



ISSN 0013-5380

# ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

**1982**

·ЭНЕРГОИЗДАТ·

**11**

# ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

11  
1982  
НОЯБРЬ

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

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

МОСКВА

ЭНЕРГОИЗДАТ

УДК 63:621.311

## Электротехнология в сельском хозяйстве

БОРОДИН И. Ф., доктор техн. наук

МИИСП им. В. В. Горячкина

Решения партии и правительства выдвинули задачу ускорения научно-технического прогресса в сельском хозяйстве для осуществления Продовольственной программы страны. Сельская электрификация — один из важных факторов, способствующих решению этой задачи, повышению производительности сельского труда, превращению его в разновидность труда индустриального, дальнейшему улучшению культурно-бытовых условий сельского труженика и приближению их к городскому уровню.

Электротехнология в сельском хозяйстве — это совокупность методов и приемов электрофизического воздействия на технологические процессы с целью получения сельскохозяйственной продукции заданных свойств при минимуме трудовых и энергетических затрат; это создание комфортабельных условий и стимулирование развития живых организмов с целью увеличения количества и повышения качества сельскохозяйственной продукции без расширения посевных площадей и поголовья животных и птицы; это увеличение сроков сохранности готовой продукции и защита ее от вредителей и болезней.

Электротехнология в отечественном и зарубежном сельском хозяйстве быстро развивается и является весьма многообещающей областью электрификации сельскохозяйственного производства и быта сельского населения.

Для электротехнологии характерны поточность и непрерывность технологического процесса, высокий уровень механизации и электрификации производства, а также высококачественное и надежное электроснабжение электротехнических установок.

Международной организацией ЮНЕСКО зарегистрировано более 700 видов возможного применения электроэнергии в сельскохозяйственном производстве. © Энергоиздат. «Электричество», 1982.

Практически и десятая часть этих видов не нашла пока широкого применения в сельском хозяйстве мира. До сих пор в области электрификации бурными темпами внедрялось освещение, электропривод и электронагрев. Общий уровень развития техники, непрерывное сокращение числа работающих в сельском хозяйстве, его интенсификация и автоматизация, рост инженерно-технических кадров создали теперь условия для широкого внедрения электроэнергии непосредственно в процессы сельскохозяйственного производства.

Электротехнология предполагает использование электроэнергии с минимумом ее преобразований в технологическом процессе часто без специальных рабочих органов. В сельскохозяйственной практике уже используются в некоторой степени различные виды общепромышленной электротехнологии: электротермия и электрохимия, размерная электрообработка материалов и электролиз, осаждение и сепарации материалов, электрогазоочистка и электроокрашивание, электрокопчение и электросмешивание, электрокоагуляция и т. д.

Ряд электротехнологических процессов присущ только сельскому хозяйству с его характерными особенностями: связью машинной технологии с живыми объектами, пространственной их рассредоточенностью, существенной зависимостью от климатических и природных условий, многочисленностью технологических процессов, многофакторностью и распределенностью управляемых и обрабатываемых объектов по технологическому полю и т. п.

В электротехнологических процессах сельскохозяйственного производства используется электричество как непосредственный источник энергии (электрообогрев помещений и живых организмов, электронагрев почвы током для ее дезинсекции и электропас-

теризации, электрозакалка и электроплавление, сушка и получение подогретого воздуха, горячей воды и пара и т. п.) и как специфический источник электрофизического воздействия на живые организмы и материалы (освещение и облучение, очистка и сортировка семян, электростимуляция всхожести и энергии прорастания и т. д.).

Отличительной особенностью использования электротехнологии в сельском хозяйстве является применение различных видов электрофизических воздействий на живые организмы с целью стимулирования регуляторных процессов, способствующих целенаправленному проявлению генетической программы в живом организме. Поскольку все живые организмы возникали, развивались и функционируют благодаря взаимодействию внешних и внутренних факторов, большинство из которых имеют электромагнитную природу [1], то при электрофизических воздействиях в живом организме происходят сложные процессы, весьма чувствительные к величине дозы воздействия. Практика показывает, что при оптимальных стимулирующих дозах живой организм может увеличить свою продуктивность в несколько раз, а при угнетающих дозах его продуктивность резко снижается, вплоть до гибели самого организма.

Немаловажной особенностью являются сроки приложения стимулирующих воздействий к живому организму, и отсюда установились названия многих электротехнологических процессов, например, предпосевная обработка семян, стимуляция молокоотдачи перед дойкой, обработка поливной воды и т. д. Это связано с непрерывностью физиологических процессов образования продукции, цикличностью ее получения от живых организмов и невозможностью наверстать упущенное путем интенсификации последующих процессов. В заданный период образования и получения продукции должны быть применены определенные электрофизические воздействия с целью оптимального функционирования живого организма.

Использование электротехнологии в производственных процессах облегчает их автоматизацию, так как всем электрическим методам и электроустановкам органически присуще более гибкое управление энергией и технологическими режимами.

Рассмотрим области использования электротехнологии в сельском хозяйстве, которые вышли из стадии научных исследований и внедряются как в СССР, так и в ряде зарубежных стран.

Световое излучение нашло наиболее широкое применение в отечественном сельском хозяйстве. Разработаны и серийно выпускаются универсальные комбинированные электроустановки освещения, обогрева и эритемного облучения для животноводства и растениеводства [2], в частности широко применяются инфракрасные и ультрафиолетовые облучательные установки типа ИКУФ и ЛУЧ. Выпущенные в X пятилетке 14 тысяч установок ЛУЧ дали сельскому хозяйству экономический эффект в 340 млн. руб. Исследования и практика показали, что эти устройства не могут заменить естественное освещение; однако они дополняют его, повышая сохранность молодняка и продуктивность животноводства.

Установлено, что искусственное освещение в 50—80 лк в коровниках оказывает положительное влияние на состояние и продуктивность коров: улучшаются обменные процессы, увеличивается потребление

кислорода, повышаются на 5—15% удои, снижается на 15—38% расход корма. Однако при откорме молодняка дополнительное освещение из-за появления стрессовых ситуаций сопровождается некоторым снижением привеса, но при такой освещенности уменьшается заболеваемость животных и увеличивается их сохранность, что в конечном итоге приводит за период откорма к увеличению выхода мясной продукции.

Дополнительное удлинение светового дня существенно влияет на яйценоскость кур: по экспериментальным данным за первый год жизни кур яйценоскость увеличивается на 30% и более, а на второй год — на 20% по сравнению с курами, находящимися в условиях естественного светового дня. Особенно благоприятно дополнительное освещение влияет на повышение яйценоскости гусей и уток, которая при строгом соблюдении режимов освещения увеличивается в 2—3 раза.

Экспериментами подтверждено также воздействие освещенности на повышение продуктивности овец, свиней, лошадей и других животных. В то же время чрезмерно долгая и высокая ежедневная освещенность вызывает перенапряжение нервной системы животных, ухудшает обменные процессы и может вызывать снижение их продуктивности.

Установки инфракрасного обогрева совместно с общим отоплением позволяют создавать повышенную температуру лишь в зоне расположения объекта (молодняка животных и птицы). Поглощение инфракрасных лучей кожным покровом животных является сложным биологическим процессом, связанным с общей реакцией организма на излучения. Лучи с длиной волны до 1,5 мкм проникают в глубь тканей животного и тем самым способствуют расширению кровеносных сосудов, улучшению кровоснабжения всего организма, функций желез и общего обмена веществ. Специфичность воздействия инфракрасного излучения позволяет использовать его в лечебных целях. Облучение рекомендуется производить в прерывистом режиме [2]. В то же время еще нет научно обоснованных рекомендаций по режимам инфракрасного обогрева, а также доступных простых и надежных приборов контроля доз инфракрасного облучения.

Ультрафиолетовое облучение (УФ) используют для устранения у животных и птицы «солнечного голодания». Ультрафиолетовое излучение с длиной волн 280—320 нм (область В) вызывает эритемное действие у животных и птицы и способствует увеличению сохранности молодняка и уровня продуктивности. Установлено, что УФ-облучение порождает положительно сказывается на кроветворных органах и обмене веществ, что позволяет получать в среднем на 20% больше привеса по сравнению с контрольной группой, не обеспеченной витамином Д, и на 10% больше по сравнению с группой свиней, получающей с кормом витамин Д [2].

Облучение УФ-волнами длиной до 280 нм (область С) характеризуется бактерицидным действием, что сказывается на улучшении микроклимата животноводческих помещений: резко сокращается количество микроорганизмов и содержание аммиака, в воздухе образуется озон и окислы азота. Однако, при чрезмерной или весьма малой дозировке УФ-облучений устойчивого положительного эффекта можно

не получить, а иногда может наблюдаться даже отрицательный эффект.

В практике отмечен наибольший эффект при комбинированном действии инфракрасного и ультрафиолетового облучений. Так, по экспериментальным данным, полученным в хозяйствах Тульской области, раздельное применение этих облучений повысило сохранность цыплят на 2,5—2,7%, а при совместном их действии — на 3,7%. В той же области отмечено повышение сохранности и продуктивности других видов животных от применения установки ИКУФ-1: сохранности телят на 5,4%, поросят — на 6%, их продуктивности — на 12,3%.

Инфракрасные и ультрафиолетовые излучения использовались также для пастеризации молока, соков, стимуляции всхожести, энергии роста и увеличения урожайности зерновых и овощных культур, для интенсификации процессов в производстве кормового белка, кормовых дрожжей и других целей.

Давно замечена эффективность воздействия ультрафиолетовых лучей на растениях. В естественных условиях растения подвергаются облучению от солнца длинноволновыми УФ-лучами — от 300 нм и более (область А). Коротковолновые УФ-лучи губительны для растений, но они и частично лучи средней длины задерживаются озоном в верхних слоях атмосферы.

Установлено, что определенная доза УФ-облучения в защищенном грунте вызывает более интенсивный рост растений и повышение урожайности.

Экспериментами по одновременному облучению коротковолновыми средне- и длинноволновыми УФ и солнечными лучами (Ф-режим) установлена возможность повышения в 2—5 раз урожайности корнеплодов [3].

Облучение скоропортящихся сельскохозяйственных продуктов УФ-лучами увеличивает сроки их хранения, способствует их дозреванию и улучшению питательных свойств.

Однако в целом явления и физиологические процессы, возникающие при УФ-облучении в растениях, пока еще не полностью изучены.

Электрическое поле является универсальным инструментом в различных установках сельскохозяйственной электротехнологии, использующих поле короны и статических зарядов. В настоящее время создана теория электросепарации, экспериментально исследована сепарация семян различных культур, разработаны конструкции электросемяночистительных машин [4].

Принцип их работы поясняет рис. 1. Попадая в поле коронного разряда, семена получают заряд, ориентируются вдоль силовых линий поля и под действием силы  $F_3$  перемещаются от коронирующего электрода 1 к осадительному 3 (рис. 1, а и б). Степень перемещения зависит от вида (типа) семян и его электрических свойств. Эти свойства привели к разработке зерноочистительных машин камерного, барабанного и решетного (рис. 1, а, б, в) типов, а также электрозерногорок.

Семена, имеющие низкую всхожесть и энергию прорастания, при обработке в поле коронного разряда напряженностью 100—500 кВ/м в течение 1—3 с повышают всхожесть на 15—25%, энергию прорастания в 2—3 раза, выживаемость на 25—30% и урожайность на 25% и более [4].

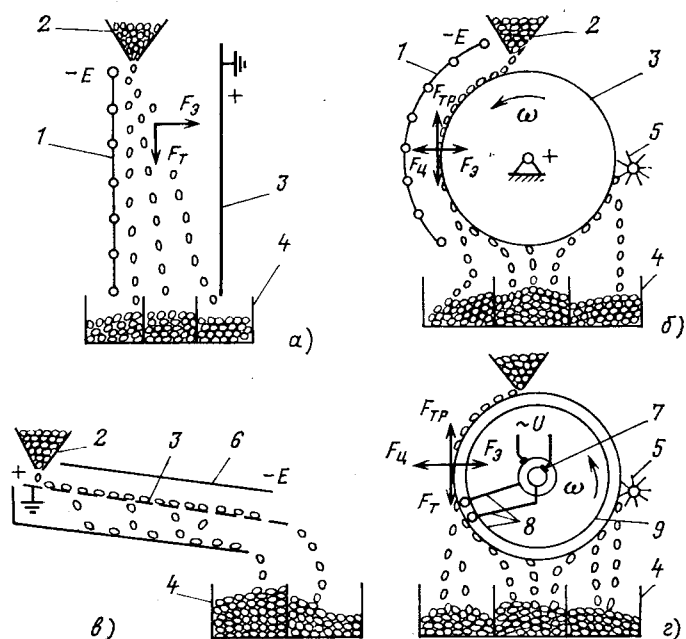


Рис. 1. Принципиальные схемы сепарации семян в электрическом поле:

а — камерного типа; б — барабанного типа; в — решетного типа; г — диэлектрический сепаратор; 1 — коронирующие электроды; 2 — бункер-дозатор семян; 3 — осадительный электрод; 4 — приемные бункеры; 5 — щетка; 6 — плоский электрод; 7 — токосъемные кольца; 8 — обмотки; 9 — диэлектрический цилиндр.

Электростатическое поле напряженностью 200—400 кВ/м при воздействии в течение 10—30 с стимулирует срастание привоя и окоренение черенков плодово-ягодных культур.

В отличие от механических электрические методы очистки и сортировки позволяют разделять семена по совокупности механических и электрических свойств. Таким образом они создают возможность отделить от культурных семян трудноотделимые семена карантинных сорняков, выделить фракции семян с однородными высокими посевными показателями, что весьма важно для очистки полей от сорняков, одновременного созревания посевов и повышения их урожайности.

