $P=0,95$  снижает  $\alpha_2$  до 0,1; 0,1 и 0,06 соответственно.

Сопоставим теперь преимущества и недостатки расчета по точечным и гарантированным оценкам. Главное преимущество расчета по точечным оценкам — простота, возможность расчета ручным способом. Алгоритм расчета с учетом случайного характера исходных данных сложен и реализуется на ЦВМ. Главный недостаток расчета по точечным оценкам — большая величина риска принятия ошибочного решения о соответствии надежности системы предъявляемым требованиям.

При  $P=0,95$  и  $Q_{n1}=Q_{n2}$  величина  $\alpha_2$  уменьшается с 0,56 (для точечных оценок  $Q_c$ ) до 0,1. При этом  $\alpha_1$  возрастает соответственно с 0,34 до 0,81. Таким образом, уменьшение  $\alpha_2$  происходит за счет увеличения  $\alpha_1$ . Вероятность  $P_n$  снижается практически очень мало. Так, для  $Q_{n2}$  величина  $P_n$  снижается с 0,10 до 0,09, а для  $Q_{n3}$  — с 0,19 до 0,14.

Рассматриваемые системы характеризуются малой вероятностью отказа ( $\bar{Q}_c \leq 10^{-3}$ ), и для них можно сделать заключение: если требование к надежной работе системы основное, иначе говоря, нарушение норматива надежности недопустимо, необходим переход к гарантированным значениям показателей надежности.

Результаты моделирования позволяют ответить и на вопрос, как должны задаваться нормативы «поузловой надежности» [Л. 2] — в виде одного числа или интервала возможных значений. Если норматив задается в виде интервала, необходимо оговорить правило принятия решения по выбору варианта из числа систем, численные значения показателя надежности которых «попали» в этот

интервал. Очевидно, что должна выбираться система с меньшими приведенными затратами.

Предположим, что интервал норматива  $(0,5 \div 1,5)Q_{h2}$ , т. е. граничные значения соответственно равны  $Q_{h1}$  и  $Q_{h3}$ . Условимся под  $\psi$ -й реализацией результата испытания систем понимать квантили распределений  $F(Q_c)$  при условии

$$S_\psi = F_1(Q_{C1\psi}) = F_2(Q_{C2\psi}) = F_3(Q_{C3\psi}) = F_4(Q_{C4\psi}) = \\ = F_5(Q_{C5\psi}), \text{ где } S_\psi = \psi / N_{\text{оп}}, N_{\text{оп}} = 250.$$

Для всех  $S_\psi < F_5(Q_{h1})$  решение однозначно — должна быть выбрана пятая система. Рассмотрим теперь реализацию  $S_{\psi_1}$ , для которой квантили распределений  $F_4(Q_c)$  и  $F_5(Q_c)$  находятся в интервале  $[Q_{h1}, Q_{h3}]$ . Применяя правило выбора, находим, что условию минимума приведенных затрат удовлетворяет пятая система. Эта же система будет выбрана для всех  $S_\psi \leq F_5(Q_{h3})$ . Рассмотрим теперь реализацию  $S_{\psi_2}$ . Для этой реализации квантили распределений  $F_1(Q_c) \div F_4(Q_c)$ , предположим, находятся в интервале  $[Q_{h1}, Q_{h3}]$ ; но, поскольку четвертая система требует наименьших приведенных затрат, то она и будет выбрана. Если для  $Q_{h2}$  ее выбор ограничивался интервалом  $[F_5(Q_{h2}), F_4(Q_{h2})]$ , то теперь — интервалом  $[F_5(Q_{h3}), F_4(Q_{h2})]$ .

И, наконец, для реализации  $S_{\psi_3}$ , когда  $F(Q_{h3}) > S_\psi > F(Q_{h2})$ , будет выбрана первая система как единственная попадающая в интервал  $[Q_{h1}, Q_{h3}]$ . Заметим, что для  $Q_{h2}$  эта реализация показателя надежности первой системы не удовлетворяла требованиям надежности. Таким образом, замена  $Q_{h2}$  на интервал  $[Q_{h1}, Q_{h3}]$  адекватна изменению  $Q_{h2}$  до  $Q_{h3}$ .

**Выводы.** 1. Наличие ограничений на допустимые численные значения показателей надежности проектируемой системы обуславливает высокую вероятность ошибочного решения при выборе варианта путем сопоставления показателей надежности систем, рассчитанных по точечным оценкам показателей надежности элементов. Чем статистических данных меньше, тем вероятность ошибочного решения больше.

2. Если выбор системы, не удовлетворяющей требованию надежности, недопустим или же дополнительные затраты от надежности существенно превышают приведенные затраты, выбор варианта исполнения системы целесообразно выполнить по показателям надежности, вычисленным с заданным коэффициентом доверия  $P$ , — по гарантированным значениям.

3. Переход к гарантированным с  $P=0,9$  показателям надежности системы, практически не изменяя вероятности правильного решения, в несколько раз снижает вероятность выбора ненадежной системы. Увеличение  $P \geq 0,95$  ведет к снижению вероятности правильного решения (которое по абсолютной величине мало), но и к уменьшению вероятности выбора ненадежной системы до единиц процентов.

4. Поскольку точечная оценка показателя надежности системы включается в множество значений, ограниченное граничными значениями доверительного интервала этого показателя с коэффициентом доверия  $P$ , вопрос о целесообразности ориентации на точечные или гарантированные значения сводится к выбору целесообразных значений  $P$ .

5. Нормативы показателей надежности систем при выборе варианта по гарантированным значениям аналогичных показателей должны задаваться не интервалом возможных изменений, а одним числом.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Гнеденко Б. В., Козлов Б. А., Ушаков И. А. О роли и месте теории надежности в процессе создания сложных систем. — В сб. «Теория надежности и массовое обслуживание», М., «Наука», 1969.
- Мелентьев Л. А. Оптимизация развития и управления больших систем энергетики. М., «Высшая школа», 1976.
- Веников В. А. Проблема надежности работы энергосистем и задачи теории и эксперимента с ней связанные. — В сб. «Доклады на II Всесоюзном научно-техническом совещании по устойчивости и надежности энергосистем СССР», М., «Энергия», 1969.
- Веников В. А., Руденко Ю. Н., Соловьев С. А. Задачи исследования надежности электроэнергетических систем. Изв. АН СССР «Энергетика и транспорт», 1973, № 5.
- Рябинин И. А. Основы теории и расчета надежности судовых электротехнических систем. Л., «Судостроение», 1971.
- Кендалл М. Дж., Стюарт А. Статистические выводы и связи. Пер. с англ., М., «Наука», 1973.

[10.07.79]

УДК 621.311.001.57:621.316.726

## Моделирование энергосистемы для выбора автоматической частотной разгрузки

ЩЕРБИНА Ю. В., доктор техн. наук, МЕЛЬНИК В. П., канд. техн. наук,  
РОЙТЕЛЬМАН И. Г., инж.

Киев

В настоящее время автоматическая частотная разгрузка (АЧР) признана общесистемной автоматикой, обязательной для энергосистем всех уровней. Выбор объемов и уставок АЧР должен обеспечивать восстановление нормального режима при всех

возможных ситуациях появления дефицита активной мощности с минимальным аварийным недоотпуском электроэнергии потребителям. При этом должны быть соблюдены нормативные ограничения глубины снижения частоты и времени работы с по-

нижненной частотой, не должна нарушаться устойчивость работы электрической системы и др. [Л. 1]. Существенные неприятности могут возникать из-за неоднозначности условий работы устройств АЧР, вызванной различными характеристиками нагрузок, неодинаковыми реакциями регуляторов и форсировкой возбуждения синхронных машин, различиями в составе включенных линий электропередач в различных аварийных ситуациях и т. п. Все это требует проверки эффективности АЧР (с точки зрения ее размещения) при различных исходных условиях работы и видах аварий.

Обычно расчеты АЧР выполняются в два этапа. На первом этапе производится выбор объемов АЧР—I, АЧР—II и дополнительной разгрузки по различным факторам [Л. 2]. При этом от анализа местных аварий переходят к общим (энергорайон, более крупный район, энергосистема и т. д.). Выбранный объем разгрузки распределяют, с одной стороны, по уставкам очередей и, с другой, по узлам энергосистемы. На втором этапе производится проверка правильности и эффективности работы АЧР в различных ситуациях. Сложность соответствующих расчетов и большое количество рассматриваемых вариантов требуют применения ЦВМ.

Используемые в настоящее время программы анализа работы АЧР и частотного АПВ (ЧАПВ) [Л. 3 и др.] при подробном моделировании рассматриваемой системы аварийной разгрузки и учете различных видов резервов мощности представляют электрическую систему эквивалентными генераторами и нагрузкой и не учитывают взаимное движение агрегатов (межмашинные качания), влияние изменений уровней напряжений и некоторые другие факторы, от которых зависит характер послеаварийного переходного процесса. Существенным недостатком этой группы программ следует считать также отсутствие возможности моделирования действия автоматики, реагирующей на уровни напряжений в узлах, на значения перетоков и на появление асинхронного хода. Широко применяемые программы анализа динамической устойчивости [Л. 4 и др.] не имеют указанных недостатков, однако располагают ограниченными возможностями в части моделирования АЧР и ЧАПВ, ввода резервов мощности, учета явлений, возникающих при значительных отклонениях частоты. Необходимая точность численного решения дифференциальных уравнений обеспечивается в этих программах на интервалах не более 30 с. В то же время расчет АЧР требует рассмотрения процессов длительностью до 90 с, а расчет ЧАПВ с учетом реакции котлоагрегатов и их систем регулирования — до нескольких минут.

Таким образом, возникает необходимость разработки программ анализа длительных переходных процессов в электроэнергетических системах с учетом взаимного влияния отдельных электростанций, электрической сети и узлов нагрузки, обеспечивающих возможности детального отображения устройств АЧР и резервов мощности, учета явлений, происходящих при значительных отклонениях частоты, моделирования автоматики, реагирующей на режимы работы элементов электрических сетей.

Решение поставленной задачи в принципе возможно с помощью обычных методов анализа динамической устойчивости; однако при этом необходимо учесть ряд дополнительных требований.

Чтобы избежать недопустимого накопления погрешности численного решения уравнений динамики на значительных интервалах времени, необходим метод интегрирования высокой точности.

Решающее влияние узлов нагрузки на переходный процесс при больших дефицитах мощности требует использования расчетных характеристик нагрузок, близких к реальным. Это приводит к нелинейности задачи расчета квазистационарного режима на шаге интегрирования. Метод расчета квазистационарного режима должен быть быстродействующим и обеспечивать получение результата при любых дефицитах активных и реактивных мощностей.

Для правильного отображения явлений, происходящих при снижении частоты, желателен учет переходных процессов в турбине, тепловой части, системе питания котлов и др., а также в соответствующих системах автоматического регулирования.

Программа анализа АЧР должна обеспечивать возможность проведения серии расчетов с последовательным уточнением уставок и размещения ступеней разгрузки, а также взаимодействовать с другими программами анализа режимов электрических систем на единой информационной базе. Необходимо обеспечить автоматическое выделение в памяти ЦВМ дефицитного энергорайона, охватывающего произвольную часть энергосистемы при разнообразных авариях, и предусмотреть ряд других сервисных функций для многократных расчетов.

Необходимо полное представление в ЦВМ различных категорий аварийной разгрузки (АЧР—I, АЧР—II, дополнительная аварийная разгрузка по фактором возникновения дефицита мощности, дополнительная аварийная разгрузка по напряжению<sup>1</sup> и т. п.), соответствующих видов АПВ нагрузки, прочей противоаварийной автоматики. При этом должна обеспечиваться возможность рассмотрения совмещенного запуска автоматики от различных датчиков с выполнением разнообразных комбинаций логических условий И, ИЛИ, НЕ. Необходимо учесть возможность автоматического перевода генераторов из режима синхронных компенсаторов в активный режим, устройств частотного пуска генераторов и др.

Анализ длительного переходного процесса при дефициатах активной мощности целесообразно разделить на две стадии: моделирование с момента возмущения нескольких десятков секунд переходного процесса с учетом межмашинных качаний для анализа АЧР и моделирование последующих нескольких минут процесса с учетом реакции тепловой части электростанций для анализа ЧАПВ. На втором этапе можно пренебречь взаимным движением агрегатов, но необходимо учитывать уровни напряжений в узлах нагрузок. Рассматриваемая ниже модель является результатом первого этапа

<sup>1</sup> По ряду причин разгрузка по напряжению применяется в энергосистемах достаточно редко.

исследования поставленной задачи и использует ряд упрощающих допущений, которые в дальнейшем могут быть устранины.

В соответствии с общепризнанной практикой пренебрегаем изменением параметров пара перед турбиной и снижением производительности питательных насосов. При этом станции, не имеющие врачающегося резерва мощности, представляются постоянными мощностями турбин. При наличии врачающегося резерва необходим учет автоматических регуляторов скорости и частоты. Не рассматриваются электромагнитные процессы в генераторах, но учитывается форсировка возбуждения, существенно влияющая на уровни напряжений в узлах нагрузок. Электрические нагрузки представляются статическими характеристиками по напряжению и частоте.

Перспективным методом решения рассматриваемой задачи представляется имитационное моделирование электрической системы на ЦВМ. В основе имитационного моделирования лежит известный в кибернетике системно-структурный подход. При этом исследуемый объект расчленяется на составные элементы, представляемые в ЦВМ с помощью информационных и функциональных моделей. Информационные модели отражают мгновенные состояния элементов в фиксированные моменты времени. Функциональные модели отрабатывают динамику изменения информационных моделей и взаимодействуют между собой в соответствии с отображающей объект сетью причинно-следственных связей. Разработанная авторами модель электрической системы для анализа переходных процессов при дефицитах мощности развивает идеи и методы, изложенные в [Л. 5] для моделирования установившихся режимов.

Электрическая сеть разделяется на зоны, связанные с априорно выбранными опорными пунктами. В качестве опорных пунктов выбираются электростанции. Каждая зона имеет вид дерева. Контуры схемы начала зон и связи между зонами замыкаются с помощью хорд. Обеспечено автоматическое выделение в памяти ЦВМ дефицитной части энергосистемы и автоматическое построение конфигурационной модели, отражающей взаимодействие всех элементов выделенной расчетной схемы.

Структурная схема имитационной модели показана на рис. 1. Текущие значения э. д. с. генераторов  $E_g$  и токов нагрузок  $I_h$  являются входными воздействиями модели электрической сети. В результате расчета квазистационарного режима определяются напряжения узлов  $U_s$  и токи генераторов  $I_g$ , которые оказываются реакциями модели сети и выступают входными воздействиями для моделей нагрузок и генераторов. Векторы  $E_g$  при моделировании переходного процесса изменяют свои углы  $\delta$  в соответствии с движением роторов относительно синхронных осей. Мощности турбин  $m_t$  при наличии врачающегося резерва изменяются под действием первичных и вторичных регуляторов ( $\sigma$ ,  $\sigma_2$  — статизмы,  $T_s$ ,  $T_2$  — постоянные времени). Скольжения генераторов  $s$  возникают из-за небалансов моментов на валах турбин ( $\omega_0$  — синхронная угловая скорость,  $T_j$  — постоянные инерции,  $D$  — демпферные моменты). Частота системы  $f_c$  определяется

как функция скольжения генераторов. Модель АЧР контролирует параметры режима и при выполнении соответствующих условий изменяет мощности нагрузок  $S_h$ . Форсировка возбуждения приближенно учитывается воздействием на э. д. с.  $E_g$ .

В соответствии с физическим соотношением скоростей переходных процессов выделены три вложенных в друг друга моделирующих процессы: внешний (самый медленный), отображающий электромеханические переходные процессы в генераторах, промежуточный процесс, отображающий свойства нагрузок, и внутренний процесс передачи напряжений и токов по схеме сети. Промежуточный и внутренний моделирующие процессы алгоритмически объединены в блок расчета квазистационарных режимов.

Внутренний моделирующий процесс выполнен аналогично [Л. 5]. Предусмотрен учет зависимости реактивных сопротивлений от частоты. Для ускорения расчета в качестве хорд выбираются участки с наибольшими приведенными сопротивлениями. Процесс, моделирующий свойства нагрузок, построен с учетом требований данной задачи. Регулирующие свойства нагрузок отображаются воздействием на токи  $I_h$ , вычисляемые в зависимости от способа моделирования нагрузки. Предусмотрено представление нагрузок статическими характеристиками по напряжению и частоте, постоянной мощностью или постоянной проводимостью, причем в зависимости от уровней напряжений в процессе расчета возможен автоматический переход от одних моделей к другим. Кроме того, предусмотрено представление нагрузки постоянными значениями модуля тока и угла сдвига фаз между напряжением и током. Эта модель является обобщением известного представления электропотребления, широко используемого при расчетах распределительных сетей с тяговой нагрузкой. В районных сетях напряжения узлов в переходном процессе существенно различаются по фазе, поэтому следует фиксировать не фазу тока, а разность фаз между током и напряжением этого же узла. Обозначив фазу вектора напряжения через  $\psi_u$ , а неизменную разность фаз

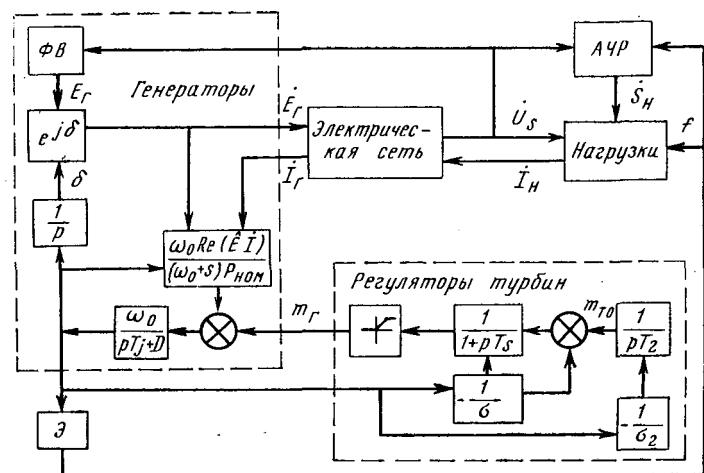


Рис. 1. Структурная схема имитационной модели электрической системы.

между током и напряжением через  $\phi_n$ , можем записать

$$I_n = |I_n| e^{j(\phi_n - \phi_n)}. \quad (1)$$

Упрощенный учет нагрузки величинами  $|I_n| = \text{const}$  и  $\phi_n = \text{const}$  при пониженном напряжении точнее отображает ее свойства, чем условие  $Y_n = \text{const}$ , являясь при этом более благоприятным и с вычислительной точки зрения. Моделирование нагрузки статической характеристикой является корректным, если напряжение узла не ниже  $(0,6 \div 0,8) U_{\text{ном}}$  [Л. 6]. При нарушении этого условия в программе работы ЦВМ предусмотрен автоматический переход к представлению нагрузки постоянной проводимостью либо постоянными значениями модуля тока и угла сдвига фаз.

При значительных снижениях напряжения происходит разгрузка электрической системы вследствие самоотключения контактных аппаратов, срабатывания защит минимального напряжения и технологических защит. Это явление моделируется в программе уменьшением значений  $|I_n|$  или  $Y_n$  на заданную величину при снижении напряжения до  $0,6U_{\text{ном}}$ . Неодновременность разгрузки в каждом

узле может быть учтена приближенно апериодическим звеном первого порядка. Для ускорения итерационного расчета квазистационарного режима использована линейная аппроксимация итерируемых величин. Итерационный процесс продолжается до тех пор, пока приращения токов не станут меньше заданной величины.

Внешний моделирующий процесс отображает динамические свойства синхронных генераторов и их регуляторов. Для интегрирования уравнений движения использован метод Рунге-Кутта 4-го порядка. Четырехкратный расчет правых частей дифференциальных уравнений и отсутствие экстраполяции неинтегрируемых величин на каждом шаге обеспечивают высокую точность моделирования. Расчеты асимптотических оценок погрешности, проведенные на реальных схемах, показали, что разработанная модель обеспечивает приемлемую точность вычисления частот и относительных углов генераторов на интервале от 60 до 90 с с шагом  $0,05 \div 0,1$  с. Расчетами также установлено, что погрешность численного интегрирования уравнений регуляторов турбин оказывает значительно меньшее влияние на точность моделирования процесса в целом. Это позволяет применить для моделирования первичных и вторичных регуляторов менее точный, но более простой метод рекуррентных соотношений. Согласно рис. 1 уравнения регуляторов с учетом начальных условий имеют вид:

$$T_2 \frac{d}{dt} (m_{t_0} - m_{t_0}(0)) = -\frac{s}{\omega_0 \sigma_2}; \quad (2)$$

$$T_s \frac{d}{dt} (m_t - m_t(0)) = m_{t_0} - m_t - \frac{s}{\omega_0 \sigma}, \quad (3)$$

где  $m_{t_0}(0)$  и  $m_t(0)$  — значения мощностей на выходе вторичного и первичного регуляторов в момент времени  $t_0$ . Рассматривая достаточно малый интервал времени  $\Delta t$ , можно считать, что входное воздействие в течение указанного интервала остается неизменным, т. е.  $s = s(0)$ . Тогда уравнения (2) и (3), записанные в области изображений и решенные относительно входных переменных, принимают вид:

$$m_{t_0} = m_{t_0}(0) - \frac{s(0)}{\omega_0 \sigma_2 T_2}; \quad (4)$$

$$m_t = \frac{p T_s}{1 + p T_s} m_t(0) + \frac{1}{1 + p T_s} \left( m_{t_0}(0) - \frac{s(0)}{\omega_0 \sigma} \right). \quad (5)$$

Выполняя обратный переход во временную область и предполагая, что  $t_0 = t_i$  и  $t = t_i + \Delta t = t_{i+1}$ , где  $i$  — текущий индекс шага моделирования, приходим к рекуррентным соотношениям:

$$m_{t_0}^{(i+1)} = m_{t_0}^{(i)} - \frac{\Delta t s^{(i)}}{\omega_0 \sigma_2 T_2}; \quad (6)$$

$$m_t^{(i+1)} = m_{t_0}^{(i)} + (m_t^{(i)} - m_{t_0}^{(i)}) e^{-\frac{\Delta t}{T_s}} - \frac{s^{(i)}}{\omega_0 \sigma} \left( 1 - e^{-\frac{\Delta t}{T_s}} \right). \quad (7)$$

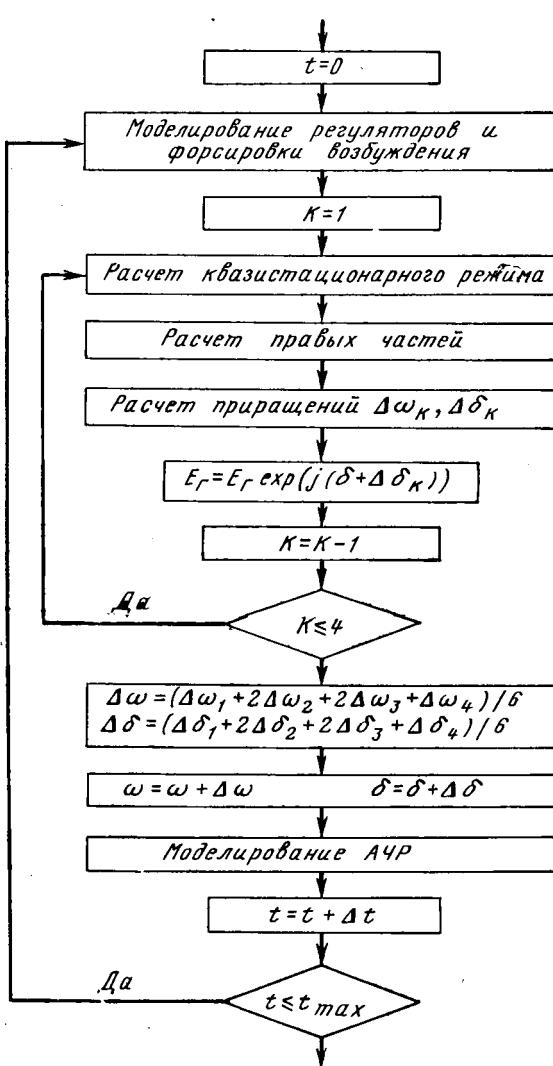


Рис. 2. Блок-схема алгоритма моделирования переходного процесса.

Модель АЧР предусматривает возможность учета АЧР-І, АЧР-ІІ, ЧАРВ и дополнительной аварийной разгрузки. Предельное число очередей 400. Предусмотрен учет раздельного и совмещенного действия различных устройств разгрузки, а также учет перестройки их уставок возврата. Возможно моделирование работы АЧР как по средней частоте системы, так и по мгновенным значениям частот в узлах подключения соответствующих очередей. Погрешность, обусловленная дискретностью вычисления частоты, уменьшается линейной аппроксимацией соответствующих значений в промежуточных точках и изменением шага интегрирования при коммутациях.

Алгоритм основного блока моделирования переходного процесса в дефицитной энергосистеме показан на рис. 2. Модель реализована на ЦВМ в виде многофазной программы, входящей в состав пакета прикладных программ для анализа электрических режимов энергосистем. Пакет использует общий банк данных. Предельный объем энергосистемы: 200 пунктов, 300 участков, 50 генераторов. Сопоставительные расчеты переходных процессов на тестовой схеме ЦДУ ЕЭС СССР показали удовлетворительное совпадение с результатами, полученными по программам анализа динамической устойчивости Института электродинамики АН УССР (УДАР-2) и КГИ. Анализ результатов моделирования ряда аварийных ситуаций, реально наблюдавшихся в энергосистемах, также подтверждает правильность работы программы.

Расчеты с использованием предлагаемой модели выполняются на ЦВМ в следующем порядке. Вначале, задавая отключение соответствующих связей, выполняют анализ местных аварий без АЧР. В результате получают информацию для определения суммарного объема разгрузки, ориентировочных значений уставок и мест размещения конкретных устройств. Одновременно определяется необходимость применения дополнительной разгрузки. Затем следует провести анализ переходных процессов с учетом АЧР и при необходимости скорректировать выбранные параметры. После этого необходимо имитировать ряд общесистемных аварий для проверки принятых решений. Если АЧР своими действиями нарушает устойчивость или не обеспечивает приемлемые послеаварийные режимы, производится дальнейшая корректировка размещения и уставок противоаварийных устройств.

Программа внедряется в ряде энергосистем. Основную часть промышленных расчетов составляет анализ местных аварий по энергорайонам, содержащим 10—40 пунктов, 1—5 эквивалентных генераторов. Расход машинного времени ЦВМ ЕС-1022 при моделировании таких энергорайонов составляет 0,1—1 мин на 1 с переходного процесса. Анализ общесистемных аварий связан с меньшим числом расчетов, но требует рассмотрения схем, объем которых близок к предельному. Расход машинного времени при этом составляет 5—7 мин на 1 с переходного процесса.

Опытно-промышленные расчеты, проведенные для конкретных условий функционирования реаль-

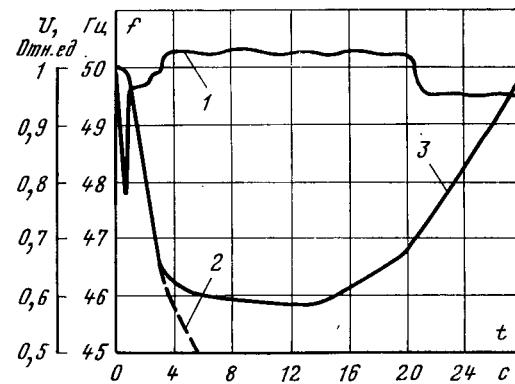


Рис. 3. Изменение частоты и напряжения в нагруженному узле при форсировке возбуждения.

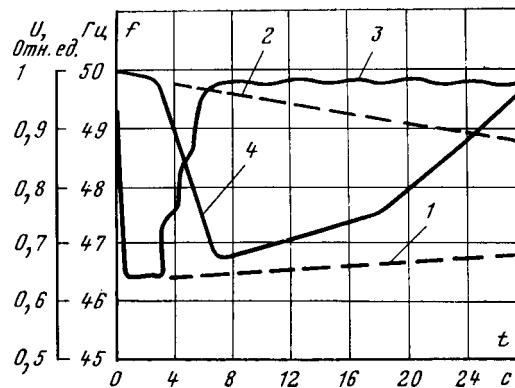


Рис. 4. Изменение частоты и напряжения в нагруженному узле при дополнительной разгрузке по напряжению.

ных энергосистем, показывают, что в вопросах размещения и выбора уставок АЧР и дополнительной разгрузки решающее значение имеют количественные соотношения противодействующих факторов. Качественный анализ, опирающийся на инженерный опыт, не может учесть такие соотношения. Программы расчета АЧР на основе частотной динамической характеристики системы также не могут отразить все многообразие возможных ситуаций.

Для иллюстрации целесообразности моделирования на ЦВМ дефицитных энергосистем с учетом взаимодействия их составных частей можно рассмотреть два характерных случая, наблюдавшихся в промышленных расчетах.

1. Дефицит реактивной мощности обуславливает снижение напряжений в генерирующих узлах. Это приводит к срабатыванию форсировки возбуждения, что вызывает некоторый подъем напряжений у потребителей (рис. 3, кривая 1). При этом увеличивается дефицит активной мощности и наблюдается глубокое снижение частоты (кривая 2). Ликвидация аварии обеспечивается работой АЧР-І и АЧР-ІІ (кривая 3). Снятие форсировки при  $t=20$  с (кривая 1) происходит после разгрузки системы и поэтому не вызывает значительного снижения напряжений.

2. Дефицит реактивной мощности вызывает снижение напряжений в районе мощных потреби-

телей (рис. 4, кривая 1) и уменьшает потребляемую ими активную мощность. Это приводит к уменьшению дефицита мощности, вследствие чего частота «зависает» на уровне, который выше начальной уставки АЧР-1 (кривая 2). В системе имеется дополнительная разгрузка по напряжению. По истечении выдержки времени, равной 3 с, производится отключение части потребителей в узлах, напряжение которых оказалось ниже заданной уставки. В результате напряжение в этих узлах восстанавливается до нормального значения (кривая 3), потребляемая активная мощность увеличивается, и частота начинает резко снижаться (кривая 4), достигая уставок срабатывания очередей АЧР-1. При  $t=7,5$  с снижение частоты приостанавливается, а затем действием АЧР-2 она возвращается в допустимые пределы. В условиях сложных изменений режима, возникающих при ликвидации аварий средствами АЧР и дополнительной разгрузки по различным факторам, возможны неправильные действия других видов системной автоматики. Предлагаемая модель предоставляет возможность обнаружения, анализа и предотвращения таких ситуаций. Проведенные расчеты позволили в ряде случаев выявить и устранить несогласованность действий делительной автоматики по частоте с действием АЧР.

Таким образом, разработанная имитационная модель позволяет проводить подробный анализ электромеханических переходных процессов длительностью от 60 до 90 с в дефицитных энергосистемах с учетом АЧР и другой противоаварийной автоматики методом модельного эксперимента

на ЦВМ. Это дает возможность в дальнейшем повысить надежность современных энергосистем. Реализация модели на единой информационной базе с другими программами анализа режимов электроэнергетических систем в сочетании с автоматическим выделением в памяти ЦВМ дефицитных энергорайонов позволяет включить разработанную модель в общие технологические схемы проектирования энергосистем, выбора уставок и размещения противоаварийной автоматики, анализа причин произошедших аварий и др. В перспективе рассмотренные принципы построения имитационной модели могут быть использованы при создании систем ЦВМ — управления аварийными ситуациями в энергосистемах в реальном времени.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Портной М. Г., Рабинович Р. С. Управление энергосистемами для обеспечения устойчивости. — М.: Энергия, 1978. 352 с.
2. Методические указания по автоматической частотной разгрузке (АЧР). — М.: СЦНТИ ОРГРЭС, 1972. 66 с.
3. Полонская М. А., Рабинович Р. С. Программа расчета переходного процесса изменения частоты в энергосистеме с учетом действия АЧР и ЧАПВ для ЭВМ 3-го поколения. — Труды ВНИИЭ, 1978, вып. 56, с. 116—126.
4. Общая характеристика комплексной программы расчета устойчивости сложных энергосистем/ Лоханин Е. К., Усков А. В., Васильева О. Н. и др. — Труды ВНИИЭ, 1976, вып. 51, с. 28—34.
5. Щербина Ю. В., Баженов В. А. Кибернетическая модель электрической системы на основе метода разрезания контуров. — Электричество, 1977, № 9, с. 72—74.
6. Гуревич Ю. Е., Либова Л. Е. Расчетные модели нагрузки для анализа устойчивости электрических систем. — Труды ВНИИЭ, 1976, вып. 51, с. 204—215.

[04.10.79]

УДК 621.313.391.001.2

## Оптимальное проектирование индукторных генераторов

ЛЕДОВСКИЙ А. Н., СУГРОБОВ А. М., кандидаты техн. наук

Москва

В последние годы проявляется повышенный интерес к исследованию и практическому использованию индукторных генераторов с дробным числом полюсов и фазу  $q$  (рис. 1). Достоинства, определяемые бесконтактностью электромагнитной части этих машин, высокими механическими свойствами вращающихся элементов конструкции, хорошими регулировочными свойствами, технологичностью и возможностью выполнения на повышенные частоты, предопределили тенденцию их применения в маломощных автономных системах электроснабжения.

Как показывает практика, наиболее важной характеристикой источников энергии маломощных систем электроснабжения является их масса. Что касается к. п. д. генератора, то величина его менее чувствительна к изменению независимых переменных, причем минимум массы генератора располагается в области его максимального к. п. д.

Приведенные в статье рекомендации по выбору независимых переменных основаны на расчете серии индукторных генераторов мощностью от 250 Вт

до 3 кВт с частотой вращения от 12 000 до 60 000 об/мин. Полученные рекомендации были подтверждены экспериментальными исследованиями макетных образцов индукторных генераторов. Использование на практике предложенных рекомендаций позволяет уменьшить машинное время поиска минимума массы генератора до 30 мин.

Задача оптимального проектирования подразумевает поиск экстремума функции оптимизации, зависящей от  $n$ -го количества переменных при ряде ограничений (лимитеров), накладываемых на функцию оптимизации, а следовательно, и на переменные, тепловым режимом, технологией, конструкцией машины, прочностными свойствами материалов и т. д. Полный перебор переменных с целью отыскания экстремума функции оптимизации даже при использовании современных ЦВМ затруднителен, т. к. требует значительного машинного времени. Уменьшить машинное время поиска экстремума функции оптимизации можно следующим образом: применением математических методов поиска экстремума нелинейной функции; уменьшением коли-

чества переменных путем составления уравнений связи между лимитерами и переменными; ограничением возможного диапазона изменения независимых переменных. Первый путь достаточно хорошо разработан и, в частности, может осуществляться с помощью метода динамического программирования, обеспечивающего удовлетворительные результаты при анализе электрических машин [Л. 1]. Что касается второго и третьего путей, то применительно к индукторным генераторам они практически не нашли отражения в литературе. Поэтому данная статья посвящена разработке уравнений связи и ограничению возможного диапазона изменения независимых переменных этих машин в зависимости от конкретных начальных условий.

При проектировании электрических машин обычно оговариваются следующие данные: мощность  $P_n$ , число фаз  $m$ ; коэффициент мощности  $\cos\varphi$ ; напряжение  $U_n$ ; частота вращения  $n_p$ ; частота  $f$ ; максимальный перегрев обмотки  $t$ . В качестве функции оптимизации индукторных генераторов, используемых в автономных электросистемах, как правило, выступает масса машины. Рассмотрим возможные направления поиска минимума массы генератора.

**Полный перебор независимых переменных, определяющих массовые показатели машины.** К ним относятся: число пазов на полюс и фазу  $q$ ; относительное зубцовое деление ротора

$$\tau_z = \tau_z / \delta = \pi D_p / (z_p \delta)$$

( $D_p$  — диаметр активной части ротора,  $\delta$  — минимальный воздушный зазор;  $z_p$  — число зубцов ротора); коэффициент зубцового перекрытия  $\alpha_z$ ,  $\alpha_z = b_{zp} / \tau_z$  — отношение ширины зубца ротора к зубцовому делению ротора  $\tau_z$ ; коэффициент скоса зубцов ротора  $\alpha_{sk}$ ; число пакетов генератора  $s$ ; конструктивный коэффициент  $\lambda_i = l_i / D_p$  ( $l_i$  — длина активной части ротора); индукция в зубце статора  $B_z$ ; линейная нагрузка  $A$ ; плотность тока в обмотке якоря  $j_a$ ; плотность тока в обмотке возбуждения  $j_b$ .

Подобный подход к поиску экстремума функции оптимизации целесообразно использовать при проектировании машин с кратковременным режимом работы, когда практически можно исключить из рассмотрения тепловой режим. Расчет генератора в этом случае может осуществляться по алгоритму, приведенному в приложении.

**Связь одной из независимых переменных с тепловым режимом при длительном режиме работы.** Обычно в качестве такой переменной выступает плотность тока в обмотке возбуждения, которая в этом случае определяется из выражения

$$j_b = \frac{ts_{oxl}\alpha_{oxl} - P_c - P_a}{F_{b0}\pi D_p (1 + \hat{h}_{zc} + \hat{h}_{jc})}, \quad (1)$$

где  $s_{oxl}$  — поверхность охлаждения;  $\alpha_{oxl}$  — коэффициент теплоотдачи;  $P_c$  — потери в стали;  $P_a$  — потери в меди обмоток якоря;  $F_b$  — м. д. с. возбуждения;  $\rho_t$  — удельное сопротивление меди;  $h_{zc} = h_{zc} / D_p$  — относительная высота зубца статора;  $h_{jc} = h_{jc} / D_p$  — относительная высота ярма статора.

Относительная высота зубца статора определяется из условия обеспечения требуемой модуляции

Вологодская областная научная библиотека

ляции магнитного потока [Л. 2]:

$$\hat{h}_{zc} = 40 \div 60 \frac{\pi}{z_p \tau_z} \quad (2a)$$

и из условия размещения обмоток якоря в пазу:

$$\hat{h}_{zc} = \frac{A}{j_a k_m (1 - 2m\alpha_z) D_p}, \quad (2b)$$

где  $k_m$  — коэффициент заполнения паза якоря медью;

$$\hat{h}_{jc} = \frac{\pi}{2z_p} \alpha_z. \quad (3)$$

**Ограничение мощности возбуждения.** Источники питания автономных электросистем, как правило, работают в комплекте с полупроводниковыми регуляторами напряжения. Поэтому ток в обмотке возбуждения проектируемого генератора не должен превышать максимально допустимого для регулятора значения, определяемого характеристиками транзисторов. В этом случае удается исключить из числа независимых переменных плотность тока в обмотке якоря.

При заданной мощности возбуждения  $P_b$  плотность тока в обмотке якоря определяется из выражения

$$j_a = \frac{ts_{oxl}\alpha_{oxl} - P_c - P_b}{4m\alpha_z s p_t \omega D_p (\lambda_i + l_{pl}) I},$$

где  $\omega$  — число витков в катушке якоря;  $l_{pl} = l_{pl} / D_p$  — относительная длина лобового вылета;  $I$  — ток якоря.

Плотность тока в обмотке возбуждения определяется по формуле

$$j_b = \frac{P_b}{F_{b0}\pi D_p (1 + \hat{h}_{zc} + \hat{h}_{jc})}.$$

Необходимо отметить, что подобный подход к оптимизации маломощных источников питания с электромагнитным возбуждением нашел широкое применение. Это связано с тем, что при  $500 \leq P_n \leq 3000$  Вт масса регулятора напряжения не превышает 20% массы генератора. Однако строгое решение задачи оптимизации источника питания требует проведения оптимизации машины в совокупности с регулятором напряжения. При решении такой задачи в качестве независимой переменной может выступать мощность возбуждения,

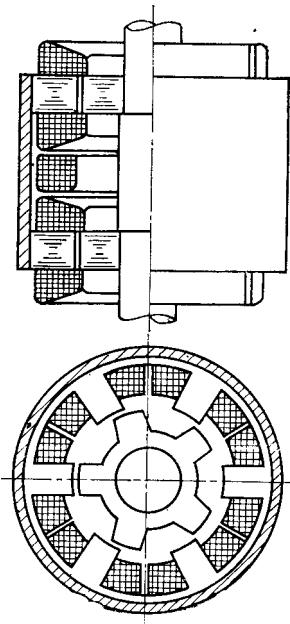


Рис. 1. Эскиз магнитной цепи трехфазного одноименнополюсного индукторного генератора.

что позволяет разбить задачу на две подзадачи при нехватке оперативной памяти машины [Л. 1]. Одной из подзадач является оптимизация машины, другой — оптимизация регулятора. В качестве связи между подзадачами может выступать мощность возбуждения.

**Ограничение по индукции в вале  $B_v$ .** Индукция в вале генератора определяется значениями независимых переменных, на которые проектируется генератор. Естественно, что при некоторых сочетаниях независимых переменных индукция в вале может значительно превышать значения индукций, соответствующих «колену» кривой намагничивания стали. При таких индукциях величина м. д. с. возбуждения резко возрастает, что увеличивает массу машины. Поэтому при проектировании генератора целесообразно ограничить индукцию в вале некоторым, вполне определенным, значением (например  $B_v < 2T$ ). В этом случае диапазон изменения одной из независимых переменных (например конструктивного коэффициента  $\lambda_i$ ) при конкретных значениях остальных независимых переменных оказывается ограниченным:

$$0 < \lambda_i < [\lambda_i];$$

$$0 < \lambda_i < \frac{B_v}{B_z} \frac{(1 - 2\hat{h}_{zp}^* - 2\hat{h}_{jp}^*)^2}{4m\hat{q}k_c\alpha_z(1 + \lambda_{\delta\pi+\theta}/\lambda_{\delta\theta})},$$

где  $\hat{h}_{zp}^* = \frac{h_{zp}}{D_p}$  — относительная высота зубца ротора;  $\hat{h}_{jp}^* = \frac{h_{jp}}{D_p}$  — относительная высота ярма ротора;  $k_c$  — коэффициент заполнения пакетов статора и ротора сталью;  $\lambda_{\delta\theta}$ ,  $\lambda_{\delta\pi+\theta}$  — удельные (на единицу длины проводимости межзубцового пространства на зубцовом делении статора при углах  $\theta$  и  $\pi+\theta$  между максимумами проводимости и потока (см. приложение);

$$\hat{h}_{zp}^* = 40 \div 60 \frac{\pi}{z_p \tau_z}; \quad (4)$$

$$\hat{h}_{jp}^* = \frac{\pi \alpha_z}{2z_p}.$$

В первом приближении можно принять  $\lambda_{\delta\theta} = \lambda_{\max}$ ,  $\lambda_{\delta\pi+\theta} = \lambda_{\min}$ , где  $\lambda_{\max}$ ,  $\lambda_{\min}$  — максимальная и минимальная удельные (на единицу длины) проводимости межзубцового пространства на зубцовом делении статора.

**Проектирование на заданный внешний диаметр генератора  $D_r$ .** Иногда техническим заданием на проектирование индукторных генераторов специально оговаривается, что внешний диаметр машины не должен превышать некоторого значения. В этом случае в качестве одной из независимых переменных целесообразно использовать внешний диаметр генератора  $D_r$ . При заданном внешнем диаметре генератора диаметр расточки ротора

$$D_p = \frac{b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a},$$

Благодаря универсальности

а длина активной части пакета ротора

$$l_i = \frac{4}{\pi} \frac{P\bar{V}_p}{D_p^2},$$

где  $P = P_n/\cos \varphi$  — мощность генератора;  $\bar{V}_p = \frac{V_p}{P}$  — удельный (на единицу полной мощности) объем активной части ротора (см. приложение);

$$a = 1 + 2\hat{h}_{zc}^* + 2\hat{h}_{jc}^*;$$

$$b = D_r;$$

$$c = \frac{8}{\pi} \frac{B_z}{B_k} \frac{P\bar{V}_p}{D_r} \alpha_z k_c \left( 1 + \frac{\lambda_{\delta\pi+\theta}}{\lambda_{\delta\theta}} \right),$$

$\hat{h}_{zc}^*$  определяется по формуле (2а), а  $\hat{h}_{jc}^*$  — по формуле (3). Коэффициенты  $a$ ,  $b$  и  $c$  могут быть также определены следующим образом:

$$a = 1 + 2\hat{h}_{jc}^*;$$

$$b = D_r - 2h_{zc}^*;$$

$$c = \frac{8}{\pi} \frac{B_z}{B_k} \frac{P\bar{V}_p}{D_r} \alpha_z k_c \left( 1 + \frac{\lambda_{\delta\pi+\theta}}{\lambda_{\delta\theta}} \right),$$

где  $B_k$  — индукция в корпусе;  $\hat{h}_{zc}^* = h_{zc}^* D_p$ .

В дальнейшем примем за  $D_p$  меньшее значение диаметра ротора, полученное по этим формулам. Хотя приведенные выше уравнения связи и позволяют несколько сократить количество переменных, возможный диапазон изменения оставшихся переменных довольно широк. Поэтому попробуем ограничить диапазон изменения переменных, определяющих массу индукторных генераторов.

**Выбор числа пазов на полюс и фазу  $q$ .** В статье рассматриваются индукторные генераторы с дробным числом пазов на полюс и фазу. А так как к источникам питания автономных электросистем предъявляются повышенные требования к форме кривой напряжения [Л. 3], то, если это возможно, следует выбирать такие значения  $q$ , при которых отсутствуют четные гармоники в кривой напряжения [Л. 4]:

при  $m=1$   $q=1, 1/2, 1/3$ ;

при  $m=3$   $q=1/5, 1/7, 1/11, 2/13, 2/17$ .

**Выбор относительного зубцовового деления  $\tau_z$ .**

Относительное зубцовое деление  $\tau_z$  оказывает значительное влияние на массовые показатели машины. Из приведенных на рис. 2 зависимостей удельной массы генератора  $\bar{M}_r$  ( $\bar{M}_r = M_r/P$  — отношение массы генератора к полной мощности нагрузки) от  $\tau_z$  следует, что при увеличении  $\tau_z$  масса генератора уменьшается<sup>1</sup>. Подобный характер зависимости  $\bar{M}_r = f(\tau_z)$  связан с тем, что с ростом  $\tau_z$  несколько увеличивается переменная составляющая

<sup>1</sup> При построении графиков в настоящей статье использованы следующие исходные данные:  $P_n = 1000$  Вт;  $\cos \varphi = 0.9$ ;  $n_p = 12000$  об/мин;  $f = 3000$  Гц;  $P_v = 50$  Вт;  $j_v = 10^7$  А/м<sup>2</sup>;  $\lambda_{\delta\theta} = 0.3$ ;  $m = 3$ ;  $q = 1/5$ ;  $\alpha_z = 0.35$ ;  $A = 0.5$  [А].

потока в зубце [Л. 3] и при прочих равных условиях увеличивается диаметр вала

$$D_v = D_p - 2h_{zp}, \quad (5)$$

так как уменьшается высота зубца ротора  $h_{zp}$ . Увеличение диаметра вала приводит к уменьшению падения магнитного потенциала в вале, а следовательно, к уменьшению м. д. с. возбуждения. Поэтому целесообразно выбирать максимальное возможное по технологическим соображениям значение относительного зубцового деления.

**Выбор коэффициента зубцового перекрытия  $\alpha_z$ .** Величина  $\alpha_z$  оказывает наиболее существенное влияние на массу индукторных генераторов [Л. 5]. При увеличении  $\alpha_z$  масса генератора сначала уменьшается, достигая минимума при коэффициентах зубцового перекрытия, расположенных в диапазоне от  $\alpha_z = 0,35$  до  $\alpha_z = 0,4$ , а затем при дальнейшем увеличении  $\alpha_z$  — возрастает. Что касается удельного объема ротора, то минимум его достигается при  $\alpha_z = 0,4$ . Представление о характере зависимости удельной массы генератора  $\bar{M}_r$  от  $\alpha_z$  дает рис. 3. При проектировании индукторных генераторов необходимо выбирать коэффициент зубцового перекрытия в диапазоне от 0,3 до 0,4.

**Выбор угла скоса зубцов ротора  $\alpha_{sk}$ .** Для улучшения формы кривой напряжения выполняется скос зубцов ротора. Как показывают исследования [Л. 3 и 5] удовлетворительную форму кривой напряжения (коэффициент нелинейных искажений менее 8%) без значительного увеличения массы индукторных генераторов удается получить при  $\alpha_{sk} = \pi/4 \div \pi/2$  для генераторов с электромагнитным возбуждением;  $\alpha_{sk} = 2\pi/5 \div 2\pi/3$  для генераторов с возбуждением от постоянных магнитов.

**Выбор числа пакетов генератора  $s$ .** Возможно как однопакетное ( $s=1$ ), так и двухпакетное ( $s=2$ ) исполнение индукторных генераторов. Достоинствами однопакетных конструкций индукторных генераторов являются простота конструкции и возможность создания машины комбинированного возбуждения. Однако однопакетные конструкции обладают большей, по сравнению с двухпакетными, массой и худшей формой кривой напряжения.

**Выбор конструктивного коэффициента  $\lambda_i$ .** При выборе конструктивного коэффициента необходимо учитывать, что при уменьшении  $\lambda_i$  возрастает коэффициент  $k_E$  ( $k_E = E_\delta / U_n$  — отношение внутренней э. д. с. генератора к напряжению) и, следовательно, несколько возрастает масса генератора. Увеличение же коэффициента  $\lambda_i$  приводит к увеличению м. д. с. возбуждения ввиду роста падения магнитного потенциала в вале генератора. Исследования показывают, что применительно к одноименно-полюсным индукторным генераторам  $\lambda_i$  следует выбирать в пределах от 0,2 до 0,5 (см. рис. 4). При этом большие значения конструктивного коэффициента  $\lambda_i$  соответствуют меньшим индукциям в зубце и большим частотам.

**Выбор индукции в зубцах  $B_z$ .** Индукция в зубцах оказывает влияние практически на все показатели машины. Так, увеличение индукции в зубцах до значений, соответствующих «колену» кривой намагничивания, приводит к некоторому увеличению

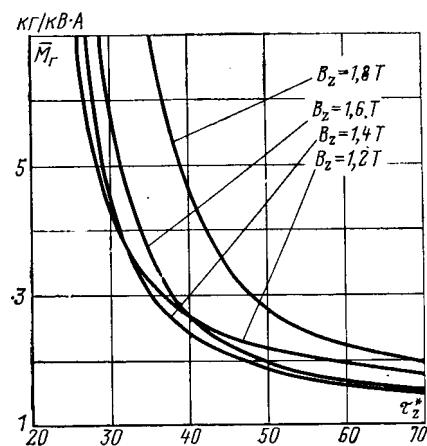


Рис. 2. Зависимость удельной массы генератора от относительного зубцового деления.

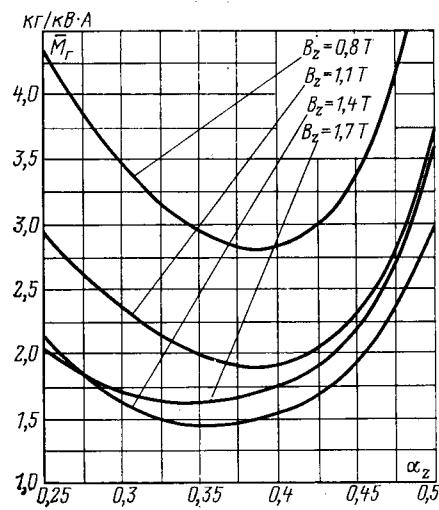


Рис. 3. Зависимость удельной массы генератора от коэффициента зубцового перекрытия.

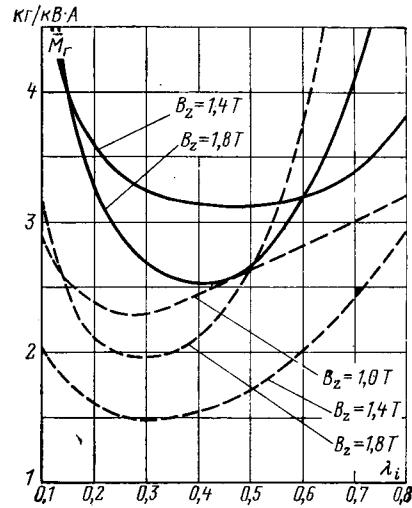


Рис. 4. Зависимость удельной массы генератора от конструктивного коэффициента. —  $f = 1000$  Гц; - - -  $f = 3000$  Гц.

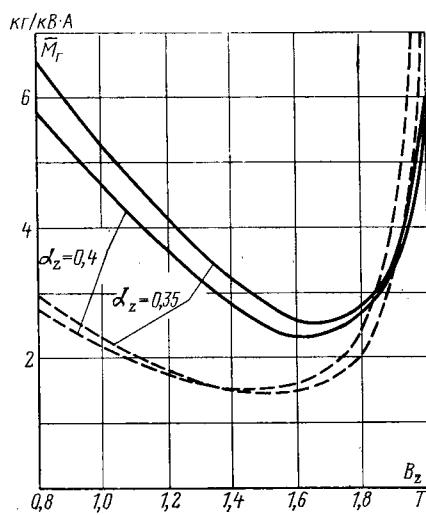


Рис. 5. Зависимость удельной массы генератора от индукции в зубцах. —  $f=1000$  Гц; — —  $f=3000$  Гц.