Общим недостатком электрозерноочистительных машин, использующих коронный разряд, является зависимость их режимов работы от окружающей среды (относительная влажность не более 60%, работа только при положительных температурах), влажности семян (она должна быть не более 16%), а также от постоянства напряжения питания, что ограничивает широкое использование таких машин.

Более простые диэлектрические сепараторы семян [5] подключаются непосредственно к сети переменного тока и создают между параллельно намотанными в один слой на диэлектрическом барабане двумя изолированными проводами электрическое поле. Семена подаются на барабан тонким слоем (рис. 1, г). Электрическое поле удерживает семена на поверхности барабана силой  $F_3$ , зависящей от их диэлектрической проницаемости. При вращении результирующая сила отрывает семена от барабана в разных местах нижней его части, что позволяет из одной и той же партии семян, предварительно очищенных на ветро-решетных машинах, выделять фракции семян с однородными качественными показателями. Диэлектрические сепараторы работают при относительной вла-

жности воздуха до 95%, сортируют семена любой влажности. На этих сепараторах обрабатывается семенной фонд с целью отделения невсхожих семян и семян карантинных сорняков. Диэлектрическая сепарация семян овощных культур повышает всхожесть на 10—20% и этим способствует увеличению урожайности на 10—15%.

На стадии внедрения находятся электрофилтры для очистки воздуха в животноводческих помещениях и в первую очередь на птицефермах, где загрязненность достигает 50 мг/м<sup>3</sup>, а бактерицидная осемененность до 600 тыс. и более бактерий в 1 м<sup>3</sup>. Такие электрофилтры при напряжении на электродах около 7 кВ и токе 80—100 мкА улавливают более 90% пыли с диаметром частиц более 1 мк и 80% микроорганизмов при производительности по очищаемому воздуху 350—420 м<sup>3</sup>/ч.

Аналогично работают установки для борьбы с вредными насекомыми в садах и животноводческих помещениях: насекомые привлекаются светом, затягиваются вентилятором в электрическое поле короны и уничтожаются.

Электрическое поле короны используется также для целенаправленного распределения ядохимикатов при аэрозольной защите растений. При коронной электризации (напряжением 5 кВ) жидких ядохимикатов до 90% капель (аэрозолей) приобретают отрицательный заряд и притягиваются к листьям с обеих сторон. Это позволяет уменьшить в 2—3 раза расход ядохимикатов и попадание их в почву.

Ведутся работы по электростатическому аэрозольным лекарственным препаратам при лечении дыхательных путей птиц и животных.

Разработан метод использования электрического поля короны для очистки рабочей жидкости (масел) гидросистем машинно-тракторных агрегатов [6]. При обычной механической очистке масел не отфильтровываются частицы диаметром менее 30 мкм и растворенные включения воздуха и газа. В случае пропускания механически очищенного масла тонким слоем через электрическое поле коронного разряда механические включения размером от 10 до 30 мкм устремляются к заземленному электроду и задерживаются в поролоне, уложенном на заземленном плоском электроде, а растворенные пузырьки воздуха и газа выходят в атмосферу (рис. 2). Установка имеет регулируемое напряжение питания — от 12 до 30 кВ и потребляет ток от 10 до 60 мкА. При толщине жидкости 8,5 мм и скорости протекания 0,1 м/с производительность установки составляет около 1 т/ч.

Электрическое поле коронного разряда используют также для подъема опавших клочков хлопка. До сих пор при машинной уборке хлопка 30% его опадает на землю, и для подбора используется ручной труд или в лучшем случае механические и пневматические подборщики. При машинной подборке, даже двукратной, теряется до 10% хлопка, а в подобранном хлопке оказываются камни, комки почвы и т. д. Предложенный электрический рабочий орган состоит из пластины, к которой подается напряжение. Пластина крепится впереди пневмоподборщика. Электростатическое поле притягивает к себе с земли опавший хлопок, который в процессе подъема захватывается пневмосоплом. Такая установка за один проход собирает до 95% опавшего хлопка.

Электрическое поле коронного разряда применяют

также для ускорения процесса сушки, например, гроздей винограда (получения изюма) и долек дыни. Для этого в сушильной камере к одному электроду присоединяются скелетные соединения гроздей винограда; второй электрод состоит из нескольких игл, расположенных вокруг гроздей. При подаче напряжения электрический разряд пробивает микропоры на поверхности каждой ягоды виноградной грозди, через которые под действием потока воздуха легко удаляется влага.

Проводятся исследования по управлению с помощью электрического поля расходами гравитационных потоков и смешиванию семян. Семенной поток при этом пропускается между двумя электродами, один из которых заземлен, а другой находится под напряжением. Под действием электрического поля семена, находящиеся в межэлектродном пространстве, ориентируясь вдоль поля, образуют цепочки, которые начинаются на одном электроде и заканчиваются на другом. Эти цепочки увеличивают трение в объеме семенного материала и уменьшают его расход через межэлектродную щель. При увеличении напряжения на электродах расход семян снижается, вплоть до полного прекращения истечения. С помощью такого затвора целесообразно управлять высевом из сеялок мелких семян (например, семян табака с нормой высева 0,6—0,8 г/м<sup>2</sup>).

Электротехнология позволяет уменьшить энергозатраты при сушке зерна. Если в камере зерносушилки создать электрическое поле, то при определенных режимах за счет электрокинеки (электроосмоса и электрофореза) ускоряется влаговыделение из семян, а удельные энергозатраты уменьшаются на 25% и более. При этом сокращается время сушки зерна, что важно для внедрения энергосберегающих технологий в сельское хозяйство и систему заготовок.

Урожайность значительно повышается, если при дождевании сельскохозяйственных культур производить электролизацию поливной воды.

Искровая электризация воды при дождевании дала прибавку урожая пшеницы на 17,4%, а свеклы — на 21%. В БССР при электролизации воды напряжением 25 кВ при поливе многолетних трав получен экономический эффект в 37 руб/га, а при использовании электретных форсунок — 28 руб/га. При этом установлен весьма важный факт: интенсивность фотосинтеза растений в большей степени зависит от атмосферного электричества, чем от света и температуры.

Если электроды сделать из металла, ионов которого не хватает в почве, то можно вносить при электризации поливной водой микроэлементы этого металла.

Рядом специалистов указывается на необходимость разработки установок по аэроионизации, т. е. искусственной ионизации воздуха в животноводческих помещениях. Здесь спектральный состав ионов воздуха является одним из параметров микроклимата. Установлено, что отрицательные ионы оказывают благоприятное действие на животных и человека и наоборот, положительные ионы — угнетающее. Даже различные виды отрицательных ионов дают различный эффект. Многие исследования отмечают стимулирующее действие легких отрицательных аэроионов (кислорода, озона) на различные функции организма животных. Однако естественная концентрация

легких ионов в животноводческих помещениях недостаточна и при отсутствии вентиляции уменьшается вследствие их рекомбинации и увеличения концентрации тяжелых ионов, например, за счет заряда пылинки легкими ионами.

В то же время повышенная концентрация легких ионов не оказывает стимулирующего действия на животных. Таким образом, существует определенная оптимальная концентрация, которую необходимо контролировать и периодически стабилизировать с помощью спектрометрических измерителей. Работы, проведенные с радиоизотопными и электронными ионизаторами, показали положительное действие отрицательных ионов на продуктивность птицы.

**Магнитное поле** используется в сельском хозяйстве как непосредственно (для очистки и сортировки семян шероховатой поверхности, которую предварительно показывают частицами магнитного порошка; для очистки кормов от металлических предметов; для уменьшения образования накали в двигателях внутреннего сгорания и т. п.), так и в специальных устройствах (например, для намагничивания воды при поливе растений). Установлено, что вода под действием магнитного поля изменяет свои физико-химические свойства: вязкость, диэлектрическую проницаемость, проводимость и т. п. При этом в ней ускоряются процессы диффузии, адсорбции, растворения и коагуляции, что повышает ее биологическую активность. Однако эти свойства сохраняются непродолжительное время, что заставляет обрабатывать воду непосредственно перед ее применением. Существует ряд относительно простых устройств обработки воды магнитным полем с постоянными магнитами и с электромагнитами, работающими на постоянном токе [3].

Использование для полива морской воды, обработанной магнитным полем, не приводит к засолению и даже снижает концентрацию солей в метровом слое почвы. Установлено также, что полив водой, обработанной магнитным полем, способствует переходу азота, фосфора и калия в состояние, более доступное для усвоения растениями.

Заводами выпускаются установки для предпосевной стимуляции семян магнитным полем. Они представляют собой наклонную плоскость, покрытую так называемым магнитофором — спрессованными микро-частичками постоянных магнитов. Семена пересыпают несколько раз по этой плоскости и без затрат электроэнергии получают увеличение всхожести на 15 — 20 %.

**Электрические импульсы** разрядов высокого напряжения позволяют интенсифицировать целый ряд технологических процессов сельскохозяйственного производства и получить такие результаты, которые невозможно достичь традиционными электромеханическими способами с одновременным снижением энергоемкости и повышением точности технологической обработки [7]. Используя результаты исследований, специалисты сельского хозяйства предложили много оригинальных способов и областей применения электрических разрядов.

Электрический разряд в жидкости, так называемый электрогидравлический эффект, использовался для подъема воды с больших глубин с помощью электроимпульсного водоподъемника: электроды с искровым промежутком совместно с высоковольтным

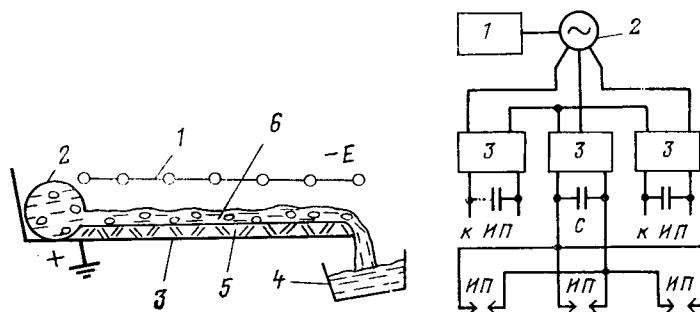


Рис. 2. Принципиальная схема очистки масел от твердых и газообразных включений в электрическом поле:

1 — коронирующие электроды; 2 — маслопадающая труба; 3 — осадительный электрод; 4 — маслоприемная емкость; 5 — слой поролона; 6 — поток масла.

Рис. 3. Принципиальная схема установки для искровой обработки подсолнечника; ИП — искровой промежуток; 1 — первичный двигатель; 2 — генератор; 3 — зарядные устройства.

кабелем опускались с трубами в скважину на глубину до 300 м; электроразряд в искровом промежутке, заполненном водой, вызывает появление ударной волны, которая вытесняет от 0,1 до 0,3 л. Общий к. п. д. установки достигал 20%; производительность водоподъемника около 1 м<sup>3</sup>/ч.

Выполнены также научно-исследовательские работы по использованию электрогидравлического эффекта для обработки пищевых отходов, содержащих твердые примеси. При этом происходит не только дробление разбавленных водой кормовых отходов, но и одновременно их перемешивание, перемещение вдоль кормопровода и стерилизация. Расход энергии не превышал 0,8 кВт·ч на тонну отходов.

Электрические разряды использовали для обработки поливной воды. Разряды проводили одновременно в воде и над ее поверхностью. Отмечено, что при этом азот почвы переходит в состояние ионов окислов азота, легко усвояемых растениями.

Разработан электрогидравлический способ очистки шерсти от загрязнений [8], снижающий бактериальную осемененность шерсти, расход воды (в 2 раза) и моющих средств (в 3 раза).

Электроимпульсные разряды применяют для измельчения известковых удобрений, предпосевной обработки семян, обеззараживания и пастеризации жидких сельскохозяйственных продуктов, а также уничтожения сорняков и вредителей тепличных почв.

Установка для электроискровой предуборочной обработки подсолнечника показана на рис. 3 [7]. Установка смонтирована на тракторе. При его движении стебель попадает в искровой промежуток ИП и разряжает через себя конденсатор С. В результате омертвляется узкая полоска ткани стебля на расстоянии 20 — 30 см от корзинки, что приводит к одновременному созреванию и подсыханию всех головок подсолнечника. Это дает возможность убирать корзинки прямым комбайнированием. Свежие зеленые корзиноножки идут на силос. Ведутся работы над созданием аналогичной установки для предуборочной обработки табака.

Электрическую искру использовали для интенсификации естественной сушки травы, которая ускорялась в 2,5 раза. На косилке был установлен электрод, который перемещался поперек транспортера косилки и электроискровыми разрядами разрушал

клетки скошенных растений. Тот же принцип, используемый для интенсификации обезвоживания зеленой массы при брикетировании кормов, позволил уменьшить затраты энергии на сушку в 2,3 раза.

Проведены работы по электроискровому обмолоту зерновых культур. Обмолот идет не только за счет ударной волны, но и за счет материального потока частиц, которые электроискрой выбиваются из материала анода. Преимуществом электрообмолота является отсутствие микротрещин на семенах, что дает последующую прибавку урожая за счет повышения всхожести семян на 20%, а также возможность электрообмолота хлебной массы любой влажности (комбайновый обмолот вызывает микротрещины у 90% семян и возможен только при влажности до 25%). Недостатком электроискрового обмолота является высокая энергоемкость в 5—10 раз, превышая энергоемкость молотильного барабана.

Перспективными областями применения электроэнергии в сельском хозяйстве являются: использование постоянного тока для обессоливания почвы; борьба с грибковым заболеванием хлопчатника путем электронагрева остатков его растений [9]; использование энергии электромагнитного поля сверхвысокой частоты для уничтожения сорняков, возбудителей болезней и вредных микроорганизмов в почве, стимулирования роста полезных культур.