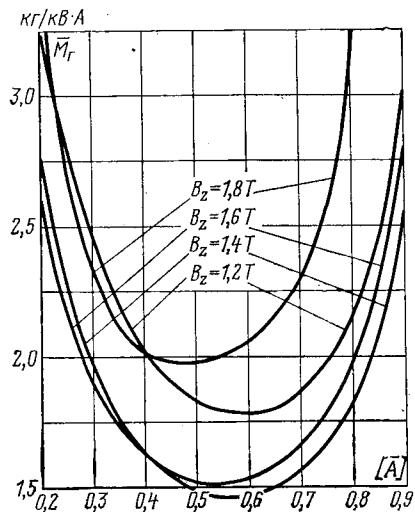


Рис. 6. Зависимость удельной массы генератора от линейной нагрузки.

коэффициента использования магнитного потока  $k_{ic}$  ( $k_{ic}=\Phi_1/\Phi_z$  — отношение первой гармоники потока к максимальному потоку в зубцах), уменьшению коэффициента  $k_E$ , активного сопротивления обмоток якоря, индуктивного сопротивления рассеяния, удельного объема ротора, м. д. с. возбуждения и массы генератора. Уменьшение м. д. с. возбуждения вызвано уменьшением м. д. с. якоря. Что касается падения м. д. с. в воздушном зазоре, то при  $\tau_z=\text{const}$  и индукциях, расположенных до «колена» кривой намагничивания, оно практически не зависит от  $B_z$ .

При дальнейшем увеличении индукции  $B_z$  (за «колено» кривой намагничивания) происходит резкое уменьшение коэффициента использования магнитного потока  $k_{ic}$ , увеличение падения м. д. с. в стали, воздушном зазоре, увеличение м. д. с. якоря, а, следовательно, увеличение м. д. с. возбужде-

ния, активного объема ротора и массы генератора. Зависимость удельной массы генератора от индукции в зубцах показана на рис. 5 (в расчетах «колено» кривой намагничивания соответствуют индукции  $B_z=1,5-1,6$  Т). Таким образом, минимум массы индукторных генераторов удается получить при индукциях, расположенных в пределах либо несколько выше «колена» кривой намагничивания.

**Выбор линейной нагрузки  $A$ .** В индукторных генераторах, для которых характерно наличие постоянной составляющей магнитного потока в зубцах, коэффициент использования магнитного потока существенным образом зависит как от величины, так и от характера нагрузки. В индукторных генераторах м. д. с. реакции якоря направлена таким образом, что увеличивает поток в зоне минимальной проводимости и уменьшает его в зоне максимальной проводимости. Уменьшение разницы между максимальным и минимальным потоками изменяет соотношение между постоянной составляющей и первой гармоникой магнитного потока в зубцах, что приводит к уменьшению коэффициента использования магнитного потока при нагрузке, по сравнению с его значением при холостом ходе.

На стадии проектного расчета для определения коэффициента использования магнитного потока можно воспользоваться выражением:

$$k_{ic} = k_{ic0} (1 - \bar{A}/\bar{A}_{kp}), \quad (6)$$

где  $k_{ic0}=\lambda_1/\lambda_{max}$  — коэффициент использования магнитного потока при холостом ходе ( $\lambda_1$  — первая гармоника проводимости межзубцового пространства);  $\bar{A}=A/B_z$  — соотношение между линейной нагрузкой и индукцией;  $\bar{A}_{kp}$  — критическое соотношение между электромагнитными нагрузками, при котором  $k_{ic}=0$ ;

$$\bar{A}_{kp} = \left( \frac{A}{B_z} \right)_{kp} = 2 \sqrt{2} m q \frac{k_c}{\gamma_0}; \quad (7)$$

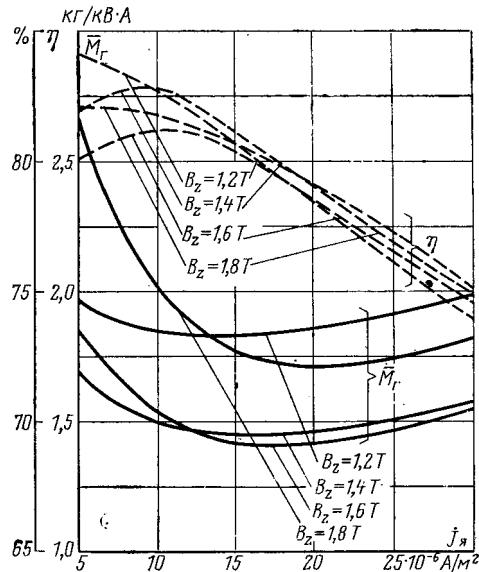


Рис. 7. Зависимость удельной массы и к. п. д. генератора от плотности тока в обмотке якоря.

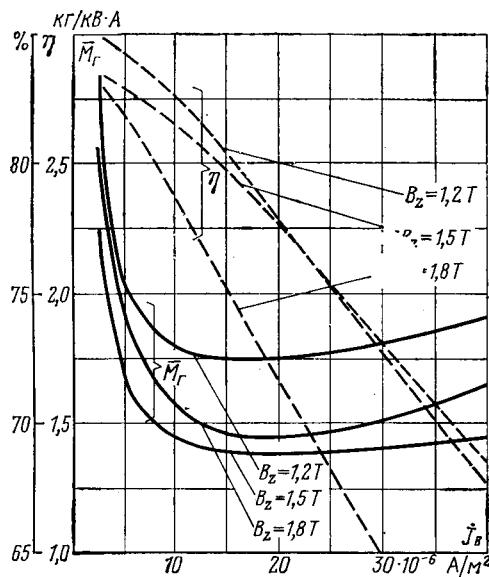


Рис. 8. Зависимость удельной массы и к. п. д. генератора от плотности тока в обмотке возбуждения.

$\gamma_0$  — коэффициент, зависящий от геометрии зубцовой зоны;

$$\gamma_0 = \frac{2\mu_0}{\alpha_z} \frac{\lambda_{\max} \lambda_{\min}}{\lambda_{\max} - \lambda_{\min}}. \quad (8)$$

Величина  $\bar{A}_{kp}$  является максимальным отношением  $A/B_z$  и может иметь место только при идеальном коротком замыкании, когда активное сопротивление и индуктивное сопротивление рассеяния равны нулю. В действительности эти сопротивления генератора отличны от нуля. Поэтому значения  $\bar{A} = A/B_z$ , которые могут быть реализованы в машине, меньше  $\bar{A}_{kp}$ . Назовем максимальное возможное значение соотношения между  $A$  и  $B_z$  предельным  $[\bar{A}]$ :

$$[\bar{A}] = \left[ \frac{A}{B_z} \right] = \frac{\bar{A}_{kp}}{\sqrt{2} \frac{\mu_0}{mq\lambda_i \alpha_z k_c k_{ic0}} (\lambda_{pi} \lambda_i + \lambda_{pl}^* \lambda_{il}) \bar{A}_{kp} + 1},$$

где  $\lambda_{pi}$ ,  $\lambda_{pl}$  — удельные проводимости пазового и лобового рассеяния [Л. 6 и 7].

Как показывают исследования, минимум удельной массы генератора можно получить при выборе

$$A = (0,3 \div 0,6) [\bar{A}] B_z.$$

Здесь большие значения линейной нагрузки соответствуют большим  $\cos \varphi$  и большим частотам.

В качестве примера на рис. 6 приведены зависимости удельной массы генератора от линейной нагрузки при  $\cos \varphi = 0,9$ ,  $f = 3000$  Гц.

#### Выбор плотности тока в обмотке якоря $j_a$ .

Характерной особенностью рассматриваемых генераторов с открытыми пазами статора является тот факт, что высота зубца статора выбирается из двух условий: обеспечения требуемой модуляции магнитного потока (2а) и обеспечения площади под обмотку якоря (2б). Расчеты серии индукторных генераторов мощностью  $P_n = 500 \div 3000$  Вт показывают (рис. 7), что при увеличении  $j_a$  свыше  $2 \times$

$\times 10^7$  А/м<sup>2</sup> масса генератора не уменьшается, а к. п. д. падает. Поэтому целесообразно выбирать  $j_a = 2 \cdot 10^7$  А<sup>2</sup>/м. В генераторах меньшей мощности, а также при закрытых пазах статора плотность тока в обмотке якоря может быть выше.

**Выбор плотности тока в обмотке возбуждения  $j_b$ .** Изменение плотности тока в обмотке возбуждения изменяет массу генератора. Однако при  $j_b > 2 \times 10^7$  А/м<sup>2</sup> масса генератора практически не уменьшается, так как удельная масса обмотки возбуждения в общей массе генератора при таких значениях  $j_b$  незначительна. В то же время к. п. д. генератора падает (рис. 8), поэтому  $j_b \leq 2 \cdot 10^7$  А/м<sup>2</sup>.

**Приложение.** Алгоритм расчета одноименнополюсного индукторного генератора.

Диаметр ротора

$$D_p = \sqrt[3]{\frac{4 \cdot P V_p}{\pi \lambda_i}}, \quad (\Pi-1)$$

где

$$\bar{V}_p = \frac{15 \sqrt{2}}{\pi^2} \frac{k_E}{AB_z k_{ic} k_c \alpha_z s n_p}. \quad (\Pi-2)$$

На стадии проектного расчета коэффициент использования магнитного потока может быть определен из выражений (6) — (8).

Ширина зубцов ротора и статора

$$b_{zp} = b_{zc} = \frac{\pi D_p}{z_p} \alpha_z.$$

Высота зубцов ротора определяется из выражения (4). Высота зубцов статора определяется из выражений (2а) и (2б).

Число витков в катушке  $w$  и фазе  $\omega_f$  якоря:

$$w = \frac{\pi D_p A}{4mqz_p I}; \quad w_f = 2qz_p s w.$$

Для определения м. д. с.  $F_z$ , приложенной к зубцовой зоне, воспользуемся уравнением

$$F_z = \frac{\Phi_z}{\mu_0 I_i \lambda_{i\theta}} + H_z (h_{zc} + h_{zp}) + \sqrt{2} I w \sin \varphi',$$

где  $\Phi_z$  — максимальный поток в зубцах;  $H_z$  — напряженность магнитного поля в зубцах при индукции  $B_z$ ;  $\theta$  — угол между максимумами магнитного потока и проводимости;

$$\Phi_z = B_z \frac{\pi D_p}{z_p} \alpha_z I_i k_c;$$

$$\theta = \arccos \frac{1 + x_{aq}^* \sin \varphi'}{\sqrt{1 + 2x_{aq}^* \sin \varphi' + x_{aq}^{*2}}};$$

$$\beta_0 = \frac{\lambda_0}{\lambda_{\max}}, \quad \beta_2 = \frac{\lambda_2}{\lambda_{\max}};$$

$$\varphi' = \arctg \frac{z_h \sin \varphi + x_s}{z_h \cos \varphi + R_r},$$

где  $\lambda_0$ ,  $\lambda_2$  — постоянная составляющая и вторая гармоника проводимости межзубцового пространства;  $\varphi'$  — угол между током и внутренней э. д. с.;  $z_h$  — полное сопротивление нагрузки;  $x_s$ ,  $R_r$  — индуктивное и активное сопротивления обмоток якоря [Л. 7 и 8].

После определения м. д. с.  $F_z$  необходимо уточнить значение коэффициента использования магнитного потока  $k_{ic}$ , входящего в выражение (П-2). Для этого строятся зависимости потока в зубце  $\Phi_z$  от угла поворота ротора  $\alpha$ . Коэффициент  $k_{ic}$  определяется из выражения  $k_{ic} = \Phi_1 / \Phi_z$ , где  $\Phi_1$  — первая гармоника потока в зубце. Если полученное значение коэффициента  $k_{ic}$  не совпадает с рассчитанным ранее, то необходимо повторить расчет генератора, задавшись вновь полученным значением коэффициента  $k_{ic}$ .

Диаметр вала определяется из выражения (5), а толщина корпуса из выражения

$$\Delta_k = \frac{\Phi_b}{B_k \pi (D_p + 2h_{zc} + 2h_{jc})},$$

где  $\Phi_b$  — поток в корпусе генератора;  $\Phi_b = mqz_p (\Phi_{z\theta} + \Phi_{z\pi+\theta}) \sigma_b$ ;  $\Phi_{z\theta}$ ,  $\Phi_{z\pi+\theta}$  — потоки при углах  $\theta$  и  $\pi + \theta$  между осевыми линиями зубцов ротора и статора;  $\sigma_b$  — коэффициент, учитывающий рассеяние магнитного потока ( $\sigma_b = 1,05 - 1,1$ ).

Определение м. д. с. возбуждения:

$$F_b = sF_z + F_k + F_{val},$$

где  $F_k$ ,  $F_{val}$  — падение м. д. с. в корпусе и вале;

$$F_k = H_k \left[ \frac{s}{2} \lambda_i D_p + l_b + \frac{\pi D_p}{z_p} (1 - \alpha_z) \right];$$

$$F_{val} = H_b \left[ \frac{s}{2} \lambda_i D_p + l_b + \frac{\pi D_p}{z_p} (1 - \alpha_z) \right];$$

$H_k$ ,  $H_b$  — напряженности магнитного поля в корпусе и вале при индукциях  $B_k$  и  $B_b$  соответственно;  $l_b$  — длина обмотки возбуждения,

$$l_b = \frac{F_b}{j_b k_{m,b} (h_{zc} + h_{jc})};$$

$k_{m,b}$  — коэффициент заполнения паза под обмотку возбуждения медью.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Аветисян Дж. А., Страхова Г. И., Хан В. Х. Решение задачи оптимального проектирования с помощью разбиения на подзадачи. — Электричество, 1975, № 4. 53—56.
2. Домбур Л. Э. Гармонический анализ кривых поля возбуждения аксиальной индукторной машины и выбор оптимальных соотношений геометрии зубцовой зоны. — Бесконтактные электрические машины, 1963, № 3, 73—97.
3. Балагуров В. А., Ледовский А. Н., Сугробов А. М. Определение высших гармоник напряжения и тока трехфазных индукторных генераторов. — Электричество, № 2, 1975, 66—70.
4. Walker J. H. The Theory of the Inductor Alternators. — IEE, 1942, vol. 89, pt. II, № 9, p. 227—241.
5. Балагуров В. А., Ледовский А. Н., Сугробов А. М. Выбор геометрии зубцовой зоны индукторных генераторов. — Труды МЭИ, 1974, вып. 189, с. 132—140.
6. Сергеев П. С., Виноградов Н. В., Горянин Ф. А. Проектирование электрических машин. — М.: Энергия, 1969. 632 с.
7. Алексеева М. М. Машины генераторы повышенной частоты. — Л.: Энергия, 1967, 344 с.
8. Альпер Н. Я., Терзян А. А. Индукторные генераторы. — М.: Энергия, 1970. 192 с.

[27.06.78]



УДК 621.313.333.001.24

## Расчет характеристик низкоскоростных линейных асинхронных двигателей

ВЕСЕЛОВСКИЙ О. Н., канд. техн. наук

Новосибирский электротехнический институт

В отличие от высокоскоростных линейных двигателей (ЛАД) транспортных систем линейные двигатели для привода промышленных механизмов и автоматических устройств, как правило, являются низкоскоростными. Рабочие скорости их движения измеряются единицами метров в секунду, а в некоторых случаях — даже в минуту. Низкоскоростные ЛАД — это чаще всего многополюсные двигатели возвратно-поступательного движения с малым значением полюсного деления; немагнитный зазор в них стремятся сделать尽可能 малым.

Стремление к более детальному учету особенностей и факторов привело к разработке вслед за одномерной также двух- и трехмерной теорий ЛАД. Результаты анализа становились все более громоздкими, содержащими произведения бесконечных рядов и пригодными, скорее, для проверки более грубых теорий, чем для инженерных расчетов. Вместе с тем оценка точности расчетов показывает, что для высокоскоростных двигателей вполне пригодна одномерная теория [Л. 1]. Если же учесть реальные особенности построенных низкоскоростных двигателей и ввести некоторые поправочные коэффициенты в одномерную теорию, то последняя окажется вполне пригодной для практических расчетов и низкоскоростных ЛАД.

В основу приведенного ниже метода расчета положен развиваемый в течение последнего десятилетия отечественными и зарубежными авторами новый подход к исследованию индукционных ма-

шин, объединяющий в себе известные достоинства методов теории электрических цепей и теории электромагнитного поля. Синтез этих двух фундаментальных методов позволяет сравнительно простыми средствами достаточно наглядно и вместе с тем в форме, удобной для инженерных расчетов, получить полную информацию об электромагнитных процессах в индукционных устройствах, а именно, определить их дифференциальные и интегральные характеристики.

Согласно [Л. 1] электромагнитное поле в зазоре индукционной линейной машины, заполненном движущейся изотропной вторичной проводящей средой, имеет пять составляющих: главное поле, бегущее вдоль индуктора машины с неизменной амплитудой (поле «бесконечно длинной» машины), и поля продольного краевого эффекта с затухающими амплитудами, два из которых движутся на встречу друг другу в активной зоне машины и два — в разные стороны от краев индуктора. Во многих исследованиях, в частности в [Л. 2—4], показано, что поля за пределами активной зоны сколько-нибудь существенного вклада в интегральные характеристики машины не вносят. Явлениями за пределами активной зоны индуктора в отсутствие там ферромагнитных сердечников можно пренебречь. Это допущение довольно грубо, на первый взгляд, имеет тем больше оснований, чем меньше относительное значение немагнитного зазора  $\delta/\tau$  ( $\tau$  — полюсное деление), чем ниже скорость движения главного бегущего поля и больше

число полюсов. Экспериментальные исследования показывают, что в низкоскоростных многополюсных машинах практически все поле сосредоточено только в активной зоне индуктора.

Плотность электромагнитной силы в комплексной форме при постоянной линейной нагрузке в пределах активной зоны может быть представлена в следующем виде:

$$\tilde{f}(x) = 0,5\dot{B}(x)J_{1m}(x) = \tilde{f}_\infty \tilde{k}'_L(x),$$

где  $\tilde{f}_\infty$  — плотность электромагнитной силы в «бесконечно длинной» машине, когда продольные краевые эффекты отсутствуют;  $\tilde{k}'_L(x)$  — комплексный коэффициент, учитывающий влияние полей продольного краевого эффекта;  $\dot{B}_*(x)$  — амплитуда магнитной индукции в активной зоне;  $J_{1m}(x)$  — сопряженный комплекс амплитуды линейной плотности первичного тока, отнесенной к эффективному значению немагнитного зазора  $\delta'$ .

Если воспользоваться выражениями  $\dot{B}(x)$  и  $J_{1m}(x)$ , полученными в [Л. 1], проинтегрировать  $\tilde{k}'_L(x)$  в пределах активной длины машины (от 0 до  $2p\tau$ ) и пренебречь малой по сравнению с единицей величиной  $e^{-(\lambda+\eta)2p\pi}$ , то можно получить следующее выражение для коэффициента продольного краевого эффекта ЛАД с целым числом пар полюсов:

$$\begin{aligned} k_L = 1 - \frac{1}{4p\pi} \left\{ -\operatorname{Im} Q_h + \frac{1}{2} e^{-(N-\eta)2p\pi} [\operatorname{Re}(Q_q - \right. \right. \\ \left. \left. - Q_h \sin 2pM\pi - \operatorname{Im}(Q_q - Q_h) \cos 2pM\pi] \right\} + \\ + \frac{1}{4p\pi\epsilon_0 s} \left\{ \operatorname{Re} Q_h + \frac{1}{2} e^{-(N-\eta)2p\pi} [\operatorname{Re}(Q_q - \right. \right. \\ \left. \left. - Q_h) \cos 2pM\pi + \operatorname{Im}(Q_q - Q_h) \sin 2pM\pi] \right\}. \quad (1) \end{aligned}$$

В (1) все величины выражены через магнитное число Рейнольдса («добротность машины»)  $\epsilon_0$  и скольжение  $s$ :

$$\begin{aligned} \epsilon_0 = \frac{\mu_0 \gamma \omega^2}{\pi^2} \frac{d}{\delta'}; \quad \epsilon = \epsilon_0 s; \quad \eta = \frac{\epsilon_0}{2} (1 - s); \quad \lambda = \\ = \sqrt{\eta^2 + j\epsilon_0} = N + jM; \\ N, M = \sqrt{\frac{1}{2} [\sqrt{\eta^4 + \epsilon_0^2} \pm \eta^2]}; \\ Q_q = 2 \frac{\epsilon_0 s - 1}{1 + (\epsilon_0 s)^2} + j2 \frac{\epsilon_0 (s + 1)}{1 + (\epsilon_0 s)^2}; \\ Q_h = \frac{\epsilon_0 [(3 + s)(N - M\epsilon_0 s) - (1 - s)(M + N\epsilon_0 s)]}{(N^2 + M^2) [1 + (\epsilon_0 s)^2]} - \\ - j \frac{\epsilon_0 [(1 - s)(N - M\epsilon_0 s) + (3 + s)(M + N\epsilon_0 s)]}{(N^2 + M^2) [1 + (\epsilon_0 s)^2]}. \end{aligned}$$

Здесь  $p$  — число пар полюсов;  $d/\delta'$  — отношение толщины вторичной проводящей шины к эффективному значению немагнитного зазора;  $\gamma$  — электрическая проводимость вторичного элемента с учетом его нагрева;  $\omega = 2\pi f_1$  — частота источника;  $\mu_0$  — магнитная постоянная.

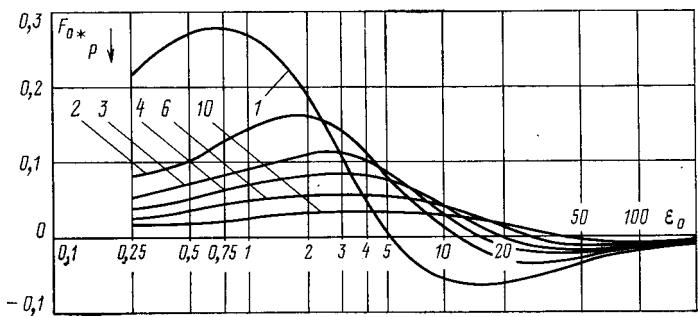


Рис. 1.

Если  $F_\infty$  — электромагнитная сила машины без учета продольного краевого эффекта, то электромагнитная сила с учетом продольного краевого эффекта

$$F_{\text{эм}} = k_L F_\infty.$$

Электромагнитную силу в частном случае  $s=0$ , т. е. силу, развиваемую только полями продольного краевого эффекта, можно представить в виде:

$$F_{0*} = \frac{F_0}{F_{0a3}} = \frac{1}{2p\pi} \left\{ \operatorname{Re} Q_h + \frac{1}{2} e^{-(N-\eta)2p\pi} [\operatorname{Re}(Q_q - \right. \right. \\ \left. \left. - Q_h) \cos 2pM\pi + \operatorname{Im}(Q_q - Q_h) \sin 2pM\pi] \right\}, \quad (2)$$

где

$$\begin{aligned} F_{0a3} = 0,4b\delta' p\tau^2 \left( \frac{J_{1m}}{100} \right)^2; \\ J_{1m} = \frac{\sqrt{2}A_L k_{ob}}{\delta'}; \end{aligned} \quad (3)$$

$2b$  — ширина индуктора;  $A_L$  — линейная нагрузка;  $k_{ob}$  — обмоточный коэффициент.

Интересно отметить, что чем меньше абсолютное значение  $F_0$  в (2), тем в меньшей степени проявляется влияние продольного краевого эффекта при малых скольжениях. На рис. 1 построено несколько кривых  $F_{0*}(\epsilon_0)$  для различных чисел пар полюсов. Точки пересечения кривых с осью абсцисс показывают благоприятные соотношения между  $\epsilon_0$  и  $p$ .

Поперечный краевой эффект, как это принято в расчетах асинхронных двигателей с полым ротором и при исследованиях линейных двигателей, можно учесть путем уменьшения электрической проводимости вторичной среды [Л. 4 и 5]. Наиболее подходящими для рассматриваемого ниже метода являются выражения И. А. Вевюрко и С. Ямамуры, представляющие коэффициент поперечного краевого эффекта не только в функции геометрических размеров и  $\epsilon_0$ , но и в функции скольжения:

$$k_q = \frac{\gamma'}{\gamma} = f \left( \frac{b}{\tau}, \frac{c-b}{\tau}, \epsilon_0, s \right),$$

где  $\gamma'$  — расчетная электрическая проводимость вторичной шины, имеющей ширину  $2c$ .

В [Л. 6—12] показано, что всякая индукционная машина может быть представлена в виде многослойной совокупности ортотропных сред, находящихся под воздействием монохроматических электромагнитных волн (рис. 2). Тангенциальные составляющие напряженности магнитного и элек-

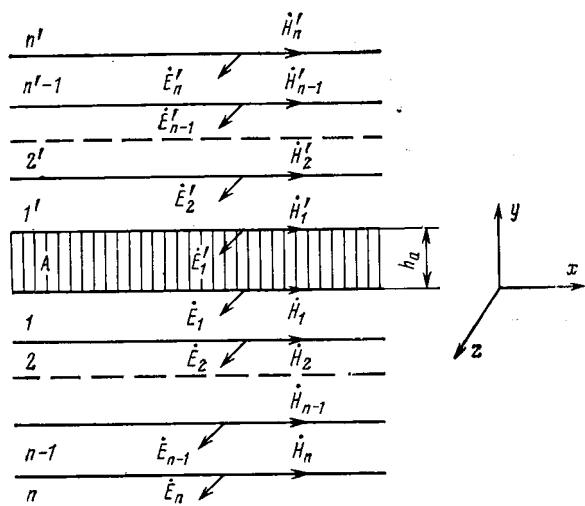


Рис. 2.

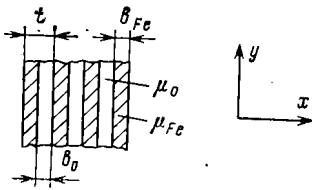


Рис. 3.

трического полей, как известно, непрерывны при переходе через границу слоя, но, кроме того, в соответствии с принятыми допущениями они остаются неизменными вдоль каждой границы слоев, т. е. не зависят от координаты  $x$ . Это обстоятельство позволяет ввести в рассмотрение «нормальное комплексное сопротивление среды» [Л. 6], равное отношению тангенциальных составляющих комплексов напряженностей электрического и магнитного полей и имеющее размерность в омах:

$$Z = \frac{\dot{E}_t}{\dot{H}_t} = \frac{\dot{E}_z}{\dot{H}_x}.$$

Поскольку далее речь будет идти о составляющих поля  $E_z$  и  $H_x$ , индексы будут опускаться.

В [Л. 8] это сопротивление было названо «поверхностным». Его можно представить как «входное» для рассматриваемого слоя. Так, например, входные сопротивления полубесконечных («последних») слоев  $n$  и  $n'$ :

$$Z_n = -\frac{\dot{E}_n}{\dot{H}_n} = j\omega \frac{\mu_{xn}}{\beta_n}; Z'_{n'} = \frac{\dot{E}'_{n'}}{\dot{H}'_{n'}} = j\omega \frac{\mu'_{xn}}{\beta'_{n'}}. \quad (4)$$

Эти сопротивления характеризуют свойства среды, в которой распространяется электромагнитная волна. Поскольку рассматриваемые слои  $n$  и  $n'$  простираются в бесконечность, где поля полностью затухают, входные сопротивления этих слоев одновременно являются характеристическими или волновыми сопротивлениями сред  $Z_{cn}$  и  $Z'_{cn}$  подобно тому, как является характеристическим входное сопротивление бесконечно длинной однородной линии. Характеристическое сопротивление произвольного слоя  $k$

$$Z_{ck} = j\omega \frac{\mu_{xk}}{\beta_k}. \quad (5)$$

Здесь

$$\beta_k = \sqrt{\frac{\mu_{xk}}{\mu_{yk}} \alpha^2 + j\mu_{xk}\gamma' \omega s_k}; \quad (6)$$

$\mu_{xk}$ ,  $\mu_{yk}$  — усредненная по осям  $x$  и  $y$  абсолютная магнитная проницаемость;  $\gamma' = k_q \gamma$ ;  $s_k$  — скольжение слоя  $k$  (если он движется).

Если, например, ферромагнитный пакет слоя  $k$  шихтован в плоскостях  $yz$  (рис. 3), то

$$\mu_{xk} = \frac{\mu_0 \mu_{Fe} t}{\mu_{Fe} b_0 + \mu_0 b_{Fe}} \approx \frac{t}{b_0}; \mu_{yk} = \frac{\mu_{Fe} b_{Fe} + \mu_0 b_0}{t}.$$

Для немагнитных сред  $\mu_x = \mu_y = \mu_0$ ; для воздушных зазоров  $\gamma' = 0$  и  $\beta = \alpha = \frac{\pi}{\tau}$ .

Рассматривая уравнения поля последовательно для каждого слоя рис. 2 и отыскивая отношения тангенциальных составляющих напряженностей на каждой из границ, можно получить следующие выражения для входных сопротивлений слоев  $k$  и  $k'$ :

$$Z_k = -\frac{\dot{E}_k}{\dot{H}_k} = Z_{ck} \frac{Z_{k+1} + Z_{ck} \operatorname{th} \beta_k h_k}{Z_{k+1} \operatorname{th} \beta_k h_k + Z_{ck}}; \quad (7)$$

$$Z'_{k'} = \frac{\dot{E}'_{k'}}{\dot{H}'_{k'}} = Z'_{ck} \frac{Z'_{k'+1} + Z'_{ck} \operatorname{th} \beta'_{k'} h'_{k'}}{Z'_{k'+1} \operatorname{th} \beta'_{k'} h'_{k'} + Z'_{ck}}. \quad (8)$$

Здесь все величины без штрихов относятся к областям, лежащим «ниже» активного слоя  $A$ , а величины со штрихами — к областям, лежащим «выше» активного слоя;  $\dot{E}_k$ ,  $\dot{H}_k$ ,  $\dot{E}'_{k'}$ ,  $\dot{H}'_{k'}$  — тангенциальные составляющие амплитуд напряженностей на соответствующих границах;  $h_k$  и  $h'_{k'}$  — толщины слоев.

Выражения (7) и (8) аналогичны выражениям входных сопротивлений нагруженных электрических четырехполюсников, у которых сопротивления  $Z_{k+1}$  и  $Z'_{k+1}$  являются комплексными сопротивлениями нагрузки, а  $Z_{ck}$  и  $Z'_{ck}$  — характеристическими сопротивлениями четырехполюсника. Именно это обстоятельство и позволяет составить аналоговую модель многослойной структуры индукционной машины в виде каскадных соединений пассивных четырехполюсников, присоединенных к активному четырехполюснику (рис. 4). Последовательно применяя (4), (5), (7) и (8), можно «свернуть» пассивные цепочки (рис. 4), определив их входные сопротивления  $Z$  и  $Z'$ . Интересно отметить, что аналогия распространения плоских электромагнитных волн волновым процессом в длинных линиях, моделируемых каскадными (цепными) схемами, была замечена давно и вошла в фундаментальные труды по теоретической электротехнике [Л. 13].

Каждому пассивному слою структуры рис. 2 соответствует пассивный четырехполюсник модели (рис. 4), активному слою соответствует активный четырехполюсник. В [Л. 11] показано, что активный четырехполюсник может быть представлен одной из двух аналоговых схем, изображенных на рис. 5. Схема рис. 5, а соответствует общему случаю, когда учитываются все величины, входящие в (6); схема рис. 5, б соответствует упрощенному,

но дающему весьма хорошие результаты представлению об идеализированном активном слое, для которого можно принять  $\mu_y = \infty$  и  $\gamma' = 0$ . Параметры схем рис. 5, а и б при высоте активного слоя  $h_a$  следующие:

$$\left. \begin{aligned} Z_a &= \frac{j\omega\mu_x}{\beta} \operatorname{th}(0.5\beta h_a); \\ Z_b &= \frac{j\omega\mu_x}{\beta \operatorname{sh} \beta h_a}; \\ j_m &= \frac{\Delta_{1m} \operatorname{sh} \beta h_a}{\beta}; \\ Z_a &= j\omega\mu_x \frac{h_a}{2}; \\ Z_b &= -j\omega\mu_x \frac{h_a}{6}; \\ j_m &= \Delta_{1m} h_a. \end{aligned} \right\}$$

В последних выражениях  $j_m$  — расчетная линейная плотность тока, отличающаяся от объемной  $j_{1m}$  в (3);  $\Delta_{1m}$  — амплитуда плотности первичного тока. Параметры Т-образных схем пассивных четырехполюсников определяются следующим образом [Л. 8 и 11]:

$$Z_{Ak} = Z_{ck} \operatorname{th}(0.5\beta_k h_k); \quad Z_{Bk} = Z_{ck} / \operatorname{sh} \beta_k h_k.$$

На основе аналоговых схем рис. 4 и 5 можно построить схему замещения, которая в исходном виде представляется такими же схемами, как и на рис. 4 и 5, но все сопротивления должны быть приведены к электрическому источнику. Принцип такого приведения, выполненного на основе баланса мощностей, показан в [Л. 11]. Здесь можно рекомендовать следующее более общее выражение для коэффициента приведения аналоговой схемы к электрической схеме замещения:

$$k_n = \frac{2m (\omega_\phi k_{0n})^2}{p\tau} 2b.$$

Все сопротивления схем рис. 4 и 5 должны быть изменены в  $k_n$  раз. Исходная электрическая схема замещения в зависимости от поставленной цели может быть соответствующим образом преобразована.

К сожалению, рассматриваемый метод не дает возможности определить активное сопротивление обмотки индуктора  $r_1$  и реактивное сопротивление  $x_\phi$ , соответствующее потокам лобового рассеяния. Пазовое рассеяние учитывается схемами рис. 5 (в [Л. 7—9 и 12] рассматривается не активный слой, а токовый настил, что не позволяет учесть пазового рассеяния). Сопротивления  $r_1$  и  $x_\phi$  должны быть рассчитаны известными методами, тогда сопротивление фазы индуктора

$$Z_\phi = r_1 + jx_\phi + Z_{bx} k_n, \quad (9)$$

причем  $Z_{bx}$  вычисляется как входное сопротивление схем рис. 5, а или б относительно зажимов

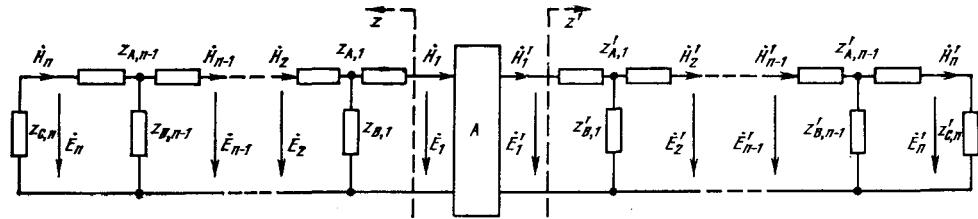


Рис. 4.

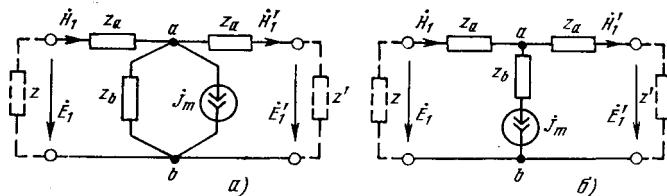


Рис. 5.

источника  $j_m$ . Косинус аргумента комплексной величины (9) является коэффициентом мощности рассматриваемого двигателя. После этого можно определить ток фазы

$$I_\phi = U_\phi / Z_\phi$$

и рассчитать амплитуды линейных плотностей токов  $j_m$  для схем рис. 5, приняв во внимание, что амплитуда плотности основной гармоники первичного тока

$$\Delta_{1m} = \frac{V \sqrt{2m} \omega_\phi k_{0b}}{p \cdot h_a} i_\phi = \frac{k_1}{h_a} i_\phi.$$

В соответствии с аналоговой схемой рис. 4 можно рассчитать дифференциальные параметры (амплитуды  $E_k$  и  $\dot{H}_k$ ) структуры рис. 2 на любой границе, а следовательно, и для любой координаты  $y$ . Действительно,  $\dot{H}'_1$  или  $\dot{H}_1$  легко определяются из схем рис. 5 при известных сопротивлениях и токах источника, а

$$\dot{E}'_1 = Z' \dot{H}'_1; \quad \dot{E}_1 = -Z \dot{H}_1$$

и в соответствии с теорией четырехполюсников:

$$\begin{bmatrix} \dot{E}'_{k+1} \\ \dot{H}'_{k+1} \end{bmatrix} = [T'_{k+1}] \begin{bmatrix} \dot{E}'_k \\ \dot{H}'_k \end{bmatrix}; \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{E}_{k+1} \\ \dot{H}_{k+1} \end{bmatrix} = [T_k] \begin{bmatrix} \dot{E}_k \\ \dot{H}_k \end{bmatrix}, \quad (11)$$

где матрицы преобразований:

$$[T'_{k+1}] = \begin{bmatrix} \operatorname{ch} \beta_k h'_{k+1} & -Z'_{ck} \operatorname{sh} \beta'_{k+1} h'_{k+1} \\ -\frac{\operatorname{sh} \beta'_{k+1} h'_{k+1}}{Z'_{ck}} & \operatorname{ch} \beta'_{k+1} h'_{k+1} \end{bmatrix};$$

$$[T_k] = \begin{bmatrix} \operatorname{ch} \beta_k h_k & Z_{ck} \operatorname{sh} \beta_k h_k \\ \frac{\operatorname{sh} \beta_k h_k}{Z_{ck}} & \operatorname{ch} \beta_k h_k \end{bmatrix}.$$

Для расчетов характеристик реальных машин имеют значение правильная оценка требуемой точности и учет конкретных особенностей конструктивной схемы. Например, можно выделить слой коронок зубцов, фигурный паз разбить по высоте на несколько слоев; вторичный элемент тоже мо-

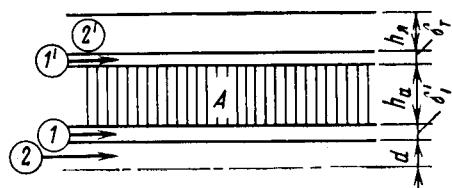


Рис. 6.

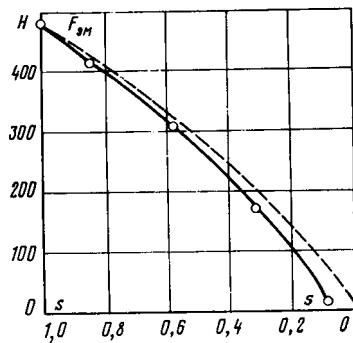


Рис. 7.

жет содержать несколько слоев. Если ярмо индуктора выполнено шихтованным из электротехнической стали и его насыщением можно пренебречь, то задача упрощается, так как при магнитной проницаемости ярма  $\mu_{\text{ж}}=\infty$  входное сопротивление слоя ярма тоже становится бесконечно большим, т. е. соответствующий двухполюсник (например,  $Z_{\text{сп}}$  на рис. 4) исключается, а выходные зажимы предыдущего четырехполюсника остаются разомкнутыми. Следует здесь же заметить, что учет насыщения магнитопроводов требует решения всей задачи методом последовательных приближений. Далее, если индуктор выполнен двусторонним, то расчет, как обычно, может вестись на один сердечник, причем ось симметрии должна проходить по средней линии вторичной немагнитной шины. Тогда при условии, если фазы токов в противолежащих проводниках по обе стороны шины совпадают, входное сопротивление шины рассчитывается в предположении, что на оси симметрии  $H_x=0$ , и входное сопротивление «половины» шины при общей ее толщине  $2d$

$$Z_{\text{вх. ш}} = -\frac{\dot{E}_n}{\dot{H}_n} = \frac{j\omega\mu_0}{\beta_n \operatorname{th} \beta_n d}.$$

Аналогично можно рассмотреть и другие частные случаи.

По известным дифференциальным параметрам легко рассчитать и такие интегральные характеристики машин, как мощности, токи и силы. Так, электромагнитная мощность, поступающая в  $k$ -й слой в направлении оси  $y$  и приходящаяся на единицу поверхности слоя,

$$\tilde{S}_k = \pm 0,5 [\dot{E}_k \tilde{H}_k - \dot{E}_{k+1} \tilde{H}_{k+1}],$$

где знак выбирается в зависимости от того, в каком направлении от  $y=0$  отчитываются слои.

Мощность необратимых преобразований энергии в рассматриваемом слое

$$P_k = \operatorname{Re}[\tilde{S}_k], \text{ Вт/м}^2,$$

в том числе в слое, движущемся в положительном направлении оси  $x$  выделяются тепловые потери

$$P_{k\theta} = P_k s_k, \text{ Вт/м}^2,$$

и развивается механическая мощность

$$P_{k\text{мех}} = P_k (1 - s_k), \text{ Вт/м}^2.$$

Электромагнитная сила с учетом продольного краевого эффекта, приходящаяся на единицу поверхности,

$$F_{\text{эм}} = k_L \frac{P_k}{v_c} = k_L \frac{P_k}{2f_1}, \text{ Вт/м}^2.$$

Ток единицы длины вторичного элемента с учетом затухания поля по толщине (рис. 6)

$$I_{2m} = \int_0^d \Delta_{2m}(y) dy = \int_0^d \gamma' \dot{E}_0 \operatorname{ch} \beta_2 y dy = \frac{\gamma' \dot{E}_0}{\beta_2} \operatorname{sh} \beta_2 d, \quad (12)$$

где  $\dot{E}_0$  — напряженность электрического поля на оси симметрии двухстороннего двигателя или на границе с ферромагнитным ярмом вторичного элемента ( $H_x=0$ ).

Вместо (12) можно воспользоваться методом, изложенным в [Л. 14], если нормальную составляющую напряженности магнитного поля на поверхности вторичного элемента выразить следующим образом:

$$\dot{H}_{y2} = -\dot{E}_2 \frac{\alpha}{\mu_0 \omega s},$$

а  $\dot{E}_2$  определить из приведенного выше расчета.

На рис. 6 показана конструктивная схема экспериментального трехфазного двигателя. Активный слой двигателей выполнен в виде измельченной в поперечном направлении и равномерно распределенной структуры, представляющей собой чередование слоев обмоточной меди (пазов) и ферромагнитных пластин (зубцов). Ярмо (слой 2') шихтовано в продольном направлении и «приложено» к активному слою. По плоскости их стыка образовался технологический зазор высотой  $\delta_1$  (слой 1'). Слой 1 — рабочий воздушный зазор, слой 2 — медная шина. Данные двигателя:  $\tau=2$  см;  $2b=12$  см;  $c=8$  см;  $r=10$ ;  $\omega=314$ ;  $d=2$  мм;  $\delta_1=0,88$  мм;  $\delta_2=0,1$  мм;  $h_a=17,5$  мм;  $\mu_x=1,78 \cdot 10^{-6}$ ;  $k_n=1,182 \cdot 10^6$ ;  $k_i=12154$ ;  $r_i=13,92$  Ом;  $x_L=0,335$  Ом;  $\epsilon_0=0,5$ .

На рис. 7 приведены экспериментальная (сплошная линия) механическая характеристика двигателя и рассчитанная на ЭВМ зависимость электромагнитной силы от скольжения (пунктир). Учет силы трения способствовал бы улучшению и без того достаточно хорошей сходимости экспериментальной и расчетной кривых.

**Выводы.** 1. Рассмотренная методика позволяет простыми вычислительными средствами рассчитать не только интегральные, но и дифференциальные характеристики асинхронных машин вообще и линейных в частности, при этом исключается трудоемкая операция определения постоянных интегрирования.

2. Методика позволяет учесть краевые эффекты путем введения соответствующих коэффициентов.

3. Повышение точности расчета и связанное с этим увеличение числа слоев, на которые разбивается вся структура машины, не влечет за собой принципиальных усложнений. Известно, что в других случаях из-за необходимости определять постоянные интегрирования математические трудности быстро нарастают с увеличением числа рассматриваемых слоев.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Вольдек А. И., Толвинская Е. В. Основы теории и методики расчета характеристик линейных асинхронных машин. — Электричество, 1975, № 9.

2. Вольдек А. И., Боронина Л. Ф., Толвинская Е. В. Распределение электромагнитных мощностей и силы по зонам линейной индукционной МГД-машины. — Магнитная гидродинамика, 1976, № 1.

3. Лазаренко Л. Ф. Анализ продольных краевых эффектов в линейных индукционных МГД-машинах. — Магнитная гидродинамика, 1971, № 1.

4. Yamamuro S. Theory of Linear Induction Motors. — N. — Y., 1972.

5. Лопухина Е. М., Сомихина Г. С. Асинхронные микромашины с полым ротором. Теория, основы расчета и испытания. — М.: Энергия, 1967.

6. Расчет бегущего электромагнитного поля в слоистой проводящей среде/ — Постников И. М., Нижник Л. П., Березовский А. А., Кравченко А. Н. — Электричество, 1965, № 9.

7. Greig J., Freeman E. M. Travelling-Wave Problem in Electrical Machines. — Proc. IEE, 1967, vol. 114, № 11.

10. Иникин А. И. Схемная аппроксимация линейных сред, находящихся под воздействием электромагнитного поля. — Электричество, 1975, № 4.

11. Иникин А. И., Литвинов Б. В. Синтез каскадных схем замещения индукционных электрических машин на базе типовых четырехполюсников. — Электротехника, 1977, № 1.

12. Williamson S. The Anisotropic Layer Theory of Induction Machines and Induction Devices. — Journal of the Institute of Mathematics and Its Applications, 1976, vol. 17, № 1.

13. Купфмюллер К. Основы теоретической электротехники. — М.: Госэнергоиздат, 1960.

14. Иванов-Смоленский А. В. Метод расчета токов и потерь в проводящих слоях, расположенных в бегущем или вращающемся магнитном поле. — Электричество, 1968, № 8.

[20.03.78]



УДК 621.314.26:621.314.632

## Расчет тиристоров непосредственного преобразователя частоты

ЖЕМЕРОВ Г. Г., канд. техн. наук, КОВАЛЕНКО И. Т., инж.

Харьков

Токовые нагрузки тиристоров непосредственного преобразователя частоты зависят от ряда параметров: частоты на выходе, глубины регулирования выходного напряжения, угла сдвига тока нагрузки относительно напряжения, формы кривой напряжения управления и др. При относительно высоких выходных частотах, близких к половине частоты питающей сети, существенное влияние на величину тока тиристоров оказывает период повторяемости кривой тока. В [Л. 1] приведены коэффициенты загрузки тиристоров непосредственного преобразователя частоты по току, позволяющие в ряде случаев выбрать тиристоры, исходя из токовых нагрузок. Однако в настоящее время при проектировании тиристорных преобразователей в качестве параметра, ограничивающего токовые нагрузки, принимается максимальная температура  $r_{prp}$ -структурь тиристора. Такой подход позволяет точнее, чем по среднему и действующему значениям тока тиристора, рассчитать преобразователь, но требует учета параметров тепловой модели тиристора [Л. 2].

В статье приведена методика расчета и расчетные кривые, позволяющие определять допустимые токовые нагрузки преобразователя при заданном режиме его работы, допустимой максимальной температуре перегрева  $r_{prp}$ -перехода тиристора, и заданных параметрах тепловой модели тиристора.

Принятые допущения: преобразователь выполнен по шестипульсной мостовой схеме, характеристика фазосмещающего устройства арккосинусоидальна, напряжение управления на входе фазосмещающего устройства и ток нагрузки синусоидальны, коммутация тока в тиристорах происходит

мгновенно. В табл. 1 приведены параметры прямой ветви вольт-амперной характеристики [Л. 3] и пятизвенной тепловой модели тиристоров.

Обозначения, принятые в табл. 1:  $U_0$  — пороговое напряжение;  $R_d$  — динамическое сопротивление;  $r_1, r_2, \dots, r_5$  — составляющие теплового сопротивления каждого из звеньев тепловой модели;  $a_1, a_2, \dots, a_5$  — величины, обратные постоянным времени каждого из звеньев тепловой модели.

На рис. 1 представлена принципиальная схема вентильной группы непосредственно преобразователя частоты по шестипульсной мостовой схеме. Поскольку схема вентильной группы симметрична, при определении токовых нагрузок достаточно рассмотреть один из тиристоров, например  $T_1$ . Тиристор  $T_1$  включается в момент подачи на него отпирающего импульса, а выключается при включении тиристора  $T_3$ . На рис. 2 приведены опорные напряжения тиристоров  $T_1, T_3$ , напряжение управления  $e^*u$ , подаваемое на вход фазосмещающего устройства, ток вентильной группы  $i_2$ . Точки пересечения кривой  $e^*u$  с опорным напряжением  $U_{\text{оп.}T_1}$  соответствуют моментам включения тиристора  $T_1$ , а точки пересечения  $e^*u$  с  $U_{\text{оп.}T_3}$  — моментам включения тиристора  $T_3$ . Следует учитывать только те моменты включения, при которых проводит вентильная группа, т. е. моменты, соответствующие положительным значениям тока  $i_2$ .

На рис. 3 приведена эквивалентная электрическая схема тепловой модели тиристора. К входу схемы, состоящей из пяти последовательно включенных звеньев, подключен источник тока, мощность которого равна мощности потерь в тиристоре —  $P$ . Напряжение на выходе схемы равно пере-

греву *рррп*-структуре тиристора. Сопротивления резисторов  $r_1-r_5$  должны быть взяты из табл. 1. Емкости конденсаторов определяются из соотношения:

$$C_j = \frac{1}{\alpha_j r_j}, \quad (1)$$

где  $j=1, 2, 3, 4, 5$ .

Дадим определения некоторым параметрам, используемым при расчетах. Отношение частоты сети к частоте на выходе преобразователя

$$p = \frac{f_0}{f_2} = \frac{T_2}{T_0} = \frac{q}{r}, \quad (2)$$

где  $f_0, \omega_0, T_0$  — частота, круговая частота и период напряжения сети.  $f_2, \omega_2, T_2$  — частота, круговая частота и период напряжения на выходе преобразователя.  $q, r$  — соответственно число периодов напряжения питающей сети и число периодов тока нагрузки, содержащихся в периоде повторяемости тока тиристора.

Параметр глубины регулирования выходного напряжения

$$v = \frac{E_{\text{оп max}}}{E_{\text{у max}}},$$

где  $E_{\text{оп max}}$  — амплитуда синусоидального опорного напряжения в канале фазосмещающего устройства,  $E_{\text{у max}}$  — амплитуда синусоиды напряжения управления на входе фазосмещающего устройства.

Исходные данные для расчета: максимально допустимое значение температуры перегрева тиристора  $\theta_{\text{max}}$ ; параметры тепловой модели тиристора  $r_1, r_2, \dots, r_5; \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_5$ ; параметры вольт-амперной характеристики прямой ветви тиристора  $U_0, R_d$ ; отношение входной частоты к выходной  $p$ ; параметр глубины регулирования выходного напряжения  $v$ ; диапазон изменения угла сдвига тока нагрузки относительно выходного напряжения  $\varphi_2$ ; угол  $\delta$  (рис. 2) может принимать произвольные значения в диапазоне от 0 до  $2\pi$  [Л. 1].

Принимаем следующую последовательность расчета.

1. По заданному значению  $p$  определяем с помощью (2) период повторяемости кривой тока тиристора, т. е. целые числа  $r, q$ .

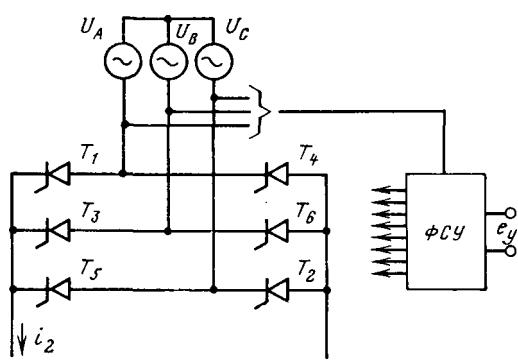


Рис. 1. Принципиальная схема вентильной группы. ФСУ — фазосмещающее устройство;  $e_y$  — напряжение управления.

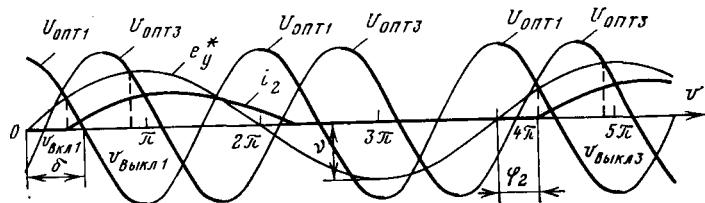


Рис. 2. К определению моментов включения и выключения тиристора  $T_1$ .

$U_{\text{оп. } T_1}, U_{\text{оп. } T_3}$  — опорные напряжения тиристоров  $T_1$  и  $T_3$  соответственно;  $e_y^*$  — напряжение управления в долях амплитуды опорного напряжения;  $v$  — отношение амплитуды напряжения управления к амплитуде опорного напряжения;  $\delta$  — угол сдвига нуля напряжения управления относительно нуля опорного напряжения тиристора  $T_1$ ;  $\varphi_2$  — угол сдвига тока нагрузки относительно напряжения управления.

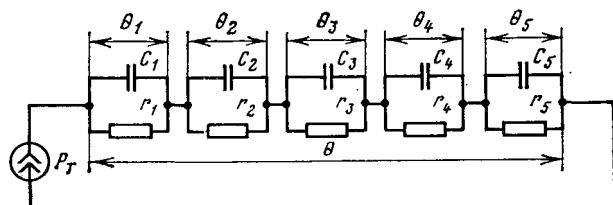


Рис. 3. Эквивалентная электрическая схема тепловой модели тиристора.

$P_T$  — мгновенное значение потерь в тиристоре;  $\theta$  — мгновенное значение температуры перегрева *рррп*-структуре тиристора.

Таблица 1

Тип тиристора	$U_0, \text{ В}$	$R_d, \text{ Ом}$	$r_1, ^\circ\text{C}/\text{Вт}$	$r_2, ^\circ\text{C}/\text{Вт}$	$r_3, ^\circ\text{C}/\text{Вт}$	$r_4, ^\circ\text{C}/\text{Вт}$	$r_5, ^\circ\text{C}/\text{Вт}$
			$\alpha_1, 1/\text{с}$	$\alpha_2, 1/\text{с}$	$\alpha_3, 1/\text{с}$	$\alpha_4, 1/\text{с}$	$\alpha_5, 1/\text{с}$
T-160	0,96	$1,31 \cdot 10^{-3}$	0,025	0,040	0,055	0,070	0,270
			1100	40	1,4	0,1	0,003
T2-320	1,20	$0,56 \cdot 10^{-3}$	0,025	0,020	0,035	0,050	0,090
			15	0,6	0,06	0,01	0,002
T3-320	1,30	$0,90 \cdot 10^{-3}$	0,025	0,020	0,035	0,050	0,090
			15	0,6	0,06	0,01	0,002

2. Определяем сочетание параметров  $v$ ,  $\varphi_2$ ,  $\delta$ , при котором загрузка тиристора  $T_1$  по току максимальна. Критерием максимальной загрузки по току является максимум перегрева тиристора при некотором токе нагрузки, т. е. максимум функции

$$\theta_{\max} = F^*_{\max}(v, \varphi_2, \delta, I_{m2}), \quad (3)$$

где  $v$ ,  $\varphi_2$ ,  $\delta$  — переменные,  $I_{m2}$  — амплитуда тока нагрузки.

3. Задаем значение тока нагрузки преобразователя  $I_{m2}$  в соответствии с некоторым алгоритмом.

4. По значениям  $I_{m2}$ ,  $v$ ,  $\varphi_2$ ,  $\delta$ ,  $U_0$ ,  $R_d$  определяем график потерь в тиристоре в пределах одного периода повторяемости.

5. Решая дифференциальные уравнения, соответствующие тепловой модели тиристора (рис. 3) определяем максимум перегрева тиристора.

6. Сравниваем полученное значение максимума перегрева с заданным. Если они совпадают, то принятое в п. 3 значение тока является искомым. Если полученное значение максимума перегрева отличается более чем на 0,5% от заданного, то возвращаемся к п. 3. В результате расчетов получаем допустимое значение тока нагрузки преобразователя с одним тиристором в плече вентильной группы.

Алгоритм определения целых чисел  $r$ ,  $q$  по заданному значению параметра  $p$  описан в [Л. 1]. Более сложной задачей является определение параметров  $v$ ,  $\varphi_2$ ,  $\delta$ , соответствующих максимальной загрузке тиристора. Как показано в [Л. 1], коэффициенты загрузки тиристора по току тем больше, чем больше  $v$ . Поэтому должно быть взято наибольшее значение  $v$  из заданного диапазона. Так как в большинстве случаев преобразователь частоты полностью используется по напряжению, с учетом ограничений угла управления целесообразно принять  $v=0,9$ . Поиск параметров  $\varphi_2$ ,  $\delta$ , удовлетворяющих условию (3), сводится к расчету моментов включения и выключения тиристора  $T_1$ , определению графика потерь в нем для одного периода повторяемости, решению дифференциальных уравнений тепловой модели относительно температуры перегрева. Путем перебора вариантов находим сочетание  $\varphi_2$ ,  $\delta$ , при котором перегрев достигает максимума.

Моменты включения тиристора  $T_1$  в соответствии с рис. 2 определяем из трансцендентного уравнения

$$v \sin \frac{\vartheta}{p} = -\sin [\vartheta - \delta - 2\pi(k-1)],$$

где  $k$  — номер абсциссы включения.

Моменты выключения тиристора  $T_1$ :

$$v \sin \frac{\vartheta}{p} = -\sin \left[ \vartheta - \delta - \frac{2\pi}{3} - 2\pi(k-1) \right].$$

Обозначим абсциссу включения через  $\vartheta_{вклk}$ , а абсциссы выключения —  $\vartheta_{выклk}$ . Для одного периода повторяемости  $k=1, 2, 3, \dots, q$ . Участки проводимости тиристоров соответствуют интервалам  $[\vartheta_{вклk}, \vartheta_{выклk}]$ , а участки пауз в токе тиристора интервалам  $[\vartheta_{выклk}, \vartheta_{вкл(k+1)}]$ . При расчете учитываются только те участки проводимости,

в которых ток нагрузки положителен. Выделение их осуществляем с помощью специальной функции

$$\psi = H \left[ \sin \left( \frac{\vartheta}{p} - \varphi_2 \right) \right] \sin \left( \frac{\vartheta}{p} - \varphi_2 \right),$$

$$\text{где } H(\vartheta) = \begin{cases} 1, & \text{при } \vartheta > 0, \\ 0, & \text{при } \vartheta \leq 0. \end{cases}$$

Для определения графика потерь в тиристоре необходимо знать ток тиристора, равный в интервале проводимости току нагрузки

$$i_t = I_{m2} \sin \left( \frac{\vartheta}{p} - \varphi_2 \right) \quad (4)$$

и уравнение прямой ветви вольт-амперной характеристики тиристора

$$U_t = U_0 + R_d i_t. \quad (5)$$

Из (4) и (5) после преобразований получим выражение для потерь в тиристоре:

$$P_t = i_t U_t = A \sin(\omega_2 t - \varphi_2) + B [1 - \cos 2(\omega_2 t - \varphi_2)], \quad (6)$$

где

$$A = U_0 I_{m2}, \quad B = \frac{R_d I_{m2}^2}{2}, \quad \omega_2 t = \frac{\vartheta}{p}.$$

В соответствии с рис. 3 запишем дифференциальное уравнение звена тепловой модели тиристора

$$P_t = \frac{\theta_j(t)}{r_j} + C_j \frac{d\theta_j(t)}{dt}. \quad (7)$$

Преобразуем соотношение (7) с учетом (1):

$$\frac{d\theta_j(t)}{dt} + d_j \theta_j(t) = a_j r_j P_t, \quad (8)$$

где  $a_j$ ,  $r_j$  — приведены в табл. 1 ( $j=1, 2, 3, 4, 5$ ),  $P_t$  — определяется по (6) в интервалах  $[t_{вклk}, t_{выклk}]$  и равно нулю в интервалах  $[t_{выклk}, t_{вкл(k+1)}]$ .

Переход от интервалов в радианах к временным осуществляется с помощью соотношений:

$$t_{вклk} = \vartheta_{вклk} / \omega_0; \\ t_{выклk} = \vartheta_{выклk} / \omega_0.$$

Таким образом, дифференциальное уравнение (8) распадается на два: с правой частью для интервалов проводимости и нулевой правой частью для интервалов пауз тока. Мы рассматриваем общий период повторяемости

$$T = q T_0 = r T_2.$$

Для решения уравнений (8) необходимо знать начальные условия, при определении которых воспользуемся равенством температуры перегрева каждого звена модели в начале и конце периода повторяемости:

$$\theta_j(0) = \theta_j(T). \quad (9)$$

В интервале паузы ( $P_t = 0$ )  $[t_{выклk}, t_{вкл(k+1)}]$  решение уравнения (8):

$$\theta_j(t) = \theta_{j\text{выкл}k} e^{-a_j(t-t_{выклk})}, \quad (10)$$

где  $\theta_{j\text{выкл}k}$  — начальное значение температуры в  $k$ -ом интервале пауз тока.

В интервале проводимости  $[t_{\text{вкл}k}, t_{\text{выкл}k}]$  общее решение уравнения (8) с правой частью имеет вид:

$$\theta_{jk}(t) = \theta_{jk} e^{-\alpha_j(t-t_{\text{вкл}k})} + F_j(t), \quad (11)$$

где  $\theta_{jk}$  — постоянная;  $F_j(t)$  — частное решение уравнения (8).

В соответствии с видом правой части [см. (6)] частное решение  $F_j(t)$  равно сумме частных решений трех дифференциальных уравнений с правыми частями, равными трем слагаемым в (6) [Л. 4].

$$F_j(t) = F_{j1} + F_{j2} + F_{j3}.$$

С учетом изложенного получим:

$$\begin{aligned} F_j(t) = & \frac{Ar_j}{\sqrt{1 + \frac{\omega_2^2}{\alpha_j^2}}} \sin \left( \omega_2 t - \varphi_2 - \arctg \frac{\omega_2}{\alpha_j} \right) - \\ & - \frac{r_j B}{\sqrt{1 + 4 \frac{\omega_2^2}{\alpha_j^2}}} \sin \left[ 2(\omega_2 t - \varphi_2) + \arctg \frac{\alpha_j}{2\omega_2} \right] + r_j B. \end{aligned} \quad (12)$$

Из (11) и (12) нетрудно определить  $\theta_{jk}$ , положив, что

$$\theta_{jk} = \theta_{j\text{вкл}k} - F_j(t_{\text{вкл}k}). \quad (13)$$

Итак, соотношения (11), (12), (13) дают выражение для температуры перегрева  $j$ -го звена модели тиристора в интервале проводимости:

$$\theta_j(t) = [\theta_{j\text{вкл}k} - F_j(t_{\text{вкл}k})] e^{-\alpha_j(t-t_{\text{вкл}k})} + F_j(t). \quad (14)$$

Определим температуру перегрева в любой точке периода повторяемости через начальные условия периода повторяемости. Для этого рассмотрим ряд последовательных интервалов. Пусть первый интервал  $[0, t_{\text{вкл}1}]$  соответствует паузе тока. Текущее значение перегрева определяем по (10), учитывая, что  $\theta_{j\text{выкл}k} = \theta_j(0)$ :

$$\theta_j(t) = \theta_j(0) e^{-\alpha_j t}.$$

Перегрев в конце интервала (начале следующего):

$$\theta_{j\text{вкл}1} = \theta_j(0) e^{-\alpha_j t_{\text{вкл}1}}. \quad (15)$$

В следующем интервале проводимости  $[t_{\text{вкл}1}, t_{\text{выкл}1}]$

$$\theta_j(t) = \theta_j(0) e^{-\alpha_j t} - F_j(t_{\text{вкл}1}) e^{-\alpha_j(t-t_{\text{вкл}1})} + F_j(t),$$

где  $F_j(t_{\text{вкл}1})$ ,  $F_j(t)$  определяем по (12).

Величина перегрева в конце интервала

$$\begin{aligned} \theta_{j\text{выкл}1} = & \theta_j(0) e^{-\alpha_j t_{\text{выкл}1}} - F_j(t_{\text{вкл}1}) e^{-\alpha_j(t_{\text{выкл}1}-t_{\text{вкл}1})} + \\ & + F_j(t_{\text{выкл}1}). \end{aligned} \quad (16)$$

Аналогичные соотношения могут быть получены и для последующих интервалов. Нетрудно заметить закономерность в полученных соотношениях, позволяющую записать общие соотношения для интервала проводимости  $[t_{\text{вкл}k}, t_{\text{выкл}k}]$ :

$$\theta_j(t) = \theta_j(0) e^{-\alpha_j t} + S_{j1(k-1)} - S_{j2k} + F_j(t),$$

где

$$S_{j1(k-1)} = \sum_{n=1}^{k-1} F_j(t_{\text{выкл}n}) e^{-\alpha_j(t-t_{\text{вкл}n})};$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

$$S_{j2k} = \sum_{n=1}^k F_j(t_{\text{вкл}n}) e^{-\alpha_j(t-t_{\text{вкл}n})}.$$

В интервале паузы  $[t_{\text{выкл}k}, t_{\text{вкл}(k+1)}]$ :

$$\theta_j(t) = \theta_j(0) e^{-\alpha_j t} + S_{j1k} - S_{j2k}. \quad (17)$$

В общем случае

$$\theta_j(t) = \theta_j(0) e^{-\alpha_j t} + S_j(t), \quad (18)$$

где

$$S_j(t) = \begin{cases} S_{j1k} - S_{j2k} & \text{при } t_{\text{выкл}k} \leq t \leq t_{\text{вкл}(k+1)}; \\ S_{j1(k-1)} - S_{j2k} + F_j(t) & \text{при } t_{\text{вкл}k} \leq t \leq t_{\text{выкл}k}. \end{cases}$$

Таким образом, для определения температуры перегрева по (17) и (18) при любом  $0 \leq t \leq T$  достаточно знать номер и тип интервала, соответствующие течения  $t$ , и начальные условия периода повторяемости.

Воспользовавшись соотношением (9), определим значение  $\theta_j(0)$ . Подставив в (17)  $t = T$ , с учетом (9) получим:

$$\theta_j(0) = \frac{S_j(T)}{1 - e^{-\alpha_j T}}. \quad (19)$$

Из (17) и (19) получим расчетную формулу для температуры перегрева  $j$ -го звена модели тиристора:

$$\theta_j(t) = \frac{S_j(T)}{1 - e^{-\alpha_j T}} e^{-\alpha_j t} + S_j(t). \quad (20)$$

Суммарная температура перегрева в соответствии с рис. 3

$$\theta(t) = \sum_{j=1}^n \theta_j(t). \quad (21)$$

По (20) и (21) рассчитывается максимальная температура перегрева структуры тиристора. Очевидно, что расчеты целесообразно выполнять с помощью ЦВМ. Максимального значения температура перегрева может достигать только в интервале проводимости. Алгоритм расчета  $\theta_{\max}$  выполнен так, что сначала в конце интервала проводимости определяется  $\theta$  и ее производная. Если производная положительна, полученное значение  $\theta$  принимается за максимальное в данном интервале, если производная отрицательна, то отыскивается точка внутри интервала проводимости, где производная равна нулю, и затем в этой точке определяется новое значение  $\theta$ . После расчета в каждом интервале проводимости выбираем максимальное значение.

Необходимо отметить, что при определении сочетания параметров, соответствующих максимальной загрузке тиристора по току, вместо критерия (4) может быть принято другое соотношение:

$$I_{\text{ср.т.макс}} = F_2^*(v, \varphi_2, \delta, I_{M2}), \quad (22)$$

где  $I_{\text{ср.т.макс}}$  — максимум среднего значения тока тиристора

$$I_{\text{ср.т.}} = \frac{1}{2\pi q} \sum_{k=1}^q \int_{\theta_{\text{вкл}k}}^{\theta_{\text{выкл}k}} I_{M2} \phi d\theta.$$

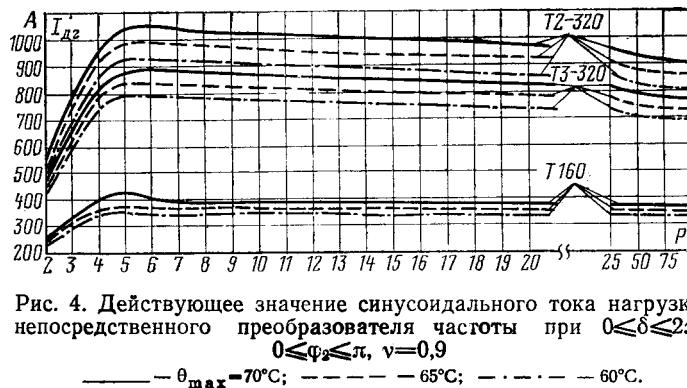


Рис. 4. Действующее значение синусоидального тока нагрузки непосредственного преобразователя частоты при  $0 \leq \delta \leq 2\pi$ ,  $0 \leq \varphi_2 \leq \pi$ ,  $v=0,9$

—  $\theta_{\max} = 70^\circ\text{C}$ ; —  $\theta_{\max} = 65^\circ\text{C}$ ; - - -  $\theta_{\max} = 60^\circ\text{C}$ .

Вычисления по (22) значительно проще, чем по (3), но, как показал анализ расчетов, дают погрешность, которая при  $p \geq 3$  не превышает 8% по допустимому току преобразователя.

Ток нагрузки в соответствии с п. 3 последовательности расчета выбираем следующим образом: для двух произвольно выбранных значений  $I_{m2}$  находим  $\theta_{\max}$  и затем решаем систему уравнений

$$\theta_{\max 1} = aI_{m21} + bI_{m21}^2;$$

$$\theta_{\max 2} = aI_{m22} + bI_{m22}^2$$

относительно коэффициентов  $a$ ,  $b$ . В дальнейшем выбираем из уравнения

$$\theta_{\max} = aI_{m2} + bI_{m2}^2. \quad (23)$$

Справедливость (23) может быть доказана путем преобразований выражения (22), если допустить, что момент достижения максимальной температуры  $r_{ppl}$ -структуры не зависит от тока нагрузки. Как показали расчеты, погрешность выражения (23) не превышала 5% при значениях  $\delta$  и  $\varphi_2$ , соответствующих максимальной загрузке тиристора.

На рис. 4 представлены кривые, позволяющие определить допустимое значение тока нагрузки непосредственного преобразователя частоты с одним вентилем в плече вентильной группы. Кривые получены для варианта, когда параметры  $\delta$ ,  $\varphi_2$  изменяются в широких пределах. Снижение допустимого тока нагрузки при  $p < 5$  объясняется неравномерностью загрузки тиристоров по току [Л. 1], а плавное уменьшение допустимого тока при  $p > 5$  связано с увеличением влияния звеньев тепловой модели тиристора с относительно большими постоянными времени (см. табл. 1). Отметим, что кривые рис. 4 построены по точкам, соответствующим целым значениям  $p$ . Если  $p$  — дробное число, допустимые токи при  $p < 5$  больше, а по мере увеличения  $p$  величина допустимого тока становится независящей от длительности периода повторяемости.

В табл. 2 приведены значения коэффициентов  $a$  и  $b$  в соотношении (23), позволяющие рассчитать максимальный перегрев структуры при ряде значений параметра  $p$ . Нетрудно убедиться, что с помощью (23) и табл. 2 могут быть получены кривые, представленные на рис. 4.

Таблица 2

Коэффициенты  $a$  и  $b$  в уравнении (23) при различных отношениях входной частоты к выходной

p	T = 160		T3 = 320		T2 = 320	
	a · 10	b · 10 <sup>4</sup>	a · 10	b · 10 <sup>4</sup>	a · 10	b · 10 <sup>4</sup>
2	1,3300	1,6310	0,7455	0,4542	0,6881	0,2896
3	0,9256	1,2114	0,4550	0,3027	0,4201	0,1883
4	0,8042	0,9770	0,3609	0,2087	0,3331	0,1998
5	0,7488	0,9214	0,3265	0,1884	0,3013	0,1173
6	0,7718	0,9044	0,3372	0,1794	0,3113	0,1116
7	0,7785	0,9104	0,3369	0,1806	0,3107	0,1126
8	0,7708	0,8844	0,3399	0,1848	0,3137	0,1150
9	0,7614	0,8597	0,3416	0,1867	0,3153	0,1162
10	0,7797	0,9183	0,3433	0,1866	0,3169	0,1161
11	0,7843	0,9316	0,3461	0,1897	0,3195	0,1181
12	0,7847	0,9262	0,3481	0,1905	0,3213	0,1185
13	0,7835	0,9187	0,3494	0,1915	0,3225	0,1192
16	0,7928	0,9456	0,3551	0,1918	0,3218	0,1231
20	0,7979	0,9573	0,3606	0,2029	0,3328	0,1263
25	0,8021	0,9658	0,3670	0,2081	0,3387	0,1295
50	0,8122	0,9855	0,3830	0,2213	0,3536	0,1377
75	0,8197	0,9962	0,3882	0,2265	0,3584	0,1409
100	0,8274	1,0056	0,3911	0,2291	0,3610	0,1425
$\infty$	1,6689	2,2773	0,9618	0,6680	0,8905	0,4156

Значения коэффициентов  $a$ ,  $b$  при  $p \rightarrow \infty$  получены из следующих соотношений:

$$a = U_o \sum_{j=1}^5 r_j \frac{1 - e^{-\alpha_j T_0/3}}{1 - e^{-\alpha_j T_0}};$$

$$b = R_d \sum_{j=1}^5 r_j \frac{1 - e^{-\alpha_j T_0/3}}{1 - e^{-\alpha_j T_0}},$$

где  $T_0 = 0,02$  с.

Для ряда применений непосредственный преобразователь частоты рассчитывают на работу в ограниченном диапазоне изменения  $\varphi_2$  или при его фиксированном значении. Кривые, позволяющие определить допустимый ток нагрузки преобразователя с одним вентилем в плече вентильной группы, для этого случая представлены на рис. 5. Пользуясь кривыми, следует учитывать, что мостовая вентиль-

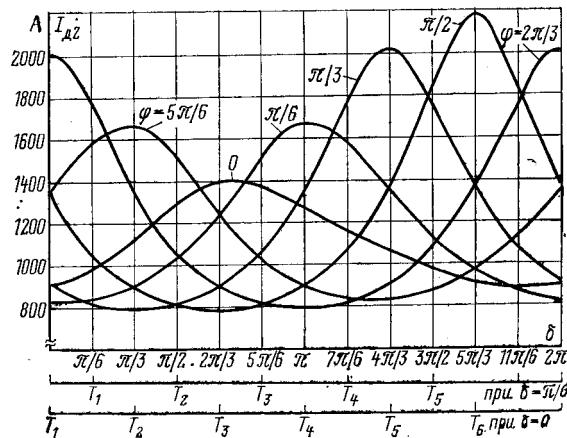


Рис. 5. Действующее значение допустимого тока нагрузки преобразователя на тиристорах T2-320 при  $\theta_{\max} = 70^\circ\text{C}$ ,  $p = 3$ ,  $v = 0,9$ .

ная группа непосредственного преобразователя частоты (рис. 1) содержит шесть тиристоров, допустимые токи которых связаны между собой следующим соотношением:

$$I_{\text{тн}}(\delta, \varphi_2, v) = I_{\text{тн}} \left[ \left( \delta + \frac{\pi}{3}(7-n) \right), \varphi_2, v \right], \quad (24)$$

где  $n$  — номер тиристора в схеме по рис. 1.

С учетом (24) по рис. 5 можно определить допустимые токи нагрузки всех шести тиристоров, причем допустимым током вентильной группы будет наименьший ток. В качестве примера на рис. 5 показано как определяются токи тиристоров  $T_1-T_6$  при двух значениях угла  $\delta$ . Нетрудно заметить, что угол  $\delta$  слабо влияет на допустимый ток нагрузки вентильной группы. При увеличении  $p$ , т. е. уменьшении частоты на выходе преобразователя, влияние угла  $\varphi_2$  на допустимый ток нагрузки уменьшается.

В заключение отметим, что полученные результаты полностью применимы не только к преобразователям с шестипульсными мостовыми вентильными группами, но и к преобразователям с трехпульсными и эквивалентными двенадцатипульсными вентильными группами.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Жемеров Г. Г. Токовые нагрузки силовой цепи преобразователей частоты с непосредственной связью. — Электричество, 1969, № 12, с. 38—42.
2. Давидов П. Д. Анализ и расчет тепловых режимов полупроводниковых приборов. — М.: Энергия, 1967, 144 с.
3. Кубышкин И. В., Левитан И. И., Шамес Б. И. Исследование вольт-амперных характеристик тиристоров. — Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника, 1974, вып. 10 (57), с. 3—6.
4. Пискунов Н. С. Дифференциальное и интегральное исчисление, т. 2. — М.: Наука, 1972. 576 с.

[01.06.79]

УДК [621.3.015.51:546.212].001.24

## Расчет электрической прочности промежутков в воде

КУЖЕКИН И. П., канд. техн. наук, КАЛЕНИКОВ А. В., инж.

Московский энергетический институт

Вода и водные растворы используются для изготовления резисторов, предназначенных для работы при высоких напряжениях и больших рассеиваемых энергиях. Вода применяется в качестве изоляционной среды и для пропитки полимерной пленочной изоляции в современных электрофизических установках, например, формирующих линиях с напряжением до нескольких миллионов вольт. Известны насососекундные коммутаторы импульсных токов — водяные разрядники. С использованием водяных растворов солей изготавливают [Л. 1] делители высокого напряжения, обладающие малой погрешностью измерения наносекундных импульсов. Наконец, в настоящее время широко применяются различные технологические установки высокого напряжения, рабочей средой которых является вода.

Сказанное объясняет большой интерес, проявляемый к изучению электрических характеристик воды, и в первую очередь — процессов электрического пробоя, причем особый интерес представляет создание методики расчета электрической прочности промежутков в воде.

В [Л. 2] была представлена методика расчета разрядного напряжения промежутков в жидкостях при воздействии косоугольного импульса напряжения. В [Л. 3] рассмотрены тепловой и лидерный пробой в воде и даны выражения для энергии, рассеиваемой в промежутке при пробое. Более полно результаты этих исследований были изложены в [Л. 4]. В [Л. 5] вновь исследуются процессы пробоя воды с целью определения потерь энергии при пробое в электрогидравлических установках.

В статье обобщается накопленный материал и делается попытка создания методики расчета электрической прочности промежутков в воде.

Характер пробоя в воде сильно зависит от вида промежутка, амплитуды и формы импульса приложенного напряжения, электропроводности воды, длительности воздействия напряжения и т. д.

В водяных формирующих линиях стремятся обеспечить электрическое поле между электродами, близкое к однородному. В технологических установках ставится другая задача — обеспечение предельно быстрого пробоя промежутка, и поэтому выбирается электродная система с резко неоднородным полем. Диапазон рабочих напряжений установок, в которых используется вода, чрезвычайно широк — от сотен вольт до мегавольт. В формирующих линиях напряжение на промежутках плавно возрастает. В технологических установках оно возрастает за время около  $10^{-7}$  с, затем до завершения пробоя в течение микросекунд (а в некоторых случаях до миллисекунд) оно остается постоянным или несколько падает до завершения пробоя. Электропроводность меняется от  $10^{-1}$  до  $10^{-6}$   $\text{Ом}^{-1} \text{см}^{-1}$ . Наиболее полно изучен процесс пробоя при прямоугольной форме напряжения, приложенного к промежутку «стержень — плоскость» [Л. 3].

Не вдаваясь в детали завершающей стадии пробоя, можно пояснить особенности пробоя в зависимости от напряжения диаграммой рис. 1. При малых напряжениях, когда максимальная напряженность у стержня не превышает некоторого критического значения  $E_{\text{кр}}$  (для воды с электропроводностью  $\sigma = 2,5 \cdot 10^{-4} \text{ Ом}^{-1} \text{см}^{-1}$   $E_{\text{кр}} = 36 \text{ кВ/см}$ ) через некоторое время с момента приложения напряжения наблюдается вскипание воды у стержня. Затем зона кипения распространяется вглубь промежутка вплоть до противоположного электрода — плоскости. Пробой завершается разрядом в газовых пузырьках, образовавшихся при кипении.

Описанные процессы характерны для напряжений  $U < U_0$ , где  $U_0$  — напряжение, при котором в промежутке достигается максимальная напряженность  $E_{kp}$  (без учета влияния микронеоднородностей поверхности электрода). Момент начала кипения на рис. 1 отмечен границей зон 1 и 2, а момент завершения пробоя промежутка — границей зон 2 и 4. Такой пробой будем называть тепловым.

Если напряженность электрического поля у стержня лежит в пределах от 36 до 45 кВ/см ( $U_0 < U < U_2$ ), то зона кипения распространяется только на часть промежутка. Затем в некоторый момент, соответствующий границе зон 1 и 3, возникают лидеры, развивающиеся из области кипения, и пробой завершается быстрым продвижением лидеров до плоскости.

При напряженностях поля выше 45 кВ/см ( $U > U_2$ ) кипения воды не наблюдается, хотя и не исключено появление газовых включений у поверхности электрода, непосредственно у микронеоднородностей, где напряженность электрического поля может превышать указанное значение. Спустя некоторое время от момента включения напряжения у электрода возникают лидеры, пробой осуществляется прорастанием лидеров до противоположного электрода — плоскости. Это время соответствует границе зон 1 и 3 на рис. 1. В завершающей стадии пробоя наблюдается яркая вспышка и обратный разряд. Однако длительность этих явлений пренебрежимо мала по сравнению с долидерным временем и временем прорастания лидеров. Вольт-секундная характеристика промежутка представляет собой падающую кривую (граница зон 3 и 4 при  $U > U_0$  и зон 2 и 4 при меньших напряжениях).

Пробой с возникновением и развитием лидеров принято называть лидерным. Он возникает, если напряженность поля у стержня превышает 36 кВ/см при  $\sigma$  около  $10^{-4}$  Ом<sup>-1</sup> см<sup>-1</sup>.

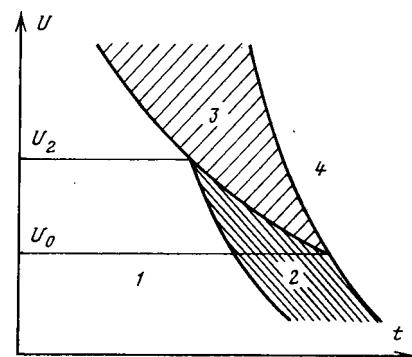
При других электропроводностях напряженность, соответствующая возникновению лидерного пробоя, близка к указанному значению.

Если не учитывать усиление поля у микронеоднородностей электролов, то нагрев среды в однородном поле происходит равномерно по всему объему, и вскипание начинается во многих точках промежутка. Разряд в газовых включениях, образующихся при кипении, приводит к пробою промежутка. Как следует из оценок, время роста газовых включений до момента разряда в них гораздо меньше времени, необходимого для нагрева среды до температуры кипения. Следовательно, критерием пробоя в однородном поле является начало кипения, а время пробоя определяется временем достижения температуры кипения.

Трудность в определении времени пробоя заключается в том, что температура кипения не известна. При относительно длительных процессах, когда скорость подвода энергии к зародышевым точкам парообразования из окружающего пространства выше, чем скорость ввода энергии в промежуток, кипение при нормальном давлении начинается при температуре  $T_2 = 100^\circ\text{C}$ . Если это условие не соблюдается, то возможен нагрев воды до более высоких температур. Так, в [Л. 6 и 7] экспериментально установлена температура к моменту

Рис. 1. Процессы пробоя в зависимости от времени и напряжения.

1 — область, в которой не наблюдаются пробивные явления; 2 — область кипения; 3 — область развития лидеров; 4 — область начальной стадии разряда.



начала кипения  $T_2 = 205^\circ\text{C}$ , и указывается, что возможен еще больший перегрев.

Определим время нагрева воды от начальной температуры  $T_1$  до температуры  $T_2$  при постоянстве во времени приложенного к промежутку длиной  $l$  напряжения  $U$ , пренебрегая теплопроводностью:

$$t = \frac{c\gamma l^2}{\alpha\sigma_0 U^2} \ln \frac{1 + \alpha T_2}{1 + \alpha T_1}, \quad (1)$$

где  $c$ ,  $\gamma$  и  $\sigma_0$  — соответственно удельные теплоемкость, плотность и электропроводность воды при  $0^\circ\text{C}$ ;  $\alpha$  — температурный коэффициент электропроводности.

При выводе формулы (1) использована линейная зависимость электропроводности от температуры

$$\sigma = \sigma_0 (1 + \alpha T), \quad (2)$$

а  $c$  и  $\gamma$  приняты не зависящими от температуры.

Коэффициент  $\alpha$  зависит от вида растворенных в воде веществ и их концентрации. По данным [Л. 8] при высоких концентрациях кислот  $\alpha = -0,0164$  1/K, щелочей — 0,019 1/K, солей — 0,022 1/K. Имеющиеся сведения о температурной зависимости электропроводности различных электролитов противоречивы, особенно при высоких температурах. Как показали измерения, линейная зависимость электропроводности, начиная с  $\sigma_0 = 2,5 \cdot 10^{-4}$  Ом<sup>-1</sup> см<sup>-1</sup>, сохраняется по крайней мере до температуры  $170^\circ\text{C}$  и  $\alpha = 0,011$ . Согласно [Л. 9 и 10] линейная зависимость электропроводности водных растворов  $\text{NaHCO}_3$  и  $\text{Na}_2\text{CaI}$  сохраняется до  $250$ — $300^\circ\text{C}$ . Коэффициент  $\alpha$  для данных солей меняется от 0,009 до 0,015 1/K.

Известно, что удельная электропроводность жидкостей зависит от напряженности поля. Это относится прежде всего к очищенным жидкостям с малой электропроводностью. Зависимость электропроводности воды от напряженности экспериментально установлена только при расстояниях между электродами, измеряемыми микронами и при больших значениях напряженности. В [Л. 1] показано, что электропроводность растворов  $\text{CuSO}_4$  не зависит от напряженности до 50 кВ/см при расстоянии между электродами в несколько сантиметров. Измерения показывают, что постоянство электропроводности воды сохраняется при гораздо большей напряженности электрического поля. Поэтому при выводе выражения (1) и при дальнейшем анализе электропроводность воды принята не зависящей от напряженности поля.

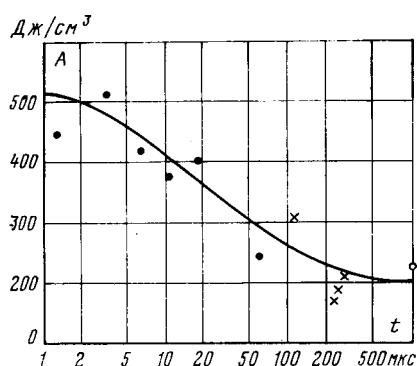


Рис. 2. Зависимость параметра  $A$  от времени пробоя для промежутков с однородным полем.

● — растворы  $\text{NaCl}$  с электропроводностью  $\sigma_0$  до  $10^{-2}$   $\text{Ом}^{-1} \text{ см}^{-1}$ ; × — водопроводная вода с  $\sigma_0 = 2,5 \cdot 10^{-4}$   $\text{Ом}^{-1} \text{ см}^{-1}$ ; ○ — вода с  $\sigma_0 = 3,7 \cdot 10^{-4}$   $\text{Ом}^{-1} \text{ см}^{-1}$  [Л. 11].

Предполагая, что уравнение (2) справедливо в диапазоне температур от  $T_1$  до  $T_2$ , можно сопоставить время до пробоя, рассчитанное по (1) с экспериментально измеренным для промежутков с однородным полем при напряженности от 62,5 до 500 кВ/см, когда пробою предшествовал нагрев воды до температуры не менее  $100^\circ\text{C}$ . Перед каждым экспериментом электроды заменялись и из промежутка удалялись осевшие на электродах различные в микроскоп пузырьки воздуха. Пробой осуществлялся в растворах поваренной соли с электропроводностью от  $6,5 \cdot 10^{-5}$  до  $10^{-2}$   $\text{Ом}^{-1} \text{ см}^{-1}$  и в водопроводной воде.

Полученные результаты приведены на рис. 2, где также показана точка, соответствующая времени  $t=1000$  мкс, рассчитанная по данным [Л. 11] при  $\sigma_0=3,7 \cdot 10^{-4}$   $\text{Ом}^{-1} \text{ см}^{-1}$  и  $\alpha=0,011$  1/К.

Для удобства по оси ординат отложена величина

$$A = \frac{\gamma c}{\alpha} \ln \frac{1 + \alpha T_2}{1 + \alpha T_1}. \quad (3)$$

Следует отметить большой разброс экспериментальных значений времени  $t$  при сохранении условий проведения опытов. Это связано, вероятно, с неодинаковостью условий на поверхности электродов даже при чистоте поверхности не ниже 10 класса, а также со случаем характером процесса образования газовых пузырьков.

Для расчетов времени теплового пробоя  $t_{\text{пр}}$  предлагается следующая экстраполяция величины  $A$  от времени пробоя:

$$A = A_{T_2=100^\circ\text{C}} + [A_{T_2=373^\circ\text{C}} - A_{T_2=100^\circ\text{C}}] e^{-(t_{\text{пр}}/\tau)^{2/3}}. \quad (4)$$

При этом предполагается, что возможен перегрев до критической температуры  $T_2=373^\circ\text{C}$  при сохранении нормального давления.

Выражая величину  $A$  в Дж/см<sup>3</sup>, получим

$$A = 200 + 345e^{-(t_{\text{пр}}/\tau)^{2/3}} \quad (5)$$

Второй член в правой части уравнений (4) и (5) характеризует — перегрев жидкости. В него входит некоторая постоянная времени  $\tau$  теплового процесса. Показанной на рис. 2 линии соответствует  $\tau=30$  мкс.

Вольт-секундная характеристика промежутков с однородным полем имеет вид

$$U = \sqrt{\frac{l^2}{\sigma_0 t_{\text{пр}}}} (200 + 345e^{-(t_{\text{пр}}/\tau)^{2/3}}). \quad (6)$$

Сложнее обстоит дело с расчетом пробоя промежутков с неоднородным полем. Неоднородность поля приводит к неравномерности нагрева среды.

Для оценки этого процесса выполнен численный расчет нагрева жидкости между обкладками сферического конденсатора при постоянном напряжении на электродах. Промежуток разбивался на несколько слоев, в пределах каждого слоя жидкость считалась однородной. С определенным интервалом времени, в течение которого напряженность поля принималась постоянной, рассчитывалось изменение температуры воды, изменение электропроводности в каждом слое и распределение напряженности в промежутке.

На рис. 3 приведены результаты расчета распределения напряженности поля в промежутке в различные моменты времени. Расчет проводился при следующих условиях: радиус внутреннего электрода 3 мм, внешнего — 13 мм, напряжение между электродами 10 кВ, в качестве среды рассматривалась вода с электропроводностью  $\sigma_0=2,5 \times 10^{-4}$   $\text{Ом}^{-1} \text{ см}^{-1}$  и температурным коэффициентом  $\alpha=0,011$  1/К. Начальное отношение напряженности поля около внутреннего электрода к напряженности у внешнего составляет 19. Спустя 1,5 мс после включения напряжения температура воды у поверхности внутреннего электрода достигает  $100^\circ\text{C}$ , отношение максимальной напряженности к минимальной падает до 6,7. При дальнейшем нагреве происходит еще большее выравнивание напряженности, и при  $t=0,01$  с отношение напряженностей составляет всего 2,2, т. е. поле становится близким к однородному. При расчете не учитывались процессы парообразования, которые могут внести су-

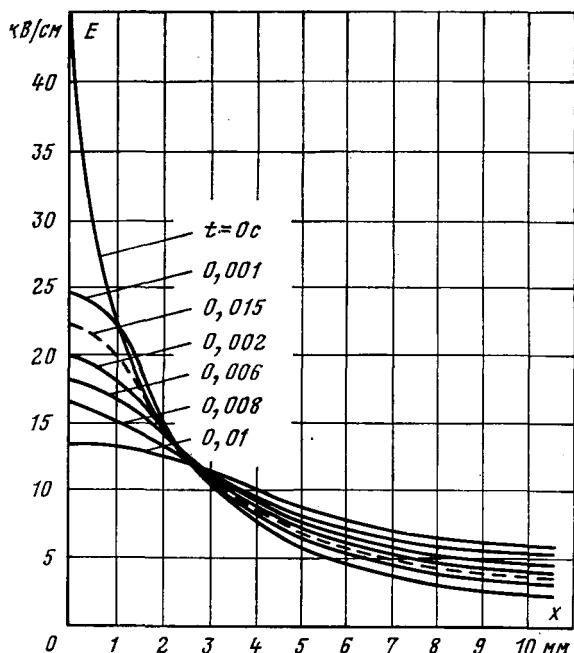


Рис. 3. Изменение распределения напряженности электрического поля в промежутке в различные моменты времени.

щественные корректиры. Однако для оценки времени теплового пробоя промежутков с неоднородным полем можно использовать формулы для однородного поля.

При лидерном пробое промежутков с резко неоднородным полем ярко выражен эффект полярности. Так, время пробоя при отрицательной полярности напряжения на стержне может быть на порядок больше, чем при положительной [Л. 3]. Чем слабее напряженность поля, тем меньше эта разница. При напряжениях, приближающихся к границе теплового пробоя, вольт-секундные характеристики промежутков «положительный стержень — плоскость» и «отрицательный стержень — плоскость» пересекаются. Вследствие того, что при некоторых условиях разбросы времени пробоя при отрицательном напряжении стержня меньше, чем при положительном [Л. 3], может оказаться предпочтительным использование отрицательной полярности напряжения. Однако в подавляющем большинстве случаев практический интерес представляет пробой при положительной полярности напряжения на стержне. Вольт-секундные характеристики этих промежутков описываются следующим выражением:

$$t = \frac{al}{(U - U_0)^2}, \quad (7)$$

где  $a$  — постоянная (для воды с  $\sigma_0 = 2,5 \times 10^{-4} \text{ Ом}^{-1} \text{ см}^{-1}$ ,  $a = 3600 \text{ В}^2 \text{ с/см}$ );  $U_0$  — напряжение, при котором начальная напряженность электрического поля у вершины стержня достаточна для возникновения лидеров.

Замещая реальный электрод гиперболоидом с радиусом кривизны у вершины, равным радиусу закругления электрода, можно определить

$$U_0 = \frac{E_{kp}}{2} r \ln \frac{4l}{r}, \quad (8)$$

где  $r$  — радиус закругления стержня.

После подачи напряжения через промежуток начинает протекать ток, величина которого определяется сопротивлением промежутка. Это сопротивление нелинейно, в момент подачи напряжения оно определяется оголенной поверхностью  $S$  стержня и электропроводностью воды; заменяя реальный электрод уединенной сферой, поверхность которой равна  $S$ , можно записать:

$$R = \frac{1}{2\sigma V \pi S}. \quad (9)$$

Для определения сопротивления промежутка пробоя воспользуемся тем, что лидерный ток при прямоугольном напряжении изменяется линейно [Л. 3].

Рассчитаем потребление энергии во время пробоя, предполагая, что крутизна  $\frac{dI_l}{dt}$  лидера тока

известна и постоянна во времени; напряжение и ток с поверхности электрода  $I_l$  не зависят от времени; додидерное время равно нулю:

$$W_{np} = UI_l t_{np} + U \frac{dI_l}{dt} \frac{t^2_{np}}{2}. \quad (10)$$

Ток утечки с поверхности электрода легко определить, используя уравнение (9). Максимальный ток с поверхности лидера определим, заменив реальный лидер эллипсоидом вращения с большой полуосью, равной длине промежутка  $l$ , и малой полуосью, равной диаметру лидера  $d_l$ . Учитывая, что  $l \gg d_l$ , и пренебрегая расстоянием между эллипсоидом и противоположным электродом — плоскостью, а также используя электростатическую аналогию для системы «эллипс — плоскость» при диаметрах лидера, наблюдавшихся в экспериментах, приближенно можно записать:

$$I_l = b U \sigma l. \quad (11)$$

Начиная с некоторого напряжения с электрода развивается несколько лидеров, коэффициент  $b$  учитывает это обстоятельство. Крутизу лидера тока определим делением максимального тока лидера  $I_l$  на время пробоя.

Подставив полученные значения тока  $I_l$  и  $\frac{dI_l}{dt}$  в (10), получим

$$W_{np} = U^2 t_{np} \sigma \left( 2 V \pi S + b \frac{l}{2} \right). \quad (12)$$

Из структуры последней формулы следует, что эквивалентное сопротивление промежутка во время лидера тока

$$R_s = \frac{1}{\sigma \left( 2 V \pi S + b \frac{l}{2} \right)}. \quad (13)$$

Сопротивление  $R_s$  получается путем параллельного включения сопротивлений  $R_l$  и  $R$ . При этом сохраняется равенство выделенной энергии в процессе пробоя. Практически ток, определяемый напряжением и сопротивлением  $R$ , остается постоянным до момента возникновения лидеров, а затем линейно возрастает до нескольких килоампер [Л. 3]. Точно учесть все особенности изменения тока в процессе пробоя не представляется возможным.

Для расчетов лидерного пробоя введем следующие упрощения. Будем считать, что процесс пробоя протекает с некоторой скоростью  $v$ , зависящей только от мгновенного значения напряжения на промежутке:

$$v = \frac{(U - U_0)^2}{a}. \quad (14)$$

Эта скорость близка к скорости прорастания лидеров лишь в том случае, если додидерное время значительно короче лидерной стадии. Предположение о зависимости скорости пробоя только от мгновенного значения аналогично предположению о безынерционности процесса пробоя. Будем считать, что при напряжении, равном или меньшем  $U_0$ , процесс пробоя прекращается, т. е. выражение (14) имеет смысл только при  $U > U_0$ . При данных предположениях можно найти «пробитую» часть промежутка:

$$x = \frac{1}{a} \int_0^t (U - U_0)^2 dt. \quad (15)$$

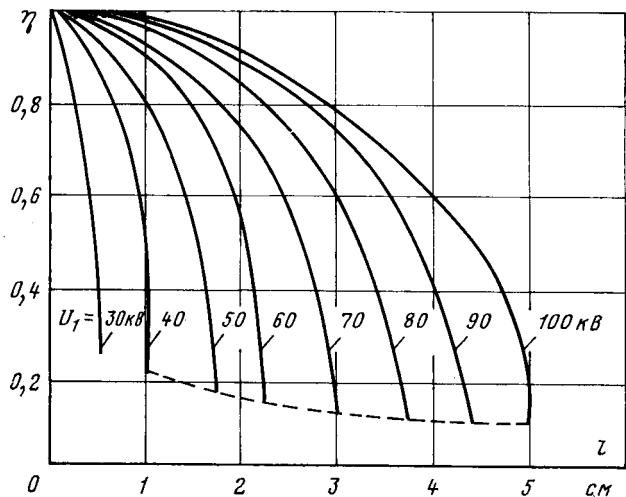


Рис. 4. Зависимость параметра  $\eta$  от межэлектродного расстояния  $l$  при различных зарядных напряжениях  $U_1$ .

Для расчета пробоя необходимо знать закон изменения напряжения  $U$  во времени. Чтобы упростить рассмотрение пробоя, будем считать изменение напряжения на промежутке по закону:

$$U = U_1 e^{-t/CR_s}, \quad (16)$$

где  $U_1$  — напряжение, до которого заряжена конденсаторная батарея;  $C$  — емкость батареи. Учитывая, что  $R_s$  выбрано по условию равенства потребления энергии в процессе пробоя, уравнение (16) представляет собой экстраполяцию изменения напряжения на промежутке экспонентой при сохранении неизменным напряжения к моменту завершения пробоя.

Как указывалось выше, коэффициент  $b$ , входящий в выражение для сопротивления  $R_s$ , зависит от напряжения. Эта зависимость может быть представлена в виде

$$b = 2 \cdot 10^{-4} U_1.$$

Здесь  $b$  является безразмерной величиной, а  $U_1$  выражено в вольтах. Подставляя (16) в (15), получаем

$$x = \frac{1}{a} \left[ U_1^2 \frac{CR_s}{2} \left( 1 - e^{-\frac{2t}{CR_s}} \right) - 2U_0 U_1 C R_s \left( 1 - e^{-\frac{t}{CR_s}} \right) + U_0^2 t \right]. \quad (17)$$

Формула (17) полностью описывает временные характеристики пробоя. Так можно получить связь времени пробоя  $t_{\text{пр}}$  с остальными параметрами разрядного контура или определить максимальное пробивное расстояние между электродами:

$$l_m = \sqrt{\frac{U_0^2 C}{b a} \left[ \frac{U_1^2}{U_0^2} - 4 \frac{U_1}{U_0} + 3 + \ln \left( \frac{U_1}{U_0} \right)^2 \right] + \frac{4\pi S}{b^2} - \frac{2V\pi S}{b}}. \quad (18)$$

Задаваясь определенными допустимыми потерями энергии  $\eta$  за время пробоя, выраженным в относительных единицах, найдем соответствующее

значение межэлектродного расстояния

$$\begin{aligned} l_\eta = \sqrt{\frac{C}{b a \sigma} [U_1^2 (1 - \eta) - 4U_0 U_1 (1 - \sqrt{\eta}) + U_0^2 \ln \eta] + \frac{4\pi S}{b^2} - \frac{2V\pi S}{b}}. \end{aligned} \quad (19)$$

При  $U_1 \gg U_0$  выражение (19) упрощается:

$$l_\eta = \sqrt{\frac{C U_1^2}{b a \sigma} (1 - \eta) + \frac{4\pi S}{b^2} - \frac{2V\pi S}{b}}. \quad (20)$$

На рис. 4 приведены расчетные кривые  $\eta$  в зависимости от относительных затрат энергии на пробой:

$$\eta = \frac{U_{\text{пр}}^2}{U_1^2}, \quad (21)$$

где  $U_{\text{пр}}$  — напряжение, при котором завершается пробой промежутка при условии, что  $r = 0,5$  см;  $\sigma = 0,01 \text{ Ом}^{-1} \text{ см}^{-1}$ ;  $CS = 2 \cdot 10^{-4} \text{ Ф} \cdot \text{см}^2$ . Напряжение на конденсаторе  $U_1$  менялось от 30 до 100 кВ.

Расчетные кривые, полученные из уравнения (19), дают хорошее совпадение пробивных напряжений  $U_{\text{пр}}$  и максимальной пробивной длины  $l_m$  с экспериментальными данными.

Как следует из расчетов, при малых напряжениях спад значения  $\eta$  при возрастании межэлектродного расстояния круты. Это означает, что расстояние между электродами является очень критичной величиной, определяющей потери энергии за время пробоя. Так, при  $U_1 = 40$  кВ и  $l > 1$  см в канале выделяется не менее 50% запасенной энергии, а при незначительном увеличении пробой отсутствует. Еще резче этот эффект наблюдается при  $U = 30$  кВ. Предложенная методика позволяет проводить расчет электрической прочности промежутков в воде при различных условиях. Проведенные формулы для расчета теплового пробоя применимы при напряженностях поля, не превышающих критическую и в тех случаях, когда можно пренебречь теплообменом в промежутке. Формулы для расчета лидерного пробоя применимы при длительностях воздействия напряжения от  $10^{-7}$  до  $10^{-3}$  с.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Герасимов А. И., Клементьев А. П., Милорадов Д. Н. О стабильности удельной электропроводности водного раствора медного купороса в импульсном электрическом поле. — Электричество, 1976, № 10, с. 69.
- Ушаков В. Я. К расчету вольт-секундных характеристик некоторых жидкых диэлектриков. — Изв. вузов, Электроника, 1966, № 1, с. 15-19.
- Kuzhekin I. Verhalten von Funkenstrecken unter Wasser bei Impulsspannung- und Impulstrombeanspruchung. — ETZ-A, 1972, Bd 93, N. 7.
- Кужекин И. П. Импульсный пробой и канал разряда в жидкости. Автореф. дисс. на соиск. уч. степ. канд. техн. наук, МЭИ, 1966.
- Кривицкий Е. В., Петриченко В. Н., Бондарец Л. М. Исследование энергетических характеристик предпробойной стадии подводного искрового разряда. — ЖТФ, 1977, т. 47, с. 319-326.
- Скрипов В. П. К термодинамике двухфазных систем с изотропно различными молекулами. — В кн.: Тр. УПИ, 1962, вып. 123.
- Скрипов В. П. Кризис кипения и термодинамическая устойчивость жидкости. — В кн.: Тепло- и массоперенос. — Минск: Изд-во АН БССР, 1962.
- Philipow E. Taschenbuch Elektrotechnik. Grundlagen. — Berlin: VEB Verlag Technik, 1968.

# Из опыта работы

УДК 621.3.015.532.083

## Регистрация токов коронного разряда на Останкинской телебашне

ГОРБУНОВА Г. Ю., ГОРИН Б. Н.

Энергетический институт им. Г. М. Кржижановского

Известно, что при приближении заряженных облаков к возывающимся заостренным объектам на последних вследствие усиления электрического поля могут возникнуть коронные и другие разряды, сопровождаемые протеканием тока. Измерения этих токов в ряде случаев позволяют качественно судить о характере изменения напряженности поля в зависимости от метеопараметров [Л. 1], в частности, для выявления грозовой обстановки. Информативность измерений токов короны существенно повышается при размещении коронирующих остряй на высоких объектах, так как в этом случае острие приближается к облакам, возбуждающим поле, и исключается влияние приземного слоя объемного заряда. Кроме того, резкое увеличение напряженности поля у вершины высокого объекта повышает интенсивность коронирования, что позволяет упростить методику измерений и измерительную аппаратуру.

Предпринятые на Останкинской телебашне в Москве систематические измерения токов коронного разряда имели целью накопление данных о связи токов короны со структурой облаков и метеообстановкой, в частности, для определения возможности создания системы местного оперативного оповещения об опасной грозовой ситуации.

**Методика регистрации.** В качестве коронирующих электродов использовались: электрод — молниеприемник, представляющий собой трубу диаметром 28 мм и длиной 1,2 м с конусным наконечником, установленный на вершине телебашни на высоте 540 м, и сменные электроды различной формы, которые устанавливались на 16 метров ниже вершины башни на трех штангах, расположенных на разных сторонах телебашни.

Расположение измерительных электродов и электрода — молниеприемника на телебашне показано на рис. 1. В качестве сменных измерительных электродов использовались стержни диаметром 10 мм и длиной 800 мм, шары диаметром 120 мм с 40 иглами длиной 50 и 150 мм, а также гладкий шар того же диаметра. Все электроды изолировались от тела башни и с помощью экранированных кабелей, проходящих внутри металлических штанг и внутри телебашни, подключались к самопищущему прибору типа Н320/5. Защита кабелей и прибора от перенапряжений и токовых перегрузок обеспечивалась системой разрядников. На диаграммной ленте самопищущего прибора регистрировались токи от 0,02 до 10 мА отдельно с каждого электрода. При обработке диаграмм определялись величина и направление тока, продолжительность его во времени в дневном, часовом и минутном диапазонах.