Ведется исследование использования электроосмоса: если корпус лемеха плуга соединить с отрицательным зажимом аккумуляторной батареи, а положительный зажим заземлить, то влага, выделяющаяся на поверхности отвала, образует смазывающую тонкую пленку и обеспечивает снижение сопротивления тяге на 15—25%. Таким же методом можно вводить в почву недостающие микроэлементы: на плуге изолировано от корпуса укрепляют нож или диск из металла, микроэлементов которого не хватает в почве, и соединяют его с положительным, а корпус плуга — с отрицательным зажимами источника постоянного тока. Ионы металла переходят в почву и остаются в ней.

Вообще электрический ток в почве оказывает положительное воздействие на рост растений. Например, пропускание ежедневно в течение 12 ч переменного тока с плотностью 5 А/м<sup>2</sup> увеличило урожай овощных культур на 40%; на постоянном токе эта прибавка, как правило, меньше. Указанная плотность тока достаточна также для одновременного обогрева почвы в теплицах в холодное время года.

Внедрение многих видов электротехнологии сдерживается разобщенностью научно-исследовательских работ, отсутствием агротехнических требований на электроустановки и самих установок, отсутствием

средств контроля и управления величиной дозы электрофизического воздействия, бессистемным подходом к использованию электротехнологии, неясностью физики явлений и воздействий на живые организмы и т. п. Из большого количества методов часто сложно выбрать наиболее оптимальные эффективные и экономические воздействия. Например, насчитывается более 50 приемов стимулирования всхожести, энергии прорастания и повышения урожайности зерновых и овощных культур.

Правильный выбор могут обеспечить только глубокие теоретические и экспериментальные исследования при комплексных сравнительных оценках всех методов в одинаковых климатических и почвенных условиях и с одинаковым исходным посевным материалом при требуемой повторности опытов.

Необходима совместная работа ряда мощных научных учреждений, располагающих соответствующими техническими средствами и квалифицированными специалистами многих направлений: агрономами, селекционерами, микробиологами, вирусологами, физиками, инженерами и т. д.

Перед специалистами сельскохозяйственной электротехнологии и биологами стоят важные задачи по выявлению сущности явлений электрофизических воздействий на живые организмы, изучению электрических свойств и параметров сельскохозяйственных растений и животных, разработке методов и эффективных технических средств воздействия на биологические объекты с целью повышения продуктивности животноводства и растениеводства.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пресман А. С. Электромагнитное поле и живая природа. — М.: Наука, 1968.
2. Кожевникова В. Ф., Лямцов А. К., Муругов В. П. Применение оптического излучения. — М.: Колос, 1980.
3. Прищеп Л. Г. Эффективная электрификация защищенного грунта. М.: Колос, 1980.
4. Электрозерноочистительные машины / А. М. Басов и др. — М.: Машиностроение, 1969.
5. Тарушкин В. И. Новые электросепараторы для сортирования семян. — Вестник сельскохозяйственной науки, 1981, № 1.
6. Калафатов Э. Т., Лебедев О. В., Малк Д. М. Очистка диэлектрических рабочих жидкостей гидроприводов в электрическом поле. — Труды ТИИИМСХ, 1979, вып. 107.
7. Кудрявцев И. Ф., Карасенков В. А. Электрический нагрев и электротехнология. — М.: Колос, 1975.
8. Писаревский В. Н., Иванов А. В., Пономаренко В. Н. Некоторые вопросы электрогидравлической очистки сильно загрязненных сортов шерсти. — Электронная обработка материалов, 1978, № 2.
9. Соидходжаев А. А., Мухаммадиев А. Электротехнология обеззараживания корней и стеблей хлопчатника. — Механизация и электрификация социалистического сельского хозяйства, 1976, № 1.

[18.02.82]





# Повышение электрической прочности воздушных промежутков провод-земля

АЛЕКСАНДРОВ Г. Н., доктор техн. наук, ПОДПОРКИН Г. В., канд. техн. наук

Ленинградский политехнический институт

В [1 и 2] показано, что при увеличении радиуса расщепления и числа составляющих расщепленного провода электрическая прочность воздушных промежутков увеличивается. При воздействии импульса перенапряжения положительной полярности на провод в процессе развития разряда вблизи составляющих образуется положительный объемный заряд. Образование положительного объемного заряда эквивалентно увеличению геометрических размеров провода. Целенаправленное формирование объемного заряда может быть использовано для увеличения электрической прочности воздушных промежутков.

**Критерий оптимизации.** Проведенные в ЛПИ измерения зарядов по отдельности с каждого составляющего расщепленного провода и расчетные оценки параметров стримерных зон, образующихся в процессе развития разряда [3], показали, что 50%-ному разрядному напряжению воздушных промежутков между проводом и землей соответствует образование критической стримерной зоны длиной около 1 м со средней разрядной напряженностью  $E_{стр} = 5$  кВ/см. При этом при симметричном расположении проводов по окружности критическая зона образуется только вблизи нижних составляющих. Стримерные зоны верхних составляющих значительно меньше. Также значительно меньше их полные заряды (сумма объемных зарядов и зарядов на поверхности составляющих). Величина 50%-ного разрядного напряжения выражается формулой

$$U_{50\%} = q_{кр} / C_{экр}, \quad (1)$$

где  $q_{кр}$  — суммарный заряд всех составляющих, который может быть назван критическим;  $C_{экр}$  — эквивалентная емкость системы с учетом объемного заряда.

Повысить 50%-ное разрядное напряжение можно за счет увеличения критического заряда при относительно небольшом увеличении эквивалентной емкости провода. Увеличить критический заряд до предельного можно было бы путем доведения расстояния между составляющими расщепленного провода до очень большого значения, практически исключая электростатическое влияние одного провода на другой. Однако в этом случае существенно возрастает значение  $C_{экр}$  и разрядное напряжение не повысится, а снизится до уровня, соответствующего нерасщепленному проводу.

Следовательно, для повышения электрической прочности воздушного промежутка между расщепленным проводом и землей необходимо обеспечить максимально возможное значение  $q_{кр}$  при относительно небольших расстояниях между проводами. Этого можно добиться, располагая составляющие расщепленного провода не по окружности, а по разомкнутому плавным кривым таким образом, чтобы условия развития разряда с каждого составляющего были одинаковыми и предельно близкими к критическим. Поэтому в качестве критериев оптимизации конструкции провода необходимо использовать следующие соотношения:

$$l_{стр\ i} = l_{стр.кр} = \text{const}, \quad i=1, 2, \dots, n \quad (\text{при } E_{стр} = 5 \text{ кВ/см}); \quad (2)$$

$$U_{50\%} = q_{кр} / C_{экр} = \text{max}. \quad (3)$$

При выполнении критерия (2) значение  $q_{кр}$  возрастает при увеличении расстояния между составляющими из-за уменьшения взаимного влияния стримерных зон. В то же время увеличивается и значение  $C_{экр}$ . Поэтому второй критерий (3) позволяет отобрать из всех возможных вариантов, удовлетворяющих критерию (1), оптимальный.

**Методика численных расчетов.** Ниже приведены результаты оптимизации конструкции расщепленного провода при заданных числе и радиусе составляющих. Заряды на поверхностях составляющих замещались нитями зарядов, находящимися в центре составляющих. Объемный заряд каждого составляющего замещался бесконечно тонким слоем, расположенным в плоскости максимальной напряженности (рис. 1). Каждый слой разбивался на шесть участков с постоянной плотностью заряда. На поверхности каждого составляющего и на каждом участке слоя объемного заряда задавались контрольные точки. При этом число контрольных точек было равно числу неизвестных зарядов  $N = n(6+1)$ , где  $n$  — число составляющих. При четном числе составляющих число неизвестных зарядов сокращается вдвое (рис. 1).

Расположение составляющих может быть задано с помощью их декартовых координат  $X_{ci}, Y_{ci}, i=1, 2, \dots, n$ . Оптимизировать конструкцию провода это значит найти такие координаты  $[X_c], [Y_c]$ , при которых выполняется условие (2). При симметрии относительно вертикальной оси необходимо определить координаты  $n/2$  составляющих.

При заданном  $S$  ордината самого нижнего составляющего (конструкция № 1) является фиксированной  $Y_1 = S = \text{const}$ . Таким образом, переменными, по которым производится оптимизация, будут  $X_1, X_2, Y_2, X_3, Y_3, \dots, X_{n/2}, Y_{n/2}$ .

Алгоритм оптимизации конструкции провода удобно рассмотреть по структурной схеме (рис. 2). Исходными данными являются число составляющих  $n$ , радиус расщепления  $r_p$ , радиус составляющего расщепленного провода и длина изоляционного промежутка  $S$ .

Задаем нулевое приближение расположения составляющих, например, равномерное по окружности. Далее на поверхности каждого составляющего находим точки, в которых в докоронном режиме на-

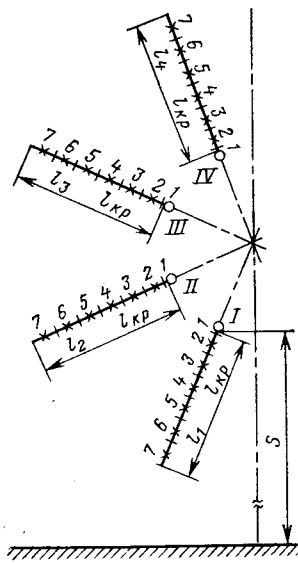


Рис. 1. Расчетная схема зарядов для проводов из восьми составляющих, расположенных симметрично относительно вертикальной оси:  
I — IV — номера составляющих; 1—7 — номера контрольных точек



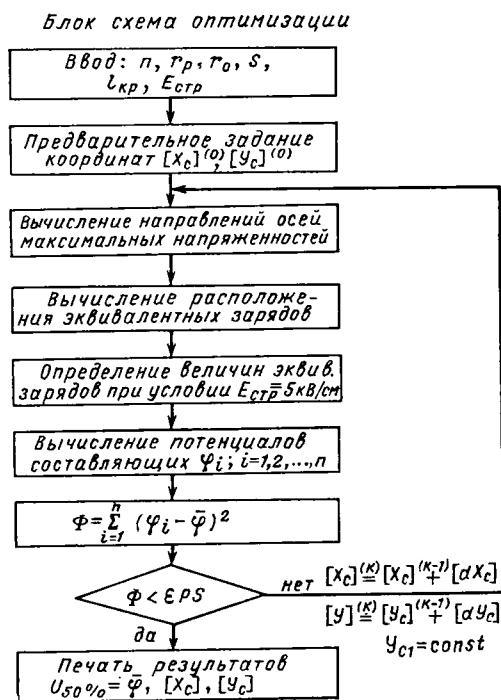


Рис. 2. Структурная схема алгоритма оптимизации конструкции провода

пряженность максимальна. Для этого задаем потенциал на составляющих провода  $[U]$ , из системы уравнений с потенциальными коэффициентами  $[α]$  находим величины зарядов составляющих  $[q_c]$ :

$$[α] \times [q_c] = [U].$$

далее вычисляем напряженности электрического поля в точках на поверхности каждого составляющего. Точке с максимальной напряженностью для данного составляющего соответствует определенный угол  $θ_i$  между направлением максимальной напряженности и вертикальной осью. На найденных направлениях максимальной напряженности располагаются эквивалентные объемные заряды и соответствующие контрольные точки (рис. 1).

Значения эквивалентных зарядов находятся в результате решения системы линейных уравнений для напряженности электрического поля:

$$[ε] \times [q] = [E_{стр}], \quad (4)$$

где  $E_{стр} = 5$  кВ/см — напряженность в контрольных точках;  $[q]$  — столбец неизвестных эквивалентных зарядов;  $[ε]$  — матрица коэффициентов, определяемых

Таблица 1

Результаты расчетов для провода, расщепленного на восемь составляющих, при изоляционном промежутке  $S=9,5$  м

№ конструкции	$\bar{d}$ , м	Значения зарядов составляющих провода, мкКл/м					$C_{экв}$ , пФ/м	$U_{50\%}$ , МВ	$\frac{U_{50\%} \text{ опт}}{U_{50\%} \text{ симм}}$
		$q_1$	$q_2$	$q_3$	$q_4$	$q_{кр}$			
0	0,4	5,7	4,7	4,5	4,4	38,6	17,2	2,25	1,00
1	0,44	3,7	4,1	5,7	9,8	46,6	18,3	2,54	1,13
2	0,63	5,5	5,5	6,2	10,1	54,4	20,1	2,70	1,20
3	1,05	8,6	7,2	7,5	10,5	67,6	23,1	2,93	1,30
4	2,26	10,8	10,2	9,9	12,6	86,6	28,3	3,06	1,36
5	3,40	13,6	12,8	12,1	13,5	104,0	36,6	2,84	1,26

Примечание. Значения  $q_{кр}$  определены с учетом симметрии относительно вертикальной оси:  $q_{кр} = 2(q_1 + q_2 + q_3 + q_4)$ .

выражением  $E_i = v_{ij} q_j$ ;  $i, j = 1, 2, \dots, N$ ;  $E_i$  — напряженность в  $i$ -ой контрольной точке от заряда  $q_j$ .

Расчеты показывают, что плотность распределения объемного заряда максимальна вблизи составляющих и снижается по мере удаления от провода. Определив значения  $[q]$ , находим потенциалы на поверхности составляющих:

$$\varphi_i = \sum_{j=1}^N \alpha_{ij} q_j, \quad i = 1, 2, \dots, n/2, \quad j = 1, 2, \dots, N, \quad (5)$$

где  $\alpha_{ij}$  — потенциальные коэффициенты.