Для установления связи коронного тока с метеообстановкой, видом и параметрами облачности, интенсивностью и длительностью грозы использовались данные стандартных наблюдений, полученные за период регистрации тока Центральной высотной гидрометеорологической обсерваторией (ЦВГМО), расположенной на Останкинской телебашне, а также данные метеостанции ВДНХ, расположенной примерно в 2 км от телебашни. Кроме того, использовались результаты оптических и электрических регистраций грозовых разрядов, выполненных с помощью комплекса регистрирующей аппара-

туры, размещенного на телебашне и вблизи нее [Л. 2—4]. Моменты срабатывания счетчиков разрядов в телебашню и автоматических осциллографических регистраторов импульсов тока молний, размещенных на телебашне, отмечались непосредственно на ленте прибора Н320/5 (на диаграммах коронного тока), а моменты срабатывания автоматических фоторегистраторов и осциллографических регистраторов импульсов напряженности магнитного поля, размещенных вблизи телебашни, фиксировались другими самопищущими приборами, которые синхронизировались в пределах 1 мин с прибором, регистрирующим токи короны.

При непрерывных регистрациях в весенний, летний и осенний периоды в течение 22 месяцев 1972—75 гг. получены 152 диаграммы тока короны. По характеру изменения тока во времени они могут быть разделены на три основные типа, представленные на рис. 2:

тип А — плавно изменяющийся ток, не содержащий резких бросков (импульсов);

тип Б — плавно изменяющийся ток с наложенными на него единичными бросками;

тип В — ток с наложенными на плавную составляющую многочисленными импульсами.

Следует заметить, что применяемая схема измерений не позволяет определить длительность и амплитуду импульсов при регистрации токов типа Б и В.

Сопоставление с данными метеослужбы и регистрациями оптических и электрических характеристик разрядов в башню и вблизи нее показало, что токи типа А связаны с прохождением вблизи телебашни и над ней негрозовых облаков, токи типа Б — с прохождением облаков типа Си song, Сb (при этом отмечались единичные грозовые разряды, в том числе разряды только в телебашне), а токи типа В с многочисленными импульсами — с прохождением грозовых облаков при ярко выраженной грозовой деятельности и частыми разрядами, в том числе многочисленными разрядами в телебашне. При этом моменты появления импульсов на плавном коронном токе совпадают с моментами разрядов в телебашню, в землю или в облаках в окрестности телебашни.

Можно утверждать, что токи более 0,02 мА не являются токами смещения, а вызваны электрическими разрядами в форме короны, огней Св. Эльма и пр., возникающими на электродах в электрическом поле облаков. В этом отношении показательные результаты синхронных регистраций тока одновременно на трех электродах различной конфигурации (стержень, гладкий шар, шар с иглами). При прохождении над телебашней негрозовых облаков ток типа А с гладкого шара был, как правило, ниже предела регистрации, в то время как токи со стержнем и шаром с иглами имели заметную величину и одинаковый характер изменения во времени. Это объясняется тем, что напряженность электрического поля в окрестности электрода, необходимая для зажигания короны на гладком шаре, по крайней мере на порядок больше, чем та, коякая для двух других электрода.

Результаты аналогичных регистраций во время грозы позволяют считать, что кратковременные броски (импульсы) тока также вызваны, в основном, резким повышением ин-

9. Физико-химические исследования некоторых свойств водных растворов в широком диапазоне температур и давлений./ Голубев Б. П., Смирнов С. Н., Миклошевская Е. П. и др.— В кн.: Тр. МЭИ, 1974, вып. 179, с. 40—50.

10. К изучению температурной зависимости электропроводности продуктов термического разложения триллона в вод-

ных растворах./ Мартынова О. И., Голубев Б. П., Смирнов С. Н., Миклошевская Е. П.— В кн.: Тр. МЭИ, 1972, вып. 115, с. 88—101.

11. Berger K. Das Verhalten von Erdung unter hohen Stossströmen.— Bulletin SEV, 1946, Bd 37, N. 8.

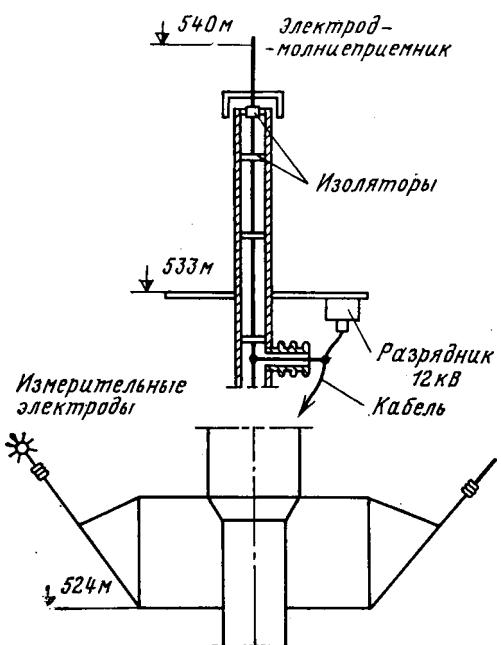


Рис. 1. Размещение на телебашне измерительных электродов и других элементов схемы измерения и защиты.

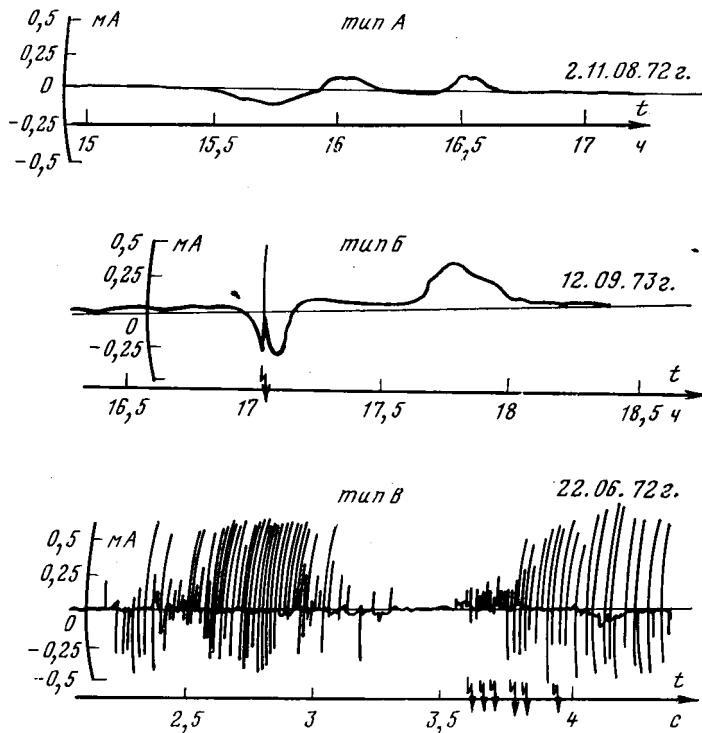


Рис. 2. Типичные диаграммы коронного тока со стержневого электрода (стрелками показаны разряды в телебашню).

тенсивности коронирования при кратковременном возрастании напряженности электрического поля в процессе подготовки и развития разрядов молний. На гладком шаре броски тока имели место лишь при близких разрядах, отмечаемых фотографическими и визуально в радиусе 3 км, и притом значительно реже, чем на двух других электродах. При удаленных разрядах броски тока на гладком шаре вообще не возникали, в то время как на двух других электродах они отмечались. В сумме число импульсов на гладком шаре в 2–3 раза меньше, чем на каждом из двух других электродов.

Результаты этого эксперимента позволяют заключить, что в данных условиях токи смещения на явно коронирующих электродах типа стержня или шара с иглами малы по сравне-

нию с током коронного разряда даже при резких изменениях напряженности поля. Что касается тока от переноса зарядов на электроды дождем, то он вообще, вероятно, ниже порога регистрации. В дальнейшем регистрация тока короны проводилась на стержневых измерительных электродах, установленных на трех штангах, и на электроде — молниеприемнике.

**Результаты регистрации.** Сопоставление диаграмм коронного тока и результатов наблюдения за характером облачности позволяет получить информацию об электризации облаков различного вида. Регистрация характера облачности ЦВГМО производилась дискретно каждые 3 часа. Нами были отобраны случаи, когда при двух последовательных регистрациях характер облаков не менялся; при этом условно принималось, что в течение трехчасового цикла характер облачности оставался однозначным. Эти случаи сопоставлялись с диаграммами тока ( $i \geq 20 \text{ мА}$ ) за тот же период. Хотя коронные токи наблюдаются почти при всех видах облачности, наибольшая вероятность их появления отмечается при облаках, несущих осадки. Облака верхнего и среднего яруса, как правило, не вызывают появления тока больше 0,02 мА. При облаках нижнего яруса отмечались значительные плавные токи типа А, при облаках вертикального развития — типов А и Б, импульсные токи типа В отмечались исключительно при грозовой облачности в период близкой грозы в районе телебашни.

При регистрациях тока обнаружен эффект экранирования коронирующих электродов телебашней. Когда заряженное облако смешено от оси башни, электрическое поле на противоположной от заряда стороне телебашни уменьшается за счет экранирования вершиной. В результате величина тока короны с электродом, расположенного на противоположной от заряда стороне башни, оказывается меньшей, чем с электродом на стороне башни, обращенной к заряду. Хотя характер изменения тока во времени, связанный с перемещением облаков приблизительно одинаков для всех трех электродов, ток на экранированном электроде появляется позже, а максимум тока меньше, чем на неэкранированных.

Эффект экранирования проявляется тем сильнее, чем меньше высота нижней кромки облаков. На рис. 3 приведены зависимости, показывающие, что ток более 0,02 мА на экранированном электроде появляется позже, чем на неэкранированных электродах, на 10–50 мин для низких облаков ( $H_{н.г.} = 200 \div 600 \text{ м}$ ) и на 2–20 мин для облаков с  $H_{н.г.} > 600 \text{ м}$ . При высоте нижней кромки облаков менее 600 м в 14 случаях из 31 наблюдалось полное отсутствие тока (0,02 мА) на одном из измерительных электродов, хотя на двух других и на электроде — молниеприемнике ток короны достигал значительной величины. Напротив, при весьма высокой облачности, а также при локализации облаков непосредственно над башней, эффект экранирования практически отсутствовал, что выражалось в совпадении диаграмм тока на всех электродах. Зная отношение токов на трех электродах в каждый момент времени и оценивая степень экранирования электродов в зависимости от предполагаемой электрической структуры и местонахождения облаков, можно уточнить параметры, характеризующие электрическую структуру облака. Предварительные оценки показали, что довольно часто случаи весьма низкого расположения центра заряда униполярно или биполярно заряженного облака. Таким образом систематические регистрации тока короны с нескольких электродах на весьма высоком сооружении дают информацию, позволяющую осуществить слежение за перемещением заряженных облаков в окрестности сооружения.

Регистрации токов короны позволяют также получить объективную информацию о грозовой деятельности в окрестности телебашни. На рис. 4 приведены результаты обработки диаграмм тока для 49 случаев появления облачности, сопровождавшейся близкими грозами. Уже отмечалось, что импульсы тока короны вызываются разрядами молний. Как видно из рис. 4 (кривые а и б), длительность грозы, определяемая по первому и последнему импульсам, составляет в среднем половину длительности протекания тока короны в целом, включая безимпульсную и импульсную его составляющие. Сопоставление кривых б и в на рис. 4 показало, что продолжительность близкой грозы (в радиусе 3 км от телебашни) может быть с большой вероятностью определена по импульсным токам короны.

Важным параметром является интенсивность грозы, определяемая как число разрядов молний в единицу времени. На рис. 5 (кривая б) показано распределение числа близких гроз по средней интенсивности грозы  $t$ . Под средней интен-

сивностью грозы  $t$  подразумевалось среднее число импульсов коронного тока в минуту. На том же рисунке (кривая  $a$ ) приведено распределение числа близких гроз по числу срабатываний фоторегистраторов молний, расположенных вблизи телебашни и срабатывающих от резкого изменения магнитного поля при разрядах молний в радиусе до 3 км от телебашни [Л. 3 и 4]. Таким образом систематические регистрации импульсной составляющей тока короны позволяют получить статистически достоверный материал не только о времени и длительности, но и об интенсивности грозовой деятельности в окрестности высоких сооружений.

Для весьма высоких объектов актуальным вопросом является разработка эффективных методов местного оперативного оповещения об опасной грозовой ситуации при сооружении и эксплуатации этих объектов. Высокие объекты подвержены частым ударам молний, которые представляют опасность для персонала, находящегося на внешних обстройках объекта, и для установленного на объектах и вблизи них оборудования. Например, Останкинская телебашня поражается молнией 30–40 раз за грозовой сезон, причем нередки поражения телебашни значительно ниже вершины [Л. 5]. Грозовая деятельность в окрестности высоких сооружений имеет особенности, которые должны учитываться при разработке системы оповещения об опасной ситуации. Они проявляются в том, что разряды молний в Останкинскую телебашню наблюдались не только при типичных фронтальных и местных грозах. Одиночные поражения башни были зафиксированы и в ситуациях, которая обычно (по данным метеослужбы) не считается грозовой. В этих случаях метеостанции не отмечают грозы в окрестностях телебашни, хотя на диаграммах тока короны на плавной составляющей тока отмечается по крайней мере один импульс, как правило соответствующий разряду в башню (рис. 2). По данным ЦВГМО, некоторым таким случаям соответствует прохождение над телебашней негрозовых облаков типа  $Ns$ . Весьма вероятно, что эти одиночные разряды молний провоцируются самой телебашней; в отсутствие ее они бы не произошли. Даже в типичной грозовой ситуации большинство (около 92%) разрядов в телебашню является восходящими и возбуждаются лидерами, развивающимися от вершины башни к облакам, что может служить косвенным подтверждением возможности возбуждения разряда телебашней при прохождении над ней заряженных негрозовых облаков.

В этой связи опасной следует считать такую ситуацию в окрестности высокого сооружения, когда существует достаточно большая вероятность поражения его молнией. Система местного оперативного грозооповещения должна заранее выдать сигнал об опасной ситуации и своевременно снять этот сигнал по ее прекращении.

Система обычных штормовых (грозовых) предупреждений не может считаться удовлетворительной, когда речь идет о локальном оперативном грозооповещении. Например, из 33 штормовых предупреждений, поступивших в 1973 году на Останкинскую телебашню из Гидрометеоцентра СССР, 21 предупреждение оказалось ложным, т. е. грозы в районе телебашни вообще не произошло. Между тем, в каждом случае работы снаружи телебашни были прекращены на 3–5 часов. Для 12 близких гроз, действительно имевших место вблизи телебашни в 1973 г. (по данным ЦВГМО и регистрации импульсного тока короны), только в 9 случаях штормовые предупреждения поступали своевременно, в 3-х случаях предупреждения поступали со значительным опозданием, после того, как телебашня уже была поражена молниями.

Использование тока короны в качестве задающего параметра для системы оповещения об опасной грозовой ситуации в районе высоких объектов позволяет значительно повысить эффективность оповещений. При этом в качестве показателя грозовой опасности следует использовать факт появления тока выше 0,02 мА любой формы (плавной и импульсной). По данным обработки импульсному току в 96% случаев предшествует плавный ток, поэтому предупреждающий сигнал (по появлению плавного тока), может быть выдан за 15–40 мин до разряда молнии. При необходимости этот интервал времени может быть увеличен за счет снижения порогового значения тока или увеличения числа коронирующих электродов. Оценка опасной грозовой ситуации по уровню тока короны позволяет, в отличие от штормовых предупреждений, иметь сигнал об опасной ситуации во всех случаях, поскольку этот ток всегда имеет место как при типичной грозовой облачности, так и при не-грозовой облачности, которая вследствие своей электризации

Рис. 3. Интегральное распределение числа случаев появления тока более 0,02 мА на экранированном электроде в зависимости от  $\Delta t$  ( $\Delta t$  – разность в минутах между моментами появления тока на незакранированных электродах и на экранированном электроде).  
а – при высоте нижней кромки облаков 200–600 м; б – при высоте нижней кромки облаков более 600 м.

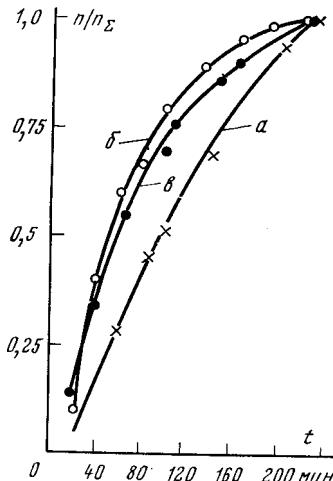
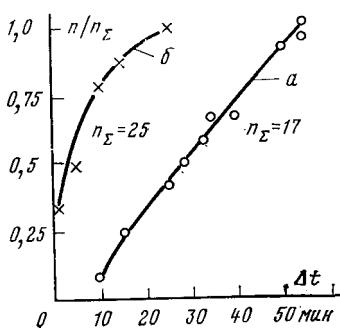


Рис. 4. Интегральные распределения числа близких гроз по продолжительности  $t$  для 49 случаев появления облачности.

а – по продолжительности полного тока короны; б – по продолжительности импульсной части тока короны; в – по продолжительности близкой грозы (данные ЦВГМО и метеостанции ВДНХ).

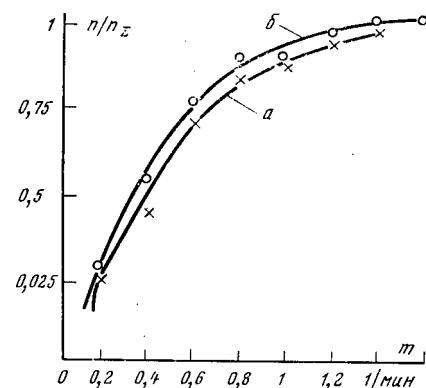


Рис. 5. Интегральные распределения числа близких гроз по средней интенсивности грозы  $t$ .

а –  $t$  – среднее число срабатываний фоторегистраторов в минуту; б –  $t$  – среднее число импульсов коронного тока в минуту (число близких гроз  $n_\Sigma = 49$ ).

способна дать единичные разряды в высокое сооружение. Достаточно сказать, что в течение шести грозовых сезонов (1972–1977 гг.) все близкие и дальние грозы, отмеченные метеослужбой, сопровождались появлением тока более 0,02 мА. Эффективность грозооповещения по уровню коронного тока, определяемая как отношение числа случаев появления тока короны величиной 0,02 мА и более к числу близких гроз с разрядами в телебашню, составляет приблизительно 60%, т. е. почти в два раза выше, чем эффективность штормовых предупреждений. В остальных 40% случаях появления тока, хотя и не отмечались разряды молний в башню, существовала реальная опасность поражения.

Следует также учесть, что длительность простоев при грозооповещении по току короны сокращается за счет умень-

шения количества ложных сигналов о грозовой опасности (40% по сравнению с 64% при штормовых оповещениях), а также за счет того, что сигнал опасности может быть снят через сравнительно короткое время (20 мин для условий телебашни) после прекращения коронирования.

Таким образом, коронный ток может быть использован в качестве задающего параметра при создании систем местного оперативного грозового оповещения на высоких объектах. При превышении током заданного порога (например,  $\pm 0,02$  мА для телебашни) на системы сигнализации должен выдаваться сигнал о наличии вблизи телебашни грозовых очагов, о возможности разрядов в телебашню и о повышенной грозовой опасности. Коронирующие электроды могут устанавливаться ниже вершины сооружения, что облегчает их защиту от поражения молнией. Для исключения эффекта экранирования электродов вершиной сооружения число электродов должно быть не менее трех, причем токи с электродов целесообразно суммировать на входе в блок грозооповещения.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Чалмерс Дж. А. Атмосферное электричество. — Л.: Гидрометеоиздат, 1974, 420 с.
2. Горин Б. Н., Левитов В. И., Шкилев А. В. Разряды молний в Останкинскую телебашню. — Электричество, 1972, № 2, с. 24—29.
3. Сахарова Г. С., Тихомиров В. В., Шкилев А. В. Автоматический фотогенератор молний. — В кн.: Исследование молний и высоковольтного газового разряда. — М.: Изд-во ЭНИН, 1975, вып. 43.
4. Результаты наблюдений за поражениями молний Останкинский телебашни/ Горин Б. Н., Сахарова Г. С., Тихомиров В. В., Шкилев А. В. — В кн.: Исследование молний и высоковольтного газового разряда. — М.: Изд-во ЭНИН, 1975, вып. 43.
5. Горин Б. Н., Левитов В. И., Шкилев А. В. Поражение молний Останкинской телебашни. — Электричество, 1977, № 8, 19—23.

[10.01.79]



УДК 621.313.322—81.013.8.012.7

## Частотные характеристики возбудителей с неуправляемыми выпрямителями

МОРОЗОВА Ю. А., канд. техн. наук, БУРУХИН Г. Н., ФИЛИППОВ Ю. А., инженеры  
Московский энергетический институт

При исследовании переходных процессов в электрических системах требуется математическое описание всех входящих в нее взаимосвязанных элементов. Так, для турбоагрегата необходимо составить систему дифференциальных уравнений переходных процессов в синхронной машине, возбудителе и автоматическом регуляторе возбуждения, а также в системе регулирования скорости турбины. Применение частотных методов позволяет существенно упростить математическое описание объекта. В этом случае система в целом и отдельные звенья описываются передаточными функциями, которые могут быть получены аналитическим путем и по экспериментальным амплитудно-фазовым частотным характеристикам. Презумпция последних заключается в компактной форме математической модели; в возможности учета одним уравнением целого ряда факторов, которые достаточно сложно описываться аналитическим путем, в частности, демпферные контуры электрических машин и целый ряд других. По частотным характеристикам электрических машин за последние годы накоплен обширный материал [Л. 1]. Частотные характеристики систем возбуждения с неуправляемыми выпрямителями (к ним относятся диодные бесщеточные и высокочастотные) исследованы недостаточно. Диодные бесщеточные системы возбуждения внедряются в настоящее время на мощных турбогенераторах, а диодные высокочастотные системы установлены на многих электростанциях с турбогенераторами серии ТВВ мощностью 100—500 МВт.

Статья посвящена разработке линейных математических моделей возбудителей с полупроводниковыми выпрямителями. С этой целью проводится анализ переходного процесса в возбудителе, на основании которого разрабатывается структура математической модели и определяются коэффициенты передаточной функции. Сравниваются коэффициенты передаточной функции, полученной аналитическим путем, с коэффициентами, определенными по экспериментальным амплитудно-фазовым частотным характеристикам. В результате сравнения уточняются значения этих коэффициентов. Основные расчеты проведены для случая диодного бесщеточного возбудителя турбогенератора ТВВ-320-2.

Математическое описание диодного бесщеточного возбудителя можно упростить, если использовать универсальную внешнюю характеристику возбудителя [Л. 2], приняв следующие допущения:

не учитываются трансформаторные э. д. с. и э. д. с. скольжения, а также активное сопротивление якоря возбудителя;

демпферный контур возбудителя по продольной оси учитывается упрощенно, введением в расчет постоянной времени возбудителя  $T_{\text{в.0}}$ , равной сумме постоянных времени обмотки возбуждения  $T_{\text{в.в.0}}$  и демпферного контура  $T_{\text{д.в.0}}$  при разомкнутом якоре;

зависимость продольного тока якоря  $i_d$  от выпрямленного тока  $i_f$  линейно аппроксимируется.

При принятых допущениях дифференциальные уравнения переходного процесса в возбудителе приобретают следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} e_q &= i_B x_{ad}; \\ U_B &= i_B \frac{x_B}{T_{\text{в.0}}} + p \Psi_B; \\ \Psi_B &= i_B x_B + i_d x_{ad}; \\ i_d &= -\frac{B_1}{V^2} i_f; \\ U_f &= f(I_f); \\ e_q &= e_Q - i_d(x_d - x_q). \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Здесь  $x_B$ ,  $x_{ad}$  — сопротивления обмотки возбуждения и реакции якоря возбудителя;  $U_B$ ,  $e_q$ ,  $e_Q$ ,  $\Psi_B$  — напряжение подвозбудителя, синхронная э. д. с. и э. д. с. эквивалентного неявнополюсного возбудителя, потокосцепление обмотки возбуждения;  $B_1$  — коэффициент, связывающий продольный ток якоря с выпрямленным током; при указанной аппроксимации  $B_1 = 0,35 + 0,66 I_f$ ;  $U_f = f(I_f)$  — универсальная внешняя характеристика при следующих базисных условиях:

$$U_{f0} = \sqrt{6} e_Q; \quad I_{f0} = \frac{\sqrt{6} e_Q}{2 x_q}.$$

В систему (1) входит 6 дифференциальных уравнений, часть из них содержит нелинейные коэффициенты при переменных. Нелинейная внешняя характеристика возбудителя, кроме того, из-за насыщения сопротивление взаимной индукции нелинейно зависит от тока возбуждения возбудителя. Вследствие этого решение системы (1) в общем виде получить не удается, его можно получить при решении частных задач. Так, применяя метод линеаризации нелинейных зависимостей в точке исходного режима, получаем решение в виде линейной математической модели возбудителя. Входными величинами

ми здесь являются напряжение возбуждения возбудителя  $U_B$  и ток возбуждения генератора  $I_f$ , выходной — напряжение возбуждения генератора  $U_f$ .

Математическая модель возбудителя имеет следующий вид:

$$\Delta U_f(p) = \frac{K_1 \Delta U_B(p)}{1 + K_2 p T_{B0}} - \left( K_3 - \frac{K_4 p T_{B0}}{1 + K_2 p T_{B0}} \right) \Delta I_f(p), \quad (2)$$

где (без учета явнополюсности возбудителя)

$$\begin{aligned} K_1 &= 4,11 \left( \frac{U_{\text{ном}}}{U_{f \text{ x.x.}}} \right)^2 \frac{1}{K_E}; \\ K_2 &= 1 + \frac{0,66 x_d}{V3 x_B} x_{ad} K_E^2 \left( \frac{I_{f \text{ x.x.}}}{I_{\text{ном}}} \right)^2; \\ K_3 &= \frac{27}{\pi^2} x_d^2 \frac{U_{\text{ном}}}{U_{f \text{ x.x.}}} \frac{I_{f \text{ x.x.}}}{I_{\text{ном}}}; \\ K_4 &= 2,89 \frac{x_d^2}{x_B} \left( \frac{U_{\text{ном}}}{U_{f \text{ x.x.}}} \frac{I_{f \text{ x.x.}}}{I_{\text{ном}}} \right)^2 \left( 0,35 \frac{I_{\text{ном}}}{K_E I_{f \text{ x.x.}}} + 1,08 x_d \right); \\ K_E &= \frac{1}{\sqrt{\frac{2}{3} \left[ \left( \frac{U_{f \text{ x.x.}}}{U_{\text{ном}}} \right)^2 \frac{\pi^2}{27} + \left( x_d \frac{I_{f \text{ x.x.}}}{I_{\text{ном}}} \right)^2 \right]}}. \end{aligned} \quad (3)$$

Здесь  $U_{\text{ном}}$ ,  $I_{\text{ном}}$ ,  $U_{f \text{ x.x.}}$ ,  $I_{f \text{ x.x.}}$  — номинальные фазное напряжение и ток якоря возбудителя, напряжение и ток возбуждения генератора в режиме холостого хода (в именованных единицах);  $\Delta U_f(p)$ ,  $\Delta I_f(p)$  — отклонение напряжения и тока возбуждения генератора в переходном процессе в относительных единицах возбуждения:  $U_{f6} = U_{f \text{ x.x.}}(B)$ ;  $I_{f6} = I_{f \text{ x.x.}}(A)$ ;  $\Delta U_B(p)$  — отклонение напряжения возбуждения возбудителя в относительных единицах возбуждения возбудителя;  $U_{B6} = U_{B \text{ x.x.}}(B)$ .

Расчет коэффициентов уравнения (2) приведен при условии, что в исходном режиме рабочая точка находится на втором участке внешней характеристики возбудителя. Наличие в уравнении (2) в качестве одной из входных величин тока возбуждения генератора позволяет при решении уравнений переходного процесса в возбудителе исключить математическое описание контура возбуждения генератора.

Как видно из структуры коэффициентов  $K_1$ — $K_4$ , их значения не зависят от исходного режима работы возбудителя и определяются только параметрами возбудителя. Следовательно, полученная модель справедлива для исследования малых колебаний системы независимо от исходного режима работы возбудителя.

Возможность линеаризации одним уравнением во всем диапазоне частот физически обосновывается следующими факторами. При строгом математическом описании возбудителя необходимо учесть две нелинейности: магнитной характеристики возбудителя переменного тока и характеристики выпрямителя. Первая нелинейность не может повлиять на значения коэффициентов модели в нормальных режимах, так как насыщение начинает сказываться лишь вблизи режима двойной форсировки.

Определим влияние второй нелинейности. Неуправляемые выпрямители во всех установившихся режимах данной установки работали с одним и тем же углом коммутации вентиляй, определяемым соотношением сопротивления коммутации возбудителя и активным сопротивлением обмотки возбуждения генератора. Положение рабочей точки на нелинейной характеристике выпрямителя будет одинаково во всех установившихся режимах. Углы между векторами режимных величин возбудителя в связи с этим также не зависят от исходного режима. Отсюда и коэффициенты линейной модели (3) не будут зависеть от исходного режима.

Рассмотрим особенности полученной математической модели диодной бесщеточной системы возбуждения. Структурная схема модели представлена на рис. 1. Первое слагаемое уравнения (2) является передаточной функцией апериодического звена со статическим коэффициентом усиления  $K_1$  и постоянной времени  $K_2 T_{B0}$ . Ниже будет показано, что для диодного возбудителя  $K_2 > 1$ , т. е. постоянная времени апериодического звена превышает постоянную времени возбудителя при разомкнутом якоре. Кроме традиционного апе-

риодического звена структурная схема модели содержит естественные обратные связи — жесткую отрицательную и гибкую положительную, охватывающие обмотку возбуждения генератора. Жесткая отрицательная обратная связь по току возбуждения генератора математически отражает имеющее место в действительности падение напряжения от тока якоря в сопротивлении якоря. Вторая степень, с которой входит  $x_d$  в выражение для коэффициента  $K_3$ , определяется положением рабочей точки на втором участке внешней характеристики возбудителя, где связь между током и напряжением возбуждения генератора носит квадратичный характер. Гибкая положительная обратная связь учитывает то обстоятельство, что реакция якоря возбудителя в переходных процессах отличается по величине от реакции якоря установившегося режима.

Для возбудителя диодной бесщеточной системы турбогенератора ТВВ-320-2 коэффициенты уравнения (2) рассчитаны по паспортным данным, при этом передаточная функция возбудителя имеет вид:

$$\Delta U_f(p) = \frac{3,79 \Delta U_B(p)}{1 + 1,42 p T_{B0}} - \left( 2,14 - \frac{2,87 p T_{B0}}{1 + 1,42 p T_{B0}} \right) \Delta I_f(p). \quad (4)$$

Частотные характеристики возбудителя определялись экспериментально на электростанции с агрегатами ТВВ-320-2, оснащенными диодной бесщеточной системой возбуждения. Характеристики снимались методом гармонического воздействия, подаваемого на вход АРВ в замкнутой схеме при работе генератора на шины системы неизменного напряжения — шине мощной электростанции. Определялась реакция на гармоническое возмущение в различных точках автоматически регулируемой замкнутой системы. Для получения передаточной функции возбудителя это звено выделялось из общей схемы. За основу была принята структура передаточной функции, полученная из анализа уравнений переходного процесса в возбудителе (рис. 1), т. е. рассматривались два входных воздействия — напряжение возбуждения возбудителя и ток возбуждения генератора и одна выходная величина — напряжение возбуждения генератора. Применяя метод наименьших квадратов по экспериментальным данным на ЦВМ была определена передаточная функция возбудителя

$$\Delta U_f(p) = \frac{2,54 \Delta U_B(p)}{1 + 0,285 p} - \left( 1,1 - \frac{0,8 p}{1 + 0,285 p} \right) \Delta I_f(p). \quad (5)$$

Постоянная времени возбудителя, для которого определялась экспериментально зависимость (5), равна 0,2 с; с учетом этого значения рассчитанная по уравнению (4) передаточная функция получит следующий вид:

$$\Delta U_f(p) = \frac{1,379 \Delta U_B(p)}{1 + 0,284 p} - \left( 2,14 - \frac{0,574 p}{1 + 0,284 p} \right) \Delta I_f(p). \quad (6)$$

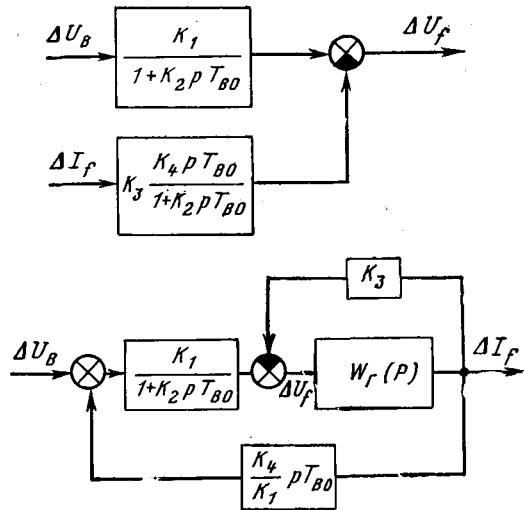


Рис. 1. Структурная схема линейной математической модели диодного возбудителя.  
а — принципиальная схема возбудителя; б — схема системы возбудитель — генератор.

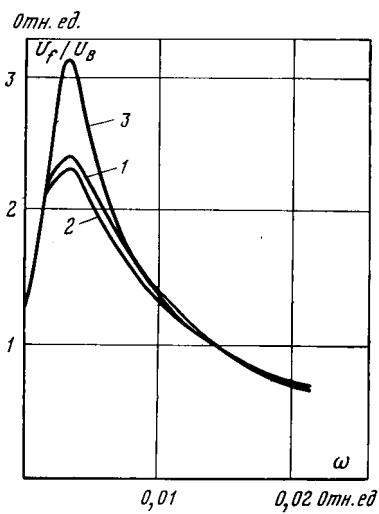


Рис. 2. Амплитудно-частотные характеристики диодного возбудителя. 1 — по данным натурного эксперимента; 2 — аналитический расчет; 3 — аналитический расчет при условии представления генератора апериодическим звеном 1-го порядка.

этому уравнение (7) может быть использовано только в этом режиме. Амплитудная частотная характеристика, построенная по уравнению (7), представлена на рис. 2 (кривая 2). Сопоставление экспериментальной и расчетной амплитудных характеристик показывает, что их расхождение невелико.

На рис. 2 представлена также расчетная характеристика (кривая 3), построенная при условии, что контур возбуждения генератора описывается апериодическим звеном 1-го порядка

$$\Delta U_f(p) = r_f(1 + pT'_f)\Delta I_f(p),$$

где  $T'_f$  — постоянная времени контура возбуждения генератора. Аналитически рассчитанная передаточная функция возбудителя в этом случае имеет вид:

$$\frac{\Delta U_f(p)}{\Delta U_B(p)} = \frac{A_1(1 + pT'_f)}{1 + p(A_2T_{B0} + A_3T'_f) + p^2A_4T_{B0}T'_f}, \quad (8)$$

где

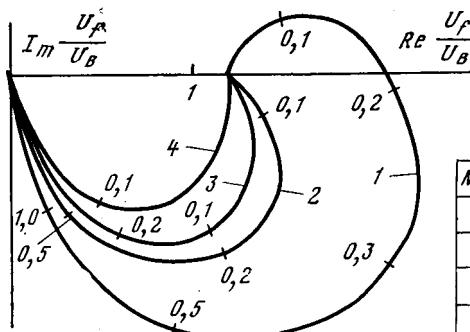
$$A_1 = \frac{K_1}{1 + K_3}; \quad A_2 = K_2 - \frac{K_4}{1 + K_3}; \quad A_3 = \frac{1}{1 + K_3};$$

$$A_4 = \frac{K_4}{1 + K_3}.$$

Упрощенное представление входного сопротивления контура возбуждения генератора со стороны возбудителя хотя и дает некоторую погрешность (рис. 2), однако представляет определенные преимущества: оно позволяет проанализировать влияние параметров возбудителя и генератора на вид передаточной функции. Так, анализ корней знаменателя показывает, что структура передаточной функции возбудителя зависит от соотношения постоянных времени  $T'_f$  и  $T_{B0}$ . При  $\frac{T'_f}{T_{B0}} < 0,17$  и  $T'_f/T_{B0} > 14,5$  корни действительные, т. е. возбудитель

может быть представлен апериодическим звеном второго порядка: если учесть, что  $T'_f$  в нормальных режимах работы генератора изменяется в пределах от 0,9 до 1,5 с, а  $T_{B0}$  — от 0,1 до 0,6 с, то отношение постоянных времени для реальных систем находится внутри указанных пределов. При этом структура передаточной функции возбудителя соответствует колебательному звену. Наличие колебательного звена в общей системе повышает колебательность всей системы в целом. На рис. 3 представлены амплитудно-фазовые частотные характеристики, построенные по уравнению (8) при различных соотношениях между  $T'_f$  и  $T_{B0}$ . Как видно из рис. 3, с увеличением отношения  $T'_f/T_{B0}$  увеличивается частота среза, возрастает полоса пропускания частот, уменьшается сдвиг по фазе выходного сигнала по отношению к входному.

Линейная математическая модель высокочастотной системы возбуждения должна учитывать последовательную обмотку возбуждения. Структура модели в этом случае аналогична уравнению (2), однако изменяется коэффициент  $K_3$  и  $K_4$ . Если заменить независимые обмотки возбуждения одной эквивалентной и пренебречь синхронной явнополюсностью возбудителя ( $x_d = x_q$ ), эти коэффициенты будут иметь следующие значения:



Номер	$T_{B0}, \text{с}$	$T'_f, \text{с}$
1	0,2	1,17
2	0,5	1,17
3	1,0	1,17
4	2,0	1,17

Рис. 3. Амплитудно-фазовые частотные характеристики, рассчитанные аналитически.

$$K_3 = \frac{27}{2\pi^2} \left( \frac{U_{\text{ном}}}{U_{\text{ф.х.х}}} \right)^2 \left[ \left( \frac{I_{\text{ф.х.х}}}{I_{\text{ном}}} \right)^2 2x_d^2 - 3\alpha x_{ad} \frac{x_d}{K_E} \right];$$

$$K_4 = K_1 \frac{x_{ad}}{x_B} \left\{ \frac{I_{\text{ф.х.х}}}{I_{\text{ном}}} \frac{x_{ad}}{V^2} \left( 0,35 + \frac{1,32}{V^6} \frac{I_{\text{ф.х.х}}}{I_{\text{ном}}} 2x_d K_E \right) - \right. \\ \left. - \alpha \left[ (x_{ad} + x_d) + x_{ad}^2 \frac{0,66}{V^3} x_d K_E^2 \left( \frac{I_{\text{ф.х.х}}}{I_{\text{ном}}} \right)^2 \right] \right\},$$

$$\text{где } \alpha = \frac{I_{\text{ф.х.х}} \omega_{\text{п}}}{I_{\text{в.х.х}} \omega_{\text{н}} x_{ad}};$$

$x_{ad} + x_d$  — сопротивление взаимоиндукции обмоток возбуждения;  $\omega_{\text{п}}, \omega_{\text{н}}$  — число витков независимой и последовательной обмоток; коэффициент  $\alpha$  характеризует степень компенсации активного сопротивления обмотки возбуждения генератора последовательной обмоткой. Учитывая, что в большинстве случаев высокочастотные возбудители работают в режиме пере-компенсации, коэффициенты  $K_3$  и  $K_4$  имеют отрицательные значения.

Линейная математическая модель возбудителя, полученная по экспериментальным частотным характеристикам или рассчитанная аналитически по уравнениям возбудителя (1), может применяться при исследовании переходных процессов, связанных с малыми отклонениями от исходного режима. К ним относятся, в частности, определение областей статической устойчивости. На аналоговой вычислительной модели турбогенератора ТВВ-320-2 с диодной бесщеточной системой возбуждения сравнивались области устойчивости для двух случаев. В первом случае области снимались на модели, где синхронный генератор и возбудитель переменного тока учитывались уравнениями Парка — Горева, выпрямитель представлялся физической моделью. Автоматический регулятор возбуждения сильного действия учитывался по методике [Л. 1]. Во втором случае возбудитель совместно с выпрямителями учитывался уравнением (1), а все остальные элементы модели не менялись. Области статической устойчивости практически совпадали, т. е. линейная частотная модель показала хорошую точность. Области устойчивости определялись при различных исходных режимах генератора, относительное значение сопротивления связи с системой менялось в пределах от 0,2 до 0,6.

Линейная математическая модель возбудителя, коэффициенты которой определяются по экспериментальным частотным характеристикам, может использоваться совместно с ли-

нейной моделью синхронного генератора и моделями автоматического регулятора возбуждения для создания линейной модели блока.

Анализ структуры полученной математической модели возбудителя показывает, что традиционные критерии оценки динамических характеристик систем возбуждения по скорости нарастания напряжения и по предельному напряжению при форсировке возбуждения из номинального режима для диодных систем возбуждения недостаточны. Эти критерии были разработаны в свое время применительно к возбудителям постоянного тока, передаточная функция которых близка к апериодическому звено 1-го порядка. В этом случае процессы, происходящие в возбудителе, практически не зависят от процессов в главном генераторе, и скорость форсировки определяется только параметрами возбудителя. Таким образом, при разработке требований к системам возбуждения синхронных генераторов следует учитывать, что диодные системы возбуждения образуют особую группу. Сложная структура возбудителя как звена системы автоматического регулирования должна учитываться при исследовании статической устойчивости.

Для оценки динамических характеристик генераторов с диодными возбудителями следует регламентировать скорость нарастания напряжения возбудителя при внезапном коротком замыкании на шинах генератора (или за трансформатором блока).

Критерий оценки динамических характеристик системы возбуждения по скорости нарастания напряжения возбуждения при форсировке, вызванной отключением напряжения генератора, вполне достаточен для простых звеньев типа апериодического звена 1-го порядка. При исследовании статической устойчивости генератора с диодными возбудителями последние должны учитываться полной структурной схемой.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. К учету АРВ сильного действия в расчетах динамической устойчивости на ЦВМ/ Карпов В. А., Любарский В. Г. и др. — Труды ВЭИ, 1972, вып. 81, с. 158—168.
2. Морозова Ю. А., Бурухин Г. Н. Расчеты режимов диодной бесщеточной системы возбуждения с использованием внешней характеристики возбудителя. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1977, № 3, с. 44—53.
3. Бурухин Г. Н., Морозова Ю. А. Влияние систем возбуждения с неуправляемыми выпрямителями на переходные процессы в синхронных генераторах. — Труды МЭИ, 1975, вып. 274, с. 55—59.

[29.01.80]

УДК 621.315.823.5.027.3

## О выборе экранов для опорных изоляционных конструкций

ЗАРГАРЯН И. В., СЛУЦКИН Л. С.

ВЭИ им. В. И. Ленина

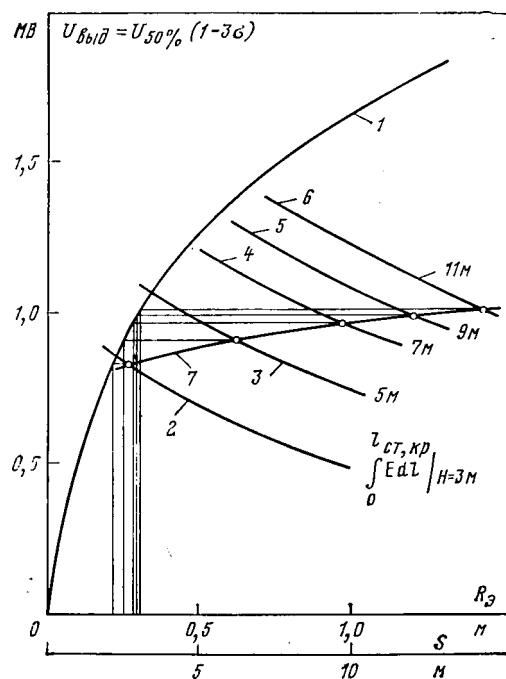
Высоковольтные аппараты обычно снабжаются специальными экранами, предназначенными для ограничения интенсивности коронного разряда на элементах конструкции, находящихся под высоким напряжением. В последние годы в ряде работ [Л. 1—3] было показано, что экранирующая арматура изоляционных конструкций может заметно влиять на их электрическую прочность, но задача определения диаметра экрана, обеспечивающего максимальную электрическую прочность конструкции, оставалась нерешенной.

Для решения этой задачи было высказано предположение, что искомой величиной, связывающей электрическую прочность изоляционной конструкции с характеристиками ее электрического поля, может служить некоторый интегральный критерий — падение напряжения на какой-либо части высоты конструкции, т. е. величина  $\int Edl$ . Расчет распределения напряженности поля вдоль центральной силовой линии трубы не представляет; задача сводится, таким образом, к обоснованному определению верхнего предела интегрирования.

С этой целью были проведены измерения распределения напряженности импульсного электрического поля в процессе разряда. Измерения проводились на одиночной опорной колонке высотой 5,5 м, собранной из изоляторов КО-110, установленной на плоскости и снабженной экраном диаметром 1,5 м из трубы диаметром 10 см. Экран был установлен на 20 см ниже уровня верхнего фланца. Испытания проведены при воздействии колебательных коммутационных импульсов положительной полярности с фронтом 4000 мкс.

В процессе эксперимента к объекту испытаний прикладывалось напряжение, соответствующее 50%-ной вероятности разряда, и поочередно регистрировалась напряженность поля на поверхности трех верхних фланцев изоляторов колонки. Одновременно с измерением напряженности производилась регистрация процесса развития разряда во времени при помощи электронно-оптического преобразователя.

Для измерения напряженности поля на фланце изолятора использовался металлический экран овальной формы с размерами 38 × 30 см, охватывающий фланец. Внутри экрана в пространстве между фланцем и экраном помещалась измерительная схема, аналогичная описанной в [Л. 4]. На



К определению необходимого радиуса экрана опорной изоляционной конструкции.

1 — зависимость выдерживаемого напряжения воздушного промежутка «экран — плоскость» от его длины; 2—6 — зависимости значений  $\int Edl$  от радиуса экрана для конструкций различной высоты;

7 — зависимость радиуса экрана от высоты конструкции.

экране была укреплена измерительная секция размерами  $13 \times 7$  см, изолированная от экрана и залитая эпоксидным компаундом для предотвращения развития коронных процессов.

Для передачи сигнала от измерительной схемы, находящейся под высоким потенциалом, к регистрирующей аппаратуре, расположенной под потенциалом земли, была примечена беспроводная световая система передачи информации. Амплитудным модулятором света служил светодиод. Электрический сигнал формировался на интегрирующем конденсаторе, поступал на согласующее устройство и далее на светодиод, где преобразовывался в световой сигнал. Световой сигнал по световоду длиной 9 м с коэффициентом передачи 10% передавался к фотоэлектронному умножителю, находящемуся под потенциалом земли, где вновь преобразовывался в электрический сигнал и поступал на вход осциллографа.

Из анализа осциллограмм напряженности электрического поля на трех верхних фланцах опорной колонки следует: сразу же после возникновения короны кривая напряженности электрического поля резко отклоняется от закона  $E=ku$  и изменяется случайным образом до момента пробоя или максимума напряжения. Важно отметить, что и в присутствии объемного заряда распределение напряженности поля вдоль опорной изоляционной конструкции является резко неравномерным; так, на третьем фланце напряженность поля составляет всего 5—10% напряженности на первом фланце. Это обстоятельство подтверждает обоснованность интегрального критерия связи электрической прочности конструкции с характеристиками ее электрического поля.

Учет объемного заряда в расчетах таких сложных полей, как поле изоляционной конструкции, чрезвычайно труден, так как характер изменения напряженности поля в присутствии объемного заряда зависит от многих случайных причин. Но поскольку ниже определенного уровня регистрации напряженности поля даже в присутствии объемного заряда в течение всей начальной фазы дает весьма небольшие значения, то можно вести расчет по электростатическому полю, но на достаточно протяженной области, т. е. по интегральному критерию  $\int Edl$ .

В качестве верхнего предела интегрирования может быть принята критическая длина стримерной зоны, достижение которой необходимо для устойчивого развития лидерного процесса. Она может быть найдена из выражения:

$$U_{выд} = E_{ст} l_{ст, кр} + E_{л} (S - l_{ст, кр}),$$

где  $U_{выд}$  — выдерживаемое напряжение воздушного промежутка (кВ);  $E_{ст}$  — средняя напряженность в стримерной зоне, принятая равной 4,5 кВ/см;  $E_{л}$  — напряженность в канале лидера;  $S$  — длина промежутка. Напряженность в канале лидера в зависимости от длины промежутка была принята как среднее из значений по данным [Л. 5 и 6].

Поскольку при эффективном экранировании опорной изоляционной конструкции перекрытие ее происходит по воздушному промежутку «экран — плоскость», то для расчета критической длины стримерной зоны можно воспользоваться зависимостью выдерживаемого напряжения этого промежутка от его длины. Такая зависимость может быть получена из [Л. 7], где приведены данные о 50%-ных разрядных напряжениях промежутков «экран — плоскость» различной длины при пологих импульсах напряжения. Для перехода к выдерживаемым напряжениям воспользуемся выражением

$$U_{выд} = U_{50\%} (1 - 1,3\sigma).$$

Зависимость  $U_{выд} = f(S)$  представлена на рисунке; значение коэффициента вариации было принято равным 6%. Ниже приведены значения критической длины стримерной зоны в зависимости от длины промежутка:

$S, м$	3	5	7	9	11
$l_{ст, кр}, м$	2,2	2,6	2,9	2,95	3,0

Расчет величины  $\int_0^S Edl$  проводился на ЦВМ.

При расчетах было принято, что экран расположен на 25 см ниже уровня верхнего фланца изолятора.

Необходимый радиус экрана при данной высоте конструкции определяется следующим образом. Для воздушного промежутка «экран — плоскость» длиной, равной высоте конструкции, определяется критическая длина стримерной зоны. Далее рассчитывается зависимость значения интеграла  $\int_0^S Edl$  от радиуса экрана и определяется выдерживающее напряжение воздушного промежутка «экран — плоскость» длиной, равной критической длине стримерной зоны, найденной выше. Точка пересечения горизонтальной прямой  $U_{выд}(S = l_{ст, кр})$  и зависимости  $\int_0^S Edl = f(R_s)$  дает минимальное значение радиуса экрана, обеспечивающее наибольшую электрическую прочность конструкции.

Указанным методом были найдены необходимые диаметры экранов для конструкций высотой от 3 до 11 м и построена зависимость диаметра экрана от высоты конструкции  $R_s = f(H)$  (см. рисунок), из которой следует, что отношение  $D_s/H$  остается примерно постоянным и равным 0,25.

В [Л. 1 и 2] было экспериментально показано, что для опорных изоляционных конструкций высотой от 4 до 8 м для получения максимальной электрической прочности при коммутационных импульсах диаметр экрана следует выбирать из условия  $D_s/H \geq 0,2$  (при этом экран располагался ниже верхнего фланца на 15—30 см). Результаты, полученные при исследовании, достаточно хорошо согласуются с экспериментальными данными.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Волкова О. В., Кокуркин Б. П., Слуцкин Л. С. Электрические характеристики опорной изоляции сверхвысокого напряжения. — Электричество, 1974, № 8, с. 26—29.
2. Кокуркин Б. П., Слуцкин Л. С. Разрядные характеристики пирамидальной опорной конструкции. — Электричество, 1975, № 11, с. 70—72.
3. Лебедев Г. А., Богатырева Т. А. Выбор изоляции относительно земли на сверхвысокие напряжения. — Электротехника, 1975, № 6, с. 9—11.

## Учет обусловленности матриц при расчете установившихся режимов электрических систем

ГАБРИЕЛЯН Р. М., инж.

Ереван

Важным вопросом, возникающим при расчетах установившихся режимов электротехнических систем, является выбор соответствующей программы для ЦВМ. Определению одного из критериев эффективности программы, основанной на использовании численно-итеративных методов, перед решением конкретной задачи и посвящена настоящая статья. При этом главное внимание уделено дальнейшему улучшению ньютоновского процесса итерации.

Исходными при расчетах установившихся режимов (УР) в электрической системе являются:

матрица комплексных проводимостей  $[Y]$  (предполагается, что в каждой точке линеаризации систем уравнений УР нагрузки в узлах представляются шунтами на землю);

комплексное напряжение  $U$  в балансирующем узле  $\beta$ ;

активные мощности  $P$  и модули напряжения  $U$  в генераторных узлах  $\alpha$  (или реактивные мощности  $Q$ , тогда  $\alpha=0$ );

значения  $P$  и  $Q$  в нагрузочных  $n-\beta-\alpha$  узлах; сетевые узлы (узлы, где  $P=Q=0$ ) вводятся в эту группу.

Искомыми параметрами являются:

значения  $P$  и  $Q$  в балансирующем узле;

вещественная составляющая комплексного напряжения  $V$  и реактивная мощность  $Q$  (или напряжение  $U$ ) в генераторных узлах (в отличие от [Л. 1]);

значения  $V$  и  $U$  в нагрузочных узлах.

Согласно методу Ньютона линеаризация систем уравнений УР в каждом шаге итерации (в точках линеаризации) в базисе пар искомых переменных  $V$  и  $U$  будет иметь вид:

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial \Delta P}{\partial V} & \frac{\partial \Delta P}{\partial U} \\ \frac{\partial \Delta Q}{\partial V} & \frac{\partial \Delta Q}{\partial U} \end{bmatrix}^i \begin{bmatrix} \Delta V \\ \Delta U \end{bmatrix}^i = \begin{bmatrix} \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix}^i, \quad (1)$$

где порядок матрицы-коэффициента (являющейся матрицей Якоби) равен  $2n-2-a$ . С целью упрощенной записи далее обозначаем ее через  $\mathbf{J}(V, U)$ ;  $i$  — шаг итерации.