Поскольку начальное расположение составляющих было выбрано произвольно, потенциалы различных составляющих в общем случае оказываются не одинаковыми, что противоречит исходным данным. Расположение составляющих должно быть таким, чтобы выполнялось условие равенства потенциалов на поверхности составляющих расщепленного провода. Для отыскания соответствующего расположения составляющих можно составить функционал вида

$$\Phi = \sum_{i=1}^n (\varphi_i - \bar{\varphi})^2, \quad (6)$$

где  $\varphi_i$  — потенциалы отдельных составляющих;  $\bar{\varphi} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \varphi_i$  — среднее значение потенциала, и найти его наименьшее значение (идеально равное нулю):

$$\Phi^* = \min \{\Phi\}. \quad (7)$$

В качестве аргументов выступают координаты составляющих, кроме ординаты первого составляющего, значение которой остается постоянным:  $Y_1 = S = \text{const}$ . Координаты составляющих  $[X_c]$ ,  $[Y_c]$ , при которых выполняется условие равенства потенциалов

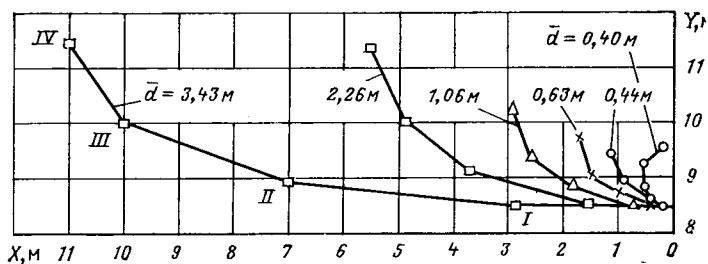


Рис. 3. Варианты конструкций проводов из восьми составляющих, удовлетворяющих критерию (1), при различных значениях параметра  $\bar{d}$  (крайний правый вариант соответствует симметричному расположению проводов при  $r_p = 0,6$  м и длине промежутка «провод — земля» 9,5 м)

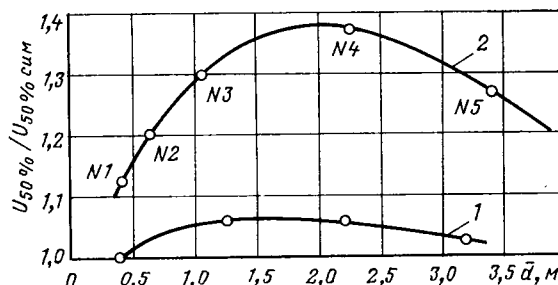


Рис. 4. Зависимости 50%-ных разрядных напряжений воздушного промежутка «провод — земля» от параметра  $\bar{d}$ , отнесенных к  $U_{50\%}$  для симметричного провода при  $d=0,4$  м: 1 — при расщеплении на два составляющих ( $S=5$  м); 2 — при расщеплении на восемь составляющих ( $S=9,5$  м)

(7), соответствуют оптимальной конструкции провода, а значение потенциала принимается равным  $U_{50}$ .

**Результаты расчетов.** Результаты расчетов приведены на рис. 3—4 и в табл. 1, из которых видно, что критерий (2) удовлетворяется при расположении проводов по разомкнутым кривым с различными расстояниями между соседними составляющими. При симметричном расположении составляющих по окружности с  $r_p=0,6$  м (конструкция № 0) полный заряд первого составляющего  $q_1=5,7$  мкКл/м (см. табл. 1) является наибольшим. Поскольку стримерная зона критической длины образуется только вблизи первого составляющего, именно с него и развивается перекрытие. Стримерные зоны верхних составляющих меньше, соответственно и заряды верхних составляющих ( $q_3, q_4$ ) примерно на 30% меньше.

При обеспечении равенства условий развития разряда с каждого составляющего при том же среднем расстоянии между соседними составляющими  $\bar{d}=0,4$  м (см. табл. 1, конструкция № 1) самые нижние составляющие (составляющий № 1 и симметричный ему, см. рис. 3) находятся на меньшем расстоянии друг от друга. При этом для образования стримерной зоны критической длины при постоянной средней напряженности требуется меньшее количество заряда. Поэтому заряды составляющих, находящихся в центре провода ( $q_1, q_2$ ), оказываются меньше, чем соответствующие заряды провода традиционной конструкции. И наоборот, крайний составляющий конструкции № 1 наиболее удален от соседних составляющих, поэтому для образования критической стримерной зоны необходимо наибольшее количество заряда. Заряд  $q_4$  (см. табл. 1, конструкция № 1) более чем в 2 раза превышает заряд соответствующего составляющего традиционного провода. В итоге критический заряд  $q_{кр}$  оптимизированного провода оказывается значительно большим, чем  $q_{кр}$  провода традиционной конструкции, причем эквивалентная емкость провода увеличивается незначительно, что приводит к росту 50%-ных разрядных напряжений.

При увеличении расстояния между составляющими распределение зарядов по составляющим выравнивается, причем критический заряд непрерывно увеличивается — сначала быстро, а затем медленнее (табл. 1). Плавное увеличение эквивалентной емкости приводит к тому, что 50%-ное разрядное напряжение достигает максимума при некотором расстоянии между составляющими. Максимум разрядного напряжения при  $n=8$  соответствует  $\bar{d}=2$  м, где

$$\bar{d} = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^{n-1} d_i, \quad (8)$$

$d_i$  — расстояние между соседними составляющими.

При оптимальном положении составляющих разрядное напряжение на 37% больше, чем при симметричном расположении проводов по окружности с радиусом 0,6 м.

На рис. 4 приведены также значения 50%-ного разрядного напряжения для провода, расщепленного на два составляющих, при длине изоляционного промежутка  $S=5$  м. Оптимальное расстояние между составляющими  $d=1,25$  м, что значительно больше, чем применяется на линиях 330 кВ. При этом разрядное напряжение больше на 6%, чем при  $d=0,4$  м.

Таким образом, эффект от оптимизации располо-

жения составляющих проявляется тем значительней, чем больше число проводов в фазе.

**Экспериментальная проверка.** Для экспериментальной проверки результатов расчетов на опытном пролете длиной 250 м, описание которого приведено в [2], поочередно были изготовлены два макета, соответствующих конструкциям № 1 и № 2 рис. 3. Исследования были выполнены при импульсах напряжения с длиной фронта 4000 мкс.

Полученные значения 50%-ных разрядных напряжений приведены на рис. 5 и в табл. 2, из которых видно, что во всем диапазоне изменения длины воздушного промежутка разрядные напряжения с проводов конструкций № 1 и № 2 значительно выше, чем для симметричного провода с радиусом расщепления 0,6 м. При  $S=10$  м разрядные напряжения в пролете с проводом конструкции № 1 приближаются к значениям напряжений при симметричном расположении проводов с радиусом окружности 1,5 м, а для конструкции провода № 2 разрядное напряжение выше во всем диапазоне обследованных расстояний.

Для расчетного промежутка  $S=9,5$  м, для которого проводилась оптимизация, прочность в относительных единицах

$$\frac{U_{50\% \text{ опт}}}{U_{50\% \text{ сим}}} = \frac{2,45}{2,29} = 1,07 \text{ для провода № 1 с } \bar{d}=0,44 \text{ м;}$$

$$\frac{U_{50\% \text{ опт}}}{U_{50\% \text{ сим}}} = \frac{2,66}{2,29} = 1,16 \text{ для провода № 2 с } \bar{d}=0,63 \text{ м.}$$

В результате же расчетов было получено, что электрическая прочность увеличилась в 1,13 раза для конструкции провода № 1 и в 1,2 раза для провода конструкции № 2. Согласование расчетных и экспериментальных результатов можно признать вполне удов-

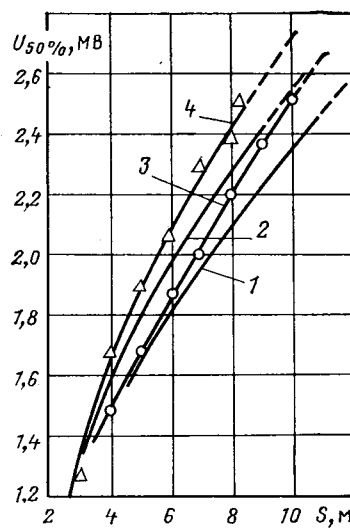


Таблица 2  
Результаты экспериментальных исследований

$\bar{d}=0,44$ м		$\bar{d}=0,63$ м	
S, м	$U_{50\%}$ , МВ	S, м	$U_{50\%}$ , МВ
4	1,49	3	1,27
5	1,69	4	1,68
5	1,67	5	1,89
6	1,87	6	2,06
6	1,82	7	2,29
7	2,01	8,8	2,39
7	2,00	8,3	2,51
8	2,20	—	—
9	2,37	—	—
10	2,52	—	—

Примечание. Значения  $\sigma^*$  для обеих конструкций составили 0,04.

летворительным. Более высокие значения электрической прочности, получаемые в результате расчетов, можно объяснить тем, что при расчете не учитывалось увеличение числа путей развития перекрытий с различных составляющих расщепленного оптимизированного провода. Таким образом, эксперименты подтверждают как результаты расчетов, так и исходную предпосылку оптимизации конструкции проводов.

**Выводы.** 1. Несимметричное расположение проводов позволяет повысить электрическую прочность воздушного промежутка между проводом и землей.

2. Эффект от оптимизации конструкции фазы проявляется тем значительней, чем больше число составляющих в фазе.

3. Эксперименты подтвердили эффективность ис-

пользования критерия критической стримерной зоны для оценки разрядных напряжений и оптимизации конструкции проводов.

#### Список литературы

1. Александров Г. Н., Редков В. П. Исследование электрической прочности изоляции линий сверхвысокого напряжения. — Электричество, 1974, № 5, с. 38—44.
2. Александров Г. Н., Подпоркин Г. В. Исследования влияния конструкции провода на электрическую прочность промежутка между проводом и землей. — Электричество, 1977, № 3, с. 62—64.
3. Александров Г. Н., Менеменлис Е. К., Подпоркин Г. В. О механизме пробоя длинных воздушных промежутков электропередач. — Электричество, 1979, № 7, с. 55—59.

[10.11.81]

УДК 621.314.27.001.24

## Восстановление электрической прочности вакуумных и газоразрядных промежутков низкого давления

МУСИН А. К., доктор физ.-мат. наук, ТИМОФЕЕВА Г. Г., канд. физ.-мат. наук

Южно-Сахалинск

После прекращения электрического тока в вакуумном промежутке остается частично ионизованное газовое облако. Его разлет и деионизация приводят к изменению электрических свойств межэлектродной среды, ее электрической прочности. В высоковольтных ионных выпрямителях скорость восстановления электрической прочности (ВЭП) определяет такую важнейшую характеристику прибора, как вероятность обратных зажигания. В газоразрядных релейных приборах и модуляторах со скоростью ВЭП связаны их частотные характеристики, т. е. предел управляемости на высоких частотах и зависимость глубины модуляции от частоты. В сильноточных вакуумных выключателях от скорости ВЭП существенно зависят как значение предельного тока размыкания, так и возможность размыкания цепи переменного тока.

Развитие физики газоразрядных приборов низкого давления привело к необходимости изучения деионизации разреженной плазмы и других процессов, влияющих на восстановление электрической прочности [1—5]. Однако механизм процессов ВЭП выяснен недостаточно, результаты некоторых работ вызывают сомнения. Так, в [3] на основании недостаточно полного эксперимента делается вывод о росте скорости ВЭП при увеличении радиуса электродов. Однако в действительности это не так. В настоящей статье выясняется роль межэлектродного газового облака и остаточной плазмы в процессе восстановления электрической прочности, выявляются факторы, влияющие на скорость ВЭП, проводится сравнение с экспериментом.

**Возникновение эрозионного газового облака.** Во время горения вакуумной дуги в межэлектродном промежутке образуется диффузное облако ионизованного газа. В отличие от приборов высокого давления, в которых восстановление электрической прочности после погасания дуги обусловлено увеличением концентрации нейтральных атомов в результате сниже-

ния температуры газа в остаточном столбе дуги, процесс ВЭП в газоразрядных приборах низкого давления связан с уменьшением концентрации атомов в остаточном эрозионном облаке. После достижения некоторой критической плотности остаточным газовым облаком электрическая прочность разрядного промежутка перестает зависеть от присутствия в нем нейтральных атомов (область вакуумного пробоя). Значение критической концентрации  $n_r$ , при которой восстанавливается вакуумная электрическая прочность промежутка, в рассматриваемых условиях можно определить соотношением  $(n_r Q)^{-1} \geq L$ , где  $Q$  — сечение ионизации электронным ударом;  $L$  — расстояние между электродами.

Естественно принять, что время ВЭП определится как абсцисса точки пересечения падающей функции  $n = n(t)$  с прямой  $n = n_r$ . В этих условиях скорость ВЭП зависит от величины  $d(n/n_0)/dt$ , где  $n_0$  — плотность газового облака в момент прекращения тока. Таким образом, для оценки характеристик процесса ВЭП необходимо выяснить условия, влияющие на величину  $n_0$ . В процессе формирования эрозионного газового облака изменение его плотности описывается уравнением вида

$$\frac{\partial n}{\partial t} + \operatorname{div}(n \vec{v}_D) = -\operatorname{div}(n \vec{v}_{tr}), \quad (1)$$

где  $\vec{v}_{tr}$  — скорость газового потока от эродирующего электрода;  $\vec{v}_D = -D n^{-1} \operatorname{grad} n$  — относительная скорость, обусловленная диффузионным разлетом газа;  $D$  — коэффициент диффузии.