Невязки активных  $\Delta P$  и реактивных  $\Delta Q$  мощностей в узлах электрической системы и элементы матрицы  $\mathbf{J}(V, U)$  рассчитываются по формулам:

$$\Delta P_m = \sum_{k=1}^n [g_{mk}(V_m V_k^{i-1} + A_m^{i-1} A_k^{i-1}) - b_{mk}(V_k^{i-1} A_m^{i-1} - V_m A_k^{i-1})] - P_m; \quad (2)$$

$$\Delta Q_m = \sum_{k=1}^n [g_{mk}(V_k^{i-1} V_m^{i-1} - V_m^{i-1} A_k^{i-1}) + b_{mk}(V_m^{i-1} V_k^{i-1} + A_m^{i-1} A_k^{i-1})] - Q_m; \quad (3)$$

$$\left( \frac{\partial \Delta P_m}{\partial V_k} \right)^i = \begin{cases} g_{mk} \left( V_m^{i-1} - V_k^{i-1} \frac{A_m^{i-1}}{A_k^{i-1}} \right) - b_{mk} \left( A_m^{i-1} + V_m^{i-1} \frac{V_k^{i-1}}{A_k^{i-1}} \right) & \text{при } m \neq k; \\ 0 & \text{при } m = k; \end{cases} \quad (4)$$

$$\left( \frac{\partial \Delta P_m}{\partial U_k} \right)^i = \begin{cases} g_{mk} \frac{A_m^{i-1}}{A_k^{i-1}} - b_{mk} \frac{U_k^{i-1} V_k^{i-1}}{A_k^{i-1}} & \text{при } m \neq k; \\ 2g_{mm} U_m^{i-1} & \text{при } m = k; \end{cases} \quad (5)$$

$$\left( \frac{\partial \Delta Q_m}{\partial V_k} \right)^i = \begin{cases} g_{mk} \left( A_m^{i-1} + \frac{V_m^{i-1} V_k^{i-1}}{A_k^{i-1}} \right) + b_{mk} \left( V_m^{i-1} - \frac{A_m^{i-1} A_k^{i-1}}{A_k^{i-1}} \right) & \text{при } m \neq k; \\ 0 & \text{при } m = k; \end{cases} \quad (6)$$

$$\left( \frac{\partial \Delta Q_m}{\partial U_k} \right)^i = \begin{cases} g_{mk} \frac{V_m^{i-1} U_k^{i-1}}{A_k^{i-1}} + b_{mk} \frac{U_k^{i-1} A_m^{i-1}}{A_k^{i-1}} & \text{при } m \neq k; \\ 2b_{mm} U_m^{i-1} & \text{при } m = k, \end{cases} \quad (7)$$

где  $A_m^i = \sqrt{(U_m^i)^2 - (V_m^i)^2}$ ;  $m = 1, 2, \dots, n$ ;  $\alpha, \beta \notin m$ ;

$g$ ,  $b$  — активные и реактивные проводимости, представляющие элементы матрицы  $[Y]$  схемы замещения электрической системы.

После решения (1) невязки  $\Delta V$  и  $\Delta U$  по методу Ньютона вычитываются из  $V$  и  $U$ :

$$\begin{bmatrix} V \\ U \end{bmatrix}^{i+1} = \begin{bmatrix} V \\ U \end{bmatrix}^i - \begin{bmatrix} \Delta V \\ \Delta U \end{bmatrix}^i. \quad (8)$$

Признаком окончания процесса итерации является удовлетворение неравенства

$$\max \{ \|\Delta P\|, \|\Delta Q\|, \|\Delta V\|, \|\Delta U\| \} < \epsilon, \quad (9)$$

где  $\epsilon$  — точность расчета;  $\|\Delta P\|$ ,  $\|\Delta Q\|$ ,  $\|\Delta V\|$ ,  $\|\Delta U\|$  — нормы подматриц столбцов  $[\Delta P]$ ,  $[\Delta Q]$ ,  $[\Delta V]$ ,  $[\Delta U]$ , причем их зна-

4. Базелян Э. М., Бранденбургский В. А., Понизовский А. З. Устройство для измерения импульсного электрического поля. — ПТЭ, 1977, № 2, с. 137—139.

5. Les Renardires Group Research on Long Air Gap Discharges at Les Renardiere. — Electra, 1974, № 35, pp. 49—156.

6. Особенности картины электрического пробоя весьма длинных воздушных промежутков/ Александров Г. И., Го-

рин Б. Н., Редков В. П. и др. — ДАН СССР, 1968, т. 183, № 5, с. 1048—1051.

7. Александров Г. Н., Иванов В. Л., Кизеветтер В. Е. Электрическая прочность наружной высоковольтной изоляции. — Л.: Энергия, 1969, 238 с.

чения в любом шаге итерации рассчитываются по формулам:

$$\left. \begin{aligned} \|\Delta P\|^{i+1} &= \max \{\Delta P_c^i - \Delta P_c^{i-1}\}_{(c=1, 2, \dots, n; c \neq \beta)}; \\ \|\Delta Q\|^{i+1} &= \max \{\Delta Q_c^i - \Delta Q_c^{i-1}\}_{(c=1, 2, \dots, n; c \neq \alpha)}; \\ \|\Delta V\|^{i+1} &= \max \{\Delta V_c^i - \Delta V_c^{i-1}\}_{(c=1, 2, \dots, n; c \neq \beta)}; \\ \|\Delta U\|^{i+1} &= \max \{\Delta U_c^i - \Delta U_c^{i-1}\}_{(c=1, 2, \dots, n; c \neq \alpha)}. \end{aligned} \right\} \quad (9a)$$

После сходимости процесса итерации расчет активной и реактивной мощности в балансирующем узле  $\beta$  производится согласно формулам:

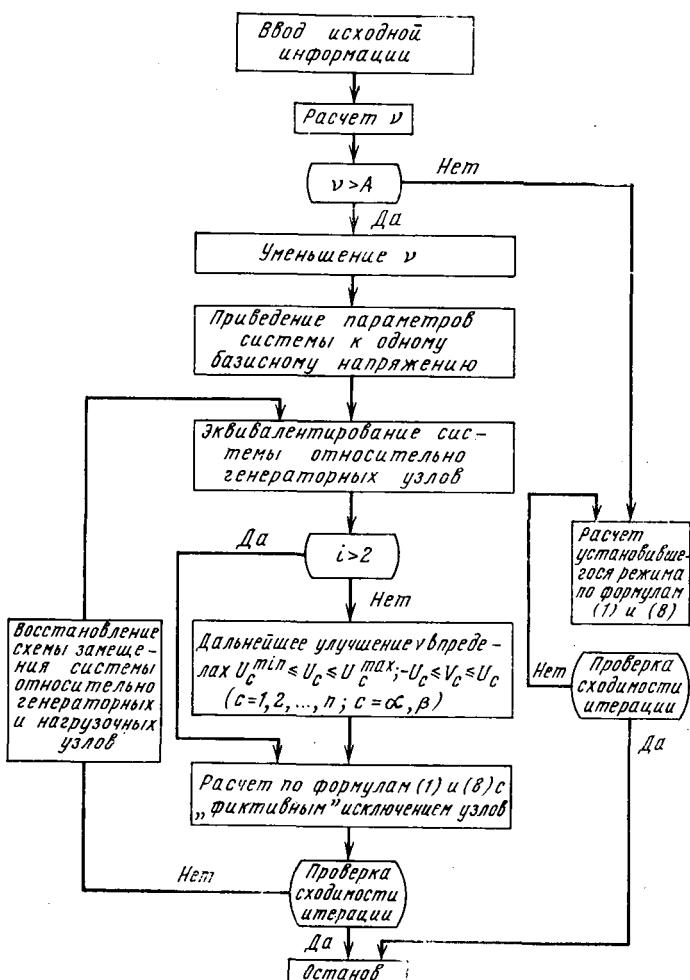
$$P_\beta = \sum_{t=1}^n [g_{\beta t} (V_\beta V_t - A_\beta A_t) - b_{\beta t} (V_t A_\beta - V_\beta A_t)]; \quad (10)$$

$$Q_\beta = \sum_{t=1}^n [g_{\beta t} (V_t A_\beta - V_\beta A_t) + b_{\beta t} (V_t V_\beta - A_\beta A_t)]. \quad (11)$$

Аналогично выражению (11) рассчитываются реактивные мощности в узлах  $\alpha$ . Если не удовлетворено условие (9), то переходим к расчету по выражениям (1)–(8) в новой точке линеаризации систем уравнений УР электрической системы, т. е. к следующему шагу итерации.

Мера обусловленности  $\mu$  систем линейных алгебраических уравнений является функцией любой из норм матрицы — коэффициента той же системы. В частном случае для выражения имеем

$$\mu = \frac{\max \{\|\Delta P\|, \|\Delta Q\|\}}{\max \{\|\Delta V\|, \|\Delta U\|\}} \|\mathbf{J}^{-1}(V, U)\|, \quad (12)$$



а верхняя граница изменения  $\mu$  соответствует числу обусловленности  $\nu$  [Л. 2]:

$$\nu = \sup_{V, U} \mu = \|\mathbf{J}(V, U)\| \cdot \|\mathbf{J}^{-1}(V, U)\|. \quad (13)$$

Из выражения (13) видно, что линеаризованная система уравнений УР электрической системы хорошо обусловлена, если  $\nu$  стремится к единице. Однако расчет  $\nu$  по (13) для анализа обусловленности больших (по объему) электрических систем весьма трудоемок и непрактичен. Уравнения (13) можно упростить, если учесть два физических фактора работы электрической системы:

$$\sup_U \|\Delta Q\| > \max \{\sup_V \|\Delta P\|, \sup_V \|\Delta Q\|\} \quad (14)$$

— при предельных режимах по напряжению

$$\sup_V \|\Delta P\| > \max \{\sup_U \|\Delta P\|, \sup_U \|\Delta Q\|\}. \quad (15)$$

— в предельных режимах по углам (по фазе напряжения).

Тогда число обусловленности якобиана (1) можно оценить приближенными формулами. В предельных режимах по напряжению

$$\nu \geq \max \left\{ \sqrt{\frac{\max_t \sum_{j=1}^n \left( \frac{\partial \Delta Q_j}{\partial U_t} \right)^2}{\min_t \sum_{j=1}^n \left( \frac{\partial \Delta Q_j}{\partial U_t} \right)^2}}, \sqrt{\frac{\max_j \sum_{t=1}^n \left( \frac{\partial \Delta Q_t}{\partial U_t} \right)^2}{\min_j \sum_{t=1}^n \left( \frac{\partial \Delta Q_t}{\partial U_t} \right)^2}} \right\}, \quad (16)$$

а в предельных режимах по углам (по фазе напряжений)

$$\nu \geq \max \left\{ \sqrt{\frac{\max_t \sum_{j=1}^n \left( \frac{\partial \Delta P_j}{\partial V_t} \right)^2}{\min_t \sum_{j=1}^n \left( \frac{\partial \Delta P_j}{\partial V_t} \right)^2}}, \sqrt{\frac{\max_j \sum_{t=1}^n \left( \frac{\partial \Delta P_t}{\partial V_t} \right)^2}{\min_j \sum_{t=1}^n \left( \frac{\partial \Delta P_t}{\partial V_t} \right)^2}} \right\}, \quad (16a)$$

где  $j$  и  $t$  — номера строк и столбцов подматрицы  $\frac{\partial \Delta P}{\partial V}$  или  $\frac{\partial \Delta Q}{\partial U}$ .

Тем самым большое различие в суммах квадратов элементов подматриц  $\frac{\partial \Delta P}{\partial V}$  или  $\frac{\partial \Delta Q}{\partial U}$  по строкам или столбцам приводит к плохой обусловленности систем уравнений УР. С другой стороны, чем больше число обусловленности систем, тем больше относительная погрешность той же системы [Л. 2]. Для предельных по напряжению режимов относительная погрешность

$$\|\Delta U^i - \Delta U^{i+1}\| \leq \nu \left\{ \frac{q}{1-q} - \frac{1}{1-q} \frac{\|\Delta Q^i - \Delta Q^{i-1}\|}{\|\Delta Q^i\|} \right\} \|\Delta U^{i+1}\|, \quad (17)$$

а для предельных по углам (по фазе напряжений) режимов

$$\begin{aligned} \|\Delta V^i - \Delta V^{i+1}\| &\leq \\ &\leq \nu \left\{ \frac{q}{1-q} - \frac{1}{1-q} \frac{\|\Delta P^i - \Delta P^{i-1}\|}{\|\Delta P^i\|} \right\} \|\Delta V^{i+1}\|, \end{aligned} \quad (18)$$

где  $0 < q < 1$ .

Если погрешность по выражениям (17) и (18) при решении (1) меньше, а этого можно достичь уменьшением  $\nu$ , то ожидается более сходящийся процесс итерации при решении (1) методом итерации, либо при решении (1)–(8) в комп-

лексе (причем уравнение (4) решается по методу Гаусса) при улучшенных в итерационный процесс по Ньютону более устойчив. Чем меньше  $v(\mu)$ , тем меньше  $\|\Delta U^i - \Delta U^{i+1}\|$  или  $\|\Delta V^i - \Delta V^{i+1}\|$ . Такой вывод можно сделать и из теоремы Л. В. Кантаровича для оценки погрешностей процесса итерации по Ньютону.

На рисунке приведена блок-схема расчета электрической системы, где предварительно рассчитывается  $v$  и при необходимости (если  $A$  — большое число) в программу включается ряд мероприятий по улучшению обусловленности систем уравнений УР: учитываются устройства продольной компенсации, комплексные коэффициенты трансформации трансформаторов, емкости ВЛ, если они улучшают  $v$ , либо их учет не воздействует на дальнейшее увеличение  $v$ ; параметры схемы замещения электрической сети приводятся к одному базисному напряжению, а сама схема частично эквивалентируется; в пределах допустимых ограничений искомых величин  $U_c^{\min} \leq U_c \leq U_c^{\max}$ , причем  $-U_c \leq V_c \leq U_c$  ( $c = 1, 2, \dots, n$ ;  $c \neq \alpha, \beta$ ), производится дальнейшее увеличение  $v$  (этот пункт учитывается лишь в первых двух шагах итерации); в плохо обусловленных узлах, а номера этих узлов совпадают со знаменателем и числителем (16) или (16a), из  $V$  и  $U$  в выражении (8) вычтываются невязки  $\Delta V$  и  $\Delta U$ , рассчитанные через потери тех ветвей, которые имеют связи с плохо обусловленными узлами, т. е. организуется фиктивное исключение плохо обусловленных узлов.

Трудности, связанные с реализацией описанного алгоритма на ЦВМ в виде программ, следующие. Несмотря на ряд способов хранения информации о слабозаполненных матрицах и алгоритмов их эквивалентирования, оптимальное упорядочение слабозаполненных матриц  $[Y]$  производится лишь по приближенным оценкам.

Поэтому целесообразно остановиться более подробно на некоторых особенностях метода эквивалентирования, связанных с использованием памяти ЦВМ.

Алгоритм выбора очередности исключаемых узлов при эквивалентировании матрицы  $[Y]$  на ЦВМ реализован в виде подпрограммы на языке ФОРТРАН-4, использующейся в комплексе программ расчета УР электрической системы. Порядок исключения узлов следующий: сначала исключаются те узлы, которые не связаны друг с другом (при равных числах связей порядок исключения узлов произволен), затем те узлы, которые не связаны с ветвями, имеющими трансформаторы с комплексными коэффициентами трансформации, и далее — оставшиеся исключаемые узлы. Подразумевается, что информация о матрице  $[Y]$  в памяти машины хранится в упакованной форме. Однако в процессе эквивалентирования необходим переход к матричной форме, так как количество связей резко увеличивается и упакованная форма уже не является оптимальной при использовании оперативной памяти ЦВМ.

#### Неравенство

$$(n^i)^2 < 4n^i_b + n^i + 4n^i_t, \quad (19)$$

где  $i$  — шаг эквивалентирования;  $n$  — число узлов в  $i$ -м шаге;  $n_b$  — число ветвей в  $i$ -м шаге;  $n_t$  — несимметричных элементов в матрице  $[Y]$  в  $i$ -й шаге эквивалентирования, подсказывает переход от поиндексной к матричной форме хранения информации (при поиндексной форме хранения в памяти ЦВМ записаны индексы ветвей и соответствующие активные и реактивные проводимости ненулевых элементов в верхней треугольной части матрицы  $[Y]$  и индексы несимметричных элементов и их активные и реактивные составляющие в нижней треугольной части матрицы).

Отказ от оптимального исключения Гаусса в процессе эквивалентирования на ЦВМ третьего поколения объясняется следующими соображениями. Быстродействие и оперативная память ЦВМ третьего поколения намного возросли, что делает целесообразным применение классических методов в ряде задач.

Исследования эквивалентирования на ЦВМ показали, что разница норм погрешностей округления при записи вещественных чисел обыкновенным способом и с двойной точностью не превышает  $10^{-8}$ , поэтому можно пренебречь ветвями, модули проводимостей которых меньше  $10^{-9}$ , а тогда исключение Гаусса окажется неоптимальным. Из-за учета комплексных коэффициентов трансформации трансформаторов, что в процессе эквивалентирования приводит к увеличению несимметричности матрицы  $[Y]$ , алгоритм оптимального ис-

ключения узлов оказывается неоптимальным использованием оперативной памяти ЦВМ. При эквивалентировании матриц  $[Y]$  больших систем, когда ненулевых элементов может оказаться более тысячи, выбор нужных ветвей из общего числа индексных массивов и помещение вновь образующихся ветвей в соответствующих местах памяти ЦВМ на каждом шаге эквивалентирования требует намного больше времени, чем сама процедура расчета вновь образующихся ветвей при исключении узлов.

Вызывает также затруднения выбор нулевых приближений искомых переменных, оказывающий существенное влияние на процесс итерации. Разработанный автором алгоритм выбора нулевых приближений основан на двух неравенствах:

$$U_c^{\min} \leq U_c^{i=0} \leq U_c^{\max} (c = 1, 2, \dots, n; c \neq \alpha, \beta); \quad (20)$$

$$-U_c^{i=0} \leq V_c^{i=0} \leq U_c^{i=0} (c = 1, 2, \dots, n; c \neq \alpha, \beta), \quad (21)$$

где  $U_c^{\min}$  и  $U_c^{\max}$  — ограничения модуля напряжения в узлах электрической системы.

Так как в конечном счете итерации по выражениям (1) — (8) при сходимости приводят к

$$\lim_{i \rightarrow \infty} \left( \frac{\|\mathbf{J}(V, U)\|^i}{\max \{\|\Delta P\|, \|\Delta Q\|\}^i} \right) = 0, \quad (22)$$

то имеет место неравенство

$$\max \{\|\Delta P\|, \|\Delta Q\|\}^i > \|\mathbf{J}(V, U)\|^i. \quad (23)$$

Тем самым вблизи решения УР электрической системы уменьшением величины  $\max \{\|\Delta P\|, \|\Delta Q\|\}$  можно улучшать обусловленность якобиана.

В алгоритм выбора  $U^{i=0}$  и  $V^{i=0}$  входят следующие процедуры.

1. Расчет  $\Delta Q_c$  по формуле (3) при  $U_c^{\min}$ ,  $U_c^{\text{ном}}$ ,  $U_c^{\max}$ .

В качестве  $U_c^{i=1}$  принимается то из трех значений модуля напряжения, у которого при расчете  $\Delta Q_c$   $|\Delta Q_c|$  наименьшее.

2. Расчет  $\Delta P_c$  по формуле (2), при  $V_c = \pm U_c^{\min}$ ,  $V_c = \pm U_c^{\text{ном}}$ ,  $V_c = \pm U_c^{\max}$ . За  $V_c^{i=0}$  принимается то значение из шести, у которого при расчете  $\Delta P_c$   $|\Delta P_c|$  наименьшее.

Проверка выполнимости неравенства (21). Если это неравенство выполняется, переходим к расчету УР электрической системы по блок-схеме рис. 1. Если нет, пересчитываем  $U_c$  в указанных неравенстве (20) пределах. Наиболее узким вариантом выбора  $U^{i=0}$  и  $V^{i=0}$  вблизи решения УР при реализации на ЦВМ в виде программы оказалось определение  $U^{i=0}$  и  $V^{i=0}$  при использовании принципа Зейделя в сочетании с выбором  $U$  и  $V$  в каждом узле поочередно. При втором шаге итераций по блок-схеме рис. 1 выбираем  $U$  из четырех значений  $U_c^{\min}$ ,  $U_c^{\text{ном}}$ ,  $U_c^{\max}$ ,  $U_c^{i=1}$ , а  $V$  — из  $\pm U_c^{\min}$ ,  $\pm U_c^{\text{ном}}$ ,  $\pm U_c^{\max}$ ,  $\pm U_c^{i=1}$ .

Программа выбора нулевых приближений легко стыкуется с любыми программами расчета УР электрической системы, так как в ней предусмотрены расчеты мнимых составляющих напряжений узлов и фаз напряжений, а также мнимой и вещественной составляющих токов в узлах после каждого шага итерации.

Эффективность предложенной организации процесса итерации рассмотрим на примерах. Так, при эквивалентировании матрицы  $[Y]$ , порядок которой 46, а коэффициент заполненности 0,07 (предполагается, что информация о матрице хранится в оперативной памяти ЦВМ в упакованной, например, по индексной форме), до 10-го порядка было затрачено 9 с, до 5-го порядка — 26 с. При эквивалентировании той же матрицы, организуя переход по выражению (19) (переход осуществлен на 34 шаге эквивалентирования), время счета в первом случае уменьшилось на 1 с, а во втором случае — на 11 с. Следовательно, чем меньше порядок эквивалентируемой матрицы, тем более наглядна эффективность применения перехода от упакованной формы хранения информации к матричной. В другом случае, когда электрическая система насчитывала 36 узлов, из них генерирующих 16 (коэффициент заполненности матрицы  $[Y]$  0,094), обусловленность якобиана была равна 158,47. При эквивалентировании относительно генераторных узлов обусловленность уменьшилась на 18%.

# Расчет электрических нагрузок фидеров контактной сети и тяговых подстанций открытых горных разработок

АВИЛОВ-КАРНАУХОВ Б. Н., доктор техн. наук, ГОРДЕЕВ В. И.,  
ДМИТРИЕВА Е. Н., ПЛАТОНОВ В. В., кандидаты техн. наук

Новочеркасский политехнический институт

В настоящее время электрифицированный железнодорожный транспорт получает все большее распространение на открытых горных разработках. Поэтому вопросы расчета тяговых электрических нагрузок весьма актуальны. Существующие методы расчета [Л. 1], заимствованные из теории электрических нагрузок магистральных железных дорог, дают лишь точечные оценки, связанные с понятием случайной величины.

Между тем, характер изменения электрической нагрузки и ее воздействия на сеть электроснабжения требуют применения теории случайных процессов. В настоящей статье предложены методы определения максимумов средней нагрузки за интервалы различной длительности [Л. 2], необходимые для расчета сети по нагреву и потерям напряжения. При этом потребовалось найти характеристики графиков нагрузки, моделируемых последовательностью импульсов, использование которых дает возможность получить теоретически достаточно строгие и простые в применении формулы и расчетные графики в относительных единицах [Л. 3 и 4]. В основу математических моделей тяговых нагрузок положен метод вероятностного моделирования [Л. 4].

Количество одновременно находящихся на перегоне поездов зависит от его длины, интенсивности движения и других факторов. Если на перегоне может находиться только один поезд ( $m=1$ ), то график электрической нагрузки фидера будет представлять последовательность графиков нагрузки отдельных поездов, т. е. содержать последовательность импульсов тока в этих графиках. При  $m>1$  эти импульсы частично или полностью накладываются (пересекаются).

В рассматриваемом случае возможны четыре математические модели формирования графика нагрузки фидера: суммирование зависимых или независимых потоков с непересекающимися или пересекающимися импульсами. В дальнейшем изложение ведется для практически наиболее важного случая независимых фидерных токов, поскольку обычно интерес представляет определение кратковременных максимумов тока, а неует этой связи приводит лишь к некоторому запасу при вычислении максимумов большей продолжительности. Как показали исследования, коэффициент эффективности графика нагрузки поезда за время потребления тока при прохождении им фидерной зоны близок к единице. В качестве примера на рис. 1 показаны реальные графики нагрузки некоторых фидеров тяговой сети горнообогатительного комбината. Это позволяет в ряде случаев ограничиться рассмотрением только графика  $m(t)$  поездов, одновременно находящихся в зоне тяговой подстанции, переход от которого к графику  $I(t)$  в сетях постоянного тока осуществляется очевидным образом.

Исходными для расчетов являются характеристики графиков нагрузки по току отдельных поездов, которые определяются либо из экспериментальных исследований на действующих карьерах, либо на основании графиков движения поездов.

Согласно [Л. 3 и 4] возможны два типа задачи по расчету нагрузок: тип I, когда для каждого графика нагрузки поездов заданы все его характеристики, и тип II, когда известны лишь их среднестатистические значения. Второй тип задачи является предпочтительным, поскольку требуемые характеристики могут быть получены еще на стадии проектирования.

Расчетные характеристики графиков нагрузки фидеров. Под расчетными характеристиками графика нагрузки в со-

ответствии с [Л. 4] понимаются: максимумы средней и эффективной нагрузок различной продолжительности, пики, выбросы и провалы. В настоящей статье приведены расчетные формулы для пиков нагрузки, рассматриваемых как обобщение понятия максимума средней нагрузки.

Моменты входа любого из поездов на перегон, равно как и времена хода поездов по перегону, зависят от большого количества факторов и не могут быть детерминировано определены для любого момента времени. Поэтому длительности импульсов  $t_x$  и пауз  $t_n$  [ $t$  — время между моментами выхода предыдущего и входом последующего поезда в фидерную зону (см. рис. 1)] являются случайными величинами, характеризуемыми соответствующими плотностями распределения вероятностей  $F(t_x)$  и  $F(t_n)$ . Вид этих распределений определяется свойствами потоков моментов входа и выхода поезда с перегона. Экспериментальные исследования в действующих сетях (рис. 2) показали, что в случае непересекающихся во времени импульсов могут быть использованы следующие выражения:

$$F(t_x) = \frac{1}{\bar{t}_x} \exp\left(-\frac{t_x - t_{x1}}{\bar{t}_x}\right); \quad (1)$$

$$F(t_n) = \frac{1}{\bar{t}_n} \exp\left(-\frac{t_n - t_{n1}}{\bar{t}_n}\right), \quad (2)$$

где  $\bar{t}_x$  и  $\bar{t}_n$  — средние длительности импульсов и пауз.

Различие в структуре формул (1) и (2) объясняется тем, что время хода по перегону не может быть равным нулю, а всегда больше некоторой известной величины  $t_{x1}$ . Длительность же пауз может быть сколь угодно малой, а при равенстве длительностей  $t_{x1}$  и минимального межпоездного интервала она обращается в нуль.

При коротких перегонах разбросом в длительностях хода можно пренебречь, что существенно упрощает выкладки, так как в этом случае  $t_x = \bar{t}_x = \text{const}$ . Входящие в (1) и (2) средние длительности легко выражаются через коэффициенты включения  $k_B$  и частоты следования  $\lambda$  импульсов при условии, что относительное время нахождения электровоза под током равно единице. Последнее условие соблюдается практически всегда, так как груженые поезда, идущие на подъем из карьера от сети, не отключаются:

$$\left. \begin{aligned} \bar{t}_x &= k_B/\lambda; \\ t_n &= \frac{1 - k_B}{\lambda}. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

В случае пересекающихся импульсов график  $i(t)$  представляет собой поток ступенчатых импульсов, поэтому помимо характеристик (1)–(3) для него должно быть задано вероятностное распределение импульсов  $F(i)$ . Для выбора сетей по нагреву и проверки их по потерям напряжения требуется вычисление пиков  $i_{\theta_m}$  длительностью  $\theta$ , т. е. максимумов эффективной нагрузки за время  $\theta$ . Согласно [Л. 2] для этой цели необходимо найти предварительно максимумы  $i_{\theta_m}$  средних нагрузок различной продолжительности:

$$i_{\theta_m} = i_c + \beta \sqrt{D_{i_\theta}}, \quad (4)$$

где  $i_c$  — средний ток фидера;  $\beta$  — статистический коэффициент;  $D_{i_\theta}$  — дисперсия средних нагрузок.

а при выборе нулевых приближений искомых величин в базисе пар значений  $U$  и  $V$  обусловленность уменьшилась еще на 11%.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Фазылов Х. Ф., Насыров Т. Х., Брискин И. Л. К расчету установившихся режимов энергосистем с учетом комплекс-

ных коэффициентов трансформации трансформаторов. — Электричество, 1972, № 2.

2. Жидков Н. П. Несколько замечаний по поводу обусловленности систем линейных алгебраических уравнений. — ЖВМ и МФ, 1963, т. 3, № 5.

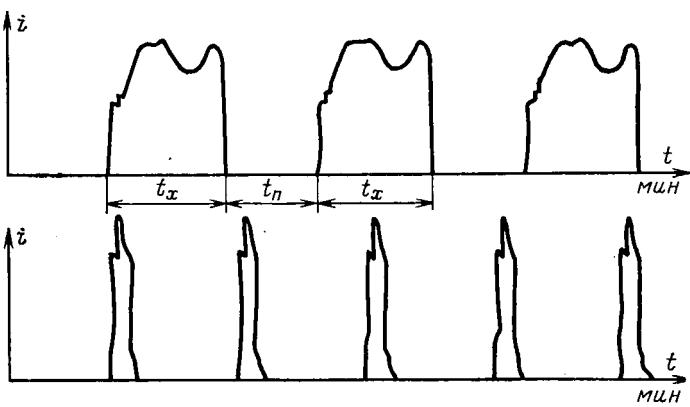
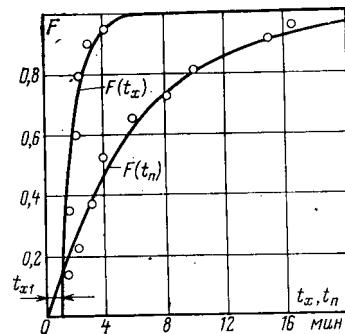


Рис. 1. Примеры графиков нагрузки фидеров контактной сети.

Рис. 2. Интегральные законы распределения длительностей импульсов  $t_x$  и пауз  $t_n$  нагрузки фидеров контактной сети. ○ — данные опыта.

Формулы, подобные (4), применимы в том случае, когда есть дополнительные данные для определения  $\beta$ . В нашем случае эта величина может быть найдена из равенства  $i_{\theta_m} = i$  при  $\theta = t_{x1}$ :

$$\beta = \frac{i - i_c}{\sqrt{D i_{t_{x1}}}}. \quad (5)$$

При пересекающихся импульсах в (5) вместо  $t_{x1}$  необходимо подставить расчетную длительность  $t_p$  наибольшей ступеньки  $i_p$  графика тока. В большинстве случаев эти величины находятся при применении к графику фидерного тока формул суммирования зависимых или независимых импульсных токов [Л. 5].

Для нахождения дисперсии средних нагрузок длительностью  $\theta$  по формуле [Л. 4]:

$$D i_{\theta} = \frac{2}{\theta^2} \int_0^{\theta} d\tau \int_0^{\tau} k(\tau) d\tau \quad (6)$$

требуется знание корреляционной функции  $k(\tau)$  графика  $i(t)$ . Можно показать, что при распределениях (1) и (2) корреляционная функция имеет вид

$$k(\tau) = i^2 k_b (1 - k_b) \exp \{-\lambda |\tau| / k_b (1 - k_b)\}, \quad (7)$$

а при  $t_x = \text{const}$

$$k(\tau) = \begin{cases} i^2 k_b (1 - k_b) (1 - \lambda |\tau| / k_b) & \text{при } 0 \leq \tau \leq \frac{k_b}{\lambda}; \\ 0 & \text{при } \tau \geq \frac{k_b}{\lambda}. \end{cases} \quad (8)$$

Здесь  $i$  — величина импульса тока одного поезда.

В случае пересекающихся импульсов корреляционная функция при одинаковых  $t_x$  совпадает с (8) [Л. 5].

Полученные характеристики позволяют оценить мгновенные максимальные значения токов, которые можно считать пиками нулевой длительности. Определение этих величин необходимо для исключения в дальнейшем неопределенности

в величине статистического коэффициента в (5). Переход от (4) к искомым величинам пиков осуществляется по формулам [Л. 2]:

$$i_{\theta\theta} = \begin{cases} i & \text{при } 0 \leq \theta \leq t_{x1}; \\ i_{\theta_m} + (i_s - i_c) \frac{\theta_x - t_{x1}}{\theta - t_{x1}} & \text{при } t_{x1} \leq \theta \leq \theta_x; \\ i_{\theta_m} + (i_s - i_c) & \text{при } \theta > \theta_x, \end{cases} \quad (9)$$

где  $i_s$  — эффективный ток нагрузки фидера,

$$i_s = \sqrt{i^2 c + k(0)}; \quad (10)$$

$\theta_x$  — длительность пика 1,1  $t_{x1}$ .

Полученные формулы позволяют построить систему графиков в относительных единицах, облегчающих практические расчеты. Не приводя для краткости выкладок, укажем, что для случая непересекающихся импульсов и корреляционной функции (8) относительные значения пиков

$$i_{\theta\theta}^* = i_{\theta\theta} / i \quad (11)$$

зависят только от безразмерных значений  $k_b$  и  $\lambda\theta$ :

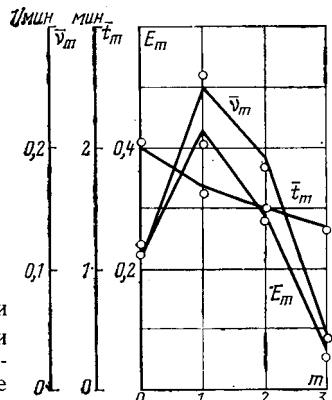
$$i_{\theta\theta}^* = \begin{cases} 1 & \text{при } 0 \leq \theta \leq \frac{k_b}{\lambda}; \\ k_b + \frac{k_b (1 - k_b)}{\lambda\theta} + (\sqrt{k_b} - k_b) \frac{\lambda\theta - k_b}{10 - 11k_b} & \text{при } \frac{k_b}{\lambda} \leq \theta \leq \frac{10(1 - k_b)}{\lambda}; \\ \sqrt{k_b} + \frac{k_b (1 - k_b)}{\lambda\theta} & \text{при } \theta \geq \frac{10(1 - k_b)}{\lambda}. \end{cases} \quad (12)$$

Отметим, что формулы (12) справедливы для значений  $k_b \leq 0,91$ ; при больших  $k_b$  величина  $i_{\theta\theta}^*$  практически равна единице. Для действующих карьеров величины пиков и другие характеристики определяются экспериментально и могут быть использованы в качестве исходных при проектировании аналогичных предприятий.

Расчетные характеристики графиков нагрузки тяговой подстанции. При непересекающихся импульсах в графиках фидерных токов их суммирование на шинах подстанции имеет полную аналогию с формированием нагрузки группы приемников промышленных предприятий [Л. 2], поэтому здесь для определения вероятности  $E_m$  и средней частоты  $v_m$  совпадений  $m$  из  $n$  импульсов предлагается использовать приводимые ниже формулы, полученные на основе общего выражения [Л. 5].

Средняя длительность одного импульса связана с вероятностью и частотой соотношением

$$\bar{t}_m = E_m / v_m. \quad (13)$$

Рис. 3. Средние длительности  $\bar{t}_m$ , частоты  $v_m$  и вероятности  $E_m$  совпадения импульсов нагрузки фидеров. ○ — данные опыта.

В задаче типа II характеристики группового графика че-  
з зависят от распределений длительностей импульсов и пауз  
[Л. 6]:

$$E_m = C^m n k_{b,c}^m (1 - k_{b,c})^{n-m}; \quad (14)$$

$$t_m = \frac{k_{b,c} (1 - k_{b,c})}{\lambda_c [m (1 - k_{b,c}) + (n - m) k_{b,c}]}, \quad (15)$$

а определяются лишь среднестатистическими значениями

$$\left. \begin{aligned} k_{b,c} &= \frac{1}{n} \sum_{r=1}^n k_{br}; \\ \lambda_c &= \frac{1}{n} \sum_{r=1}^n \lambda_r. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

На рис. 3 показаны некоторые результаты эксперимен-  
тальной проверки полученных формул на одном из горно-  
обогатительных комбинатов. Совпадение теоретических и  
опытных характеристик, удовлетворяющих критерию Пирсона,  
подтверждает возможность использования допущения о не-  
зависимости фидерных токов даже при  $n=3$ .

Расчетное максимальное количество  $m_p$  импульсов, пре-  
вышение которого возможно с малой вероятностью  $E_p$ , при-  
нимаемой обычно в пределах от 0,05 до 0,001, определяется  
из условий [Л. 4]:

$$\left. \begin{aligned} \sum_{m=0}^{m_p-1} E_m &< 1 - E_p; \\ \sum_{m=0}^{m_p} E_m &\geq 1 - E_p. \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

Переход от графика  $m(t)$  к графику  $I(t)$  в общем слу-  
чае осуществляется методом [Л. 3], однако для практиче-  
ских целей расчетное значение импульса можно определить  
по осредненной величине  $\bar{t}$  [Л. 4]:

$$I_p = m_p \bar{t} = \frac{m_p}{n} \sum_{r=1}^n i_r. \quad (18)$$

Средняя длительность  $\bar{t}_{mp}$  импульса в этой формуле вы-  
числяется по выражению (15) при  $m=m_p$ . Для нахождения  
расчетной длительности  $t_p$  расчетного импульса требуется  
значение распределения вероятностей длительностей импуль-  
сов  $F(t_m)$ . Исследования показывают возможность приме-  
нения для практических целей гипотезы об экспоненциальном  
распределении  $F(t_m)$ , для которого

$$t_p = -\bar{t}_{mp} \ln E_p. \quad (19)$$

При пересекающихся импульсах предлагается использо-  
вать графо-аналитический метод композиции [Л. 2], позволя-  
ющий по распределению величин импульсов  $F(t)$  получить  
вероятностное распределение групповой нагрузки и, следова-  
тельно, расчетную величину  $I_p$  мгновенной ординаты тока  
стягиваемой подстанции.

Построение зависимости величин  $I_{\theta}$  от их длитель-  
ности осуществляется так же, как и для нагрузок фидеров:  
максимумы  $I_{\theta}$  средних нагрузок вычисляются по формуле

$$I_{\theta} = I_c + \beta \sqrt{D I_{\theta}}, \quad (20)$$

в которой характеристики группового графика получаются  
суммированием соответствующих индивидуальных харак-  
теристик:

$$I_c = \sum_{r=1}^n i_{cr}, \quad D I_{\theta} = \sum_{r=1}^n D i_{\theta r} + 2 \sum_{r < s} k i_{r,s}, \quad (21)$$

где  $\sum k i_{r,s}$  — сумма пар взаимно-корреляционных моментов  
графиков нагрузки отдельных поездов, а статистический ко-  
эффициент  $\beta$  определяется из условия  $I_{\theta} = I_p$  при  $\theta = t_p$ .

В соответствии с [Л. 7] сумма взаимно-корреляционных  
моментов — величина отрицательная; поэтому погрешность  
в расчете дисперсии нагрузки фидера при неучете взаимно-  
корреляционного момента нагрузок поездов в сторону завы-  
шения будет тем выше, чем больше степень использования  
пропускной способности участка дороги. Переход от фор-  
мулы (20) к пикам  $I_{\theta}$  нагрузки выполняется аналогично  
формулам (9) с учетом выражения для эффективной нагрузки  
группового графика:

$$I_{\theta} = \sqrt{I_c^2 + \sum_{r=1}^n K_r(0)}. \quad (22)$$

Например, можно показать, что при непересекающихся  
импульсах и вероятностных распределениях (2) для относитель-  
ных значений пиков  $I_{\theta}^* = \frac{I_{\theta}}{I}$  справедливы формулы:

$$I_{\theta}^* = m_{\theta} = \begin{cases} m_p & \text{при } \theta \leq t_x; \\ nk_b + \beta \sqrt{\frac{n}{3} (1 - k_b) (3k_b - \lambda \theta) + \Delta m \frac{\theta - t_x}{\theta_p - t_x}} & \text{при } t_x \leq \theta \leq \frac{k_b}{\lambda}; \\ nk_b + \beta \sqrt{\frac{2n}{3} k_b (1 - k_b) \frac{k_b}{\lambda \theta} + \Delta m \frac{\theta - t_x}{\theta_p - t_x}} & \text{при } \frac{k_b}{\lambda} \leq \theta \leq \theta_p; \\ nk_b + \beta \sqrt{\frac{2n}{3} k_b (1 - k_b) \frac{k_b}{\lambda \theta} + \Delta m} & \text{при } \theta \geq \theta_p, \end{cases} \quad (23)$$

где  $\Delta m = m_{\theta} - m_c$  ( $m_{\theta}$ ,  $m_c$  — эффективное и среднее числа  
сопавших на групповом графике индивидуальных импульсов), а

$$\beta = \frac{m_p - nk_b}{\sqrt{\frac{n}{3} (1 - k_b) (3k_b - \lambda t_p)}}, \quad (24)$$

$$\theta_p = \frac{10 (m_p - nk_b)}{n \lambda} \sqrt{\frac{2k_b}{3k_b - \lambda t_p}}.$$

Метод композиции дает точное решение, но при большем  
количестве фидеров оказывается громоздким.

Возможность упрощения практических расчетов вытекает  
из известной предельной теоремы теории вероятностей  
о распределении суммы большого количества слагаемых: при  
большом  $n$  (практически при  $n \geq 4$  и  $k_b \geq 0,1$  [Л. 2]) вероят-  
ностное распределение нагрузки подстанции можно считать  
нормальным, определяемым лишь величинами выражения  
(21). Кроме того, операция осреднения дополнительно «нор-  
мализует» процесс при  $\theta > 0$  [Л. 2].

Для нормального закона распределения величина ста-  
тистического коэффициента в выражении (24) определяется  
по рис. 10-1 [Л. 4], а расчетное значение длительности  $t_p$   
импульса равно нулю. Это позволяет привести к отно-  
сительные значения пиков для различных  $n$ ,  $k_b$ ,  $\lambda \theta$  и  $E_p$ .

Пример расчета. Для подстанции, питающей 5 фидеров,  
нагрузки которых полагаются некоррелированными, опреде-

Уровень тока, $I$ , А	$m$	$E_m$	$t_m$ , мин	$\nu_m$ , 1/мин	$\Sigma E_m$
0	1	0,3955	0,53	0,746	0,6328
600	2	0,2637	0,41	0,64	0,8965
1200	3	0,0879	0,34	0,26	0,9344
1800	4	0,0146	0,29	0,05	0,999
2400	5	0,001	0,25	0,004	1

лим вероятность, среднюю длительность и частоту превышения нагрузкой уровня 0, 600, 1200, 1800 и 2400 A, если  $k_{b,c}=0,25$ ,  $\lambda_c=0,2$  1/мин,  $i_c=600$  A,  $E_p=0,05$ .

Превышение нагрузкой уровня 0, 600 A и т. д. соответствует совпадению нагрузки фидеров 1, 2, 3 и т. д.

Для расчета используем формулы (13), (14) и (15).

Определим вероятность, длительность и частоту превышения нагрузкой нулевого уровня тока:

$$E_1 = C' k_{b,c} (1 - k_{b,c})^{5-1} = 0,3955;$$

$$t_1 = \frac{k_{b,c} (1 - k_{b,c})}{\lambda_c [(1 - k_{b,c}) + (5 - 1) k_{b,c}]} = 0,53;$$

$$v_1 = \frac{E_1}{t_1} = 0,746.$$

Расчеты для других значений уровня тока приведены в таблице, где при суммировании вероятностей учтена вероятность нулевого уровня нагрузки.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Расчет максимумов нагрузки тяговых подстанций. Транспорт шахт и карьеров / Волотковский С. А. и др. — М.: Недра, 1973, 479 с.
2. Куренный Э. Г., Дмитриева Е. Н. Общий метод расчета пиков электрической нагрузки. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1970, № 6.
3. Куренный Э. Г., Дмитриева Е. Н. Расчет импульсных процессов в сетях электроснабжения. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1972, № 3.
4. Электрические нагрузки промышленных предприятий / Волобринский С. Д., Каялов Г. М., Клейн П. Н., Мешель Б. С. — М.: Энергия, 1971, 264 с.
5. Седякин Н. М. Элементы теории случайных импульсных потоков. — М.: Советское радио, 1967, 261 с.
6. Куренный Э. Г. Расчет пиков нагрузки заводских электрических сетей. — Электричество, 1968, № 3.
7. Гордеев В. И., Надточка И. И. Взаимная корреляция в расчетах характеристик графиков электрической нагрузки. — Электричество, 1978, № 8.

[03.09.79]



УДК 62-83:621.313.333.001.24

## Статические и динамические режимы в асинхронном вентильном каскаде с автономным питанием

САНДЛЕР А. С. , доктор техн. наук, ЯНУРА Я., канд. техн. наук

Московский энергетический институт

Возникла необходимость в создании регулируемого электропривода переменного тока для некоторых ответственных механизмов: гребных установок, земснаряда и др., имеющих вентиляторный момент нагрузки. Такой электропривод в сравнении с системой на постоянном токе отличается меньшими габаритами, массой и стоимостью, высокой надежностью.

Известны различные каскадные электроприводы переменного тока с автономным питанием, в которых, в частности, рекуперация энергии скольжения асинхронного двигателя осуществляется посредством неуправляемого и управляемого вентильных преобразователей; последний из них подключен прямо к выходу питающего синхронного генератора. В такой схеме при максимальной частоте вращения асинхронного двигателя имеет место взаимосвязанная работа управляемой и неуправляемой роторных групп вентиляй, образующих замкнутый контур, что приводит к закорачиванию инвертора.

Здесь рассматривается новая система автоматизированного электропривода, в которой этот недостаток может быть устранен, если инвертор подключен к вспомогательной синхронной машине, соединенной с валом основного синхронного генератора [Л. 1], что должно способствовать повышению использования электропривода и улучшению его энергетических показателей. Мощность вспомогательной синхронной машины сравнительно невелика (20% мощности основного синхронного генератора). Кроме того, основной синхронный генератор не загружается реактивным током инвертора, и поэтому его установленная мощность ниже, чем в сравниваемом электроприводе.

Принципиальная схема такого привода показана на рис. 1. Установка включает асинхронный двигатель АД, приводящий в движение механизм В, основной синхронный генератор 1СГ, вращаемый турбиной Т, неуправляемый выпрямитель НВ, сглаживающий дроссель СД, управляемый инвертор И, который подключен к вспомогательной синхронной машине 2СМ.

Принцип работы схемы заключается в следующем. Турбиной Т приводится в действие синхронный генератор 1СГ, питающий асинхронный двигатель АД, который механическую энергию отдает на вал, а его энергия скольжения со стороны ротора с помощью неуправляемого выпрямителя НВ и управляемого инвертора И возвращается вспомогательному синхронному двигателю 2СМ. Двигатель 2СМ механическую

энергию возвращает на вал турбины (за исключением энергии потерь).

При выводе выражений, описывающих работу каскада, учтены параметры всех электрических машин, входящих в схему, и принятые следующие допущения: скорость турбины  $T$  постоянна; напряжение, подводимое к статору АД синусоидально; индуктивность СД бесконечно велика. При работе неуправляемого выпрямителя в зависимости от тока нагрузки могут возникать разные режимы [Л. 2].

Первый режим

$$U_d = E_{d0} - \frac{m}{\pi} x_1 I_d - 2r_1 I_d \quad (1)$$

при

$$0 \leq I_d \leq 0,26 \frac{E_{d0}}{x_1} \quad (2)$$

и

$$E_{d0} = \frac{m}{\pi} \sqrt{3} \sqrt{2} \frac{E_{1CG}}{k_r} \quad (3)$$

Второй режим

$$U_d = \frac{\sqrt{3}}{2} \sqrt{E_{d0}^2 - \left(\frac{2m}{\pi}\right)^2 (x_1 I_d)^2} - 2r_1 I_d \quad (4)$$

при

$$0,26 \frac{E_{d0}}{x_1} \leq I_d \leq 0,45 \frac{E_{d0}}{x_1} \quad (5)$$

Третий режим в схеме не реализуется.

Для тока  $I_d$  в первом режиме работы НВ имеем:

$$I_d = \frac{E_{d0}s - E_{d0}H - \Delta U}{\frac{m}{\pi} x_1 s + 2r_1 s + r_0}, \quad (6)$$

где

$$r_0 = \frac{m}{\pi} x_2 CM + r_{2AD} + r_{DP} + 2r_{2CM}. \quad (7)$$

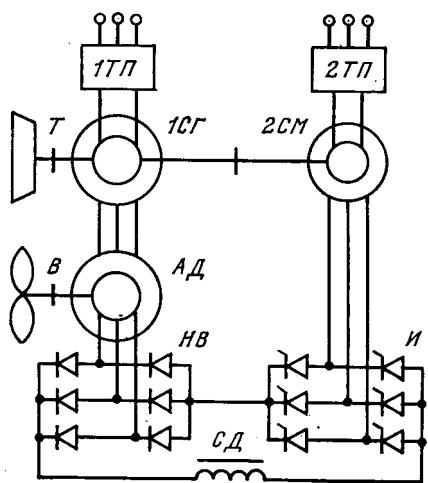


Рис. 1. Принципиальная схема каскада.

Зависимость электромагнитного момента  $AД$  от выпрямленного тока определяется выражением [Л. 3]:

$$M_{AD} = \frac{U_d I_d}{\omega_1}. \quad (8)$$

При вентиляторной нагрузке оказывается возможным минимизировать мощность элементов системы, включенных в роторную цепь асинхронного двигателя. Для этого необходимо регулировать э. д. с. основного генератора по следующему закону:

$$E_{1CG} = E_{1CGp} (1 - s_0)^2 \quad (9)$$

в диапазоне  $0 \leq s_0 \leq 1/3$ , при этом значение э. д. с. инвертора

$$E_{dII} = E_{dop} (1 - s_0)^2 s_0. \quad (10)$$

Напряжение скольжения, как известно, при таком законе регулирования напряжения, подводимого к статору  $AД$ , имеет свой максимум при скольжении, равном  $1/3$ . При скольжениях, больших  $1/3$ , принимая во внимание перегрузочную способность привода и его динамические свойства, э. д. с. основного генератора регулируется по принципу соблюдения постоянства э. д. с. инвертора, поэтому в диапазоне скольжения  $1/3 \leq s_0 \leq 1$  имеем:

$$E_{1CG} = \frac{4}{27} E_{1CGp} \frac{1}{s_0}. \quad (11)$$

При значении э. д. с. инвертора

$$E_{dII} = E_{dII \max} = \frac{4}{27} E_{dop}. \quad (12)$$

В рассматриваемой системе предполагается, что в статических и динамических режимах работы привода инвертор работает только в первом режиме, когда в межкоммутационные периоды ток протекает по двум вентилям разных фаз анодной и катодной групп; в периоды коммутации ток протекает по трем вентилям. Угол коммутации  $\gamma_H$  в зависимости от угла регулирования инвертора  $\beta$  изменяется от нуля до  $\pi/3$ , при этом

$$\cos(\beta - \gamma_H) - \cos \beta = \frac{2m}{\pi} \frac{x_{2CM} I_d}{E_{d02CM}}. \quad (13)$$

Для формирования э. д. с.  $E_{dII}$  используются два канала,

из которых одним является возбуждение  $2CM$  и соответствующее ему значение э. д. с.  $E_{2CM}$ , вторым — управление углом опережения открытия тиристоров инвертора  $\beta$ :

$$E_{dII} = E_{d02CM} \cos \beta, \quad (14)$$

где

$$E_{d02CM} = \frac{m}{\pi} \sqrt{3} \sqrt{2} E_{2CM}. \quad (15)$$

Угол  $\beta$  выбираем так, чтобы в динамике обеспечивалась работа инвертора в первом режиме при токах  $I_d$ , достигающих уровня граничного тока второго режима работы  $HB$ .

Для углов  $\beta > \pi/3$  при  $\gamma_H = \pi/3$

$$\beta = \arccos \frac{1}{\sqrt{\left( \frac{2m}{\pi} x_{2CM} \frac{I_{d \text{ гр II}}}{E_{dII}} + 1 - \cos \frac{\pi}{3} \right)^2 + \sin^2 \frac{\pi}{3}}}. \quad (16)$$

Для углов  $\beta < \pi/3$  при  $\gamma_H = \beta$

$$\beta = \arccos \frac{1}{\frac{2m}{\pi} x_{2CM} \frac{I_{d \text{ гр II}}}{E_{dII}} + 1}. \quad (17)$$

Для конкретной установки ( $T - СГ$  — турбогенератор типа Т2Б-1, 5-2;  $P_H = 1500$  кВт;  $U_H = 6300$  В;  $n = 3000$  об/мин;  $\cos \varphi_H = 0,8$ ;  $r_H = 94,7\%$ ;  $AД$  типа АКН 16-64-16;  $P_H = 1250$  кВт;  $U_H = 6000$  В;  $n_H = 370$  об/мин;  $\cos \varphi_H = 0,76$ ;  $r_H = 94\%$ ;  $HB$  и  $I$  составлены из вентиляй разного типа с  $\Delta U_B = 1$  В;  $t_q = 40$  мкс;  $СД$  — типа ФРОС-1000;  $I_H = 1000$  А;  $P_H = 1700$  Вт;  $L_{СД} = 2,5$  мГн;  $2CM: P_H = 210$  кВт;  $U_H = 300$  В;  $n_H = 3000$  об/мин;  $\cos \varphi_H = 0,9$ ;  $r_H = 92\%$ ) были рассчитаны и построены функциональные зависимости для э. д. с.  $E^*_{2CM}(E^*_{1CG})$  и  $\beta^*(E^*_{1CG})$ , приведенные на рис. 2. За базисные величины приняты  $E_{1CGp}$ ,  $E_{dop}$  и  $\beta_p$ .

При заданном выше законе регулирования напряжения  $1CG$  мощность  $2CM$  составляет

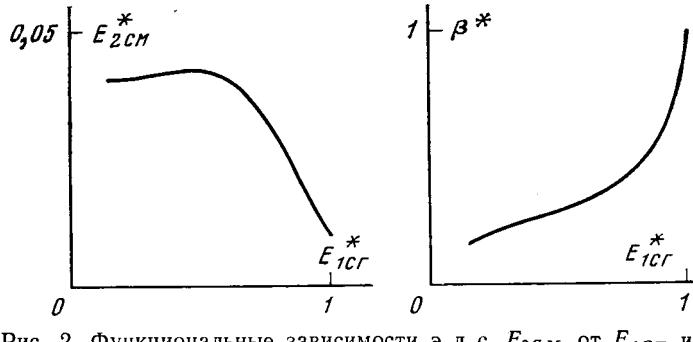
$$P_{2CM} \approx 0,17 P_{AD \text{ н.}}$$

Следует отметить, что габаритная мощность  $2CM$  зависит не только от регулирования напряжения в каскадной установке, но и от правильного выбора угла  $\beta$ .

По вышеприведенным формулам для  $U_d$ ,  $I_d$ ,  $M_{AD}$  и принятого закона регулирования напряжения на  $ЦВМ$  были рассчитаны механические характеристики замкнутой системы регулирования с соответствующими регуляторами.

Система автоматического регулирования каскадом должна обеспечивать: достаточную жесткость механических характеристик в широком диапазоне плавного регулирования частоты вращения; возможность длительной работы на любой регулировочной характеристике с достаточной перегрузочной способностью; электрическое торможение. В переходных режимах должно быть обеспечено достаточное быстродействие системы при ограничении регулируемых величин допустимыми значениями. Для этой цели используется многоконтурная система подчиненного регулирования, в которой число регуляторов равно числу регулируемых параметров.

Система подчиненного регулирования, выполненная на базе элементов УБСР, с высокой точностью реализует желаемые передаточные функции; они удобны и просты в настройке, потребляют небольшую мощность для усилителей и дают возможность широкой унификации схем и конструкций элементов.

Рис. 2. Функциональные зависимости э. д. с.  $E_{2CM}$  от  $E_{1CG}$  и  $\beta^*$ .

Согласно принципам построения [Л. 4—6] система регулирования исследуемого электропривода выполнена трехконтурной с регуляторами тока возбуждения основного синхронного генератора  $PTB1$ , выпрямленного тока  $PBT$  и скорости асинхронного двигателя  $PC$ . Функциональная схема системы автоматического регулирования каскада представлена на рис. 3.

В ней реализованы зависимости  $E_{2CM}(E_{1CG})$  и  $\beta(E_{1CG})$ . Для обеспечения зависимости  $E_{2CM}(E_{1CG})$  возбуждение второй синхронной машины выполняется зависимым от э. д. с. основного генератора посредством датчика э. д. с.  $D\mathcal{E}1$  и нелинейного элемента  $H\mathcal{E}1$  с отдельным контуром регулирования тока возбуждения и э. д. с.  $E_{2CM}$ . Зависимость  $\beta(E_{1CG})$  определяется посредством датчика э. д. с. основного генератора  $D\mathcal{E}1$  и нелинейного элемента  $H\mathcal{E}2$ . Управляется электропривод посредством задающего устройства  $ZU$ , состоящего из сельсинного командоаппарата, фазочувствительного устройства и задатчика интенсивности. Параметры системы подчиненного регулирования рассчитывались путем последовательной оптимизации отдельных контуров.

При проектировании цепи регулирования выпрямленного тока следует исходить из схемы замещения цепи выпрямленного тока и определения ее передаточной функции. Уравнение переходного процесса в цепи выпрямленного тока имеет вид [Л. 3]:

$$\frac{E_{d0}(t)s(t) - E_{dH}(t) - \Delta U}{R_s} = I_d(t) - \frac{L_s}{R_s} \frac{dI_d(t)}{dt}. \quad (18)$$

Эквивалентное сопротивление  $R_s$  находится по условиям статического режима:

$$R_s = \frac{E_{d0}s - E_{dH} - \Delta U}{I_d}. \quad (19)$$

Из (19) видно, что  $R_s$  является нелинейной функцией тока  $I_d$  и скольжения  $s$ .

Эквивалентная индуктивность

$$L_s = \frac{x_1 + x_{2CM}}{\pi f_1} + L_{CD}. \quad (20)$$

Постоянная времени  $T_s = L_s/R_s$  в интервале скольжений от 0,05 до 1 для конкретной установки может меняться от 0,09 до 0,007 с.

Для нахождения передаточной функции объекта регулирования, на выходе которого — выпрямленный ток, а на входе — ток возбуждения основного генератора, необходимо упростить уравнение (18). Для этого исходя из режимов статики находим зависимости тока  $I_d$  от тока возбуждения  $I_{1CG}$  для разных значений скольжения  $s$ . В этом случае выпрямленный ток роторной цепи  $AD$  и ток возбуждения  $1CG$  пропорциональны коэффициенту усиления  $k_1$ .

Передаточная функция объекта регулирования (в цепи регулирования выпрямленного тока):

$$W_{d0}(p) = \frac{k_1}{pT_s + 1}. \quad (21)$$

Замкнутый контур регулирования выпрямленного тока состоит из регулятора выпрямленного тока с передаточной функцией  $W_{pd}$ , замкнутого контура регулирования тока возбуждения  $1CG$  с передаточной функцией  $W_{pd}$  объекта регулирования, преобразующего ток  $I_{1CG}$  в ток  $I_d$ , с передаточной функцией  $W_{d0}$  и звена обратной связи по  $I_d$  с передаточной функцией  $W_{kd}$ .

Регулятор выпрямленного тока представляет собой ПИ — регулятор с передаточной функцией

$$W_{pd}(p) = \frac{k_{T_B}(pT_s + 1)}{pT_d k_1 k_d}. \quad (22)$$

Практическая реализация регулятора с такой передаточной функцией весьма сложна, так как  $T_s$  и  $k_1$  являются функциями одновременно двух переменных: скольжения  $s$  и тока  $I_{1CG}$ . Для упрощения структуры регулятора полагаем  $T_s$  и  $k_1$  постоянными. Из анализа статических режимов работы установки, используя опыт расчета переходных режимов, следует выбирать  $T_s$  и  $k_1$  соответствующими большим значениям скольжения  $AD$ . Для конкретной установки  $T_s = 0,007$  с. Вологодская областная научная библиотека

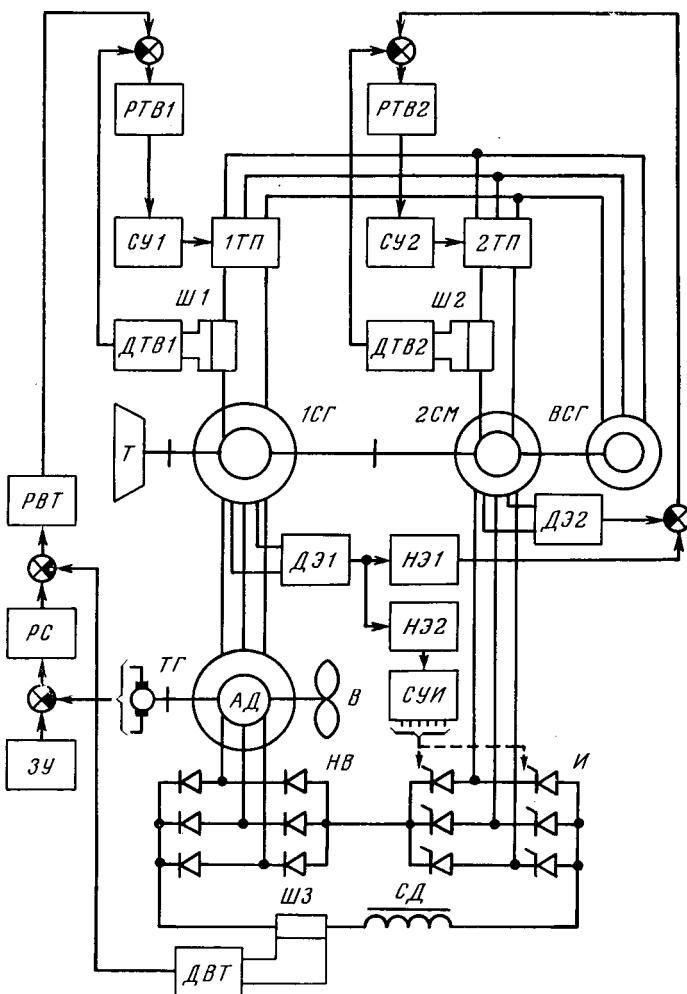


Рис. 3. Функциональная схема системы автоматического управления каскадной установкой.

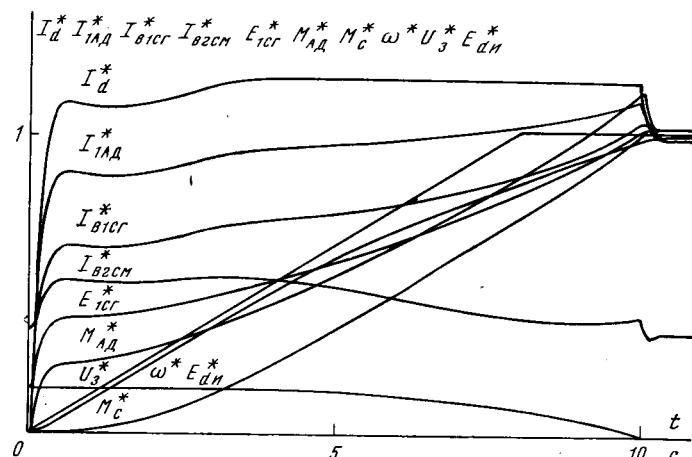


Рис. 4. Переходный процесс пуска каскадной установки на полную скорость.

$=2,8 \cdot 10^{-2}$  с и  $k_1=4,44$ . Максимальное значение выпрямленного тока  $I_d$  ограничивается уровнем значения граничного тока второго режима работы  $HB$  при нулевой скорости  $AD$ . Параметры регулятора определяются из известных соотношений.

Передаточная функция замкнутого контура регулирования выпрямленного тока при пренебрежении членом второго

порядка имеет вид:

$$W_{ds}(p) = \frac{1}{k_d} \frac{1}{pT_d + 1}. \quad (23)$$

Передаточная функция контура регулирования тока возбуждения  $ICG$

$$W_{t.b}(p) = \frac{1}{k_{t.b}} \frac{1}{pT_{t.b} + 1}. \quad (24)$$

Для замкнутого контура регулирования скорости  $AD$  имеем

$$W_{c.s}(p) = \frac{1}{k_c} \frac{1}{pT_c + 1}. \quad (25)$$

При вентиляторной нагрузке на ЦВМ были рассчитаны кривые переходного процесса пуска при разных скоростях и разных темпах нарастания задающего сигнала. Кривые переходного процесса пуска на полную скорость приведены на рис. 4. Базисными здесь являются величины, характеризующие рабочую точку привода при  $M_{AD}M_p$  и  $\omega = \omega_p$ .

Зависимости показывают, что рассмотренная система подчиненного регулирования обеспечивает высокое качество прохождения переходных процессов при минимальных перерегулированиях. Перевод привода в режим электрического торможения требует переключений в силовых цепях установки и изменения структуры САУ, которая строится по тем же принципам.

Обозначения:  $E_{1CG}$  — э. д. с. основного синхронного генератора;  $E_{d0}$  — приведенная к роторной цепи выпрямленная э. д. с.  $ICG$ ;  $k_t$  — коэффициент трансформации  $AD$ ;  $U_d$  — среднее напряжение на выходе  $HB$  при  $s=1$ ;  $U_{ds}$  — среднее напряжение на выходе  $HB$ ;  $\Delta U$  — падение напряжения в вентилях при прохождении прямого тока;  $E_{dI}$  — э. д. с. инвертора;  $U_{dI}$  — среднее напряжение на входе инвертора;  $s$  — скольжение  $AD$ ;  $s_0$  — скольжение холостого хода каскада;  $f_1$  — частота питающего напряжения;  $\omega_1$  — синхронная скорость  $AD$ ;  $I_d$  — средний выпрямленный ток;  $M_{AD}$  — электромагнитный момент  $AD$ ;  $M_c$  — момент статической нагрузки;

$M_p$  — максимальный длительно допустимый по нагреву электромагнитный момент  $AD$ ;  $\omega_p$  — максимальная рабочая скорость привода;  $I_{dp}$  — максимальный длительно допустимый по нагреву выпрямленный ток;  $\beta_p$  — угол опережения открытия вентиляй инвертора при  $M=M_p$ ;  $E_{1CG}$  — э. д. с. основного синхронного генератора при  $M=M_p$ ;  $E_{d0}$  — приведенная к роторной цепи выпрямленная э. д. с.  $ICG$  при  $M=M_p$ ;  $\beta$  — угол опережения открытия тиристоров инвертора;  $\lambda_I$  — угол коммутации вентиляй инвертора;  $m$  — число фаз;  $E_{2CM}$  — э. д. с. вспомогательной синхронной машины  $2CM$ ;  $x_1$  — приведенное к цепи ротора  $AD$  суммарное индуктивное сопротивление фазы  $ICG$  и  $AD$ ;  $r_1$  — приведенное к цепи ротора  $AD$  суммарное активное сопротивление фазы  $ICG$  и  $AD$ ;  $r_{2AD}$  — активное сопротивление фазы ротора  $AD$ ;  $r_{dp}$  — активное сопротивление  $CD$ ;  $x_{2CM}$  — индуктивное сопротивление рассеяния фазы  $2CM$ ;  $r_{2CM}$  — активное сопротивление фазы  $2CM$ ;  $L_{CD}$  — индуктивность  $CD$ ;  $T_\alpha$  — постоянная времени цепи выпрямленного тока;  $k_1$  — коэффициент пропорциональности;  $k_d$  — передаточный коэффициент цепи обратной связи по выпрямленному току;  $T_\mu$  — некомпенсированная постоянная времени;  $k_{t.b}$  — передаточный коэффициент цепи обратной связи по току возбуждения;  $T_{t.b} = 2T_\mu$  — постоянная времени контура интегрирования тока возбуждения;  $T_d = 2T_{t.b}$  — постоянная времени контура интегрирования выпрямленного тока;  $k_c$  — передаточный коэффициент цепи обратной связи по скорости;  $T_c = 2T_d$  — постоянная времени контура интегрирования скорости.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А. с. 425292 (СССР). А. С. Сандлер. Опубл. в Б. И. 1974, № 15.
2. Сандлер А. С. Регулирование скорости вращения мощных асинхронных двигателей. — М.: Энергия, 1966.
3. Онищенко Г. Б. Асинхронный вентильный каскад. — М.: Энергия, 1966.
4. Управление вентильными электроприводами постоянного тока/ Лебедев Е. Д. и др. — М.: Энергия, 1970.
5. Фишбейн В. Г. Расчет систем подчиненного регулирования вентильного электропривода постоянного тока. — М.: Энергия, 1972.
6. Ключев В. И. Ограничение динамических нагрузок электропривода. — М.: Энергия, 1971.

[29.11.79]

УДК 621.313.333.3.017.001.24

## Расчет токов и потерь в роторе короткозамкнутого асинхронного двигателя с помощью обобщенной характеристики м.д.с. ротора

ДЕМИРЧЯН К. С., чл.-корр. АН СССР, БОГУСЛАВСКИЙ И. З., канд. техн. наук

Рост уровня электромагнитного использования мощных асинхронных двигателей обусловливает необходимость уточнения методов расчета их рабочих характеристик в различных режимах, при этом наряду с графоаналитическими методами, основанными, например, на использовании круговой и векторных диаграмм, целесообразно применять и аналитические. Эти методы позволяют учесть особенности конструкции в активной зоне мощной асинхронной машины, например, реальное распределение стержней в пазах ротора и др., получить расчетные выражения в замкнутой форме и сделать ряд общих выводов по проектированию машины вне зависимости от точности построения диаграмм.

Для уточнения рабочих характеристик короткозамкнутых асинхронных двигателей удобно использовать обобщенную характеристику распределения тока и м. д. с. в короткозамкнутой клетке, которая позволяет учесть реальное (дискретное) распределение короткозамкнутых стержней клетки по пазам. Исходя из временной гармонической питающего напряжения

Вологодская областная научная библиотека

$U$ , с помощью обобщенной характеристики м. д. с. удобно уточнить значения обратно вращающихся полей ротора, вызванных дискретным распределением стержней по пазам, вычислить с учетом этих полей потери в стали в короткозамкнутых кольцах и стержнях ротора.

При выводе расчетных соотношений примем обычные допущения [Л. 1]. Зависимость индуктивных сопротивлений рассеяния от насыщения может быть учтена методом итераций. Учет реального расположения стержней в пазах короткозамкнутого двигателя рассмотрен в ряде работ [Л. 1 и 3], однако при анализе рабочих характеристик целесообразно иметь расчетное выражение в замкнутой форме, удобное для практических расчетов.

Обозначим порядковые номера участков кольца через  $0, 1, 2, \dots, N, \dots, N_b$ , так что  $N_b = N_0 - 2$  — соответственно порядковые номера стержней  $0, 1, \dots, N_b + 1$ ; здесь  $N_0$  — число пазов ротора. Распределение в зазоре временной гармоники порядка  $q$  индукции результирующего поля, которое

вращается относительно ротора со скоростью  $v$ , имеет вид:

$$B_{(N, t)} = B_M e^{j \left( \omega_p t - \frac{\pi}{\tau} N b + \alpha \right)} \quad (1)$$

Метод ее вычисления изложен ниже.

Вычислим распределение тока в стержнях и участках кольца ротора. К этой задаче можно свести расчет обобщенной характеристики распределения токов в стержнях и участках кольца для всего ряда временных гармонических питающего напряжения. Рассмотрим для простоты лишь первую пространственную гармоническую  $(v=1)$ . Высшие пространственные гармонические статорного поля при необходимости учитываются обычным путем [Л. 1].

Для  $N$ -го контура клетки ротора разностное уравнение в установившемся режиме

$$I[N+2] - (2 + \sigma) I[N+1] + I[N+0] = -j \dot{S} e^{-j \Delta \beta (N+2)},$$

$$\text{где } \dot{S} = \frac{2 \dot{B}_M}{Z_n} L v \sin \frac{\Delta \beta}{2} e^{j \frac{\Delta \beta}{2}}; \sigma = \frac{2 Z_n}{Z_n}; \Delta \beta = \frac{\pi}{\tau} b; L \text{ — расчетная длина ротора} [Л. 3].$$

Расчетное выражение для токов в участках кольца запишем в виде

$$I(N) = -j \frac{\dot{S}}{k_B} e^{-j \Delta \beta N}, \quad (3)$$

а в стержнях

$$J(N) = -j \frac{\dot{S}}{k_B} e^{-j \Delta \beta (N-1)} (e^{-j \Delta \beta} - 1), \quad (4)$$

где  $k_B = 1 + e^{j 2 \Delta \beta} - (2 + \sigma) e^{j \Delta \beta}$ .

Из уравнений следует, что оба тока можно представить в виде:

$$I(N) = \bar{I}(N) \dot{B}_M; \quad (3')$$

$$J(N) = \bar{J}(N) \dot{B}_M. \quad (4')$$

Здесь  $\bar{I}(N)$ ,  $\bar{J}(N)$  — обобщенные характеристики токов короткозамкнутого ротора; в масштабе индукции  $B_M$  они описывают распределение токов в участках кольца и стержнях по значению и фазе.

Перейдем к выводу расчетных выражений для м. д. с. с учетом реального (дискретного) распределения стержней по пазам ротора. Напряженность поля ротора в зазоре составляет:

на участке  $(1, 0)$

$$\dot{H}_0 = \frac{C}{k_B k_\mu \delta} d^{-1} (d-1) + \dot{D};$$

на участке  $(N+1, N)$

$$\dot{H}_N = \frac{C}{k_B k_\mu \delta} (d-1) (d^{-1} + 1 + \dots + d^{N-1}) + \dot{D};$$

на участке  $(N_B+1, N_B)$

$$H_{(N_B)} = \frac{C}{k_B k_\mu \delta} (d-1) (d^{-1} + 1 + \dots + d^{N_B-1}) + D,$$

где  $k_\delta$ ,  $k_\mu$  — соответственно коэффициент воздушного зазора и коэффициент насыщения магнитной цепи [Л. 1];

$$d = e^{-j \Delta \beta}; C = -j \frac{S}{k_B};$$

$D$  — постоянная, определяемая с учетом того, что магнитный поток через цилиндрическую поверхность расточки равен нулю:

$$D = -j \frac{S e^{j \Delta \beta}}{k_B k_\delta k_\mu \delta}.$$

Разложение поля ротора с учетом реального (дискретного) распределения стержней в гармонический ряд дает для каждой пространственной гармоники  $v$  ротора два вращающихся поля — прямое и обратное:

$$\dot{F}_M = \sum_v \dot{Q}_v^{\text{пр}} e^{-j v M \Delta \beta} + \dot{Q}_v^{\text{обр}} e^{j v M \Delta \beta}, \quad (5)$$

где

$$\dot{Q}_v^{\text{пр}} = -\frac{\dot{S} (1 - e^{j \Delta \beta})}{2 \pi p v k_B} [1 + e^{j \Delta \beta (v-1)} + e^{j 2 \Delta \beta (v-1)} + \dots + e^{j (N_B+1) \Delta \beta (v-1)} + \dots]; \quad (6)$$

$$-\frac{\pi}{\Delta \beta} \leq M \leq \frac{\pi}{\Delta \beta}, M = 0, 1, 2, \dots$$

Амплитуды гармонических  $Q_v^{\text{обр}}$  обратного поля могут быть получены из (6) заменой  $v$  на  $(-v)$ ; при  $v=1$  значение  $Q_v^{\text{обр}}=0$ .

Отметим, что обоим слагаемым в (5) соответствуют поля, вращающиеся относительно обмотки статора с различными угловыми скоростями. Рассмотрим подробнее случай, когда в кривой напряжения, питающего обмотку статора двигателя, содержится ряд временных гармонических напряжений, например,  $U_1, U_5, U_7, \dots$  При определенной частоте вращения ротора двигателя угловая скорость одного из полей в (5) может совпасть по значению и направлению с угловой скоростью поля, которое соответствует гармонической  $U$  напряжения, питающего обмотку статора. При  $v=\gamma$  периоды изменения индукции этих обоих полей в зазоре равны. Следовательно, в этом случае возникает результирующее поле, вращающееся в расточке с той же скоростью.

Представим выражение (5) в виде

$$\dot{F}_M = \bar{F}_M \dot{B}_M.$$

Здесь  $\bar{F}_M$  является обобщенной характеристикой м. д. с. короткозамкнутой обмотки ротора двигателя; она характеризует распределение гармонических м. д. с. по значению и фазе в масштабе индукции  $B_M$ . Для амплитуды каждой гармонической м. д. с. порядка  $v$  (как прямой, так и обратной) можно записать:

$$\dot{Q}_v = k_v e^{j \Phi_v} \dot{B}_M, \quad (7)$$

где  $k_v = [Q_v] : B_M$ .

При выводе расчетных соотношений мы предполагали, что нам известна индукция результирующего поля в зазоре  $B_M$ , соответствующего заданной гармонике питающего напряжения. Эту индукцию нетрудно определить обычным методом, используемым для расчета магнитосвязанных контуров [Л. 2]. Алгоритм вычисления  $B_M$  несложен и удобен для практической реализации (см. приложение).

Мощность, потребляемая из сети, определяется для каждой  $q$ -й гармонической обычным путем [Л. 2] — по току  $I_1$  и  $\cos \varphi_1$ , найденным согласно приложению. Также обычным путем [Л. 2] определяются потери в меди статора и его активной стали — по току  $I_1$  и по потоку, соответствующему  $B_M$ . Потери в стержнях и короткозамыкающем кольце не трудно получить из (3) и (4) с учетом их активных сопротивлений.

Однако в расточке статора имеют место дополнительные потоки, вызванные реальным расположением стержней в пазах ротора. Амплитуды м. д. с. ротора, соответствующих этим потокам, вычисляются по (5). Скорость и направление вращения их определяются порядком  $v$ . Эти потоки вызывают дополнительные потери в меди и активной стали статора, что особенно существенно при наличии широкого спектра временных гармоник в кривой питающего напряжения.

Изложенным методом по соотношениям (1) — (7) с учетом приложения были сделаны поверочные расчеты ряда мощных асинхронных короткозамкнутых двигателей. Вычислялись токи в стержнях  $J$  и участках кольца  $I$  ротора, ток статора  $I_1$ , коэффициент мощности. Расчеты показали, что при  $v=1$  эти величины с погрешностью менее 1% совпадают с соответствующими результатами расчета по методу, в 95

нову которого положена схема замещения [Л. 1 и 3]. Однако расчеты токов и м. д. с. при  $v \geq 1$  по (2)–(7) и формулам приложения позволяют уточнить м. д. с., потоки и потери, вызванные реальным распределением стержней в пазах ротора.

**Приложение.** Определение индукции  $B_M$  для  $q$ -й гармоники напряжения. Задано:  $U$ ,  $Z_1$ ,  $k_1$ , угол  $\psi_2$  по (7), характеристика холостого хода  $F_0 = f_1(B_M)$ ; кривая  $\varphi_0 = f_2(B_M)$ . Вычислить:  $B_M$ ,  $I_1$ ,  $\varphi_1$ .

Решение: Представим кривую  $F_0 = f_1(B_M)$  в виде:  $k_0 = F_0/B_M$ , тогда расчет  $B_M$  можно представить в виде алгоритма:

$$\begin{aligned} 1) \quad k_2 &= \frac{3}{\pi} \sqrt{2} w_1 k_w \frac{1}{p}; \quad k_4 = 2 \sqrt{2} w_1 f_1 \tau L \cdot k_w; \\ 2) \quad k_0 &= \frac{F}{B_M}; \quad \varphi_0 = f_2(B_M); \\ 3) \quad k^2_p &= k^2_0 + k^2_1 - 2k_0 k_1 \cos(\psi_2 - \varphi_0); \\ 4) \quad \psi_1 &= \arcsin \frac{k_1 \sin(\varphi_0 - \psi_2)}{k_p} + \varphi_0; \\ 5) \quad k_3 &= \frac{Z_1 k_p}{k_2}; \\ 6) \quad B_M &= \frac{U}{\sqrt{k^2_4 + k^2_3 + 2k_3 k_4 \sin(\psi_1 + \arctg \frac{x_1}{r_1})}}; \end{aligned}$$

$$7) \quad \text{если } \left| \frac{k_p^R}{k_p^{R+1}} - 1 \right| \leq \epsilon_R, \text{ то расчет заканчивается; иначе}$$

следует повторить пп. 2)–6).

В алгоритме имеются нелинейные члены  $k_0$  и  $\varphi_0$ . Для решения в качестве начального приближения ( $R=1$ ) удобно принять  $k_0$  соответственно начальной части характеристики холостого хода:

$$k_0^{R=1} = \frac{\delta k_\delta}{\mu_0};$$

угол  $\varphi_0$  для  $R=1$  может быть задан равным  $\varphi_0^{R=1} = 0$ .

В данном алгоритме реализован метод простой итерации. Использовать более сложные методы решения системы нелинейных уравнений 2)–6) практически не требуется: сходимость достигается обычно при  $R=3$ –4 ( $\epsilon_R \approx 0,02$ ). Зависи-

мость угла магнитного запаздывания  $\varphi_0$  от индукции  $B_M$  вычисляется обычными методами [Л. 1 и 2]. В результате решения устанавливается значение  $B_M$ , а также величины, характеризующие режим работы:

$$I_1 = \frac{k_p}{k_2} B_M;$$

$$\varphi_1 = 90^\circ - \psi_1 - \arcsin \left[ \frac{k_3 B_M}{U} \cos \left( \psi_1 + \arctg \frac{x_1}{r_1} \right) \right].$$

**Обозначения:**  $b$  — шаг по стержням;  $B_M$  — индукция результирующего поля в зазоре, соответствующего данной гармонической напряжения статора;  $f_1$  — частота гармонической напряжения статора;  $F$  — м. д. с. ротора;  $I_1$ ,  $J$  — соответственно токи в участках короткозамыкающего кольца в стержнях ротора;  $I_1$  — ток статора;  $k_w$  — обмоточный коэффициент статора;  $L$  — расчетная длина ротора;  $N$  — номер стержня или участка кольца;  $N_0$  — число пазов ротора;  $p$  — число пар полюсов;  $q$  — порядок временной гармоники;  $r_1$  — активное сопротивление обмотки статора;  $t$  — время;  $U$  — временная гармоника порядка  $q$  фазного напряжения обмотки статора;  $v$  — скорость поля в зазоре относительно ротора;  $x_1$  — индуктивное сопротивление обмотки статора;  $w$  — число витков статора;  $Z_n$  — полное сопротивление участка кольца между стержнями;  $Z_p$  — полное сопротивление пазовой части стержня ротора соответственно потокам рассеяния — пазовому и по головкам зубцов;  $Z_1$  — полное сопротивление обмотки статора;  $\alpha$  — начальный фазовый угол;  $\Delta\beta$  — угол между стержнями ротора;  $\delta$  — воздушный зазор;  $\mu_0$  — магнитная проницаемость в воздухе;  $\gamma$  — порядок пространственной гармонической поля статора;  $\omega_p$  — круговая частота тока ротора;  $\tau$  — полюсное деление;  $v$  — порядок пространственной гармонической поля ротора;  $\varphi_0$  — угол потерь;  $\varphi_1$  — фазовый угол между векторами  $U$  и  $I_1$ .

**Выводы.** 1. Расчетные выражения для обобщенной характеристики м. д. с. ротора позволяют вычислить ряд полей прямо и обратно вращающихся, которые вызваны реальным (дискретным) расположением стержней в пазах.

2. Исходя из обобщенной характеристики м. д. с. может быть рассчитан режим работы двигателя для заданной гармонической питывающего напряжения и определен момент на его валу. Методика удобна для практических расчетов.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шуйский В. П. Расчет электрических машин. — М.: Энергия, 1968.
2. Нейман Л. Р., Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники. — Л.: Энергия, 1979.
3. Проектирование электрических машин/ Под ред. П. С. Сергеева. — М.: Энергия, 1968.

[07.01.80]

УДК 621.313.33.001.24

## О выборе соотношений магнитных индукций в зубцах и ярме асинхронных машин

ЗАЙЧИК В. М., канд. техн. наук

Воронеж

При фиксированных значениях внутренних и наружных диаметров статора и ротора и при условии, что для каждого из них определены число и площадь пазов, возможны различные варианты выполнения зубцового слоя, неравноценные по величине потери в стали и по сумме магнитных напряжений в зубцах и ярме. Простой перебор достаточно большого числа таких вариантов с целью выбрать наивыгоднейший из них потребовал бы чрезмерно трудоемких вычислений. В [Л. 1 и 2] описаны методы оптимизации высоты и ширины пазов, реализуемые с помощью средств математического программирования. В настоящей статье показывается, что применительно к машинам малой мощности (до 100 Вт), когда требуется быстро найти вариант, близкий к оптимальному, задача может быть решена элементарными средствами.

Предлагаемая методика основывается на зависимостях между рядом безразмерных параметров, определяющих гео-

метрию зубцового слоя. В результате найден способ, позволяющий в любом конкретном случае сравнивать потери в стали и суммарную м. д. с. каждого из вариантов с соответствующими показателями варианта, принятого в качестве отправного.

Введем следующие безразмерные величины:  $v_c(v_p)$  — отношение индукции  $B_{a.c}(B_{a.p})$  в зубцах статора (ротора) к индукции  $B_\delta$  в воздушном зазоре машины;  $x_c(x_p)$  — отношение индукции  $B_{a.c}(B_{a.p})$  в ярме статора (ротора) к индукции  $B_{a.c}(B_{a.p})$ ;  $k_D$  — отношение наружного диаметра пакета статора к диаметру расточки  $D$ ;  $k_d$  — отношение внутреннего диаметра пакета ротора к диаметру  $D$ ;  $k_{n.c}(k_{n.p})$  — коэффициент пазовости статора (ротора), представляющий собой отношение площади всех пазов статора (ротора) к общей площади, заключенной между двумя ограничительными

окружностями статорного (роторного) листа;  $k_{\Phi.c}(k_{\Phi.p})$  — коэффициент формы паза статора (ротора), представляющий собой отношение площади элементарной фигуры, в которую вписан паз, к реальной площади паза (формы паза статора и ротора показаны на рис. 1, a и б соответственно);  $k_{\Phi.c}(k_{\Phi.p})$  лежит в пределах от 1,05 до 1,08 для трапецидальных и от 1,12 до 1,15 для овальных пазов.

В рассматриваемых условиях величины  $k_D$ ,  $k_d$ ,  $k_{\Phi.c}$  и  $k_{\Phi.p}$  предполагаются известными. Связь между этими величинами выражается соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} k_{\Phi.c} &= \frac{4f_{\Phi.c}Z_1}{\pi D^2(k_D^2 - 1)}; \\ k_{\Phi.p} &= \frac{4f_{\Phi.p}Z_2}{\pi D^2(1 - k_d^2)}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где  $Z_1$ ,  $Z_2$  и  $f_{\Phi.c}$ ,  $f_{\Phi.p}$  — соответственно числа и площади пазов статора и ротора.

При данных  $D$  и  $Z_1(Z_2)$  выбор  $v_c(v_p)$  и  $\chi_c(\chi_p)$  практически однозначно определяет значения ширины зубца  $b_{\Phi.c}(b_{\Phi.p})$  и высоты ярма  $h_{\Phi.c}(h_{\Phi.p})$  статора (ротора):

$$b_{\Phi.c} = \frac{B_d}{B_{\Phi.c}} \frac{\pi D}{Z_1 k_{ef1}} = \frac{\pi D}{v_c Z_1 k_{ef1}}; \quad (2)$$

$$h_{\Phi.c} = \frac{B_d}{B_{\Phi.c}} \frac{\pi D \alpha_d}{4 p k_{ef1}} = \frac{0,59 D}{p v_c \chi_c k_{ef1}}; \quad (3)$$

$$b_{\Phi.p} = \frac{\pi D}{v_p Z_2 k_{ef2}}; \quad (4)$$

$$h_{\Phi.p} = \frac{0,59 D}{p v_p \chi_p k_{ef2}}, \quad (5)$$

где  $k_{ef1}(k_{ef2})$  — коэффициент заполнения пакета статора (ротора) сталью по длине;  $p$  — число пар полюсов. При выводе соотношений (3) и (5) коэффициент полюсного перекрытия  $\alpha_d$  принят равным 0,75.

При фиксированных  $k_D(k_d)$ ,  $k_{\Phi.c}(k_{\Phi.p})$  и  $k_{\Phi.c}(k_{\Phi.p})$  выбор значения  $\chi_c(\chi_p)$  однозначно определяет собой значение  $v_c(v_p)$ :

$$v_c = \frac{b_1 + \sqrt{b_1^2 - a_1 c_1}}{c_1}, \quad (6)$$

$$\text{где } a_1 = \frac{1}{p \chi_c k_{ef1}} \left( 2,36 + \frac{1,4}{p v_c k_{ef1}} \right); \quad b_1 = k_D - 1 + \frac{1,18 k_D}{p v_c}; \\ c_1 = (1 - k_{\Phi.c} k_{\Phi.c}) (k_D^2 - 1) k_{ef1};$$

$$v_p = \frac{b_2 + \sqrt{b_2^2 - a_2 c_2}}{c_2}, \quad (7)$$

$$\text{где } a_2 = \frac{1}{p \chi_p k_{ef2}} \left( 2,36 - \frac{1,4}{p v_p k_{ef2}} \right);$$

$$b_2 = 1 - k_d + \frac{1,18 k_d}{p v_p}; \quad c_2 = (1 - k_{\Phi.p} k_{\Phi.p}) (1 - k_d^2) k_{ef2}.$$

Условимся для любой пары  $k_{\Phi.c} - k_D$  ( $k_{\Phi.p} - k_d$ ) считать отправным вариантом тот, который соответствует равномерному магнитному насыщению зубцов и ярма, т. е. вариант, для которого  $\chi_c(\chi_p) = 1$ .

При переходе от отправленного варианта к любому другому можно оценить относительные изменения потерь в стали статора и суммы магнитных напряжений в зубцах и ярме статора (ротора).

Все величины, относящиеся к отправному варианту, будем в дальнейшем отмечать подстрочным индексом «о». Для оценки изменений потерь в стали введем коэффициент

$$k_{\text{пот.ст}} = \frac{1,8 G_{3.c} B_{3.c}^2 + 1,5 G_{\text{я.с}} B_{\text{я.с}}^2}{(1,8 G_{3.c.o} + 1,5 G_{\text{я.с.о}}) B_{3.c.o}^2}, \quad (8)$$

где  $G_{3.c}$ ,  $G_{3.c.o}$ ,  $G_{\text{я.с.о}}$ ,  $G_{\text{я.с.о}}$  — массы зубцов и ярма статора; 1,8 и 1,5 — коэффициенты, учитывающие увеличение потерь в стали, вызываемое механической обработкой зубцов и ярма.

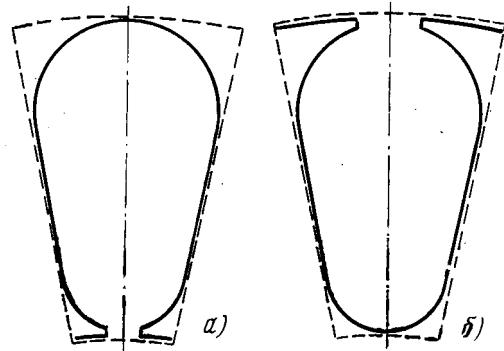


Рис. 1.

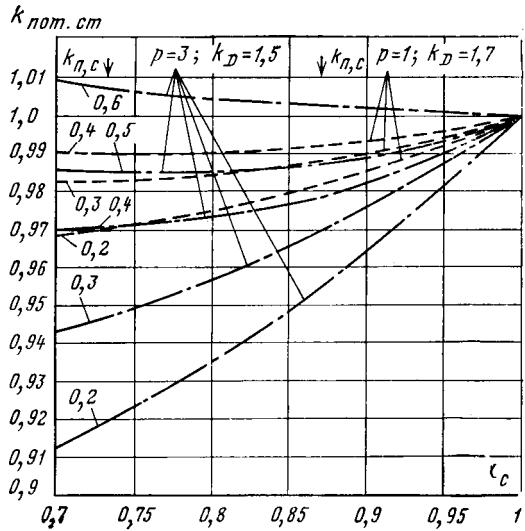


Рис. 2.

Выражение (8) после несложных преобразований может быть представлено в виде

$$k_{\text{пот.ст}} = \frac{B + 1}{A + 1} \left( \frac{v_c}{v_{c.o}} \right)^2 \frac{1,8 + 1,5 \chi_c^2 A}{1,8 + 1,5 B}, \quad (9)$$

$$\text{где } A = \frac{0,59}{p v_c} \frac{k_D p k_{ef1} v_c \chi_c - 0,59}{\frac{k_D - 1}{2} p k_{ef1} v_c \chi_c - 0,59};$$

$$B = \frac{0,59}{p} \frac{k_D p k_{ef1} v_{c.o} - 0,59}{\frac{k_D - 1}{2} p k_{ef1} v_{c.o} - 0,59}.$$

При фиксированных  $k_{\Phi.c}$  и  $k_D$  можно для любого выбранного  $\chi_c$  найти с помощью (6) значение  $v_c$ , а затем из (9) определить относительное изменение потерь в стали  $k_{\text{пот.ст}}$ .

На рис. 2 представлены для иллюстрации семейства кривых, построенных с использованием выражения (9). Каждое семейство соответствует конкретной паре величин  $p$  и  $k_D$ . Нетрудно видеть, что степень изменения потерь в стали  $k_{\text{пот.ст}}$  существенно зависит от коэффициента пазовости  $k_{\Phi.c}$ : малым значениям  $k_{\Phi.c}$  соответствует значительное уменьшение потерь в стали при понижении  $\chi_c$ , для больших же  $k_{\Phi.c}$  характерно либо незначительное уменьшение  $k_{\text{пот.ст}}$  (например, при  $p=1$ ,  $k_{ef1}=0,93$ ,  $k_D=1,7$  для  $k_{\Phi.c} k_{\Phi.c}=0,4$ ), либо некоторое увеличение его (например, при  $p=3$ ,  $k_{ef1}=0,93$ ,  $k_D=1,5$  для  $k_{\Phi.c} k_{\Phi.c}=0,6$ ).

Любое изменение  $\chi_c(\chi_p)$  вызывает также соответствующее изменение напряженности магнитного поля  $H_{3.c}(H_{\text{я.с.о}})$  в зубцах и  $H_{\text{я.с.о}}(H_{\text{я.р.о}})$  в ярме статора (ротора). Одновремен-

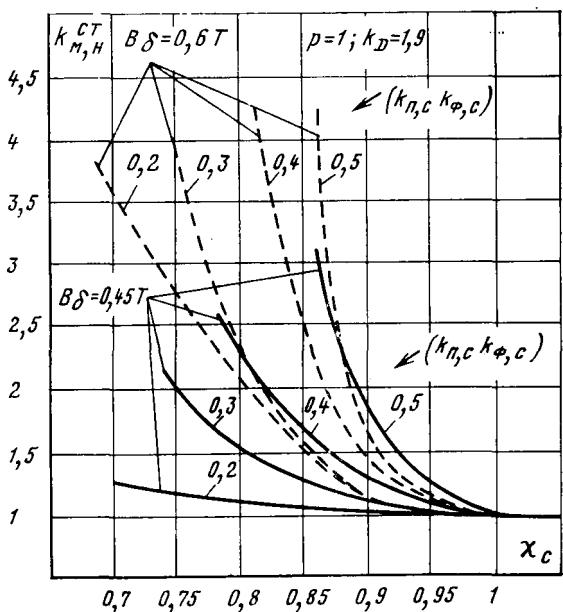


Рис. 3.

но в зубцах и ярме изменяется средняя длина магнитных силовых линий:

$$l_{z,c} = 2D \left( \frac{k_D - 1}{2} - \frac{0.59}{p v_c k_{ef_1}} \right);$$

$$l_{y,c} = \frac{\pi D}{2p} \left( k_D - \frac{0.59}{p v_c k_{ef_1}} \right).$$

Эти две причины обуславливают изменение магнитных напряжений в зубцах  $F_{z,c}(F_{z,p})$  и в ярме статора (ротора)  $F_{y,c}(F_{y,p})$ .

Коэффициент, характеризующий изменение магнитных напряжений в зубцах и ярме статора

$$k_{M,H}^{ct} = \frac{F_{z,c} + F_{y,c}}{F_{z,c,0} + F_{y,c,0}} = \frac{l_{z,c} H_{z,c} + l_{y,c} H_{y,c} \zeta_c}{s_{z,c,0} H_{z,c,0} + l_{y,c,0} H_{y,c,0} \zeta_{c,0}}, \quad (10)$$

где  $\zeta_c$  и  $\zeta_{c,0}$  — коэффициенты, учитывающие непостоянство индукции вдоль магнитных силовых линий  $l_{z,c}$  и  $l_{y,c,0}$ .

Сделав подстановки в (10), получим:

$$k_{M,H}^{ct} = \frac{\left( L_1 - \frac{1,18}{v_c k_c} \right) H_{z,c} + \left( M_1 - \frac{0,926}{p v_c k_{ef_1}} \right) \zeta_c H_{y,c}}{\left( L_1 - \frac{1,18}{v_{c,0}} \right) H_{z,c,0} + \left( M_1 - \frac{0,926}{p v_{c,0}} \right) \zeta_{c,0} H_{y,c,0}}, \quad (11)$$

где  $L_1 = (k_D - 1) p k_{ef_1}$ ;  $M_1 = 1,57 k_D k_{ef_1}$ .

Аналогично для ротора

$$k_{M,H}^{pot} = \frac{\left( L_2 - \frac{1,18}{v_p k_p} \right) H_{z,p} + \left( M_2 + \frac{0,926}{p v_p k_{ef_2}} \right) \zeta_p H_{y,p}}{\left( L_2 - \frac{1,18}{v_{p,0}} \right) H_{z,p,0} + \left( M_2 + \frac{0,926}{p v_{p,0}} \right) \zeta_{p,0} H_{y,p,0}}, \quad (12)$$

где  $L_2 = (1 - k_d) p k_{ef_2}$ ;  $M_2 = 1,57 k_d k_{ef_2}$ .

В связи с тем, что марка стали статора (ротора) и индукция в воздушном зазоре принимаются во всех вариантах пазовой геометрии неизменными, величины магнитных напряженностей, содержащиеся в соотношениях (11) и (12), определяются только коэффициентами  $v_c(v_p)$  и  $k_c(k_p)$ . Поскольку в рассматриваемых условиях величина  $v_c(v_p)$  однозначно определяется выбором  $k_c(k_p)$ , то из (11) можно заключить, что  $k_{M,H}^{ct}$  является функцией одного только параметра  $k_c$ , а из (12), что  $k_{M,H}^{pot}$  является функцией одного только параметра  $k_p$ .

На рис. 3 и 4 представлены кривые, иллюстрирующие характер зависимости коэффициента  $k_{M,H}^{ct}$  от  $k_c$  и  $k_{M,H}^{pot}$  от  $k_p$ . Как видно из графиков, рост коэффициента  $k_{M,H}^{ct}$  ( $k_{M,H}^{pot}$ ) при уменьшении  $k_c$  ( $k_p$ ) происходит тем быстрее, чем больше  $k_{D,p}$  ( $k_{D,p}$ ).

Для выбора наивыгоднейшего варианта пазовой геометрии статора необходимо рассматривать зависимости (11) и (9) совместно. Все возможные сочетания  $k_D$ — $k_{D,p}$  при данных значениях  $p$  и  $B_d$  могут быть разбиты на три группы: группу,

для которой отклонение от отправного варианта ( $k_c = 1$ ) приводит к повышению как потерь в стали, так и магнитного напряжения в статоре; группу, для которой отклонение  $k_c$  от единицы приводит к весьма большому повышению магнитного напряжения при относительно малом снижении потерь; группу всех остальных сочетаний  $k_D$ — $k_{D,p}$  (т. е. таких, для которых отклонение  $k_c$  от отправного варианта приведет к соизмеримым изменениям потерь в стали и магнитного напряжения; причем изменения эти происходят в противоположных направлениях).

Очевидно, что отправной вариант является для первой группы наивыгоднейшим. Он может считаться наивыгоднейшим и для второй группы, если критерий отнесения к этой группе сделать более определенным. Для этого попытаемся установить, при каком приросте магнитного напряжения, приходящегося на 1% снижения потерь в стали, отклонение от отправного варианта заведомо невыгодно.

Характер зависимости (9) показывает, что снижение потерь в стали по мере удаления  $k_c$  от единицы постепенно замедляется (это же подтверждает и вид кривых, представленных на рис. 2). Напротив, из соотношения (10) и из расположения кривых на рис. 3 можно видеть, что во всех случаях, когда уменьшение  $k_c$  вызывает возрастание магнитного напряжения, последнее растет тем быстрее, чем дальше  $k_c$  удаляется от единицы. Следовательно, если выигрыш от снижения потерь перекрывается ущербом от увеличения магнитного напряжения уже при малом отклонении  $k_c$  от единицы, то тем более такой выигрыш будет перекрываться при больших отклонениях. На этом основании примем, что сравнение выигрыша с ущербом достаточно производить только при  $k_c = 0,9$ .

Ущерб от возрастания магнитного напряжения выражается, с одной стороны, в виде увеличения потерь в меди (в связи с возрастанием намагничивающего тока), а с другой, — в виде увеличения затрат на компенсацию реактивной мощности (по причине снижения  $\cos \phi$ ). Можно принять с достаточной надежностью, что ущерб (даже пренебрегая изменением затрат на компенсацию реактивной мощности) перекрывает выигрыш во всех случаях, когда при  $k_c = 0,9$  на 1% снижения потерь приходится не менее 15% прироста магнитного напряжения.

Соотношение (11) для  $k_{M,H}^{ct}$  и (9) для  $k_{pot,ct}$  позволяют легко установить, выполняется ли это условие для данного соч-

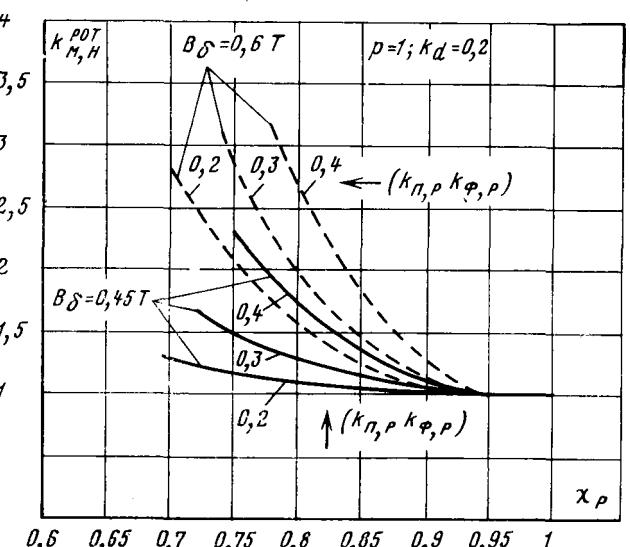


Рис. 4.

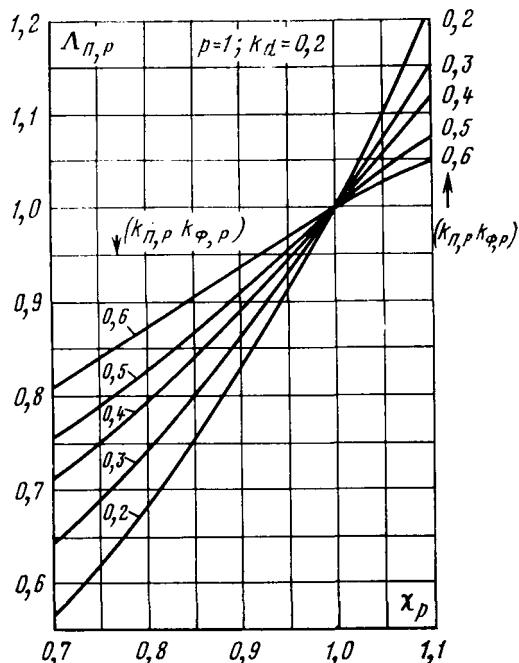


Рис. 5.

тания  $k_D - k_{\pi,c}$  и, следовательно, определить, к какой группе относится указанное сочетание. При этом нужно предварительно с помощью равенства (6) найти величину  $v_c$ , соответствующую  $\chi_c = 0,9$  и данному сочетанию  $k_D - k_{\pi,c}$ .

Если  $k_D - k_{\pi,c}$  относится к последней группе сочетаний, то поиск наивыгоднейшего решения усложняется. В этом случае для отправного варианта должны быть определены обычным расчетом абсолютные значения: потерь в стали статора, магнитного напряжения в статоре и м. д. с. всей цепи, тока намагничивания и номинального тока, потерь в меди статора. Для каждого испытуемого варианта  $\chi_c$  ( $\chi_c \neq 1$ ) соответствующие абсолютные значения могут быть получены простым пересчетом величин, найденных для отправного варианта. Пересчет делается с использованием соотношений (6), (9) и (11). Наивыгоднейшее решение соответствует тому варианту, для которого сумма потерь в стали и меди статора достигает минимума. При более точных расчетах должны быть учтены затраты на компенсацию реактивной мощности в связи с одинаковыми значениями  $\cos \varphi$  в различных вариантах, для чего можно использовать рекомендации [Л. 3].

При переходе от одного варианта пазовой геометрии к другому изменяется отношение высоты паза к его ширине  $h_{\pi,c}/b_{\pi,c}$  ( $h_{\pi,p}/b_{\pi,p}$ ), что, как известно, влияет на величину коэффициента  $\lambda_{\pi,c}(\lambda_{\pi,p})$  магнитной проводимости пазового рассеяния статора (ротора). Найдем выражения, связывающие изменения  $\lambda_{\pi,c}(\lambda_{\pi,p})$  с изменениями  $\chi_c(x_p)$ . Величину  $\lambda_{\pi,c}$  можно представить в виде суммы двух слагаемых, из которых первое пропорционально отношению высоты паза к его ширине  $h_{\pi,c}/b_{\pi,c}$ , а второе не зависит от этого отношения:

$$\lambda_{\pi,c} = \tilde{\lambda}_{\pi,c} \frac{h_{\pi,c}}{b_{\pi,c}} + \bar{\lambda}_{\pi,c} \quad (13)$$

По мере снижения  $\chi_c$  высота ярма возрастает, а высота паза соответственно уменьшается. Так как площадь паза остается постоянной, то с уменьшением  $h_{\pi,c}$  увеличивается ширина  $b_{\pi,c}$ , в результате отношение  $h_{\pi,c}/b_{\pi,c}$  уменьшается пропорционально квадрату высоты паза:

$$\frac{h_{\pi,c}}{b_{\pi,c}} = \left( \frac{k_D - 1}{2} - \frac{0,59}{p v_c \chi_c k_{\phi,p}} \right)^2, \quad (14)$$

откуда следует:

$$\frac{\lambda_{\pi,c}}{\lambda_{\pi,c,0}} > \frac{h_{\pi,c}/b_{\pi,c}}{h_{\pi,c,0}/b_{\pi,c,0}} = \left[ \frac{(k_D - 1) p k_{\phi,p} - \frac{1,18}{v_c \chi_c}}{(k_D - 1) p k_{\phi,p} - \frac{1,18}{v_{c,0}}} \right]^2. \quad (15)$$

Обозначим правую часть неравенства (15) через  $\Lambda_{\pi,c}$ . При вычислении  $\Lambda_{\pi,c}$  необходимо задаться не только значениями  $p$  и  $k_D$ , но и  $k_{\phi,p}$ , так как лишь при этом условии существует однозначная зависимость между  $\chi_c$  и  $v_c$ , устанавливаемая соотношением (6). Анализ выражения для  $\Lambda_{\pi,c}$  показывает, что существенное уменьшение  $\Lambda_{\pi,c}$  за счет снижения  $\chi_c$  может быть достигнуто лишь при достаточно низких значениях  $k_{\phi,p}$ . При этом малые отклонения  $\chi_c$  от единицы неэффективны.