Частицы в газовое облако поступают извне в результате электрической эрозии электродов. В качестве краевого условия примем

$$\oint_S n(\vec{v}_{tr} d\vec{S}) = I(t), \quad (2)$$

где  $I(t)$  — интенсивность эрозии, равная потоку частиц через поверхность газового облака  $S$ .

В соответствии с теоремой Остроградского-Гаусса и учитывая (2), получаем

$$\int_V \operatorname{div}(\vec{n}\vec{v}_{tr}) dV = - \oint_S n(\vec{v}_{tr} d\vec{S}) = -I(t). \quad (3)$$

Знак правой части (3) учитывает направление вектора  $d\vec{S}$ , совпадающее с направлением внутренней нормали к поверхности  $S$ .

Аналогично, используя теорему о среднем, можно записать:

$$\left. \begin{aligned} \int_V \operatorname{div} \operatorname{grad} n dV &= - \oint_S (\operatorname{grad} n d\vec{S}) = -S \left\langle \frac{\partial n}{\partial r} \right\rangle_S; \\ \left\langle \frac{\partial n}{\partial r} \right\rangle_S &= (r_0 V)^{-1} \int_V n dV = r_0^{-1} \langle n \rangle_V, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где  $r_0$  — характерный размер газового облака.

Используя (3)–(4), получим решение задачи (1)–(2) для концентрации атомов в эрозионном облаке (в дальнейшем знак усреднения будем опускать):

$$n(t) = \left\{ n(0) + (3/4\pi r_0^3) \int_0^t I(\tau) \exp(\tau/\tau_0) d\tau \right\} e^{-t/\tau_0}. \quad (5)$$

Величина  $r_0$  имеет смысл среднего расстояния, проходимого частицей газа при «случайных блужданиях» внутри облака за время  $\tau_0$ , т. е.  $r_0 \approx (D\tau_0)^{1/2}$ , где  $\tau_0$  — эффективное время жизни частицы в облаке. Для интенсивности электрической эрозии можно принять:  $I(t) = (K/m_a) |J(t)|$ , где  $m_a$  — масса атома;  $K$  — электрохимический эквивалент вещества электродов («коэффициент эрозии»);  $J(t)$  — сила тока. При больших токах ( $J \gg 10^4$  А) коэффициент эрозии, вообще говоря, зависит от значения тока. При сравнительно небольших токах ( $J \leq 10^3$  А) эта зависимость обычно слаба [6].

Таким образом, плотность эрозионного газового облака в активный период зависит лишь от формы электрического тока, протекающего через электроды и вещества электродов. Что касается плотности газового облака в момент прекращения тока  $n_0$ , то характер ее связи с током  $J(t)$  существенно зависит от скорости исчезновения тока. Если в течение времени  $t \gg \tau_0$  ток в дуге  $J_0 = \text{const}$ , то в результате конкурирующего взаимодействия процессов диффузионного рассеяния газа и поступления новых частиц из эродирующих электродов плотность межэлектродного облака достигает равновесия:  $n_{eq} = (3/4\pi r_0^3) (KJ_0\tau_0/m_a)$ . В предельном случае очень быстрого спада тока (за время  $t \ll \tau_0$ ) плотность газового облака в момент исчезновения тока мало отличается от равновесной:  $n_0 \approx n_{eq}$ , т. е. определяется амплитудой тока  $J_0$ . В противоположном случае медленного уменьшения тока плотность остаточного эрозионного облака определяется не амплитудой тока, а величиной  $|dJ/dt|_{J=0}$ , т. е. скоростью изменения тока в момент его исчезновения. Рассмотрим изменение плотности при некоторых встречающихся на практике формах электрического тока.

Ток дуги описывается «полуволевой синусоидой». Для плотности эрозионного облака получим:

$$n(t) = \frac{n_{eq}}{(1 + \omega\tau_0)^2} \{ \tau_0 \omega e^{-t/\tau_0} + \sin(\omega t - \varphi) \sqrt{1 + (\omega\tau_0)^2} \}, \quad (6)$$

где сдвиг фазы  $\varphi = \arctg(\omega\tau_0)$ .

Максимум плотности облака достигается в момент  $t_{\max} = \tau_0 + (\pi/2\omega)$ , т. е. запаздывает по сравнению с максимумом тока. В результате в момент прекращения тока  $t_0 = \pi/\omega$  плотность газового облака существенно отличается от нуля. Например, при малых частотах (точнее, при  $\omega\tau_0 \ll 1$ )

$$\begin{aligned} n_0 &= \frac{n_{eq}\omega\tau_0}{1 + (\omega\tau_0)^2} \left\{ 1 + \exp\left(-\frac{\pi}{\omega\tau_0}\right) \right\} \approx \\ &\approx \frac{3K\tau_0^2}{4\pi r_0^3 m_a} \left| \frac{dJ}{dt} \right|_{t_0 = \pi/\omega}. \end{aligned} \quad (7)$$

Максимальная плотность в этих условиях близка к равновесной:

$$n_{\max} \approx n_{eq} (1 + \omega^2 \tau_0^2)^{-1/2}. \quad (8)$$

Электрический ток возникает в момент  $t=0$ , остается постоянным некоторое время  $t_J$ , после чего начинается спад тока со временем релаксации  $\tau_J$ . В этих условиях плотность газового облака

$$n(t) = \frac{n_{eq}}{\tau_J - \tau_0} \{ \tau_J e^{-(t-t_J)/\tau_J} - \tau_0 e^{-(t-t_J)/\tau_0} \}. \quad (9)$$

Максимальная плотность не достигает равновесного значения:

$$n_{\max} \approx n_{eq} \{ 1 - \exp(-t_J/\tau_0) \} < n_{eq}, \quad (10)$$

причем  $n = n_{\max}$  существенно позже начала спада тока:

$$t_{\max} = t_J + \frac{\tau_0 \tau_J}{\tau_J - \tau_0} \ln(\tau_J/\tau_0). \quad (11)$$

Ток практически прекращается в момент  $t_0 = t_J + z\tau_J$ , если  $z$  достаточно велико. При медленном затухании электрического тока ( $\tau_J > \tau_0$ ) плотность остаточного газа в момент прекращения тока

$$\begin{aligned} n_0 &\approx \frac{n_{eq}\tau_J}{\tau_J - \tau_0} \exp(-z\tau_J/\tau_J) = \\ &= \frac{3K\tau_0\tau_J}{4\pi m_a r_0^3} \left| \frac{dJ}{dt} \right|_{t=t_0}. \end{aligned} \quad (12)$$

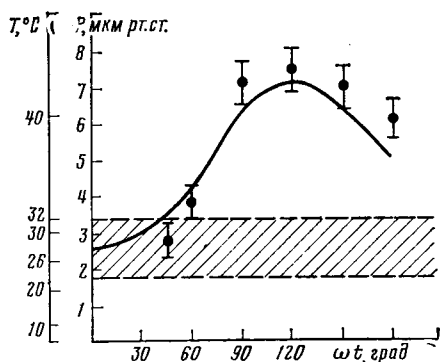
При большой длительности постоянного тока равновесная плотность газа успевает установиться до начала спада тока. Если ток спадает по экспоненте, то для реализации этого случая следует принять  $t_J \rightarrow \infty$ , а затем  $-t_J \rightarrow 0$ , сдвигая начало спада тока к моменту  $t=0$ . В результате получим для плотности газового облака

$$n(t) = \frac{n_{eq}}{\tau_J - \tau_0} \{ \tau_J e^{-t/\tau_J} - \tau_0 e^{-t/\tau_0} \}. \quad (13)$$

Очевидно  $n_{\max} = n_{eq}$ , причем  $t_{\max} = 0$ . Через время  $t_0 = z\tau_J$ , когда ток практически прекращается, остаточная плотность газового облака определится соотношением (12).

После длительного горения ток начинает спадать линейно. При условии  $t_0 = J|dJ/dt|^{-1}$  плотность эрозионного облака

$$\begin{aligned} n(t) &= n_{eq} \left\{ 1 - \frac{\tau_0 J}{J_0} (t/\tau_0 - 1 + e^{-t/\tau_0}) \right\}; \\ j &= \left| \frac{dJ}{dt} \right|. \end{aligned} \quad (14)$$



В момент исчезновения тока  $t=t_0$  остаточная плотность газа

$$n_0 = n_{eq} \frac{\tau_0 j}{J_0} \{1 - \exp(-J_0/\tau_0 j)\} \approx \approx \frac{3K\tau_0^2}{4\pi m_a r_0^3} |dJ/dt|_{t=t_0}. \quad (15)$$

Можно заключить, что при быстром уменьшении тока плотность эрозионного облака в момент перехода тока через нуль определяется амплитудой тока, а при достаточной его длительности близка к равновесной. При медленном уменьшении тока плотность газового облака в момент исчезновения тока определяется скоростью изменения тока в момент его исчезновения и не зависит от его амплитуды. В любом случае остаточная плотность газового облака в момент перехода тока через нуль заметно отличается от нуля, что весьма существенно для проблемы ВЭП газоразрядных приборов низкого давления.

**Сравнение теоретических положений с экспериментальными результатами.** В [7] описаны измерения плотности эрозионного газового облака при протекании переменного электрического тока в газоразрядном приборе низкого давления с ртутным катодом. На рисунке точками изображены результаты эксперимента [7], сплошной кривой — теоретическая. В области более высоких давлений экспериментальные точки лежат выше теоретической кривой. Это связано с частичным отражением атомов ртути от охлаждаемых поверхностей в условиях эксперимента, что привело к превышению измеренной в [7] плотности эрозионного облака над расчетной. При увеличении равновесного давления возрастает как максимальная плотность эрозионного облака, так и запаздывание момента достижения максимальной плотности газа относительно максимума тока, а также запаздывание восстановления равновесного давления относительно момента прекращения тока. Другими словами, в момент исчезновения тока плотность остаточного газового облака может значительно превышать равновесную плотность насыщающих паров, соответствующую температуре охлаждающих поверхностей. Это обстоятельство играет определяющую роль в снижении электрической прочности межэлектродного промежутка. Значение запаздывания уменьшается при снижении давления насыщающих паров и характерного размера газоразрядной области; к аналогичному результату приводит увеличение температуры газового облака.

**Разлет газового облака после прекращения электрического тока.** С исчезновением электрического тока поступление газа в межэлектродный промежуток прекращается, и эрозионное облако рассеивается.

В этих условиях представление о диффузионном характере движения молекул перестает быть справедливым. Столкновение молекул газа с электродами эквивалентно уходу молекул из межэлектродного промежутка. Хаотически движущиеся молекулы практически не взаимодействуют друг с другом внутри облака и сталкиваются лишь с электродами. В этих условиях межэлектродное газовое облако можно представить в виде совокупности точечных независимых источников разлетающихся частиц. Поток частиц на поглощающие электроды определится пространственным распределением этих независимых источников и функцией распределения частиц по скоростям. Рассмотрим газовое облако между двумя электродами, расположенными в плоскостях  $x=0$  и  $x=x_0$ . В момент исчезновения электрического тока в слое с координатой  $x=a$  и толщиной  $da$  содержится число атомов со значениями скоростей от  $\vec{v}$  до  $\vec{v}+d\vec{v}$ :

$$dn = \frac{n(a)}{(2\pi kT_a/m_a)^{3/2}} \exp\left(-\frac{v_x^2 + v_y^2 + v_z^2}{2kT_a/m_a}\right) dv_x dv_y dv_z dx. \quad (16)$$

Через время  $\Delta t$  разлетающиеся с хаотическими скоростями атомы достигнут слоев  $x$  толщиной  $dx = \Delta t dv_x$ , отстоящих от слоя  $a$  на расстояние  $\Delta x = |a-x|$ . Концентрация атомов в момент  $t$  в произвольной точке  $x$  газового облака определится суммарным действием всех независимых источников, содержащихся в интервале  $(0; x_0)$ :

$$n(x, t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{x_0} \left( \frac{dn}{2t dv_x} \right) v_x = |x-a|/\Delta t = = (2v_0 t \sqrt{\pi})^{-1} \int_0^{x_0} n_0(a) \exp\left\{-\frac{|x-a|}{(v_0 t)^2}\right\} da; \quad v_0^2 = \frac{2kT_a}{m_a}. \quad (17)$$

В случае поглощающего электрода в форме цилиндра радиуса  $R_0$  с коаксиальным внутренним электродом  $r_0$  распределение концентрации атомов в разлетающемся облаке примет вид

$$n(r, t) = 2(v_0 t)^{-2} \int_{r_0}^{R_0} n_0(a) \exp\left\{-\frac{|r-a|^2}{(v_0 t)^2}\right\} a da. \quad (18)$$

При сферической симметрии эрозионного облака для концентрации атомов между концентрическими электродами  $r_0$  и  $R_0$  можно записать

$$n(r, t) = (4/\sqrt{\pi})(v_0 t)^{-3} \int_{r_0}^{R_0} n_0(a) a^2 \exp\left\{-\frac{|r-a|^2}{(v_0 t)^2}\right\} da. \quad (19)$$

Заметим, что плотность разлетающегося сферического облака убывает значительно быстрее, нежели плоского или цилиндрического. Это обусловлено тем, что в отличие от сферического, в цилиндрическом и плоском разрядных промежутках существуют направления движения молекул, не приводящие к столкновениям с поглощающими электродами, что ведет к затягиванию процесса ВЭП. Наиболее слабыми в смысле электрической прочности оказываются центральные области газоразрядных промежутков, в которых плотность газового облака максимальна. В про-

стейшем случае равномерного начального распределения для максимальной плотности разлетающегося облака в плоской, цилиндрической и сферической областях соответственно получим (при  $r_0 \rightarrow 0$ ):

$$\left. \begin{aligned} n_1(t) &= n_0 \Phi_0 \left( \frac{x_0}{2tv_0} \right); \quad \Phi_0(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-\alpha^2} d\alpha; \\ n_2(t) &= n_0 \Phi_1 \left( \frac{R_0}{tv_0} \right); \quad \Phi_1(x) = 2 \int_0^x \alpha e^{-\alpha^2} d\alpha; \\ n_3(t) &= n_0 \Phi_2 \left( \frac{R_0}{tv_0} \right); \quad \Phi_2(x) = \frac{4}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \alpha^2 e^{-\alpha^2} d\alpha. \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

Из полученных соотношений можно определить скорость изменения плотности остаточного газа в центре газоразрядной области. Этот процесс определяет скорость и время ВЭП газоразрядного промежутка в целом.