Для ротора также могут быть составлены выражения, аналогичные соотношениям (13), (14) и (15):

$$\lambda_{\pi,p} = \tilde{\lambda}_{\pi,p} \frac{h_{\pi,p}}{b_{\pi,p}} + \bar{\lambda}_{\pi,p}; \quad (16)$$

$$\frac{h_{\pi,p}}{b_{\pi,p}} = \left( \frac{1 - k_d}{2} - \frac{0,59}{p v_p \chi_p k_{\phi,p}} \right)^2; \quad (17)$$

$$\frac{\lambda_{\pi,p}}{\lambda_{\pi,p,0}} > \frac{h_{\pi,p}/b_{\pi,p}}{h_{\pi,p,0}/b_{\pi,p,0}} = \left[ \frac{(1 - k_d) p k_{\phi,p} - \frac{1,18}{v_p \chi_p}}{(1 - k_d) p k_{\phi,p} - \frac{1,18}{v_{p,0}}} \right]^2. \quad (18)$$

По аналогии с предыдущим правую часть неравенства (18) обозначим через  $\Lambda_{\pi,p}$ . На рис. 5 приведены кривые, иллюстрирующие зависимость  $\Lambda_{\pi,p}$  от  $x_p$ . При уменьшении  $\chi_p(x_p)$  коэффициент  $\lambda_{\pi,p}(\lambda_{\pi,p})$  изменяется в меньшей степени, чем  $\lambda_{\pi,c}(\lambda_{\pi,c})$ .

Зависящие от  $\lambda_{\pi,c}$  и  $\lambda_{\pi,p}$  индуктивные сопротивления пазового рассеяния статора и ротора составляют в сумме от 30 до 50% величины  $x_k$  — полного индуктивного сопротивления короткого замыкания. В двигателях большой и средней мощности достаточно большое уменьшение  $x_k$  позволяет существенно увеличить момент на валу машины. Это обстоятельство является причиной того, что в практике проектирования принимают обычно  $B_{\pi,c} < B_{\pi,p}$  ( $\chi_c < 1$ ) и  $B_{\pi,p} < B_{\pi,c}$  ( $\chi_p < 1$ ). Но при проектировании двигателей малой мощности (до 300 Вт), имеющих достаточно большое (по сравнению с  $x_k$ ) активное сопротивление статорной и роторной цепи, стремление к малым  $\chi_c$  и  $\chi_p$  представляется далеко не всегда оправданным.

Соотношения (9), (11) и (12) дают возможность в любом конкретном случае определить, какой ценой достигается увеличение момента на валу при том или ином снижении  $\chi_c$  и  $\chi_p$ . Эти зависимости могут быть использованы и при проектировании двигателей большой и средней мощности.

Количественная оценка изменения магнитных потерь, магнитных напряжений и коэффициентов  $\lambda_{\pi,c}$  и  $\lambda_{\pi,p}$  при переходе от одного варианта пазовой геометрии к другому может быть получена и с помощью традиционных схем расчета; но в этом

$x_p, \chi_c$	$k_{\text{рот}}^{\text{м.н}} \text{ [по формуле (12)]}$	$I_{\text{Fe}, p} \text{ A}$ ( $I_{\text{Fe}, p} \equiv k_{\text{рот}}^{\text{м.н}}$ )	$k_{\text{ст}}^{\text{м.н}} \text{ [по формуле (11)]}$	$I_{\text{Fe}, c} \text{ A}$ ( $I_{\text{Fe}, c} \equiv k_{\text{ст}}^{\text{м.н}}$ )	$I_{\mu} \text{ A}$ (для $x_p = 1$ )	$I_{\text{1s}} \text{ A}$	$P_{\text{об1}} \text{ Вт}$ ( $P_{\text{об1}} \equiv I_{\text{1s}}^2$ )	$k_{\text{пот.ст}}$ (по рис. 4)	$P_c \text{ Вт}$ ( $P_c \equiv k_{\text{пот.ст}}$ )	$P_c + P_{\text{об1}} \text{ Вт}$
0,75	2,3	0,0117	2,5	0,019	0,0516	0,066	3,36	0,99	1,733	5,093
0,8	1,75	0,0089	1,95	0,0148	0,0474	0,063	3,06	0,987	1,727	4,787
0,85	1,4	0,00714	1,6	0,0122	0,0448	0,061	2,86	0,988	1,729	4,589
0,9	1,15	0,00586	1,3	0,0099	0,0425	0,059	2,68	0,992	1,736	4,416
0,95	1,05	0,00535	1,1	0,0084	0,041	0,058	2,6	0,996	1,743	4,343
1	1	0,0051	1	0,0076	0,0402	0,057	2,5	1	1,75	4,25

случае требуется весьма большой объем вычислений, возрастающий с увеличением числа рассматриваемых вариантов, а если последнее невелико, то наилучший вариант может оказаться упущенными. Указанные трудности не позволяют выбирать вариант пазовой геометрии с учетом конкретных условий каждого данного случая. Обычно проектировщик выбирает соотношения высоты и ширины паза, использованные в уже построенных машинах, ничего не зная о том, насколько выше или ниже окажутся к. п. д., сопротивление проектируемой машины по сравнению с другими возможными вариантами пазовой геометрии. Такой подход может увести от лучшего решения довольно далеко, что иллюстрируется следующим числовым примером.

**Пример.** При расчете электродвигателя мощностью 6 Вт, у которого  $B_d = 0,45$  Т;  $p = 1$ ;  $k_D = 2,1$ ;  $k_d = 0,2$ ;  $k_{p.c} = 0,37$ ;  $k_{p.p} = 0,35$ ;  $k_{p.c} = 1,08$ ;  $k_{p.p} = 1,14$  получено, что при  $\chi_c = 1$  и  $\chi_p = 1$ , соответствуют: потери в стали  $P_c = 1,75$  Вт; потери в статорной обмотке  $P_{об} = 2,5$  Вт; номинальный ток  $I_1 = 0,057$  А; намагничивающий ток  $I_p = 0,0402$  А. При этом составляющие намагничивающего тока, обусловленные м. д. с. в стали статора  $I_{Fe.c}$ , м. д. с. в стали ротора  $I_{Fe.p}$  и м. д. с. в воздушном зазоре  $I_d$  имеют значения;  $I_{Fe.c} = 0,0076$  А;  $I_{Fe.p} = 0,0051$  А;  $I_d = 0,0275$  А.

Требуется определить, можно ли улучшить спроектированную машину путем уменьшения  $\chi_c$  и  $\chi_p$ . Результаты анализа приведены в таблице.

Как видно из таблицы, при уменьшении  $\chi_p$  возрастает намагничивающий ток; по этой причине принимаем  $\chi_p = 1$ . В то

же время в данном случае уменьшение  $\chi_c$  приводит к росту суммарных потерь в статоре, несмотря на то, что  $P_c$  снижается.

**Выводы.** 1. Задача выбора рациональной геометрии зубцового слоя в общем случае эквивалентна задаче определения безразмерных параметров  $\chi_c$ ,  $\chi_p$ ,  $v_c$  и  $v_p$ , выражающих соотношения магнитных индукций в ярме, зубцах и воздушном зазоре машины.

2. Соотношения (9), (11) и (12) являются универсальными расчетными зависимостями, позволяющими легко определить относительные изменения магнитных напряжений и потерь в стали при переходе от одного конкретного значения  $\chi_c$  ( $\chi_p$ ) к другому. Использование указанных соотношений облегчает сопоставление расчетных вариантов.

3. В отличие от крупных и средних машин для машин малой мощности рациональные значения параметров  $\chi_c$  и  $\chi_p$  могут оказаться равными или близкими единице.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Зайчик В. М. Применение метода математического программирования при проектировании электрических машин. — Электричество, 1968, № 9.

2. Зайчик В. М. Использование выпуклого программирования для расчета пазовой геометрии асинхронных двигателей. — Изв. вузов. Электромеханика, 1970, № 6.

3. Грудинский П. Г., Литвак Л. В. Определение оптимального коэффициента мощности промышленных установок. — Электричество, 1960, № 10.

[23.03.78]

УДК 621.313.333.001.24

## Исследование электромеханических переходных процессов в погружном электродвигателе при асимметрии ротора

ЛУТИДЗЕ Ш. И., доктор техн. наук, ЛАГВИЛАВА Ю. И., инж.,  
КОХРЕИДЗЕ Т. К., канд. техн. наук

Стационарные и переходные режимы в асинхронном двигателе (АД) с короткозамкнутым (к. з.) ротором при симметрии обмоток и асимметрии обмотки статора изучены достаточно хорошо [Л. 1, 3, 4 и 9]. Гораздо меньше работ посвящено исследованию АД с к. з. ротором при асимметрии беличьей клетки [Л. 2 и 5]; в основном в них рассматриваются стационарные режимы работы двигателя. Переходные режимы АД с несимметричной беличьей клеткой еще недостаточно исследованы, что же касается погружных асинхронных электродвигателей серии ПЭД, применяемых для привода центробежных и винтовых насосов при откачке нефти из скважин, то как переходные, так и стационарные режимы работы этих двигателей при асимметрии обмоток ротора и статора совершенно не исследованы.

Уравнения ПЭД при асимметрии к. з. многофазного и многосекционного ротора типа беличьей клетки были даны в [Л. 7]. Некоторые результаты исследований ПЭД при асимметрии ротора в стационарном и переходном режимах при допущении постоянства частоты вращения ротора ( $s = \text{const}$ ) приведены в [Л. 8]. При составлении этих уравнений используется метод исследования электрических машин на основе комплексного несимметричного преобразования [Л. 6].

Как известно, при переходных процессах в АД частота вращения ротора не остается постоянной. Ее изменение заметно влияет на значения токов в обмотках и момента вращения, что требует рассмотрения электромеханических переходных процессов, т. е. электромагнитных переходных процессов с учетом изменения частоты вращения ротора. Учет максимальных значений токов и электромагнитного момента ПЭД, характера, продолжительности и стабильности времени протекания переходных процессов во время пуска, а также при резком изменении нагрузки на валу двигателя имеет важное значение при проектировании ПЭД.

В статье приводится решение на ЦВМ уравнений электромеханических переходных процессов ПЭД с несимметричным

ротором при пуске. Статор ПЭД считается симметричным. Рассматривается случай, когда во всех секциях ротора несимметрия одинакова. Комплексные уравнения электромеханических переходных процессов ПЭД для этого случая, полученные из общих уравнений ПЭД при асимметрии ротора [Л. 7] и записанные в координатной системе, жестко связанной с ротором ( $\omega_0 = \omega_p$ ), имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} U^c &= N r^c I^c + \frac{d \Psi^c}{dt} + j \omega_p \Psi^c; \\ -U^p_0 &= N r^p I^p + \frac{d \Psi^p}{dt}; \\ \Psi^c &= N I^c s I^c + \frac{3}{2} (N m^{cc} I^c + N m^{cp} I^p); \\ \Psi^p &= N I^p s I^p + \frac{n}{2} (N m^{pp} I^p + N m^{pc} I^c) + \\ &+ \frac{1}{2} H (m^{pp} I^p + m^{pc} I^c). \end{aligned} \quad \left. \right\} (1)$$

Уравнение движения ротора ПЭД:

$$J \frac{d^2 \theta_p}{dt^2} = M_s - M_b, \quad (2)$$

где

$$M_s = \frac{\partial W_m}{\partial \theta_p}; \quad W_m = \frac{1}{2} \Psi^c [I^c] + \frac{1}{2} \Psi^p [I^p].$$

В уравнениях (1):

$U^c$  — комплекс напряжения статора ПЭД;

$$U^c = e^{-j\theta_p} \sum_{k=1}^3 u^c_k e^{j\alpha_k^c}; \quad \alpha_k^c = (k-1) \frac{2\pi}{3};$$

$U^p_0$  — комплекс напряжения ротора, вызванного асимметрией ротора;

$$U^p_0 = u^p_0 \sum_{k=1}^n e^{j\alpha_k^p};$$

$I^c$  — комплекс тока статора ПЭД;

$$I^c = e^{-j\theta_p} \sum_{k=1}^3 i^c_k e^{j\alpha_k^c};$$

$I^c$  — сопряженный комплекс тока статора;

$$I^c = e^{j\theta_p} \sum_{k=1}^3 i_k^c e^{-j\alpha_k^c};$$

$I^p$  — комплекс тока ротора ПЭД;

$$I^p = \sum_{k=1}^n i_k^p e^{j\alpha_k^p};$$

$I^p$  — сопряженный комплекс тока ротора ПЭД;  $u^c_k$ ,  $i^c_k$ ,  $i^p_k$  — мгновенные значения напряжения фаз статора, токов фаз обмоток статора и ротора, соответственно;  $\alpha_k^c$ ,  $\alpha_k^p$  — углы, определяемые магнитными осями фаз статора и ротора;  $H$  — критерий несимметричности ротора, который при одинаковой несимметрии всех секций ротора равен:

$$H = He^{j\gamma} = Nhe^{j\gamma} = N \left( \sum_{k=1}^n e^{j2\alpha_k^p} \right), \quad (3)$$

где  $\gamma$  — угол, зависящий от расположения осей оборванных стержней по окружности ротора, т. е. от углов сдвига этих осей от продольной оси ротора  $d$  (рис. 1);  $h$  — модуль критерия несимметричности одной секции ротора;  $\theta_p = \int_0^t \omega_p dt$ , где

$\omega_p$  — угловая скорость вращения ротора;  $\Psi^c$ ,  $\Psi^p$  — комплексы потокосцепления статора и ротора ПЭД;  $r^c$  — активное сопротивление фазы обмотки статора элементарной машины;  $r^p$  — активное сопротивление фазы обмотки ротора элементарной машины;  $l^c_s$  — индуктивность рассеяния фазы обмотки статора элементарной машины;  $l^p_s$  — индуктивность рассеяния фазы обмотки ротора элементарной машины;  $m^{ce}$  — максимальная взаимная индуктивность между двумя фазами обмотки статора элементарной машины;  $m^{pe}$  — максимальная взаимная индуктивность между двумя фазами обмотки ротора элементарной машины;  $m^{cp}$ ,  $m^{pc}$  — максимальная взаимная индуктивность между одной фазой обмотки статора и одной фазой обмотки ротора элементарной машины;  $N$  — число элементарных машин, равное числу секций ротора ПЭД;  $Nr^c$ ,  $Nr^p$ ,  $Nl^p_s$ ,  $Nl^c_s$ ,  $Nm^{ce}$ ,  $Nm^{cp}$ ,  $Nm^{pc}$  — параметры всего ПЭД;  $n$  — число фаз ротора ПЭД;  $J$  — момент инерции ротора ПЭД;  $M_b$  — внешний момент на валу ПЭД.

Для комплексов напряжений, токов и потокосцеплений статора и ротора в координатах ротора  $d$ ,  $iq$  имеем:

$$\left. \begin{aligned} U^c &= U^c_d + jU^c_q; \quad I^c = I^c_d + jI^c_q; \\ \Psi^c &= \Psi^c_d + j\Psi^c_q; \quad I^p = I^p_d + jI^p_q; \\ \Psi^p &= \Psi^p_d + j\Psi^p_q. \end{aligned} \right\} \quad (3')$$

При симметричном роторе  $\sum_{k=1}^n e^{j\alpha_k^p} = 0$ , следовательно, и

$U^p_0 = 0$ , а при асимметрии обмотки ротора  $\sum_{k=1}^n e^{j\alpha_k^p} = e^{j\gamma_0}$ ,

где  $\gamma_0$  — угол, значение которого зависит от расположения осей оборванных стержней относительно продольной оси ротора  $d$

(рис. 1). Если из второго уравнения системы (1) вычесть его сопряженное уравнение, умноженное на  $e^{j2\gamma_0}$ , то напряжение  $U^p_0$  исключается. После исключения  $U^p_0$  из уравнений (1), приведения всех величин к обмотке статора, записи в относительных единицах, подстановки выражений (3) и несложных преобразований получим уравнения электромеханических переходных процессов ПЭД при асимметрии ротора в координатах  $d$  и  $q$  в форме, удобной для их программирования на ЦВМ:

$$\begin{aligned} \frac{dI^c_d}{dt} &= \frac{1}{\sigma} \left[ \frac{U^c_d}{X_{11}^{cc}} - \rho^c I^c_d + (i - s) I^c_q + (1 - s) \mu^c I^p_q \right] + \\ &+ \frac{(\mu^c - \mu) x^{pp}}{\sigma^2 X_{11}^{pp}} \frac{1}{2} H \sin \gamma \left[ \frac{U^c_q}{X_{11}^{cc}} - \rho^c I^c_q - (1 - s) I^c_d - \right. \\ &\quad \left. - (1 - s) \mu^c I^p_d \right] + \frac{\mu^c \rho^p}{\sigma} I^p_d + \\ &+ \frac{\rho^p \mu^c (\mu^c - 1) x^{pc}}{\sigma^2 X_{11}^{pp}} \frac{1}{2} H \sin \gamma I^p_q; \\ \frac{dI^c_q}{dt} &= - \frac{(\mu - \mu^c) x^{pp}}{\sigma^2 X_{11}^{pp}} \frac{1}{2} H \sin \gamma \left[ \frac{U^c_d}{X_{11}^{cc}} - \rho^c I^c_d + (1 - \right. \\ &\quad \left. - s) I^c_q + (1 - s) \mu^c I^p_q \right] + \frac{1}{\sigma} \left[ \frac{U^c_q}{X_{11}^{cc}} - \rho^c I^c_q - (1 - \right. \\ &\quad \left. - s) I^c_d - (1 - s) \mu^c I^p_d \right] + \frac{\rho^p \mu^c (\mu^c - 1) x^{pc}}{\sigma^2 X_{11}^{pp}} \frac{1}{2} H \sin \gamma \times \\ &\quad \times I^p_d + \frac{\mu^c \rho^p}{\sigma} I^p_q; \\ \frac{dI^p_d}{dt} &= - \frac{\mu^p}{\sigma} \left[ \frac{U^c_d}{X_{11}^{cc}} - \rho^c I^c_d + (1 - s) I^c_q + (1 - s) \mu^c I^p_q \right] - \\ &- \frac{(1 - \mu^p) x^{pp}}{\sigma^2 X_{11}^{pp}} \frac{1}{2} H \sin \gamma \left[ \frac{U^c_q}{X_{11}^{cc}} - \rho^c I^c_q - (1 - s) I^c_d - \right. \\ &\quad \left. - (1 - s) \mu^c I^p_d \right] - \frac{\rho^p}{\sigma} I^p_d + \frac{\rho^p (1 - \mu^c) x^{pc}}{\sigma^2 X_{11}^{pp}} \frac{1}{2} H \sin \gamma I^p_q; \\ \frac{dI^p_q}{dt} &= - \frac{(1 - \mu^p) x^{pp}}{\sigma^2 X_{11}^{pp}} \frac{1}{2} H \sin \gamma \left[ \frac{U^c_d}{X_{11}^{cc}} - \rho^c I^c_d + \right. \\ &\quad \left. + (1 - s) I^c_q + (1 - s) \mu^c I^p_q \right] - \frac{\mu^p}{\sigma} \left[ \frac{U^c_q}{X_{11}^{cc}} - \rho^c I^c_q - \right. \\ &\quad \left. - (1 - s) I^c_d - (1 - s) \mu^c I^p_d \right] + \\ &+ \frac{\rho^p (1 - \mu^c) x^{pc}}{\sigma^2 X_{11}^{pp}} \frac{1}{2} H \sin \gamma I^p_d - \frac{\rho^p}{\sigma} I^p_q, \end{aligned} \quad (4)$$

$$J \frac{ds}{dt} = M_b - M_s; \quad M_s = X_{11}^{cp} (I_d^p I_q^c - I_q^p I_d^c); \quad U_q^c =$$

$$= \frac{3}{2} U_{\text{c}}^{\text{m}} \cos(t - \theta_{\text{p}} + \varphi);$$

$$U_{\text{c}}^{\text{q}} = \frac{3}{2} U_{\text{c}}^{\text{m}} \sin(t - \theta_{\text{p}} + \varphi); \frac{d\theta_{\text{p}}}{dt} = 1 - s;$$

$\varphi$  — начальная фаза включения напряжения статора;  
Для индуктивных сопротивлений имеем:

$$X_{11}^{\text{cc}} = N x_s^{\text{c}} + \frac{3}{2} N x^{\text{cc}}; X_{11}^{\text{cp}} = \frac{3}{2} N x^{\text{cp}};$$

$$X_{11}^{\text{pp}} = N x_s^{\text{p}} + \frac{n}{2} N x^{\text{pp}}; X_{11}^{\text{pc}} = \frac{n}{2} N x^{\text{pc}};$$

$\mu$  — полный коэффициент магнитной связи обмоток;

$$\mu = \frac{X_{11}^{\text{cp}} X_{11}^{\text{pc}}}{X_{11}^{\text{cc}} X_{11}^{\text{pp}}};$$

$\sigma$  — полный коэффициент рассеяния обмоток;

$$\sigma = 1 - \mu;$$

$\mu^{\text{c}}, \mu^{\text{p}}$  — коэффициенты магнитной связи статорной и роторной обмоток;

$$\mu^{\text{c}} = \frac{X_{11}^{\text{cp}}}{X_{11}^{\text{cc}}}; \mu^{\text{p}} = \frac{X_{11}^{\text{pc}}}{X_{11}^{\text{pp}}};$$

$\rho^{\text{c}}, \rho^{\text{p}}$  — коэффициенты затухания для статора и ротора;

$$\rho^{\text{c}} = \frac{Nr^{\text{c}}}{X_{11}^{\text{cc}}}; \rho^{\text{p}} = \frac{Nr^{\text{p}}}{X_{11}^{\text{pp}}}.$$

Мгновенные значения токов фаз статора:

$$\left. \begin{aligned} i_{\text{c}1} &= \frac{2}{3} \{ I_{\text{c}}^{\text{d}} \cos[(1-s)t] - I_{\text{c}}^{\text{q}} \sin[(1-s)t] \}; \\ i_{\text{c}2} &= \frac{2}{3} \left\{ \left[ I_{\text{c}}^{\text{d}} \cos \left[ (1-s)t - \frac{2\pi}{3} \right] - \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - I_{\text{c}}^{\text{q}} \sin \left[ (1-s)t - \frac{2\pi}{3} \right] \right\}; \\ i_{\text{c}3} &= \frac{2}{3} \left\{ I_{\text{c}}^{\text{d}} \cos \left[ (1-s)t - \frac{4\pi}{3} \right] - \right. \\ &\quad \left. - I_{\text{c}}^{\text{q}} \sin \left[ (1-s)t - \frac{4\pi}{3} \right] \right\}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Мгновенные значения токов фаз ротора:

$$i^{\text{p}}_k = A_k i^{\text{c}} \cos(\alpha + \beta_k), k = 1, 2, 3, \dots, n, \quad (6)$$

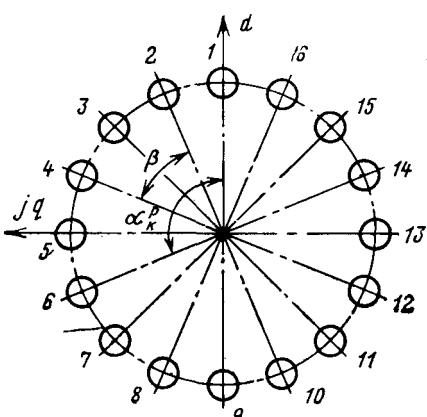


Рис. 1. Схема расположения стержней секции ротора.

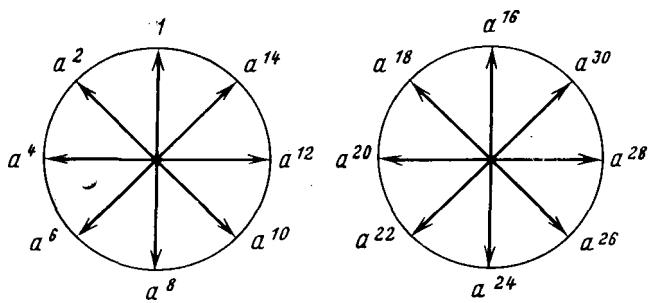


Рис. 2. Векторная диаграмма единичных векторов  $e^{j2\alpha_k^p}$ .

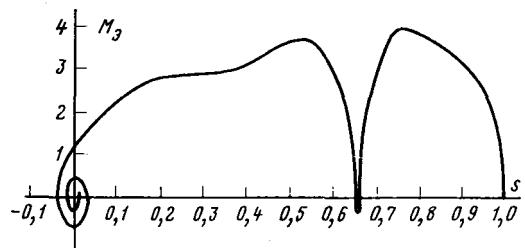


Рис. 3. Зависимость электромагнитного момента от скольжения при пуске ПЭД с несимметричным ротором.

где

$$I^{\text{p}} = \sqrt{I_d^{\text{p}2} + I_q^{\text{p}2}}; \alpha = \arctg \frac{I_q^{\text{p}}}{I_d^{\text{p}}};$$

$$A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}; \beta_k = \arctg \frac{b_k}{a_k};$$

$$\begin{aligned} a_k &= A^{1\text{p}} \cos \alpha_k^{\text{p}} + B^{1\text{p}} \sin \alpha_k^{\text{p}} + C^{1\text{p}}; \\ b_k &= A^{11\text{p}} \cos \alpha_k^{\text{p}} + B^{11\text{p}} \sin \alpha_k^{\text{p}} + C^{11\text{p}}. \end{aligned}$$

Коэффициенты  $A^{1\text{p}}, B^{1\text{p}}, C^{1\text{p}}, A^{11\text{p}}, B^{11\text{p}}, C^{11\text{p}}$  при данной несимметрии одинаковы для всех фаз ротора и определяются по [Л. 2].

Уравнения (4) дают возможность исследовать на ЦВМ электромеханические переходные процессы ПЭД при разных случаях одинаковой несимметрии секций ротора в различных режимах работы двигателя. Для получения конкретных уравнений достаточно подставить в (4) соответствующие значения критерия несимметричности ротора  $\dot{H}$ .

Рассмотрим случай обрыва одного стержня (например, стержня 2, рис. 1) каждой секции ротора погруженного электродвигателя типа ПЭД 20—103 при расположении обванных стержней на одной линии по длине ротора. Для этого электродвигателя  $N=12$  и  $n=16$ . Критерий несимметричности одной секции ротора

$$h = \sum_{k=1}^{16} e^{j2\alpha_k^p}, \quad (7)$$

$$\text{где } \alpha_1 = 0; \alpha_2 = \frac{2\pi}{16}; \alpha_3 = 2 \frac{2\pi}{16}; \dots; \alpha_{16} = 15 \frac{2\pi}{16}.$$

Обозначим  $e^{j\frac{2\pi}{16}} = a$ , тогда

$$h = \sum_{k=1}^{16} e^{j2\alpha_k^p} = \sum_{k=0}^{15} a^{2k}. \quad (8)$$

При симметрии секции ротора сумма (8) равна нулю. При рассматриваемом случае симметрии в этой сумме будет отсутствовать член

$$e^{j2\alpha_2^p} = e^{j2 \frac{2\pi}{16}} = a^2.$$

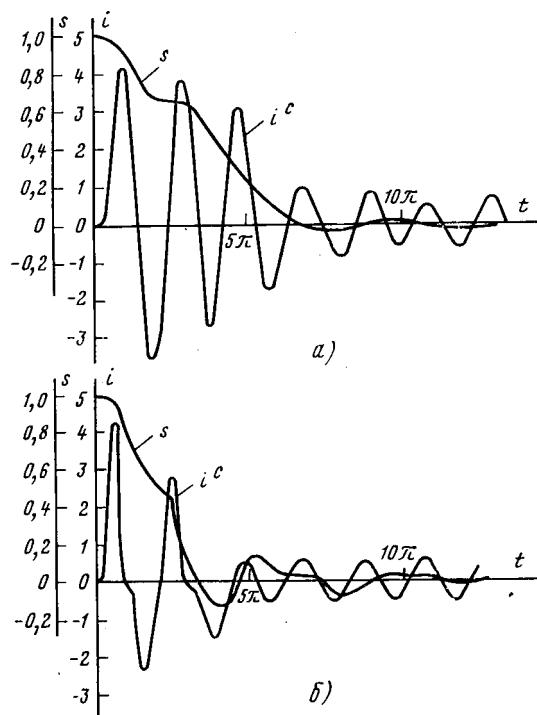


Рис. 4. Расчетные (а) и экспериментальные (б) кривые фазного тока статора и скольжения при пуске ненагруженного ПЭД с несимметричным ротором.

По векторным диаграммам (рис. 2) нетрудно определить, что для этого случая

$$h = \sum_{k=1}^{16} e^{j2\alpha k} = a^{10} = e^{j\frac{5\pi}{4}}. \quad (9)$$

Полный критерий несимметричности ротора ПЭД получается суммированием критериев отдельных секций. В рассматриваемом случае

$$\dot{H} = H e^{j\pi} = N h e^{j\pi} = 12e^{j\frac{5\pi}{4}}. \quad (10)$$

Этим способом можно определить критерий несимметричности ротора для всех типов ПЭД при разных вариантах обрыва стержней отдельных секций ротора.

Уравнения (4) анализировались на ЦВМ Минск-32 для погружного электродвигателя типа ПЭД 20-103:  $P_n = 20$  кВт;  $i_{c_n} = 28,6$  А;  $U_{c_n} = 700$  В;  $n = 3000$  об/мин. Параметры двигателя при обрыве одного стержня каждой секции ротора, приведенные к обмотке статора, следующие:

$$X_{11}^{cc} = 1,51; \quad X_{11}^{pp} = 1,567; \quad X_{11}^{pc} = 1,454;$$

$$X_{11}^{cp} = 1,454; \quad \mu^c = 0,962; \quad \mu^p = 0,928; \\ \mu = 0,893; \quad \sigma = 0,107; \quad \rho^c = 0,0643; \\ \rho^p = 0,0488; \quad x^{ce} = 0,01515; \quad x^{pp} = 0,01515.$$

На рис. 3 показана расчетная кривая зависимости электромагнитного момента от скольжения при переходном процессе во время пуска ПЭД с несимметричным ротором и отсутствии нагрузки на валу двигателя ( $M_b = 0$ ), построенная по уравнениям (4) на ЦВМ. Расчет проведен для случая обрыва стержня № 2 (рис. 1) каждой секции ротора ПЭД. Начальная фаза включения напряжения статора при расчете принята равной нулю. Зависимость показывает провал в кривой электромагнитного момента, действующего в процессе пуска, в области скольжения  $s = 0,6 \div 0,7$ .

В эксперименте исследовался также погружной электродвигатель типа ПЭД 20-103. На рис. 4 отдельно показаны расчетные и экспериментальные кривые фазного тока статора и скольжения, построенные в одинаковом масштабе. Сравнение показало удовлетворительное совпадение результатов расчета и эксперимента.

Уравнения (4) можно применить для исследования на ЭВМ электромеханических переходных процессов не только ПЭД, но и всех АД с к. з. ротором при несимметрии беличьей клетки ротора. Следовательно, выше приведенные результаты расчета можно обобщить и для других АД, имеющих обычный, не секционный к. з. ротор.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Адаменко А. И. Несимметричные асинхронные машины. — Киев: Изд-во АН УССР, 1962.
2. Жакевичюс С. Г. Исследование асинхронного электродвигателя с асимметрией в беличьей клетке ротора: Автореф. дис. на соиск. учен. степени к.т.н. техн. наук. — Каунас, 1969.
3. Казовский Е. Я. Переходные процессы в электрических машинах переменного тока. — М.: Изд-во АН СССР, 1962.
4. Кирпичников В. М., Зенкин Н. И., Томашевский Н. И. Исследование динамики пуска асинхронных короткозамкнутых двигателей на аналоговых вычислительных машинах. — Труды Уральского политехнического института. 1964, сб. 138.
5. Кручинский К. М. Влияние обрывов стержней клетки ротора на рабочие характеристики асинхронных двигателей. — Электротехническая промышленность, 1967, вып. 283.
6. Лутидзе Ш. И. Основы теории электрических машин с управляемым полупроводниковым коммутатором. — М.: Наука, 1968.
7. Лутидзе Ш. И., Лагвила Ю. И. Уравнения переходных процессов несимметричных погружных электродвигателей серии ПЭД. — Труды ЭНИИ. Режимы и устойчивость электромашинно-вентильных систем, 1974, вып. 21.
8. Лутидзе Ш. И., Лагвила Ю. И., Кохрейдзе Т. К. Установившийся ток статора погружных электродвигателей (ПЭД) при асимметрии обмотки ротора. — Библиографический указатель ВИНИТИ. Депонированные рукописи, 1978, № 5 (79).
9. Соколов М. М. и др. Электромагнитные переходные процессы в асинхронном электро приводе. — М.: Энергия, 1967.

[19.12.79]



# Переходные процессы при включении трехфазного мостового зарядного выпрямителя

АРХИЕРЕЕВ И. П., ДАНИЛЕВИЧ О. И., ПИЛИПЕНКО В. Н.

Харьков

При включении зарядного выпрямителя в его цепях начинают протекать сравнительно большие токи, содержащие две свободные составляющие, каждая из которых зависит от момента включения выпрямителя и затухает с постоянной времени соответствующей цепи. Первая составляющая определяется законами коммутации токов диодами выпрямителя и протекает в цепях первичной и вторичной обмоток выпрямительного трансформатора. Вторая определяется процессом перемагничивания сердечника трансформатора, зависит от положения рабочей точки на кривой перемагничивания сердечника трансформатора в момент включения и протекает только в цепи первичной обмотки трансформатора.

В проводившихся ранее исследованиях трехфазных мостовых зарядных выпрямителей [Л. 1], в которых использовались ионные или селеновые вентили, переходные процессы в выпрямителях не рассматривались, поскольку постоянные времени  $\tau$  затухания свободных составляющих токов в выпрямителях обычно на 2–3 порядка меньше времени заряда  $t_3$  емкостного накопителя, и поэтому влиянием свободных составляющих токов на нагрев элементов выпрямителя пренебрегали.

В последние годы в связи с применением в зарядных выпрямителях кремниевых вентилей (кремниевых вентильных столбов) с малыми тепловыми постоянными времени, соизмеримыми с постоянными времени  $\tau$  затухания свободных составляющих токов в выпрямителях, пренебрежение последними оказывается недопустимым.

В статье исследуются переходные процессы в неуправляемом трехфазном мостовом зарядном выпрямителе при его включении на незаряженный емкостный накопитель. Получены аналитические выражения для мгновенных токов в цепях выпрямителя, для мгновенного напряжения  $u_c$  на емкостном накопителе, что позволяет построить кривые токов диодов, необходимые для выбора последних.

При исследовании переходных процессов учитываются активные сопротивления обмоток выпрямительного трансформатора и прямое сопротивление диодов; обратные токи диодов не учитываются. На схеме замещения выпрямителя (рис. 1) сопротивление  $r_\Phi$  представляет собой сумму активного сопротивления обмоток трансформатора, приведенного к числу витков его вторичной обмотки, и прямого сопротивления одного вентильного плеча выпрямителя, показанного на схеме одним диодом.

С целью упрощения искомых расчетных выражений для токов и напряжений расчеты будем вести в относительных единицах. За базисное напряжение  $U_0$  примем амплитудное значение фазной э. д. с. вторичной обмотки выпрямительного трансформатора  $V\sqrt{2}E_2$  ( $E_2$  — действующее значение фазной э. д. с. вторичной обмотки трансформатора); за базисное сопротивление  $z_0$  — величину  $\sqrt{r_\Phi^2 + \left(x_\Phi - \frac{2}{3\omega C}\right)^2}$  ( $x_\Phi$  —

приведенное к числу витков вторичной обмотки индуктивное сопротивление обмоток одной фазы трансформатора);  $\omega$  — круговая частота напряжения питающей сети;  $C$  — емкость накопителя; за базисный ток  $I_0$  — величину  $U_0/z_0$ .

Как показано в [Л. 2], трехфазный мостовой неуправляемый выпрямитель с нагрузкой, содержащей только э. д. с.  $E_d$  (активное  $R_d$  и индуктивное  $x_d$  сопротивления в нагрузке отсутствуют), и при  $r_\Phi=0$ , при значениях  $E^*a \leq 1,293$  работает в режиме, в котором в любой момент открыты три диода: два — одной вентильной группе и третий — в другой вентильной группе. При этом в каждом интервале непрерывности кривой тока нагрузки открытые диоды находятся в одном из трех состояний. Диод, включившийся в начале данного интервала, находится в состоянии 1, а диод, выключающийся в конце интервала, — в состоянии 3. В состоянии 2 находится третий открытый диод, включившийся на предыдущем интервале, его ток равен сумме токов двух первых диодов. Каждый диод схемы на интервале своей проводимости поочередно работает в первом, втором и третьем состояниях.

Очевидно, рассматриваемый трехфазный мостовой зарядный выпрямитель в начальной стадии заряда емкостного накопителя будет работать в аналогичном режиме. При  $r_\Phi=0$  этот режим будет продолжаться до  $u^*_c=1,293$ . При  $r_\Phi \neq 0$  переход зарядного выпрямителя в следующий режим [Л. 2] произойдет при значении  $u_c$  тем меньшем, чем больше  $r_\Phi$ .

Найдем выражения для мгновенных токов, протекающих в диодах зарядного выпрямителя на  $n$ -м от начала заряда интервале непрерывности, например, соответствующем включенным диодам  $D1$ ,  $D5$  и  $D6$  схемы рис. 1. Этот интервал начинается при включении диода  $D1$  (диод будет находиться в состоянии 1) в момент времени  $t_{n-1}$ , отсчитываемый от момента включения выпрямителя, и заканчивается при выключении диода  $D5$  (из состояния 3) в момент времени  $t_n$ , являющийся началом следующего,  $(n+1)$ -го интервала (рис. 2). Диод  $D6$  на  $n$ -м интервале находится в состоянии 2.

Рассматривая процессы на  $n$ -м интервале непрерывности, отсчет времени  $\vartheta$  в угловых единицах будем вести от момента  $t_{n-1}$  включения диода  $D1$ . Тогда выражения для мгновенных фазных э. д. с. вторичной обмотки выпрямительного трансформатора на этом интервале будут иметь следующий вид:

$$e^*_a = \sin(\vartheta + \alpha_n); \quad (1)$$

$$e^*_b = \sin(\vartheta + \alpha_n - 2\pi/3); \quad (2)$$

$$e^*_c = \sin(\vartheta + \alpha_n + 2\pi/3), \quad (3)$$

где  $\alpha_n$  — угол включения диода  $D1$ , отсчитываемый от момента перехода э. д. с.  $e_a$  через нуль в область положительных значений (рис. 2, a).

Обозначим мгновенные токи, протекающие в соответствующих фазах вторичной обмотки трансформатора, через  $i_a$ ,  $i_b$  и  $i_c$ , а токи в диодах через  $i_1$ — $i_6$ , где цифровой индекс соответствует номеру диода в схеме рис. 1.

Наиболее просто определяется ток  $i_6$  диода  $D6$ , находящегося в состоянии 2. Для этого составим дифференциальные уравнения для двух контуров, содержащих фазу  $e_b$  (рис. 1):

$$e^*_a - e^*_b = r^*_\Phi i^*_a + x^*_\Phi \frac{di^*_a}{d\vartheta} - x^*_c \int i^*_b d\vartheta - r^*_\Phi i^*_b - x^*_\Phi \frac{di^*_b}{d\vartheta}; \quad (4)$$

$$e^*_c - e^*_b = r^*_\Phi i^*_c + x^*_\Phi \frac{di^*_c}{d\vartheta} - x^*_a \int i^*_b d\vartheta - r^*_\Phi i^*_b - x^*_\Phi \frac{di^*_b}{d\vartheta}, \quad (5)$$

где  $x_c = \frac{1}{\omega C}$ .

Сложив выражения (4) и (5) при учете, что

$$i^*_b = -(i^*_a + i^*_c); \quad (6)$$

$$e^*_a + e^*_b + e^*_c = 0, \quad (7)$$

найдем

$$e^*_b = r^*_\Phi i^*_b + x^*_\Phi \frac{di^*_b}{d\vartheta} + \frac{2}{3} x^*_c \int i^*_b d\vartheta. \quad (8)$$

Обозначим произведение  $\frac{2}{3} x^*_c$  через  $x^*_{c3}$ , и тогда вместо

уравнения (8) получим

$$e^*_b = r^*_\Phi i^*_b + x^*_\Phi \frac{di^*_b}{d\vartheta} + x^*_{c3} \int i^*_b d\vartheta. \quad (9)$$

Из выражения (9) следует, что поставленная задача сводится к определению тока  $i_b$  в однофазной цепи, содер-

жащей последовательно включенные сопротивления  $r_\phi$ ,  $x_\phi$  и эквивалентный накопитель емкостью  $C_\phi = \frac{3}{2} C$ , напряжение  $u_{c\phi}$  на котором составляет  $2/3$  напряжения  $u_c$  на действительном емкостном накопителе, т. е.  $u_c = \frac{3}{2} u_{c\phi}$ .

Подставив в (9) выражение для  $e^*_{\phi b}$  и произведя дифференцирование, получим уравнение

$$x^*_{\phi} \frac{d^2 i^*_{\phi b}}{d\theta^2} + r^*_{\phi} \frac{di^*_{\phi b}}{d\theta} + x^*_{c\phi} i^*_{\phi b} = \cos\left(\theta + \alpha_n - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (10)$$

позволяющее найти мгновенное значение тока  $i^*_{\phi b}$ .

В случае комплексных корней характеристического уравнения дифференциального уравнения (10), когда

$$p_{1,2} = -\delta^* \pm j\omega^*_1,$$

где  $\delta^* = \frac{r^*_{\phi}}{2x^*_{\phi}}$ ;  $\omega^*_1 = \sqrt{\omega_0^{*2} - \delta^{*2}}$ ;  $\omega^*_0 = \sqrt{\frac{x^*_{c\phi}}{x^*_{\phi}}}$ , решением уравнения (10) является выражение

$$i^*_{\phi b} = \sin\left(\theta + \alpha_n - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) + \sqrt{A^2 + B^2} e^{-\delta^* \theta} \sin(\omega^*_1 \theta + \theta). \quad (11)$$

В последнем выражении

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{x^*_{\phi} - x^*_{c\phi}}{r^*_{\phi}}; \quad \theta = \operatorname{arctg} \frac{B}{A};$$

$$A = -\frac{1}{\omega^*_1} \left\{ \delta^* \left[ i^*_{\phi b}(0) - \sin\left(\alpha_n - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \right] + \frac{u^*_{c\phi}(0)}{x^*_{\phi}} + \omega_0^{*2} \cos\left(\alpha_n - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \right\}; \quad (12)$$

$$B = i^*_{\phi b}(0) - \sin\left(\alpha_n - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right), \quad (13)$$

а  $i^*_{\phi b}(0) = i^*_{\phi b}(t_{n-1})$  и  $u^*_{c\phi}(0) = u^*_{c\phi}(t_{n-1})$  — соответственно значения тока  $i^*_{\phi b}$  и напряжения  $u^*_{c\phi}$  в момент  $t_{n-1}$  окончания  $(n-1)$ -го и начала  $n$ -го интервалов (рис. 2).

В случае вещественных корней характеристического уравнения дифференциального уравнения (10), когда

$$p_{1,2} = -\delta^* \pm \omega^*_2; \quad \omega^*_2 = \sqrt{\delta^{*2} - \omega_0^{*2}},$$

выражение для тока  $i^*_{\phi b}$  принимает вид

$$i^*_{\phi b} = \sin\left(\theta + \alpha_n - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) + 0.5 [(A + B) e^{-(\delta^* - \omega^*_2) \theta} - (A - B) e^{-(\delta^* + \omega^*_2) \theta}]. \quad (14)$$

Очевидно, в рассматриваемом интервале протекающий через диод  $D_6$  ток  $i^*_{\phi b} = -i^*_{\phi b}$ .

Для определения мгновенных значений тока  $i^*_{\phi b}$  находящегося в состоянии 1 диода  $D_1$ , принадлежащего фазе  $e^*_{\phi a}$  и тока  $i^*_{\phi b}$  находящегося в состоянии 3 диода  $D_5$ , принадлежащего фазе  $e^*_{\phi c}$ , составим дифференциальное уравнение для контура, содержащего фазы  $e^*_{\phi a}$  и  $e^*_{\phi c}$  (рис. 1):

$$e^*_{\phi a} - e^*_{\phi c} = r^*_{\phi} (i^*_{\phi a} - i^*_{\phi c}) + x^*_{\phi} \frac{d}{d\theta} (i^*_{\phi a} - i^*_{\phi c}), \quad (15)$$

из которого с учетом выражений (1) и (3) получим

$$i^*_{\phi a} - i^*_{\phi c} = \sqrt{3} I^*_{pm} \sin\left(\theta + \alpha_n - \frac{\pi}{6} - \varphi_p\right) + \left[ i^*_{\phi b}(0) - \sqrt{3} I^*_{pm} \sin\left(\alpha_n - \frac{\pi}{6} - \varphi_p\right) \right] e^{-\delta^* p \theta}, \quad (16)$$

где

$$I^*_{pm} = \frac{\sqrt{2} E_2}{I_b \sqrt{r^2_{\phi} + x^2_{\phi}}}; \quad \varphi_p = \operatorname{arctg} \frac{x_{\phi}}{r_{\phi}}; \quad \delta^* p = \frac{r_{\phi}}{x_{\phi}}.$$

Вологодская областная научная библиотека

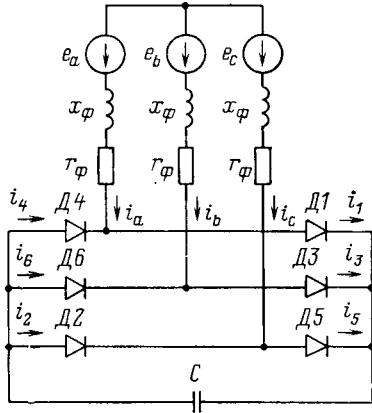


Рис. 1.

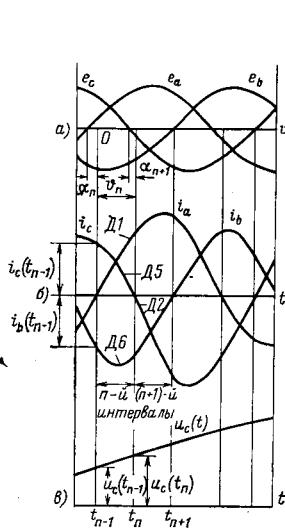


Рис. 2.

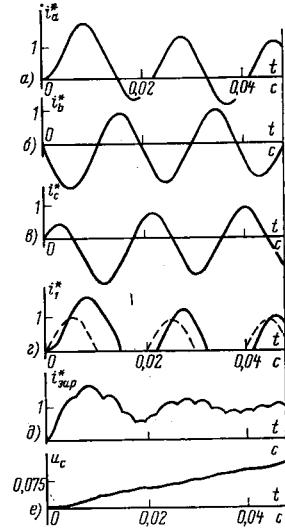


Рис. 3.

Обозначив далее

$$i^*_{\phi a} - i^*_{\phi c} = i^*_{\phi p}, \quad (17)$$

из выражений (6) и (17) можем получить расчетные уравнения для токов  $i^*_{\phi 1}$  и  $i^*_{\phi 5}$ :

$$i^*_{\phi 1} = i^*_{\phi a} = 0.5 (i^*_{\phi p} - i^*_{\phi b}); \quad (18)$$

$$i^*_{\phi 5} = i^*_{\phi c} = -0.5 (i^*_{\phi p} + i^*_{\phi b}). \quad (19)$$

Выражение для мгновенного напряжения  $u^*_{c\phi}$  на емкостном накопителе на рассматриваемом интервале найдем, воспользовавшись уравнением (9):

$$u^*_{c\phi} = e^*_{\phi b} - r^*_{\phi} i^*_{\phi b} - x^*_{\phi} \frac{di^*_{\phi b}}{d\theta}.$$

Подставив в последнее уравнение выражения (2) для  $e^*_{\phi b}$  и (11) или (14) для  $i^*_{\phi b}$ , получим:

в случае комплексных корней

$$u^*_{c\phi} = -x^*_{c\phi} \cos\left(\theta + \alpha_n - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) - \sqrt{A^2 + B^2} \times$$

$$\times [0.5 r^*_{\phi} \sin(\omega^*_1 \theta + \theta) + \omega^*_1 x^*_{\phi} \cos(\omega^*_1 \theta + \theta)] e^{-\delta^* \theta}; \quad (20)$$

в случае действительных корней

$$u^*_{c\phi} = -x^*_{c\phi} \cos\left(\theta + \alpha_n - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) - 0.5 (A + B) [r^*_{\phi} - (\delta^* - \omega^*_2) x^*_{\phi}] e^{-(\delta^* - \omega^*_2) \theta} + 0.5 (A - B) [r^*_{\phi} - (\delta^* + \omega^*_2) x^*_{\phi}] e^{-(\delta^* + \omega^*_2) \theta}. \quad (21)$$

Рассматриваемый  $n$ -й интервал заканчивается в момент времени  $\theta_n$ , когда ток  $i^*_{\phi 5}$  диода  $D_5$ , находящегося в состоя-

ния 3, снизится до нуля. Угол  $\vartheta_n$  найдем из уравнения (19) для тока  $i^*_5 = i^*_c$ , приравнивая его к нулю при  $\vartheta = \vartheta_n$ . Подстановкой найденной таким образом величины  $\vartheta_n$  в уравнение (16) с учетом условия  $i^*_c(\vartheta_n) = 0$  получим значение тока  $i^*_6(\vartheta_n) = -i^*_a(\vartheta_n)$  находящегося в состоянии 1 диода  $D1$  и тока  $i^*_6(\vartheta_n) = -i^*_b(\vartheta_n) = i^*_a(\vartheta_n)$  находящегося в состоянии 2 диода  $D6$  в конце  $n$ -го интервала. Аналогично по выражениям (20) или (21) найдем значение напряжения  $u^*_{c0}(\vartheta_n)$  на емкостном накопителе.

Полученные значения фазных токов  $i^*_a(\vartheta_n)$  и  $i^*_b(\vartheta_n)$  и напряжения  $u^*_{c0}(\vartheta_n)$  на емкостном накопителе соответствуют моменту времени  $t_n = t_{n-1} + \vartheta_n/\omega$  окончания  $n$ -го и начала  $(n+1)$ -го интервалов.

В момент  $t_n$  выключается диод  $D5$  и включается очередной диод  $D2$ , напряжение на котором в этот момент становится положительным — начнется следующий  $(n+1)$ -й интервал. На  $(n+1)$ -м интервале будут включены диоды  $D1$ ,  $D2$  и  $D6$ , при этом в состоянии 1 будет находиться диод  $D2$ , в состоянии 2 — диод  $D1$ , в состоянии 3 — диод  $D6$ .

Расчет фазных токов и напряжения на емкостном накопителе в  $(n+1)$ -м и последующих интервалах может быть выполнен по выражениям, полученным для  $n$ -го интервала. Для этого, как и в  $n$ -м интервале, отсчет времени  $\vartheta$  в угловых единицах в  $(n+1)$ -м интервале следует вести от момента включения очередного диода  $D2$ . Тогда выражения для мгновенных фазных э. д. с. вторичных обмоток трансформатора в  $(n+1)$ -м интервале примут следующий вид:

$$e^*_c = -\sin(\vartheta + \alpha_{n+1}); \quad (22)$$

$$e^*_a = -\sin(\vartheta + \alpha_{n+1} - 2\pi/3); \quad (23)$$

$$e^*_b = -\sin(\vartheta + \alpha_{n+1} + 2\pi/3), \quad (24)$$

где  $\alpha_{n+1}$  — угол включения диода  $D2$ , отсчитываемый от момента перехода э. д. с.  $e^*_c$  через нуль в область отрицательных значений; из рис. 2 следует, что  $\alpha_{n+1} = \alpha_n + \vartheta_n - \pi/3$ .

Поскольку в  $n$ -м интервале в дифференциальное уравнение (10) для фазного тока  $i^*_b$ , протекающего через диод  $D6$ , находящийся в состоянии 2, входит только начальная фаза  $(\alpha_n - 2\pi/3)$  э. д. с.  $e^*_b$ , то в  $(n+1)$ -м интервале это уравнение будет справедливо для фазного тока  $i^*_a$ , протекающего через диод  $D1$ , находящийся в состоянии 2, если в уравнении (10) подставить начальную фазу  $(\alpha_{n+1} - 2\pi/3)$  э. д. с.  $e^*_a$  и умножить правую часть уравнения (10) на  $-1$ .

Тогда ток  $i^*_a$  в  $(n+1)$ -м интервале можно определить по выражениям (11) или (14) путем подстановки в них значения  $\alpha_{n+1}$  вместо  $\alpha_n$  и умножения правых частей на  $-1$ . При этом входящее в выражения (12) и (13) начальное значение тока  $i^*_a(0)$ , как можно видеть из рис. 2, будет равно взятому с противоположным знаком току  $i^*_b$  в момент окончания  $n$ -го интервала, т. е.  $i^*_a(0) = -i^*_b(\vartheta_n) = -i^*_b(t_n)$ . Начальное значение напряжения  $u^*_{c0}(0)$  на емкостном накопителе в начале  $(n+1)$ -го интервала будет равно напряжению на накопителе в конце  $n$ -го интервала, т. е.  $u^*_{c0}(0) = -u^*_{c0}(\vartheta_n) = -u^*_{c0}(t_n)$ .

При определении фазных токов  $i^*_a$  и  $i^*_c$  в  $n$ -м интервале использовано дифференциальное уравнение (15), содержащее линейную э. д. с.  $(e^*_a - e^*_c)$ , начальная фаза которой  $\alpha_n - \pi/6$  входит в выражение (16) для разностного тока  $i^*_{p0} = i^*_a - i^*_c$ .

Очевидно, в  $(n+1)$ -м интервале для вычисления мгновенных значений фазного тока  $i^*_c$ , протекающего через диод  $D2$ , находящийся в состоянии 1, и фазного тока  $i^*_b$ , протекающего через диод  $D6$ , находящийся в состоянии 3, следует составить и решить дифференциальное уравнение для контура, содержащего фазы  $e^*_c$  и  $e^*_b$ , т. е. для разностного тока  $i^*_{p0} = i^*_c - i^*_b$ . Однако нетрудно видеть, что разностный ток  $i^*_{p0} = i^*_c - i^*_b$  можно вычислить по выражению (16), не решая новое дифференциальное уравнение, если в выражении (16), как и при определении на  $(n+1)$ -м интервале тока диода, находящегося в состоянии 2 (тока диода  $D1$ ), заменить  $\alpha_n$  на  $\alpha_{n+1}$  и умножить его правую часть на  $-1$ . Далее, поскольку известны токи  $i^*_a = -(i^*_b + i^*_c)$  и  $i^*_{p0} = i^*_c - i^*_b$ , значение фазных токов  $i^*_c$  и  $i^*_b$  можно найти по выражениям, аналогичным выражениям (18) и (19) для  $n$ -го интервала. Определение напряжения  $u^*_{c0}$  на емкостном накопителе в  $(n+1)$ -м интервале следует произвести по выражениям (20)

или (21), заменив в них  $\alpha_n$  на  $\alpha_{n+1}$  и использовав значения  $A$  и  $B$ , вычисленные для рассматриваемого интервала.

Таким образом, расчет всего переходного процесса может быть осуществлен по полученным выше выражениям для одного  $n$ -го интервала непрерывности и легко реализуется с помощью ЦВМ.

Поскольку свободная составляющая переходного тока, протекающего в диодах зарядного выпрямителя, зависит от момента включения  $t_0$ , определяющего угол  $\alpha_1$ , следует рассмотреть процессы в выпрямителе, включение которого производится в наиболее неблагоприятный момент, вследствие чего в первые периоды после включения часть диодов оказывается значительно перегруженной.

При времени заряда емкостного накопителя, превышающем несколько десятков периодов напряжения питающей сети, что, например, часто наблюдается в установках для магнитно-импульсной обработки металлов, ток в одном из диодов будет иметь наибольшее значение, если включение выпрямителя произойдет, как и при возникновении внешнего глухого короткого замыкания [Л. 3], в момент прохождения напряжения какой-либо фазы вторичной обмотки трансформатора через нуль. Этот момент времени включения зарядного выпрямителя и должен быть принят при расчетах нагрузки диодов выпрямителя.

По приведенной методике были рассчитаны на ЦВМ «Наира-С» кривые фазных токов  $i^*_a$ ,  $i^*_b$  и  $i^*_c$  трансформатора трехфазного мостового зарядного выпрямителя (рис. 3, а, б, в), зарядного тока (рис. 3, д) и напряжения  $u^*_{c0}$  (рис. 3, е) емкостного накопителя с параметрами  $r_\Phi = 9500 \Omega$ ,  $x_\Phi = 66700 \Omega$ ,  $C = 60 \mu\text{F}$  при включении выпрямителя в момент прохождения э. д. с.  $e_\Phi$  через нуль (угол  $\alpha = 0$ ).

На рис. 3, г сплошной линией показана кривая тока наиболее загруженного диода  $D1$  выпрямителя, а пунктирной — кривая тока этого же диода, построенная без учета переходного процесса, по методике [Л. 4]. Из рис. 3, г следует, что переходные процессы при включении выпрямителя приводят к значительной перегрузке по току диодов зарядного выпрямителя.

В заключение необходимо отметить, что полученные в статье выражения позволяют также по известным параметрам установки определить с требуемой точностью время заряда емкостного накопителя от трехфазного мостового зарядного выпрямителя, работающего в рассмотренном режиме.

**Выводы.** 1. Свободные составляющие токов, возникающие при включении трехфазного мостового зарядного выпрямителя, приводят к дополнительной значительной нагрузке диодов выпрямителя по току.

2. Получены сравнительно простые аналитические выражения, позволяющие вычислить мгновенные токи в диодах трехфазного мостового зарядного выпрямителя на любом интервале непрерывности, начиная с первого после включения выпрямителя, а также определить с требуемой точностью время заряда емкостного накопителя по известным параметрам установки.

3. Выбор кремниевых диодов зарядного выпрямителя следует производить с учетом свободных составляющих по кривым тока наиболее загруженного диода путем расчета максимальной температуры ( $p-n$ )-перехода, например по методике [Л. 5].

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бердинских Г. С. К расчету трехфазного зарядного устройства с индуктивными сопротивлениями в цепи переменного тока. — Вестник Киевского политехнического института. Электроэнергетика, 1969, вып. 6.

2. Размадзе Ш. М. Преобразовательные схемы и системы. — М.: Высшая школа, 1967.

3. Полупроводниковые выпрямители. Под ред. Ф. И. Ковалева и Г. П. Мостковой. — М.: Энергия, 1967.

4. Данилевич О. И. Трехфазный мостовой зарядный выпрямитель с индуктивным токоограничением. — Изв. вузов. Электромеханика, 1977, № 6.

5. Давидов П. Д. Анализ и расчет тепловых режимов полупроводниковых приборов. — М.: Энергия, 1967.

# Электромагнитная волна в ферромагнитной плите

КУВАЛДИН А. Б., канд. техн. наук, САЛЬНИКОВА И. П., инж.

Москва

При расчете индукционных устройств для нагрева ферромагнитных стальных изделий возникает задача определения параметров ферромагнитной плиты: эквивалентного активного, реактивного и полного сопротивлений или активной и реактивной и полной мощностей, поглощаемых плитой при падении на нее плоской электромагнитной волны. Во многих практических случаях загрузка представляет собой трубу с радиусом, значительно превышающим глубину проникновения электромагнитной волны в сталь и, следовательно, может рассматриваться как плита [Л. 1].

Если принять, что температура плиты постоянна, основная трудность расчета заключается в учете нелинейной зависимости относительной магнитной проницаемости от напряженности магнитного поля  $H$ .

Таким образом, при заданных значениях напряженности поля на поверхности  $H_e$  задача сводится к решению нелинейного уравнения

$$\frac{d^2H}{dz^2} = j\omega\mu_0\mu(H) \frac{1}{\rho} H, \quad (1)$$

где  $j$  — мнимая единица;  $\omega$  — круговая частота;  $\rho$  — удельное сопротивление.

Аналитическое решение этого уравнения для случая бесконечной плоской плиты ( $\delta = \infty$ ) предложено Л. Р. Нейманом [Л. 2]. В основе решения лежит аппроксимация зависимости  $\mu(H)$  выражением

$$\mu = \frac{\mu_e}{(1 - z/z_1)^2}, \quad (2)$$

где  $\mu_e$  — магнитная проницаемость на поверхности, соответствующая  $H_e$ ;  $z_1$  — параметр.

Полученные для данного случая параметры ферромагнитной стали широко используются в практических инженерных расчетах индукционных устройств [Л. 3]. Однако в тех случаях, когда толщина плиты  $\delta$  соизмерима с глубиной проникновения электромагнитной волны  $\Delta_0$ , применение полученных в [Л. 2] параметров неправомерно и приводит к ошибкам в расчетах.

В данной статье для определения параметров плиты решается уравнение (1) для произвольной толщины  $\delta$  с использованием численных методов прогонки и итераций.

Уравнение (1) в конечных разностях записывается как

$$\dot{H}_{i+1} - 2\dot{H}_i + \dot{H}_{i-1} = h^2 j\omega\mu_0\mu_i \frac{1}{\rho} H_i, \quad (3)$$

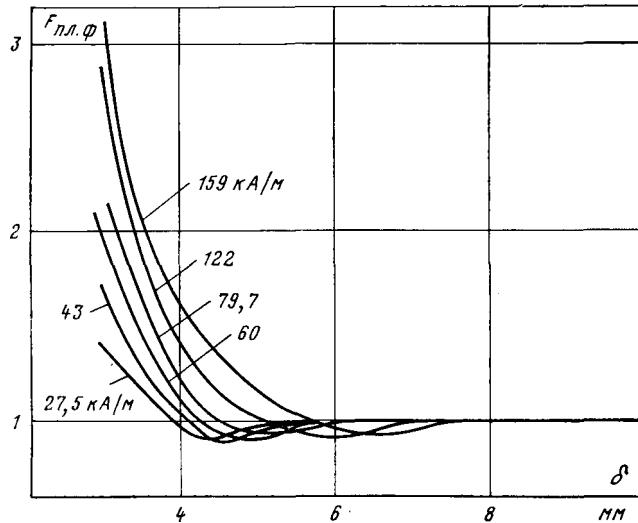


Рис. 1. Зависимость  $F_{\text{пл.}\phi}$  от толщины ферромагнитной стальной плиты.

где  $h$  — шаг, и решается при граничных условиях

$$\dot{H}_{z=0} = \dot{H}_e \text{ и } \dot{H}_{z=\delta} = 0.$$

Второе граничное условие означает некоторое упрощение реального физического явления, так как при отношении толщины плиты к глубине проникновения  $\delta/\Delta_0 > 0,01$ , что характерно для реальных случаев,  $\dot{H}_{z=\delta}$  на несколько порядков меньше  $\dot{H}_e$ , но все же отлично от нуля [Л. 1]. Введение этого допущения упрощает решение задачи по сравнению с другими методами расчета, например предложенным в [Л. 4].

Решение (3) выполнено на ЦВМ «Наира-2». При первом расчете в машину вводилась зависимость для  $\mu$ , которая после получения решения для  $H$ , уточнялась по кривой намагничивания  $\mu(H)$ , а затем проводился следующий расчет. В качестве зависимости  $\mu(H)$  использовалась усредненная табличная зависимость для разных ферромагнитных материалов, принимающая постоянное значение  $\mu = 3000$  в области слабых полей  $H < 10^3$  А/м [Л. 5]. Вычисления заканчивались при расхождении значений  $H_i$  на 5%, для чего требовалось до восьми итераций (в зависимости от значения  $\dot{H}_e$ ).

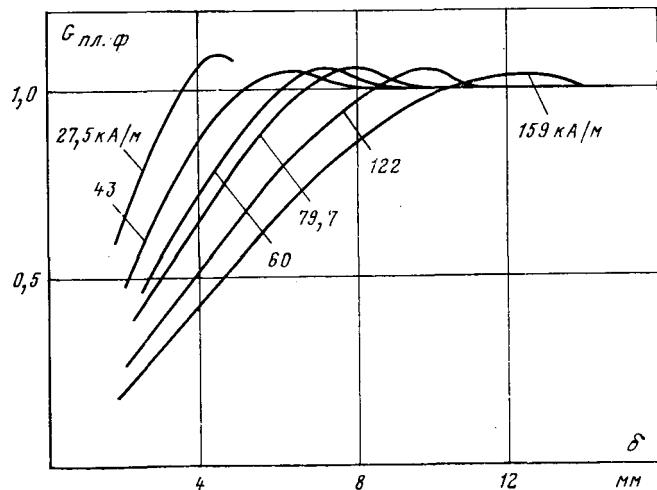


Рис. 2. Зависимость  $G_{\text{пл.}\phi}$  от толщины ферромагнитной стальной плиты  $\delta$ .

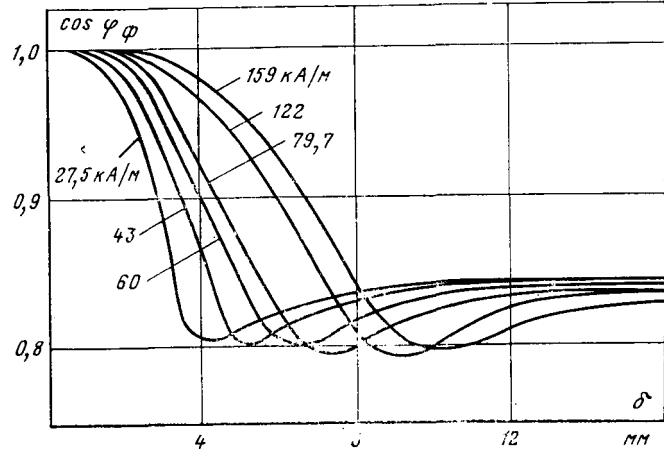


Рис. 3. Зависимость  $(\cos \phi)_{\phi}$  в ферромагнитной стальной пли-те от толщины плиты.

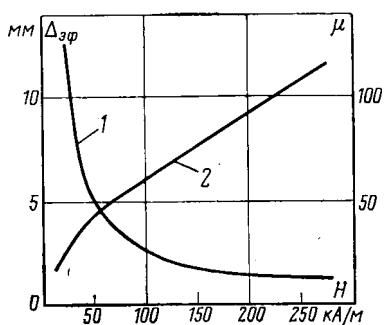


Рис. 4. Зависимость относительной магнитной проницаемости (1) и глубины проникновения электромагнитной волны в ферромагнитную сталь (2) от значения магнитной напряженности на поверхности.

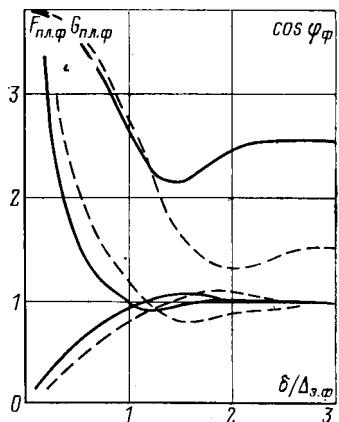


Рис. 5. Зависимость  $F_{\text{пл.ф}}$ ,  $G_{\text{пл.ф}}$  и  $(\cos \varphi)_\phi$  от  $\delta/\Delta_{\text{зф}}$  (пунктиром указаны графики для случая  $\mu = \text{const}$ ).

На основе найденной зависимости  $H_i$  вычислялись следующие величины:

электрическая напряженность

$$\dot{E}_i = \frac{\rho}{h} (\dot{H}_i - \dot{H}_{i-1}); \quad (4)$$

поток энергии, активная и реактивная мощности

$$\dot{S}_i = \frac{1}{2} [\dot{E}_i \dot{H}_i^*]; \quad (5)$$

$$P_i = \text{Re } \dot{S}_i; \quad (6)$$

$$P_{qi} = \text{Im } \dot{S}_i. \quad (7)$$

Более подробно метод расчета изложен в [Л. 5].

Полученные величины позволили определить необходимые для инженерных расчетов зависимости:

$$F_{\text{пл.ф}} = P_\delta / P_\infty; \quad (8)$$

$$G_{\text{пл.ф}} = P_q / P_{q\infty}, \quad (9)$$

где  $P = \sum_i P_i$ ,  $P_q = \sum_i P_{qi}$ , а индексы  $\delta$  и  $\infty$  означают при-

надлежность параметра к плите или полубесконечному телу.

Таким образом,  $F_{\text{пл.ф}}$  и  $G_{\text{пл.ф}}$  представляют собой правочные коэффициенты, показывающие во сколько раз возрастают активная и реактивная мощности в плите по сравнению с плоским полубесконечным телом.

Были проведены расчеты для значений  $H_e = 159, 122, 79, 7, 60, 43, 27, 5 \text{ A/m}$  и  $\delta = 2, 4, 6, 8, 10, 12 \text{ mm}$ .

Соответствующие зависимости для  $F_{\text{пл.ф}}$  и  $G_{\text{пл.ф}}$  представлены на рис. 1 и 2.

Введем аналогично [Л. 1] понятие коэффициента мощности для ферромагнитной стальной плиты:

$$\cos \varphi_\phi = \frac{P}{\sqrt{P^2 + P_q^2}} = \frac{F_{\text{пл}}}{\sqrt{F_{\text{пл}}^2 + G_{\text{пл}}^2 (1/\cos^2 \varphi_{\phi\infty} - 1)}}, \quad (10)$$

где  $\cos \varphi_{\phi\infty}$  — коэффициент мощности в полубесконечном ферромагнитном теле.

Значение  $\cos \varphi_{\phi\infty}$  зависит от  $H_e$  (рис. 3) и в области низкотемпературного нагрева может быть принято равным 0,81–0,84.

Данные расчетов на ЦВМ позволили найти глубину проникновения электромагнитной волны в ферромагнитную плиту, которую определили как толщину слоя плоского полубесконечного тела, где выделяется 86% всей активной поглощенной телом мощности. Зависимость  $\Delta_{\text{зф}}$  от напряженности магнитного поля на поверхности тела  $H_e$  представлена на рис. 4. Увеличение  $\Delta_{\text{зф}}$  с ростом  $H_e$  объясняется снижением относительной магнитной проницаемости тела  $\mu$ .

Представляет интерес сравнение полученных зависимостей  $F_{\text{пл.ф}}$ ,  $G_{\text{пл.ф}}$  и  $(\cos \varphi)_\phi$ , учитывающих изменение  $\mu$  вглубь плиты в зависимости от  $H$  с функциями  $F_{\text{пл}}$ ,  $G_{\text{пл}}$  и  $\cos \varphi$ , построенными в [Л. 1] в предположении постоянства  $\mu$ .

Для этого были построены зависимости  $F_{\text{пл.ф}}$ ,  $G_{\text{пл.ф}}$ ,  $(\cos \varphi)_\phi$  от аргумента  $\delta/\Delta_{\text{зф}}$  и параметра  $H_e$ . При этом разброс значений функций оказался менее 5%, что позволило ввести усредненные зависимости рис. 5 и сделать вывод, что в области сильных полей, используемых при индукционном нагреве стали  $H > 10^3 \text{ A/m}$ , выделение мощности в ферромагнитной плите с достаточной для практики степенью точности определяется отношением  $\delta/\Delta_{\text{зф}}$ .

На этом же рисунке приведены пунктиром зависимости  $F_{\text{пл}}$ ,  $G_{\text{пл}}$  и  $\cos \varphi$ , построенные в предположении  $\mu = \text{const}$ . Расхождение этих кривых характеризует расчетную ошибку, возникшую при использовании для расчетов параметров ферромагнитной плиты методики [Л. 1].

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Вайнберг А. М. Индукционные плавильные печи. 2-е изд. — М.: Энергия, 1967.
2. Нейман Л. Р. Поверхностный эффект в ферромагнитных телах. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1949.
3. Кувалдин А. Б. Индукционный нагрев магнитной стали на промышленной частоте. Сер. Электротехнология, т. 2. — М.: ВИНТИИ, 1976.
4. Конрад Г., Кольбе Э., Гмилковский П. Расчет изменения электрических параметров индуктора при высокочастотном индукционном нагреве с помощью ЭВМ. — Электротермия, 1972, вып. 115.
5. Кувалдин А. Б., Резина Н. В., Сальникова И. П. Расчет на ЭЦВМ параметров плоской электромагнитной волны в ферромагнитной стали. — В кн.: Теория информационных систем управления с распределенными параметрами. — М.: Наука, 1978.

[26.03.79]



# Библиография

УДК 621.316.99(049.3)

РЯБКОВА Е. Я. ЗАЗЕМЛЕНИЯ В УСТАНОВКАХ ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ. — М.: Энергия, 1978. 224 с.

Выход этой книги подытожил многолетнюю работу автора и ее учеников. До сих пор не было достаточно полного и систематизированного освещения проблемных вопросов заземления, в особенности заземления молниезащиты. Е. Я. Рябкова взяла на себя труд восполнить имеющийся пробел и справилась с этой задачей весьма успешно.

В книге рассмотрены вопросы проектирования защитных заземлений и заземлений молниезащиты ВЛ и подстанций высокого напряжения, приведены стационарные и импульсные характеристики грунтов и описание метода физического моделирования, используемого для исследования заземлений в грунтах с различным удельным сопротивлением. Для расчета импульсных сопротивлений одиночных заземлителей даны аналитические методы расчета. Книга предназначена для инженерно-технических работников, занимающихся проектированием электрических установок высокого напряжения эксплуатацией энергосистем и особенно полезна для научных сотрудников, аспирантов и студентов старших курсов электроэнергетических вузов.

В первой главе «Общие вопросы заземлений» кратко изложено назначение и виды заземлений, дано физическое и математическое толкование различия сопротивления заземления при стационарном токе и токе молний, описаны структура, электропроводность и импульсные характеристики грунтов, рассмотрены электроды заземлителей, их стационарное сопротивление и распределение потенциала по поверхности земли вокруг электродов.

Глава вторая «Требования к заземлению станций, подстанций и линий электропередачи высокого напряжения» содержит основные нормативные материалы.

В третьей главе «Расчет заземлителей подстанций и воздушных линий высокого напряжения в неоднородном грунте при токе 500 Гц» автор указывает на средства обеспечения безопасности на подстанциях высокого напряжения, к которым относятся снижение сопротивления заземлителя, уменьшение коэффициента напряжения прикосновения, выравнивание потенциала на территории подстанции. В этой главе изложены также методы физического моделирования заземлителей и расчета заземлителей подстанций и опор ВЛ в неоднородных грунтах.

В главе четвертой «Импульсные характеристики одиночных электродов без учета их емкости» приведены интересные

результаты исследований автора по расчету импульсного сопротивления протяженного заземлителя без учета искровых процессов в земле и расчету импульсного сопротивления средоточенных и опытных данных. Автор показал, что импульсное сопротивление полушарового заземлителя не зависит от геометрических размеров, а определяется значением тока, удельным сопротивлением грунта и его импульсными характеристиками, являясь также и функцией времени.

В пятой главе «Задача и метод исследования импульсных характеристик заземлителей ВЛ и подстанций» изложен метод физического моделирования заземлителей, поставлены конкретные практические задачи исследования их импульсных характеристик.

Здесь, однако, следовало бы более подробно рассмотреть погрешности физического моделирования заземлителей, вызванные отсутствием подобия критических напряженностей в модели и натуре, и возможные пути их преодоления в практических расчетах.

Глава шестая «Импульсные характеристики заземлителей опор ВЛ» содержит данные исследований по работе заземлителей опор ВЛ в однородном грунте и влиянию неоднородности грунта на импульсные характеристики заземлителей.

Глава седьмая «Импульсные характеристики заземлителей и грозоупорность подстанций ВН при прямых ударах молний» содержит ценные практические данные, полученные автором в процессе многолетней работы.

Глава восьмая «Расчет импульсного сопротивления протяженных заземлителей с учетом их емкости» представляет интерес как с научной, так и с практической стороны, однако нуждается в упрощении изложения.

В приложении заслуживают внимания примеры расчета заземлителя подстанции и приближенный расчет импульсного сопротивления искусственного заземлителя подстанции. Наряду с расчетом по допустимому сопротивлению заземления подстанции, автор приводит подробный расчет заземлителя по допустимому напряжению прикосновения, что соответствует последним директивным предписаниям Минэнерго СССР.

Книга Е. Я. Рябковой, несмотря на краткость изложения многих разделов и глав, представляет собой полезное и ценное пособие на весьма актуальную тему.

КОРЖ Н. А., канд. техн. наук

## ВНИМАНИЮ руководителей организаций и предприятий!

В издательстве «Энергия» в апреле — мае 1980 г. выходят бланки-заказы плакатов по экономии тепловой и электрической энергии и плакатов по технике безопасности.

Плакаты по экономии тепловой и электрической энергии призывают экономить электроэнергию, топливо и показывают средства их рационального расходования.

Плакаты по технике безопасности иллюстрируют положения правил по технике безопасности, напоминают о мерах и приемах безопасной работы на электрических станциях и подстанциях, в энергетических системах, в электроустановках промышленных предприятий и промышленной теплоэнергетике, на предприятиях электротехнической промышленности, при пользовании электроэнергией в сельском хозяйстве и быту.

Бланки-заказы высыпаются издательством бесплатно по запросам организаций. В них приведен полный перечень плакатов, указаны условия их получения и порядок оформления заказов.

За получением бланков-заказов следует обращаться по адресу: 113114, г. Москва, Шлюзовая наб., 10, издательство «Энергия», отдел распространения. Телефон для справок: 235—39—27.

СВОЕВРЕМЕННО ОФОРМЛЯЙТЕ ЗАКАЗЫ!

## Всесоюзная научно-техническая конференция «Проблемы преобразовательной техники»

(11—13 сентября 1979 г., Киев).

В четвертый раз в Киеве собирались специалисты Советского Союза для обсуждения актуальных проблем, связанных с созданием новых методов преобразования параметров электромагнитной энергии и построения устройств на их основе. Конференция была организована Научным Советом АН СССР по комплексной проблеме «Научные основы электрофизики и электроэнергетики», Научным Советом АН УССР по проблеме «Научные основы электроэнергетики», Киевским политехническим институтом, Украинским Научно-техническим обществом энергетики и электротехнической промышленности, Киевским городским советом научно-технических обществ. Организацией, ответственной за проведение конференции, был Институт электродинамики АН УССР.

В повестку дня конференции оргкомитетом были включены следующие вопросы:

1. Перспективы развития производства силовых полупроводниковых приборов; преобразовательные устройства на основе новых полупроводниковых приборов.

2. Перспективные схемные методы повышения эффективности процессов преобразования параметров электромагнитной энергии.

3. Тиристорные преобразователи для современной электротехники и электроэнергетики.

4. Преобразовательные устройства на базе силовых транзисторов.

5. Устройства преобразовательной техники на основе использования резонансных явлений.

6. Повышение качества проектирования устройств преобразовательной техники (расчет, оптимизация, моделирование).

Подобная тематика вызвала большой интерес и привлекла к участию в конференции широкий круг специалистов из 56 городов. Обсуждение указанных выше вопросов было проведено на 6 проблемно ориентированных заседаниях (без параллельной работы секций), на которых было заслушано 11 основных докладов, а также 312 докладов, представленных для участия в стендовой дискуссии.

В докладе председателя оргкомитета конференции директора Института электродинамики АН УССР, чл.-корр. АН УССР А. К. Шилловского был дан анализ состояния работ в области преобразовательной техники в нашей стране. В частности, были отмечены успехи в научно-исследовательских работах, в схемотехнике, в разработке и внедрении новых полупроводниковых приборов, а также названы нерешенные задачи как теоретического, так и прикладного характера. Особое внимание докладчик уделил состоянию и перспективам развития исследований в области преобразовательной техники в Институте электродинамики АН УССР.

Проблемы создания новых силовых полупроводниковых приборов, успехи современного силового полупроводникового приборостроения и перспективы использования новых типов приборов в преобразовательной технике были рассмотрены в докладе П. Г. Дерменжи, Ф. И. Ковалева, Г. М. Мустафы, Н. И. Якивчика (ВЭИ им. В. И. Ленина) и О. Г. Булатова, В. А. Лабунцова, О. В. Одыня (МЭИ).

В докладе В. Е. Тонкаля (ИЭД АН УССР) были показаны пути оптимизации преобразователей с повышенным качеством выходной энергии. Вопросы повышения технико-экономических показателей автономных инверторов в новых сериях частотно-регулируемых электроприводов были рассмотрены в докладе П. Д. Андрченко (ВПО «Преобразователь», Запорожье).

Актуальную проблему повышения энергетических показателей тиристорных выпрямителей, инверторов и регуляторов переменного напряжения рассмотрел в своем докладе И. М. Чиженко (Киевский политехнический институт).

В докладе Р. П. Карташова, Э. М. Чехета, Г. С. Зиновьева, В. И. Попова «Непосредственные преобразователи частоты с искусственной коммутацией» были проанализированы целесообразные области применения и технико-экономические показатели указанного класса устройств преобразовательной техники.

Активное обсуждение получили на конференции вопросы построения преобразовательных устройств на базе силовых транзисторов. Основные тенденции совершенствования вторичных источников питания относительно малой мощности (до десятков киловатт) проанализировал в своем докладе Ю. И. Конев (Московский авиационный институт).

Вопросам построения полупроводниковых преобразователей на основе параллельных транзисторных сборок для систем электропривода посвятила доклад Т. А. Глазенко (Ленинградский институт точной механики и оптики).

Новые разработки в области систем стабилизированного тока на основе индуктивно-емкостных преобразователей были представлены в докладе И. В. Волкова, В. Н. Губаревича (ИЭД АН УССР).

Широкое обсуждение получили на конференции вопросы повышения качества проектирования устройств преобразовательной техники. В этой связи с интересом был заслушан доклад Л. В. Данилова (ЛЭТИ им. В. И. Ульянова-Ленина) «Вопросы качественного и количественного анализа цепей с вентилями».

Материалы докладов, представленных на конференцию, объемом более 70 печатных листов, были изданы к началу ее работы.

Конференция приняла решение, в котором в качестве основной поставила задачу обеспечения высоких темпов внедрения в народное хозяйство результатов научных исследований и создания новых высокоэффективных силовых полупроводниковых приборов и преобразователей на базе последних достижений науки и техники.

Сформулированы основные задачи научных исследований в области преобразовательной техники, к которым отнесено решение ряда крупных научных задач общей проблемы преобразования параметров электрической энергии, в том числе:

определение основных критериев оптимальности отдельных узлов и преобразователей в целом, разработка единых методов оптимизации устройств преобразовательной техники на основе системного подхода;

разработка и исследование высокоэффективных трансформаторно-ключевых структур для преобразователей различного функционального назначения;

исследование сложных устройств и установок с промежуточными звенами повышенной частоты, а также устройств, основанных на модуляционных методах непосредственного преобразования частоты;

разработка методов и средств оптимизации процессов преобразования параметров в системах электромагнитной передачи энергии повышенной частоты подвижным объектам;

разработка высоконадежных транзисторных преобразователей, в частности, для автономных систем электропитания и быстродействующих регулируемых систем электропривода;

изучение влияния мощных преобразователей на электрические сети и разработка эффективных мер сохранения высокого качества электроэнергии в сетях с мощными преобразователями;

разработка теории и принципов построения устройств для коррекции режимов в многофазных цепях;

разработка принципов машинного проектирования вентильных устройств преобразовательной техники и создания систем автоматизированного проектирования (САПР) этих устройств.

## САМУИЛ ИСААКОВИЧ РАБИНОВИЧ

(К 75-летию со дня рождения)

31 мая с. г. исполняется 75 лет со дня рождения лауреата Ленинской и Государственных премий Самуила Исааковича Рабиновича.

В 1926 г., еще студентом, С. И. Рабинович поступил в технический отдел Московского трансформаторного завода и с тех пор непрерывно работает в трансформаторостроении. Уже в первые годы работы на МТЗ (ныне Московский электрозвод им. В. В. Куйбышева) он стал одним из ведущих специалистов по трансформаторам. С. И. Рабинович разработал первые отечественные трансформаторы на напряжения 110 и 220 кВ. В 1935 г. он стал начальником проектного бюро, а в 1939 г. — главным конструктором завода. В предвоенные годы С. И. Рабинович внес большой вклад в разработку конструкций трансформаторов и развитие производства на МТЗ — единственном тогда трансформаторном заводе страны. В эти же годы при его участии была создана и внедрена надежная и технологичная конструкция грозоупорных трансформаторов высокого напряжения, впоследствии отмеченная Государственной премией.

Во время Великой Отечественной войны С. И. Рабинович — начальник производственного отдела и вновь главный конструктор завода, продукция которого была так необходима не только в тылу, но и на фронте.

В мирное время завод вновь обеспечивает разнообразными трансформаторами отрасли хозяйств страны. В 1949—1954 гг. С. И. Рабинович руководил



проектированием трансформаторов и реакторов для электропередачи 400 кВ Волжская ГЭС им. В. И. Ленина — Москва и оказывал большую помощь при освоении первых силовых трансформаторов на это напряжение Запорожским трансформаторным заводом. В 1954—1956 гг. он непосредственно руководил разработкой и внедрением в отечественную энергетику мощных высоковольтных автотрансформаторов, в последующие годы участвовал в создании трансформаторного оборудования на напряжение

500 кВ. За эти работы С. И. Рабинович был удостоен званий лауреата Ленинской и Государственной премий.

С. И. Рабинович играл ведущую роль в выработке принципиальных направлений развития отечественного трансформаторостроения. Он выполнял также ответственные поручения, связанные с созданием новых трансформаторных заводов и развитием электротехнической промышленности братских социалистических стран.

В 1960—1971 гг. С. И. Рабинович работал Главным специалистом по трансформаторостроению в Госплане СССР. За эти годы он внес существенный вклад в дело специализации и планирования развития отрасли и обеспечения ее материалами. С 1971 г. он трудится в ВЭИ им. В. И. Ленина.

Работая в советской электропромышленности более 50 лет, С. И. Рабинович всегда уделяет большое внимание подготовке и воспитанию кадров. В течение ряда десятилетий он является наиболее авторитетным консультантом по сложным вопросам трансформаторостроения. Много лет С. И. Рабинович руководил секцией трансформаторов техсовета Главтрансформатора.

С. И. Рабинович — автор ряда статей по вопросам теории и проектирования трансформаторов. С 1960 г. он является членом редколлегии журнала «Электричество», много и плодотворно работает в других журналах и в редсовете издательства «Энергия».

С. И. Рабинович награжден орденами и медалями СССР.

Группа товарищей,  
редакция и редколлегия  
журнала «Электричество»

В решении также отмечается, что для повышения технического уровня силовых преобразователей необходимо: усилить внимание к разработке элементной и схемной баз, к созданию помехозащищенных стабильных и надежных схем управления различного типа, в том числе для работы в мощных системах с искусственной коммутацией; повысить качество оборудования узлов и элементов конструкций для обеспечения надежной работы систем преобразовательной техники в течение длительных сроков; интенсифицировать разработку и исследование систем автоматики, бесконтактной защиты, тиристорной пуско-

регулирующей аппаратуры; продолжать разработку методов оптимального проектирования устройств преобразовательной техники, обеспечивающих высокое качество электроэнергии у потребителя и в сети.

Конференция одобрила работу Института электродинамики АН УССР по координации научных исследований в области преобразовательной техники на Украине и выразила мнение о целесообразности проведения очередной конференции в 1982—1983 гг.

ШИДЛОВСКИЙ А. К., чл.-корр. АН УССР, МИХАЛЕВИЧ Г. А., канд. техн. наук

## АЛЕКСЕЙ АЛЕКСЕЕВИЧ БУЛГАКОВ

(К 70-летию со дня рождения)

Исполнилось 70 лет со дня рождения доктора технических наук, старшего научного сотрудника Института проблем управления АН СССР, ветерана Великой Отечественной войны Алексея Алексеевича Булгакова.

По окончании Московского энергетического института А. А. Булгаков работал инженером на заводе «Серп и Молот», а в 1939 г. вернулся в ВЭИ, где трудился еще в студенческие годы. С 1941 по 1945 г. он — офицер Советской Армии. В 1947 г. А. А. Булгаков перешел в Институт проблем управления АН СССР и работал в должности старшего научного сотрудника; в 1966 г. он защитил докторскую диссертацию.

А. А. Булгаков является новатором ряда прогрессивных направлений в автоматизированном электроприводе. Его многолетними работами заложена основа практических методов расчета и анализа вентильных преобразователей. Еще в довоенные годы им разработаны первые электронные устройства автоматического управления электроприводами, а предложенный статический электромагнитный регулятор открыл путь широкому промышленному производству устройств автоматического управления ртутными выпрямителями для электроприводов и возбуждения синхронных машин. Логическим завершением этих работ был выход в свет монографии «Электронные устройства автоматического управления» (1951, 1958 гг.) ставшей



фундаментальным пособием для каждого специалиста, работающего в области автоматического управления электроприводами.

Значительный вклад внес А. А. Булгаков в развитие систем автоматизированного электропривода переменного тока. Им предложен способ регулирования асинхронных двигателей посредством

встречно-параллельно включенных вентилей, получивший широкое развитие в СССР и за рубежом.

В его монографии «Частотное управление асинхронными электродвигателями» (1955, 1963 гг.) дано систематическое изложение вопросов теории частотного управления. Предложенные им законы управления преобразователями частоты широко применяются в настоящее время в промышленности.

Хорошо известны работы А. А. Булгакова в области программного управления. Еще в 1936 г. им была опубликована статья по программному управлению нажимными устройствами прокатных станов. Разработанная под его руководством фазовая система программного управления станками была отмечена медалями ВДНХ. Результатом многолетней и плодотворной деятельности А. А. Булгакова в этом направлении является выход в свет монографии «Программное управление системами машин» (1980 г.).

А. А. Булгаковым созданы основы общей теории систем вентильных преобразователей. Его книга «Новая теория управляемых выпрямителей» (1970 г.) стала настольной книгой инженеров-исследователей, занимающихся вопросами современных электроприводов.

Автор более 100 научных трудов, человек редких душевных качеств, доктор технических наук Алексей Алексеевич Булгаков полон сил, энергии, новых творческих планов и замыслов.

Группа товарищей

## ВАСИЛИЙ АЛЕКСАНДРОВИЧ ЯКОВЕНКО

(К 70-летию со дня рождения)

В марте с. г. исполнилось 70 лет со дня рождения доктора технических наук, профессора Василия Александровича Яковенко, крупного ученого в области электромашиностроения.

В 1936 г. В. А. Яковенко окончил Харьковский электротехнический институт и работал инженером на ХЭМЗе, начальником лаборатории ГЭС-4 в Харькове. В 1939 г. В. А. Яковенко принимал участие в освобождении западных областей Украины, в 1940 г. стал коммунистом. В годы Великой Отечественной войны воевал в рядах ВВС Черноморского флота, участвовал в обороне Одессы, Севастополя, Кавказа, в десанте по освобождению Керчи, награжден орденами и медалями.

После демобилизации из рядов Советской Армии в 1947 г. В. А. Яковенко работал в Харьковском электротехническом институте на кафедре электрических машин. В 1958 г. он защитил кандидатскую диссертацию, а в 1970 г. — докторскую на тему: «Исследование основных коммутационных параметров машин постоянного тока в переходных и установившихся режимах». С 1970 г. и по настоящее время В. А. Яковенко — профессор и заведующий кафедрой элек-



трических машин Харьковского политехнического института имени В. И. Ленина.

Все эти годы В. А. Яковенко ведет большую научную, педагогическую и партийную работу. Под его руководством на кафедре электрических машин ведутся исследования в направлении совершенствования электрических машин постоянного тока и специальных электрических машин, машин для магистральных тепловозов, рудничных электровозов, машин с глубоким охлаждением обмоток возбуждения и др. Он — автор более 100 печатных трудов, двух монографий, имеет 15 авторских свидетельств. Большое внимание В. А. Яковенко уделяет подготовке инженерных и научных кадров. Под его руководством подготовлены и защищены 34 кандидатские диссертации, в том числе соискателями из социалистических стран.

В настоящее время Василий Александрович полон творческих сил. Он принимает активное участие в научных исследованиях, проводимых на кафедре электрических машин, является председателем двух специализированных советов по защите докторских и кандидатских диссертаций, а также ведет большую общественную работу.

Группа товарищей

## АЛЕКСАНДР АЛЕКСАНДРОВИЧ ЯНКО-ТРИНИЦКИЙ

(К 70-летию со дня рождения)

28 апреля с. г. исполнилось 70 лет со дня рождения и 55 лет научно-педагогической и производственной деятельности крупного специалиста в области теоретической электротехники Александра Александровича Янко-Триницкого, доктора технических наук, профессора кафедры теоретической электротехники Уральского политехнического института.

В 1932 г. после окончания Киевского политехнического института А. А. Янко-Триницкий работал в группе анализа аварий в Уралэнерго. В декабре 1932 г. он был приглашен на работу в Уральский политехнический институт. Одновременно с работой в институте Александр Александрович продолжал работу в промышленности, возглавляя группу электрических расчетов в Уралтеплоэлектропроекте.

В 1940 г. А. А. Янко-Триницкий защитил кандидатскую диссертацию, а в 1941 г. был утвержден в ученом звании доцента. Во время Великой Отечественной войны он служил в военно-морском флоте. В течение 30 лет (1945—1975 гг.) А. А. Янко-Триницкий возглавлял кафедру теоретической электротехники Уральского политехнического института, в настоящее время он — профессор кафедры.

Работая на кафедре, Александр



Александрович создал коллектив специалистов, который в течение многих лет успешно занимается решением вопросов электромеханики и, в частности, разработкой и исследованием электромехани-

ческих систем, содержащих электрические машины переменного тока, полупроводниковые преобразователи и устройства управления. В этой области им была подготовлена и успешно защищена в 1959 г. докторская диссертация. Этими же вопросами занимались и продолжают заниматься его многочисленные ученики. В 1960 г. А. А. Янко-Триницкий был утвержден в ученом звании профессора по кафедре теоретической электротехники.

Профессор А. А. Янко-Триницкий много внимания уделил построению, совершенствованию и методике преподавания курса «Теоретические основы электротехники»; он руководит научно-методическим семинаром, подготовил немало преподавателей по этому курсу, в течение многих лет является членом Научно-методического Совета МВ и ССО ССР.

А. А. Янко-Триницкий имеет более 250 печатных работ. В течение целого ряда лет он руководит проблемным семинаром, изучающим философские вопросы в области естественных наук.

Плодотворная научная, педагогическая и общественная деятельность А. А. Янко-Триницкого отмечена правительством. Он награжден орденом «Знак Почета» и медалями.

Группа товарищей

## ВНИМАНИЮ ЧИТАТЕЛЕЙ!

Объявляется подписка на сборники серии «Энергетика за рубежом», содержащие переводы докладов СИГРЭ (Международной конференции по большим электрическим системам).

В сборниках Вы сможете найти новейшие сведения о научных и практических работах в области электроэнергетики и электротехники в разных странах мира.

В 1981 году выйдут следующие сборники:

1. **Воздушные линии электропередачи.** Переводы докладов Международной конференции по большим электрическим системам (СИГРЭ-78). Под ред. В. В. Бургдорфа. — М.: Энергия, 1981 (IV кв.). — 11,5 л., ил. — (Энергетика за рубежом). — 75 к.

2. **Диспетчерское управление энергосистемами.** Переводы и обзоры докладов Международной конференции по большим электрическим системам (СИГРЭ-78). Сост.: Ю. Н. Руденко, В. А. Семенов. — М.: Энергия, 1981 (III кв.). — 7 л., ил. — (Энергетика за рубежом). — 45 к.

3. **Кабели высокого напряжения.** Переводы докладов Международной конференции по большим электрическим системам (СИГРЭ-78). Под ред.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

И. Б. Пешкова, С. Е. Глейзера. — М.: Энергия, 1981 (II кв.). — 10 л., ил. — (Энергетика за рубежом). — 65 к.

4. **Передача информации в энергосистемах.** Переводы докладов Международной конференции по большим электрическим системам (СИГРЭ-78). Под ред. Г. В. Микуцкого. — М.: Энергия, 1981 (IV кв.). — 5 л., ил. — (Энергетика за рубежом). — 35 к.

5. **Передачи энергии постоянным током высокого напряжения.** Переводы и обзоры докладов Международной конференции по большим электрическим системам (СИГРЭ-78). Под ред. В. В. Худякова. — М.: Энергия, 1981 (III кв.). — 9 л., ил. — (Энергетика за рубежом). — 60 к.

6. **Перенапряжения и координация изоляции.** Переводы докладов Международной конференции по большим электрическим системам (СИГРЭ-78). Под ред. А. К. Лоханина. — М.: Энергия, 1981 (III кв.). — 10 л., ил. — (Энергетика за рубежом). — 65 к.

7. **Планирование развития и эксплуатации энергосистем.** Международная конференция по большим электрическим системам (СИГРЭ-78). Под ред.

## КЯЗИМ НОВРУЗ АЛИ ОГЛЫ КУЛИЗАДЕ

18 декабря 1979 г. скончался видный ученый-энергетик, заведующий кафедрой Азербайджанского института нефти и химии им. М. Азизбекова, член КПСС с 1942 г., заслуженный деятель науки Азерб. ССР, почетный нефтяник СССР, почетный доктор Фрайбергской Горной Академии ГДР, доктор технических наук, профессор Кязим Новруз Али оглы Кулизаде.

К. Н. Кулизаде родился в 1908 г. в Баку в семье рабочего. Окончив с отличием энергетический факультет Азербайджанского нефтяного института в 1934 г., К. Н. Кулизаде начал свою инженерную деятельность на производстве, где прошел путь от электрика нефтяного промысла до главного энергетика объединения «Азнефть». В 1941 г. К. Н. Кулизаде перешел на научную работу в Энергетический институт АН Азерб. ССР, где работал до 1952 г. вначале старшим научным сотрудником, а затем заместителем директора института по научной работе, одновременно возглавляя лабораторию электропривода.

Наряду с производственной и научной деятельностью К. Н. Кулизаде вел педагогическую работу в Азербайджанском институте нефти и химии имени М. Азизбекова, где с 1948 г. и до последних дней своей жизни руководил кафедрой электротехники и энергетики нефтяной промышленности.

На основе обобщения многолетних исследований в области электроэнергетики бурения и добычи нефти К. Н. Кулизаде была подготовлена и в 1961 г. успешно защищена докторская диссертация; в этом же году он был утвержден в ученом звании профессора.

Профессор К. Н. Кулизаде является



автором около 30 учебников и учебных пособий, монографий и брошюр, многие из которых неоднократно переиздавались, переведены на иностранные языки, стали настольными книгами широкого круга специалистов и студенчества. Пери К. Н. Кулизаде принадлежит также свыше двухсот статей по вопросам электроэнергетики бурения и нефтедобычи, электроснабжения и электропотребления нефтяных промыслов, актуальным проблемам учебно-воспитательной работы в вузе.

Под руководством К. Н. Кулизаде сложилась научная школа, успешно участвующая в решении сложных научно-технических задач отрасли и обеспечивающая хорошие условия для подготовки высококвалифицированных инженерных и научных кадров; только за последние 15 лет К. Н. Кулизаде было подготовлено свыше 30 кандидатов наук.

Подлинный талант организатора учебного процесса и идеального воспитания студентов проявил К. Н. Кулизаде будучи деканом энергетического факультета АзИНЕФТЕХИМ в 1961—1965 гг. и ректором института в 1970—1978 гг. Все эти годы он с успехом сочетал большую научно-педагогическую и административную работу с многогранной общественной деятельностью. К. Н. Кулизаде неоднократно избирался в состав руководящих органов городской и районной партийных организаций, был депутатом Бакинского городского Совета ряда созывов, делегатом XXVIII и XXIX съездов Компартии Азербайджана, членом главной редакции Азербайджанской Советской Энциклопедии, ряда научно-методических советов и комиссий МВ и ССО СССР.

Многолетняя, плодотворная деятельность проф. К. Н. Кулизаде отмечена высокими правительственными наградами — орденами Ленина, Трудового Красного Знамени, Красной Звезды, «Знак Почета», медалями СССР и Почетными грамотами Президиума Верховного Совета Азерб. ССР.

Светлая память о К. Н. Кулизаде, большом ученом и педагоге, прекрасном человеке и друге, навсегда сохранится в наших сердцах.

Группа товарищ, коллег, учеников

В. А. Веникова. — М.: Энергия, 1981 (III кв.). — 11 л., ил. — (Энергетика за рубежом). — 75 к.

8. Трансформаторы. Переводы докладов Международной конференции по большим электрическим системам (СИГРЭ-78). Под ред. В. М. Погодина, С. И. Рабиновича. — М.: Энергия, 1981 (III кв.). — 10 л., ил. — (Энергетика за рубежом). — 65 к.

9. Электрические машины: Обзор докладов Международной конференции по большим электрическим системам (СИГРЭ-78). Сост.: И. А. Глебов, Л. Г. Мамиконянц. — М.: Энергия, 1981 (III кв.). — 5 л., ил. — (Энергетика за рубежом). — 35 к.

10. Электроизоляционные материалы. Переводы докладов Международной конференции по боль-

шим электрическим системам (СИГРЭ-76—78). Под ред. С. Г. Трубачева. — М.: Энергия, 1981 (III кв.). — 11 л., ил. — (Энергетика за рубежом). — 75 к.

Подписка на издания, намеченные к выпуску в 1981 г., проводится в 1980 г. всеми магазинами и отделами подписных изданий.

Подписка оформляется квитанцией. При оформлении подписки покупатель полностью оплачивает стоимость книги.

Подписаться можно как на все 10 сборников, так и на каждый в отдельности. По одной квитанции можно выписать любое количество экземпляров книги одного издания.

О поступлении подписных изданий в магазин покупатель информируется почтовой открыткой, оставленной при оформлении подписки.

УДК 621.313.2.001.5

Проблемы создания машин постоянного тока предельной мощности. Толкунов В. П., Шевченко В. В. — «Электричество», 1980, № 5.  
Анализируются проблемы, возникающие при создании двигателей постоянного тока предельной мощности. Рекомендуется применение якоря с немагнитным активным слоем и рассматривается вопрос о возможности применения криогенного охлаждения обмотки возбуждения. Библ. 4.

УДК 621.311.019.3.001.24

Устойчивость решения задач теории надежности. Фархадзаде Э. М., Мамед-Велиев В. К. — «Электричество», 1980, № 5.

Приведены результаты исследования на ЭВМ устойчивости решения при выборе варианта из группы восстанавливаемых резервированных систем. Критерием выбора системы является непревышение норматива надежности и минимум приведенных затрат.

Сопоставляются результаты решения по точечным оценкам и гарантированным значениям показателей надежности систем. Библ. 6.

УДК 621.311.001.57:621.316.726

Моделирование энергосистемы для выбора автоматической частотной разгрузки. Щербина Ю. В., Мельник В. П., Ройтельман И. Г. — «Электричество», 1980, № 5.

Показана необходимость уточнения методики расчета АЧР на основании моделирования длительных электромеханических переходных процессов. Рассмотрены методика и алгоритм имитационного моделирования дефицитной энергосистемы. Предложена технологическая схема расчетов АЧР на основе использования банка данных и автоматического выделения дефицитных районов. Приведены результаты расчетов, подтверждающие целесообразность предлагаемого подхода. Библ. 4.

УДК 621.313.391.001.2

Оптимальное проектирование индукторных генераторов. Ледовский А. Н., Сугробов А. М. — «Электричество», 1980, № 5.

Рассмотрены вопросы проектирования одноименно-полюсных индукторных генераторов с дробным числом пазов на полюс и фазу и открытыми пазами статора. Приведены уравнения, позволяющие уменьшить количество независимых переменных в зависимости от требований технического задания; даны рекомендации по выбору линейной нагрузки, индукции, плотностей тока в обмотках якоря и возбуждения, геометрии зубцовой зоны и конструкции генератора. Библ. 8.

УДК 621.313.333.001.24

Расчет характеристик низкоскоростных линейных асинхронных двигателей. Веселовский О. Н. — «Электричество», 1980, № 5.

Рассмотрена методика расчета линейных асинхронных машин, в основе которой положена аналоговая модель многослойной структуры двигателя, представляющая собой каскадное соединение пассивных и активного четырехполюсников. Модель позволяет простыми вычислительными средствами рассчитать дифференциальные и интегральные характеристики машины с учетом краевых эффектов. В частности, продольный краевой эффект учитывается введением коэффициента, зависящего от «добротности машины» (магнитного числа Рейнольдса), скольжения и числа пар полюсов. Результаты расчета по изложенной методике сравниваются с экспериментом. Библ. 14.

УДК 621.314.25:621.314.632

Расчет тиристоров непосредственного преобразователя частоты. Жемеров Г. Г., Коваленко И. Т. — Электричество, 1980, № 5.

Расчет включает следующие основные этапы: определение сочетания параметров, при котором загрузка тиристора по току максимальна, определение моментов включения и выключения тиристоров, расчет графика потерь в тиристоре, решение дифференциальных уравнений тепловой модели тиристора. Получены расчетные соотношения и разработаны алгоритмы, позволяющие выполнить все этапы расчета. Приведены кривые, по которым можно определить допустимый ток нагрузки непосредственного преобразователя с одним тиристором в плече вентильной группы. Библ. 4.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Афанасьев В. В., Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ипатов Л. М., Костенко М. В., Ларинов В. П., Лидоренко Н. С., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Рабинович С. И., Слежановский О. В., Соловьев С. А., Тареев Б. М., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шаталов А. С.

Научные редакторы: Б. Н. Евсеев (редактор отдела), А. Б. Желдыбин, Б. Д. Макаршин

Адреса редакции: 103012, Москва, К-12, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80

101000, Москва, Главный почтамт, абонентский ящик № 648

Адрес для телеграмм: МОСКВА 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Н. Н. Хотулева

Сдано в набор 14.03.80

Усл. печ. л. 10,0

Подписано в печать 30.04.80

Уч.-изд. л. 12,52

T-09505

Формат 60×90<sup>1/8</sup>

Тираж 7808 экз.

Печать высокая

Заказ 576

Издательство «Энергия», 113114, М-114, Шлюзовая наб., 10

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

Цена 80 коп.

Индекс 71106

**Электричество, 1980, № 5, 1—80**

Вологодская областная универсальная научная библиотека  
[www.booksite.ru](http://www.booksite.ru)