**Восстановление электрической прочности.** В общем случае время ВЭП можно определить из соотношений для плотности газового облака в центре газоразрядной области  $n(t)$  как решение уравнения  $n(t) = n_r$ , где  $n_r$  — критическая плотность газа, при которой достигаются условия вакуумного пробоя. В двух предельных случаях время восстановления  $t_r$  можно представить в аналитической форме.

При высоких критических концентрациях газа  $t_r < \tau_0/\sqrt{2}$  [левее точки перегиба кривой  $n = n(t)$ ]. В этих условиях

$$t_r \approx \frac{\pi}{2} \tau_0 \{1 - (n_0 L Q)^{-1}\}. \quad (21)$$

В противоположном случае малых критических концентраций, когда  $t_r > \tau_0/\sqrt{2}$  (правее точки перегиба), для плотности газа в центре разлетающегося облака получим

$$n(t) \approx (4n_0/3\sqrt{\pi}) (\tau_0/t)^3 \left\{ 1 - \frac{3}{5} (\tau_0/t)^2 \right\}, \quad (22)$$

откуда находим время восстановления электрической прочности:

$$t_r = \tau_0 (4Ln_0 Q/3\sqrt{\pi})^{1/3}. \quad (23)$$

В промежуточных случаях ( $t_r \approx \tau_0/\sqrt{2}$ ) время ВЭП приходится определять графически. В рассматриваемых условиях, когда электрическая прочность восстанавливается в результате разлета разреженного газового облака, величину  $\left| \frac{d}{dt} (n/n_0) \right|$  можно представить в виде

$$\left| \frac{d}{dt} (n/n_0) \right| = (4/t\sqrt{\pi}) (\tau_0/t)^3 \exp \{ -(\tau_0/t)^2 \}. \quad (24)$$

Отсюда следует, что в начале процесса скорость ВЭП быстро растет, затем медленно падает, переходя через максимум, приблизительно равный  $\tau_0^{-1}$  при  $= \tau_0/\sqrt{2}$ . В области  $t/\tau_0 \approx 1$  скорость ВЭП уменьшается с ростом времени однократного пролета  $\tau_0$ , что представляется естественным. В начале процесса, когда  $t/\tau_0 < \sqrt{2}$  (случай 1), скорость ВЭП еще сильнее снижается при увеличении  $\tau_0$ . Однако на поздних стадиях процесса, когда  $t/\tau_0 > \sqrt{2}$  (случай 2),

скорость ВЭП неожиданно возрастает с ростом  $\tau_0$ . Таким образом, характерное время не определяет однозначно скорости ВЭП в различные периоды процесса. Тем более это относится к времени ВЭП, так как значение  $t_r$  зависит не только от  $\tau_0$ , но и от плотности остаточного газового облака в начале разлета  $n_0$  и критической концентрации  $n_r$ , при которой восстанавливается режим вакуумного пробоя. В силу этого время  $t_r$  с ростом  $\tau_0$  может оставаться постоянным и даже уменьшаться, если уменьшается  $n_0$  или возрастает  $n_r$ . Это обусловлено тем, что остаточная плотность эрозионного облака в момент прекращения прямого тока тесно связана с величиной  $\tau_0$ .

Что касается параметров  $J_0, L, T_a, K, m_a, Q$ , то их влияние на процесс ВЭП однозначно определяется критерием восстановления  $n(t) = n_r$ . Например, при увеличении межэлектродного расстояния  $L$  или сечения ионизации  $Q$  значение  $t_r$  в любом случае возрастает, так как снижается критическая концентрация атомов, т. е. для достижения вакуумной прочности необходимо большее разрежение.

Заметим, что неверный вывод о большей скорости ВЭП для вакуумных промежутков с большим радиусом электродов, полученный в [3], обусловлен неполнотой эксперимента: исследовался лишь случай высокой критической концентрации (случай 1). В этих условиях, несмотря на существенно меньшую скорость снижения плотности остаточного газового облака, критическая плотность газа в промежутках с большими электродами достигается несколько раньше. В случае же низких критических концентраций (случай 2) именно благодаря большей скорости ВЭП промежутки с малыми электродами раньше достигнут состояния вакуумной прочности. Однако этот случай не был исследован в [3], что и привело авторов к ошибочному выводу.

При малых амплитудах или медленном изменении прямого тока в момент его исчезновения сразу может выполняться условие  $n_0 \leq n_r$ . Можно ожидать, что в этом случае время восстановления  $t_r = 0$ , как это и принято в [3]. Однако эксперимент дает конечное  $t_r$ , существенно отличное от нуля. Это обусловлено тем, что разрядный промежуток после прекращения тока остается заполненным разреженной плазмой, присутствие которой существенно снижает его электрическую прочность. Обратное напряжение несколько ускоряет процесс деионизации вследствие ухода заряженных частиц на электроды под действием внешнего электрического поля. Однако при слишком быстром нарастании обратного напряжения возможны пробой разрядного промежутка («обратные зажигания»), поэтому практический интерес представляет время ВЭП в процессе разлета остаточной плазмы в отсутствие внешнего электрического поля: эта величина представляет собой довольно близкую оценку сверху времени ВЭП при наложении обратного напряжения. Если остаточная плазма свободно разлетается в вакуум, при сферически-симметричном распределении заряженных частиц уравнение неразрывности можно записать в виде

$$\frac{\partial}{\partial t} (r^2 n) + v_r \frac{\partial}{\partial r} (r^2 n) + n r^2 \frac{\partial v_r}{\partial r} = 0, \quad (25)$$

где  $v_r$  — скорость разлета разреженного плазменного облака.

Начальные условия отнесем к моменту прекращения тока  $t=0$  (при условии стационарного горения

дуги при  $t < 0$ ):

$$\frac{\partial n}{\partial r} + \frac{2n}{r} = 0; \quad n = n_0|_{r \leq r_0}, \quad (26)$$

где  $r_0$  — радиус канала вакуумной дуги.

После погасания вакуумной дуги новые частицы в ее канал не поступают, в силу чего в начальный момент разлета газового облака в центре канала образуется точечный разрыв плотности, который расширяется со скоростью разлета плазмы. Следует определить решение уравнения (25) вне открытой области, ограниченной сферической поверхностью разрыва  $r = t v_p$  при  $t \geq 0$ . Приспособленное к начальному условию (26) искомое решение, описывающее распределение плотности разлетающейся плазмы, принимает вид

$$n(r, t) = \begin{cases} n_0 (r_0/r)^2; & t \in [0; (r - r_0)/v_p]; \\ n_0 (r - t v_p)^2/r^2; & t \in [(r - r_0)/v_p; r/v_p]; \end{cases} \quad (27)$$

т. е. «время задержки» фронта разлетающейся плазмы составляет  $\tau(r) = (r - r_0)/v_p$ , после чего концентрация плазмы в точке  $r$  быстро убывает. Введя критическую концентрацию ионов  $n^*$ , для времени ВЭП получим:

$$t_r = \begin{cases} (r_0/v_p) \{1 - (n^*/n_0)^{1/2}\}; & n_0 \geq n^*; \\ 0; & n_0 \leq n^*, \end{cases} \quad (28)$$

где  $n^*$  — максимальная концентрация ионов, не влияющая на напряжение пробоя вакуумного промежутка ( $n^* \ll n_r$ ).

Очевидно, что  $t_r$  существенно зависит от размеров и вещества электродов, поскольку скорость разлета плазмы  $v_p \approx (Z_i k T_e / m_a)^{1/2}$ , где  $T_e$  — температура электронов;  $Z_i$ ,  $m_a$  — заряд и масса ионов вещества электродов [4].

В таблице приведены экспериментальные и вычисленные значения времени ВЭП после погасания вакуумной дуги при различных материалах электродов. Наименьшие значения  $t_r$  соответствуют металлам с меньшим массовым числом (при прочих равных условиях), что согласуется с теоретическими представлениями.

Можно заключить, что в тех случаях, когда межэлектродное пространство после прекращения тока заполнено достаточно плотным газовым облаком,

Вещество электродов	$I \times 10^{-3}, \text{ А}$	$\lambda_a \times 10^{-3}, \text{ м}$	$L \times 10^3, \text{ м}$	$2r_0 \times 10^3, \text{ м}$	$v_p \times 10^{-4}, \text{ м}$	Время ВЭП, $10^6, \text{ с}$	
						Теория	Эксперимент
$^9\text{Be}$	$\frac{2,5}{4}$	1	$\frac{2}{5}$	$\frac{5,08}{1,92}$	2	$\frac{1}{0,4}$	1 [3]
$^{108}\text{Ag}$	$\frac{0,8}{2,5}$	$\frac{0,5}{0,2}$	$\frac{2}{0,8}$	5,08	0,7	2	$\frac{1,2}{1}$ [2]
$^{209}\text{Bi} - \text{Cu}^{13}$	4	1	5	1,92	0,5	2,2	3 [3]
$^{184}\text{W}$	1	1	3	1	0,5	1	1,2 [8]

Примечание.  $I$  — сила отключаемого тока;  $\lambda_a$  — длина свободного пробега атомов в эрозийном газовом облаке;  $L$  — расстояние между электродами;  $2r_0$  — диаметр электродов;  $v_p$  — скорость разлета межэлектродной плазмы.

процесс восстановления электрической прочности определяется газодинамическим разлетом эрозийного облака и практически не зависит от присутствия в нем ионизованной компоненты. Если же в межэлектродном облаке длина свободного пробега молекул превышает характерные размеры газоразрядного промежутка, основным процессом, определяющим восстановление электрической прочности, является разлет заряженных частиц из межэлектродной области со сверхтепловыми скоростями.

#### Список литературы

1. Райзер Ю. П. Об остаточной ионизации газа, расширяющегося в пустоту. — ЖЭТФ, 1959, т. 35, вып. 2 (8).
2. Hendel H., Reboul T. Electric strength of vacuum gaps. — Phys. Fluids, 1962, № 5.
3. Rich I., Farrall G. Electric strength restoration of discharge gaps. — Proc. IEEE, 1964, vol. 52, № 11.
4. Мусин А. К. Термоэмиссия электронов при изменяющейся работе выхода и образование приповерхностного двойного слоя. — Изв. АН СССР. Сер. физич., 1971, т. 35, № 3.
5. Мусин А. К., Тимофеева Г. Г. Деионизация плазмы во внешнем электрическом поле в секционированных газоразрядных приборах низкого давления. — Электричество, 1980, № 10.
6. Кесаев И. Г. Катодные процессы электрической дуги. — М.: Наука, 1968.
7. Тимофеев А. А. Динамические изменения плотности газа в высоковольтном приборе низкого давления. — Тр. ВЭИ им. В. И. Ленина, 1958.
8. Мусин А. К., Тюлина М. А. Механизм деионизации плазмы вакуумной дуги. — Тр. III Международного симпозиума по разрядам и электрической изоляции в вакууме. — Париж, 1968.

[04.02.82]

УДК 621.313.29.014.4.001.24

## Вихревые токи в низкотемпературной зоне криостата двигателя постоянного тока

ДАНЬКО В. Г., доктор техн. наук, МИЛЫХ В. И., канд. техн. наук, СТАНКЕВИЧ А. И., инж.  
Харьков

Перспективный путь дальнейшего повышения удельного использования двигателей постоянного тока — увеличение уровня магнитной индукции в активной зоне, что может быть обеспечено применением сверхпроводящей обмотки возбуждения (СПОВ) [1 и 2]. Вариант такой машины — криодвигателя (КД) — представлен схематично на рис. 1. В складывающейся в процессе проектирования компоновке мощного (10 000 кВт) КД оказывается целесообразным частичное сохранение магнитопровода [3].

Рабочий режим КД будет реверсивным. В результате изменения тока нагрузки на постоянное магнитное поле возбуждения КД, создаваемое СПОВ, будет накладываться переменное поле, создаваемое остальными обмотками: якоря, компенсационной и дополнительных полюсов. Пульсации магнитного поля в межполюсном пространстве КД приведут к потерям мощности на вихревые токи в металлических элементах конструкции криостата СПОВ.

В статье анализируются тепловыделения такого рода в каркасе, удерживающем СПОВ. Каркас



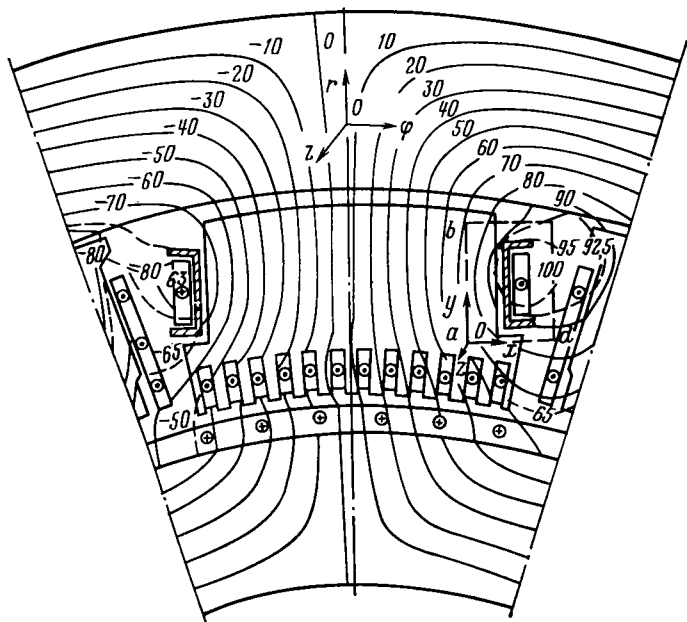


Рис. 1. Расчетная схема криодвигателя. Показаны сечение каркаса СПОВ, а также картина магнитного поля при максимальной нагрузке, причем числа на эквипотенциалах выражены в процентах  $A_{\max} = 0,685$  Вб/м

(рис. 1) является единственным достаточно массивным элементом криостата, непосредственно контактирующим со СПОВ и находящимся при температуре поддержания сверхпроводимости.

**Формулировка общего подхода к решению задачи расчета вихревых токов.** При расчете вихревых токов в электрических машинах эффективными являются численные методы, например, метод конечных элементов [4 и 5] и метод конечных разностей [6], позволяющие наиболее точно учитывать геометрию объектов исследования и электромагнитные свойства материалов. Однако ввиду сложных конструктивных форм КД в целом, трехмерной конфигурации каркаса, сильного насыщения магнитопровода и невозможности сведения процессов к чисто гармоническим во времени решить поставленную здесь задачу при одновременной связи первого и второго уравнений Максвелла, как это делается в [4—6], не удастся. Поэтому общая задача разделена на две поэтапные.

На первом этапе рассчитывается электромагнитное поле, создаваемое в КД его обмотками, при этом принимается допущение, что реакция вихревых токов на это поле отсутствует. На основе задаваемой функции изменения тока нагрузки и рассчитанного поля формируется пространственно-временная функция переменной составляющей электромагнитного поля.

На втором этапе рассчитываются вихревые токи, наведенные в каркасе СПОВ, изменяющиеся магнитным полем, после чего непосредственно определяются потери мощности, вызываемые этими токами.

Рис. 2. Временные зависимости тока нагрузки КД  $i$ , переменной составляющей магнитного поля в зоне расположения каркаса  $f$ , плотности вихревых токов  $j_{\text{вх}}$  и тепловыделений в каркасе  $p$ , выраженные в относительных единицах

Предпосылками сформулированного подхода являются следующие обстоятельства: относительно большое удельное электрическое сопротивление материала каркаса, удаленность его от ферромагнитных элементов конструкции КД, сравнительно небольшая частота реверсов, определяющая период изменения тока нагрузки.

**Метод расчета магнитного поля.** Пространственно-временная функция переменной составляющей электромагнитного поля представлена в виде функции вектора магнитной индукции с разделением переменных: координат прямоугольной системы  $x, y, z$  и времени  $t$

$$\vec{b} = [\vec{B}_v(x, y, z)]_{I_0} f(t). \quad (1)$$

Численно определенной функция (1) делалась на основе задаваемой функции изменения тока нагрузки КД —  $i(t)$  и выделения переменной составляющей магнитной индукции как разности электромагнитных полей в режимах нагрузки (при конкретных значениях тока  $i$ ) и холостого хода КД

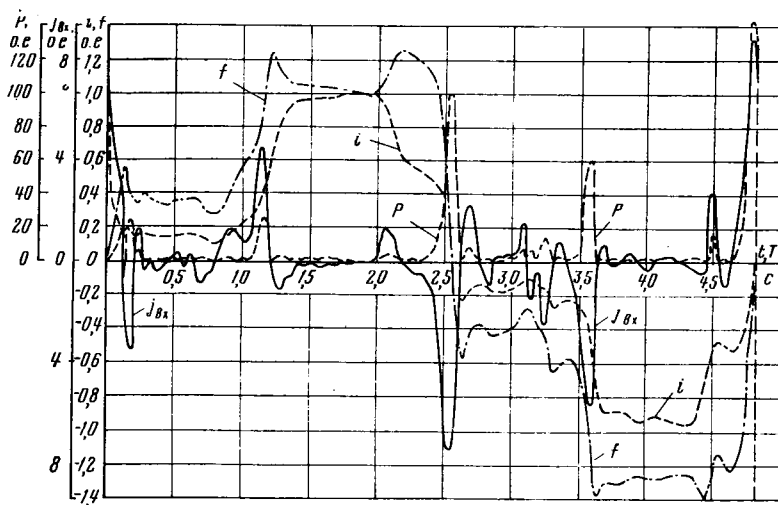
$$[\vec{B}_v(x, y, z)]_i = [\vec{B}(x, y, z)]_i - [\vec{B}(x, y, z)]_0. \quad (2)$$

Функция тока  $i(t)$  была принята совпадающей с таковой в существующем прототипе КД — крупном реверсивном прокатном электродвигателе обычной конструкции. Принятая функция  $i(t)$  изображена в относительных единицах на рис. 2 в интервале времени, равном периоду повторения реверсов  $T$ , причем в качестве базисного значения тока  $I_0$  принято его максимальное значение  $I_{\max}$ , соответствующее 2,5-кратной перегрузке КД.

Электромагнитное поле в КД, учитывая его сложную электромагнитную геометрию, с достаточной точностью можно рассчитать только в двухмерной постановке. Поэтому принималось допущение о плоскопараллельности поля, а его расчеты проводились в поперечном сечении КД. При этом можно было ограничиться полюсным делением КД (рис. 1) и использовать полярные координаты  $r, \varphi$ .

Распределение поля описывалось первым уравнением Максвелла, выраженным через векторный магнитный потенциал  $\vec{A}$ :

$$\frac{\partial}{\partial r} \left( v \frac{\partial A}{\partial r} \right) + \frac{v}{r} \left( \frac{\partial A}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial}{\partial \varphi} \left( v \frac{\partial A}{\partial \varphi} \right) = -J, \quad (3)$$



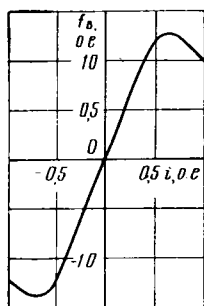


Рис. 3. Зависимость переменной составляющей магнитной индукции от тока нагрузки КД в относительных единицах, когда за базисные величины приняты значения, соответствующие 2,5-кратной перегрузке

где  $J$  — плотность тока в обмотках;  $v$  — удельное магнитное сопротивление ( $A$  и  $J$  — осевые составляющие векторов).

Уравнение (3) решалось конечно-разностным методом с учетом насыщения стальных по методике [7] и сопутствующих этому решению допущениях и граничных условиях. В случаях расчета на полюсном делении (рис. 1) использовалась полярная сетка, содержащая 3864 узла. Для уменьшения сеточной погрешности в области расчета, включающей каркас СПОВ, и получения результатов в удобной форме из общей области расчета выделялся прямоугольный фрагмент  $abcd$  (рис. 1). В выделенной под области использовалась прямоугольная система координат и записанное применительно к ней уравнение типа (3), которое опять же решалось конечно-разностным методом, для чего наносилась прямоугольная сетка, содержащая 884 узла. В узлах этой сетки задавалось распределение векторного потенциала, полученное в результате расчета в пределах полюсного деления с использованием полярной сетки. На границах прямоугольной подобласти значения  $A$  фиксировались, а во внутренней части ее осуществлялся подсчет распределения  $A$ .

Полученное в итоге распределение двухмерного поля считалось неизменным вдоль каркаса и могло быть распространено на его длину в пределах осевой протяженности ферромагнитных сердечников КД.

В торцевой части КД поле рассеяния может быть достаточно интенсивным, однако интересующая нас переменная составляющая этого поля, определяемая по (2), здесь должна быть значительно меньше, чем в межполюсном пространстве. Это объясняется тем, что поля обмоток якоря и компенсационной в достаточной степени взаимокompенсируются, а влияние обмотки дополнительных полюсов, бывшее основным в межполюсном пространстве, в торце сердечников главных полюсов выражено гораздо слабее в силу пространственного расположения обмотки дополнительных полюсов относительно сердечников главных полюсов. Кроме того, при возбуждении вихревых токов роль переменного поля в торцевой части каркаса не столь велика, как поля в межполюсном пространстве, так как торцевая часть каркаса охватывается существенно меньшим числом линий этих токов, что можно будет увидеть далее на картине поля токов.

Исходя из сделанных предположений, пренебрежем переменной составляющей магнитного поля в торцевой части каркаса. А так как в его прямолинейной части поле двухмерное, то в дальнейшем при записи вектора магнитной индукции (2) исключим координату  $z$ .

В итоге зависящая от координат часть функции  $\vec{b}$  формуле (1)  $[\vec{B}_v(x, y)]_{I_6}$  была принята соответствующей пространственному распределению переменной составляющей вектора магнитной индукции, определенному по (2) на основе рассчитанных полей в ре-

жимах холостого хода и нагрузки при максимальном токе  $I_{\max}$ , значение которого приняли ранее в качестве базисного  $I_6$ .

Зависящая от времени часть функции  $\vec{b} \rightarrow f(t)$  в соответствии с последним должна принимать значение, равное единице при токе нагрузки, равном  $I_6$ . А сама функция  $f(t)$  может быть получена посредством заданной функции  $i(t)$  (рис. 2) и промежуточной

$$f_B(i) = [B_{v,n}(s)]_i / [B_{v,n}(s)]_{I_6}. \quad (4)$$

Поскольку при расчете вихревых токов определяющей является нормальная к средней линии сечения каркаса (рис. 1) составляющая индукции (2), что будет показано далее, то в (4) вошли значения этой составляющей в определенных точках  $s$  на названной линии.

Для определения функции  $f_B(i)$  расчеты распределения  $\vec{B}(x, y)$  были проведены для исследуемого КД при токах нагрузки, задаваемых в диапазоне от  $-1$  до  $1$  через  $0,2$  отн. ед.

Было выявлено, что для различных точек  $s$  безразмерная функция  $f_B(i)$  имеет свои характерные особенности, и эта неоднозначность объясняется наличием в КД ферромагнетиков. В то же время функция (1) предполагает общую зависимость  $f(t)$  во всех точках области расчета, для получения которой необходима однозначная зависимость  $f_B(i)$ . В качестве последней была принята зависимость, показанная на рис. 3, которая усреднила функции (4), полученные для различных точек  $s$ , причем удельные веса этих функций брались пропорциональными абсолютным значениям  $[B_{v,n}(s)]_{I_6}$  в соответствующих им точках.

Явно нелинейный характер функции  $f_B(i)$  объясняется достаточно сильным насыщением магнитопровода КД, в частности сердечников дополнительных полюсов, при перегрузках.

Искомую функцию  $f(t)$  в итоге получили как сложную функцию  $f_B[i(t)]$ . Эта функция в соответствии с принятым разделением переменных и определением функции  $f_B(i)$  (4) является безразмерной и принимает значение 1 при  $i = I_6$ . Найденная зависимость  $f(t)$  представлена на рис. 2 во взаимосвязи с  $i(t)$  в интервале времени  $T$ , являющимся их общим периодом.

Используя разложение функции  $f(t)$  в ряд Фурье [8], в котором отбросили постоянную составляющую (она не вносит вклада в возбуждение вихревых токов), функцию (1) в прямолинейной части каркаса представили в таком виде:

$$\vec{b} = [\vec{B}_v(x, y)]_{I_6} \sum_{k=1}^q F_{m,k} \sin(k\omega t + \psi_k), \quad (5)$$

где  $k$  — номер гармоники;  $q$  — число членов ряда;  $F_{m,k}$  — амплитуды гармоник;  $\psi_k$  — начальные фазы;  $\omega$  — угловая частота (в соответствии с величиной  $T$  на рис. 2), равная  $1,31 \text{ с}^{-1}$ . Эта функция и явилась основой для расчета вихревых токов.

**Метод расчета вихревых токов.** На основании уравнений Максвелла можно описать распределение вектора плотности вихревых токов  $\vec{j}_{\text{вх}}$ :

$$\text{rot}(\rho \vec{j}_{\text{вх}}) = - \frac{\partial \vec{b}}{\partial t}; \quad (6)$$

$$\text{div} \vec{j}_{\text{вх}} = 0, \quad (7)$$

где  $\rho$  — удельное электрическое сопротивление.

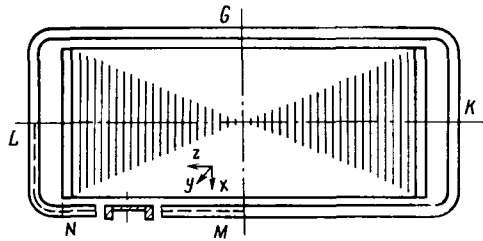


Рис. 4. Вид на каркас СПОВ, поясняющий его расположение по сердечнику главного полюса

Для облегчения решения уравнений (6) и (7) по примеру [9] введем вспомогательную функцию  $\vec{v}$ , определив ее в более общем случае как векторный электрический потенциал в такой форме:

$$\text{rot } \vec{v} = \vec{j}_{\text{вк}}; \quad \text{div } \vec{v} = 0. \quad (8)$$

На следующем шаге к достижению решения свеем задачу к двумерной, для чего упростим сложную пространственную конфигурацию каркаса (см. рис. 4). Этапы упрощения проиллюстрированы на рис. 5 и состоят в последовательных разворотах поперечного сечения каркаса и его периметра (рис. 4) по средним линиям, выделенным пунктиром. Причем поперечное сечение  $PRSQ$ , развернутое в форму  $P_1Q_1$ , условно сплющивается до толщины  $d$ , что сопровождается эквивалентным изменением удельного электрического сопротивления частей, имеющих толщину  $d_1$ :

$$\rho' = \rho d / d_1.$$

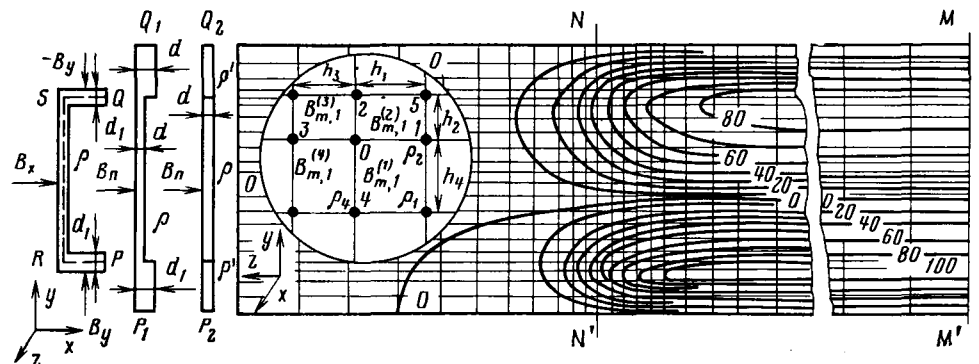
Из замкнутой конфигурации периметра каркаса достаточно выделить его четверть  $LMN$  (рис. 4), так как в силу симметрии можно считать, что линии вихревых токов перпендикулярны сечениям каркаса по  $MG$  и не пересекают сечений его по  $LK$ . Образовавшаяся плоскость развертки четверти каркаса  $LL'M'M$  представлена на рис. 5, а в пространстве применительно к прямоугольным координатам (рис. 1) остается в плоскости, параллельной  $Oyz$ .

Сделаем допущение, что развернутый каркас достаточно тонок по сравнению с шириной и длиной его. Тогда в пластине вектор  $\vec{j}_{\text{вк}}$  будет иметь только составляющие по осям  $y$  и  $z$  и, следовательно, в уравнениях (6) и (8) достаточно принимать во внимание составляющие векторов  $\vec{b}$  и  $\vec{v}$ , нормальные к плоскости образованной пластины. Это значит, что, приняв положительное направление нормальной составляющей индукции  $B_n$ , как на рис. 5, надо при формировании распределения  $B_n$  на основе расчета поля в области  $abcd$  (рис. 1) принимать в пределах частей сечения  $PRSQ$  (рис. 5) следующее:

$$(B_n)_{PR} = B_y; \quad (B_n)_{RS} = B_x; \quad (B_n)_{SQ} = -B_y. \quad (9)$$

Выделенное в соответствии с формулами (2) и (9) распределение переменной составляющей магнитной индукции, нормальной к плоскости развертки каркаса  $[B_{v,n}(x, y)]_{I_6}$ , соответствующие максимальному току нагрузки, представлено на рис. 6. Такое распределение  $B_{v,n}$

Рис. 5. Преобразование реальной геометрической конфигурации каркаса в пластину. Показана картина вихревых токов, полученная при использовании сетки 22·32 узла. Числа на эквипотенциалах выражены в процентах  $V_{1,m}^{(\max)} = 184 \text{ А/м}$



остается неизменным на длине каркаса в пределах  $MN$  (рис. 4 и 5), а в торцевой части  $NL$  поле в соответствии с принятым ранее допущением становится нулевым.

Расчет вихревых токов достаточно провести для первой гармоники пространственно-временной функции магнитной индукции (1), выразив ее нормальную составляющую

$$b_{n,1} = B_{m,1} \sin(\omega t + \psi_1), \quad (10)$$

где введено амплитудное распределение первой гармоники нормальной составляющей индукции

$$B_{m,1} = [B_{v,n}(x, y)]_{I_6} F_{m,1}. \quad (11)$$

С учетом (6) и (8) можно убедиться, что если магнитное поле изменяется по гармоническому закону, то и величины  $\vec{j}_{\text{вк}}$  и  $\vec{v}$  будут также изменяться по этому закону и отставать по фазе от индукции на четверть периода. Тогда, подставив (8) в (6), после преобразований получим для амплитуд первых гармоник нормальных составляющих векторов индукции и векторного электрического потенциала уравнение Пуассона:

$$\frac{\partial}{\partial y} \left( \rho \frac{\partial v_{m,1}}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left( \rho \frac{\partial v_{m,1}}{\partial z} \right) = -\omega B_{m,1}. \quad (12)$$

С учетом (8) получим составляющие вихревого тока:

$$j_{\text{вк}y} = \frac{\partial v}{\partial z}; \quad j_{\text{вк}z} = -\frac{\partial v}{\partial y}, \quad (13)$$

и, так как вихревые токи не выходят за пределы каркаса и не пересекают линии  $LL'$  (рис. 5), а также перпендикулярны линии  $MM'$ , последние два вывода основаны на симметрии расположения каркаса на сердечнике (рис. 4), которая позволила выделить для расчета четверть параметра каркаса, сформулируем следующие граничные условия для векторного электрического потенциала:

$$(v)_{MLL'M'} = 0; \quad (\partial v / \partial z)_{MM'} = 0. \quad (14)$$

Решение (12) при граничных условиях (14) получим конечно-разностным методом, заменив его системой алгебраических пятиточечных уравнений, относящихся к узловым точкам сетки, наложенной на пластину (рис. 5), как это делается в [7], но только при расчете магнитного поля. При этом пределы постоянства  $B_{m,1}$  и  $\rho$  могут быть ограничены площадью отдельных ячеек сетки. Применяя прямоугольную сетку, фрагмент которой с обозначением размерных и привязанных к узлам и ячейкам электромагнитных параметров выделен укрупненно на рис. 5, запишем пятиточечный разностный оператор для обозначенного узла 0:

$$V_{m,1}^{(0)} = \left( \sum_{i=1}^4 V_{m,1}^{(i)} \eta_i - \omega \Phi_{m,1}^{(0)} \right) / \sum_{i=1}^4 \eta_i. \quad (15)$$

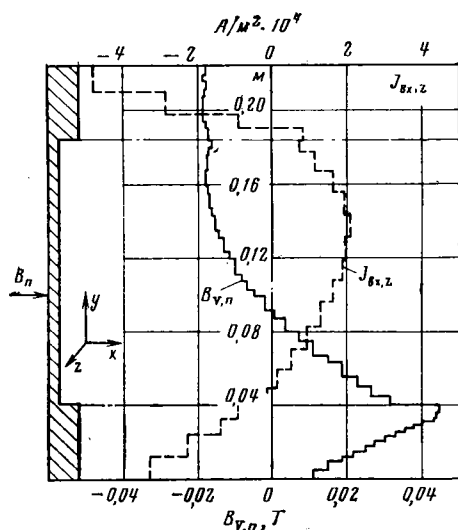


Рис. 6. Распределение переменной составляющей магнитной индукции и плотности вихревых токов в изображенном сечении каркаса

$$P = P_1 \left( \sum_{k=1}^q k^2 F_{m, k}^2 \right) / F_{m, 1}^2.$$

**Результаты расчета.** В исследуемом варианте КД число полюсов и соответственно каркасов равно 10, длина прямолинейной части каркасов — 1,3 м. Каркасы предполагаются выполненными из нержавеющей стали, удельное сопротивление которой при температуре 4,2°K по данным [11] принято равным  $0,5 \times 10^{-6}$  Ом·м.

При разложении безразмерной функции  $f(t)$  в ряд (5) число гармоник было принято равным 48, причем для первой гармоники получено  $F_{m, 1} = 1,2$  [ $f(t) = 1$  при  $i = I_0$ ].

Функция вихревых токов (16) проиллюстрирована по частям на рис. 2 и 6. На рис. 2 показана ее временная зависимость, которая, будучи выраженной в относительных единицах  $j_{vx}^* = j_{vx} / J_{vx, m, 1}$ , является общей для всех точек каркаса. На рис. 6 показано распределение осевой составляющей  $J_{vx, z}$  в сечении каркаса по линии  $MM'$  (рис. 5), которое соответствует пиковому значению токов, т. е. для момента, когда  $j_{vx}^*$  имеет максимальное значение. Кроме того, на рис. 5 в виде эквипотенциалов, рассчитанных по первой гармонике поля (10), проиллюстрирована картина вихревых токов. Для общей функции (16) картина сохраняется, только во времени изменяются значения потенциалов  $V$ .

Средние за период  $T$  потери мощности на один каркас составили для первой гармоники токов  $P_1 = 1,49 \cdot 10^{-3}$  Вт, а с учетом всех гармоник  $P = 1,12 \times 10^{-2}$  Вт. Временная зависимость тепловыделений (за базу принято  $P_1$ ) проиллюстрирована на рис. 2. Пиковое тепловыделение в каркасе, т. е. максимум функции (17), составляет 0,215 Вт.

Полученные значения вихревых токов и потерь мощности являются по сути предельно возможными, так как в реальных условиях КД они будут снижены вследствие реакции вихревых токов.

Оценка реакции вихревых токов проведена посредством расчета магнитного поля, создаваемого ими в области расчета на рис. 1. Вследствие относительно небольшой величины этих токов такое магнитное поле оказалось пренебрежительно малым по сравнению с переменной составляющей стороннего поля в зоне расположения каркаса. Следовательно, двухэтапное решение задачи — сначала расчет поля, а затем на его основе расчет вихревых токов — в рассмотренном случае является правомерным.

**Выводы.** Вихревые токи в каркасе СПОВ образуют сложную двухвихревую картину, их временная функция содержит широкий спектр равнозначных по амплитуде гармоник.

Потери мощности в каркасе от вихревых токов не достигают опасного уровня и в среднем оказываются существенно меньшими, чем другие виды теплопритоков в низкотемпературную зону криостата.

В то же время величина мгновенных тепловыделений должна учитываться при обеспечении стабилизации СПОВ.

#### Список литературы

1. Бирфельд А. Г., Тищенко Н. А., Шомин О. Ф. Возможности применения криогенных электродвигателей в приводе прокатных станов. — В кн.: Автоматизированный электропривод в промышленности. — М.: Энергия, 1974.

где

$$\eta_1 = \frac{\rho_1 h_4 + \rho_2 h_2}{2h_1}; \quad \eta_2 = \frac{\rho_2 h_1 + \rho_3 h_3}{2h_2};$$

$$\eta_3 = \frac{\rho_3 h_2 + \rho_4 h_4}{2h_3}; \quad \eta_4 = \frac{\rho_1 h_1 + \rho_4 h_3}{2h_4};$$

$$\Phi_{m, 1}^{(0)} = (B_{m, 1}^{(1)} h_1 h_4 + B_{m, 1}^{(2)} h_1 h_2 + B_{m, 1}^{(3)} h_2 h_3 + B_{m, 1}^{(4)} h_3 h_4) / 4.$$

Система уравнений, составленных для узлов сетки, решается с учетом граничных условий (14) экстраполяционным методом Либмана [10], после чего определяются составляющие плотности тока на основе конечно-разностной аппроксимации формул (13). Например, для ячейки 0152 (рис. 5)

$$J_{vx, m, 1, z} = (V_{m, 1}^{(1)} - V_{m, 1}^{(5)} + V_{m, 1}^{(0)} - V_{m, 1}^{(2)}) / (2h_2);$$

$$J_{vx, m, 1, y} = (V_{m, 1}^{(0)} - V_{m, 1}^{(1)} + V_{m, 1}^{(2)} - V_{m, 1}^{(5)}) / (2h_1).$$

Определив по составляющим амплитуду первой гармоники  $\vec{J}_{vx, m, 1}$  с учетом разложения исходной функции поля в ряд Фурье (5), получим временную функцию плотности вихревых токов:

$$\vec{J}_{vx} = \frac{\vec{J}_{vx, m, 1}}{F_{m, 1}} \sum_{k=1}^q k F_{m, k} \cos(k\omega t + \phi_k). \quad (16)$$

Средние за период потери мощности вычисляются сначала для первой гармоники вихревых токов в отдельных ячейках сетки, например,

$$P_1^{(0152)} = 0,5 \rho_2 (J_{vx, m, 1, y}^2 + J_{vx, m, 1, z}^2) h_1 h_2 d,$$

затем в пределах области (рис. 5) потери во всех ячейках суммируются. Потери мощности от первой гармоники во всем каркасе  $P_1$  получаем, увеличив найденный результат в 4 раза, так как область расчета составляла четверть каркаса.

С учетом всех гармоник функции (16) находится временная функция тепловыделений в каркасе:

$$p = 2 \frac{P_1}{F_{m, 1}^2} \left[ \sum_{k=1}^q k F_{m, k} \cos(k\omega t + \phi_k) \right]^2 \quad (17)$$

и средние за период потери мощности

2. Малоинерционные криогенные электродвигатели/ Н. И. Шереметьевский, Н. И. Плещунов, А. М. Рубинраут и др. — ВЭЛК, 1977, секц. 7, № 11.
3. Danko V. G., Milykh V. I. Electrodynamic forces in a cryomotor with superconducting field winding. — Proc. 6th Int. Conf. Magnet. Technol., Bratislava, 1977, vol. 1. — Bratislava, 1978.
4. Okuda H., Kawamura T., Nishi M. Finite — element solution of magnetic field and eddy current problems in the end zone of turbine generators. — IEEE PES Winter Meeting and Tesla Symp., New York, 1976, January 25—30, A76.
5. Csends Z. I., Chari M. V. K. Finite element analysis of eddy current effects in rotating electric machines. — IEEE Power Eng. Soc., Text A, Pap. Summer Meet. Mexico City, 1977. — New York, 1977.
6. Markon S., Szabo L. Quasi — stationary magnetic field

- computing program and its application in special calculation of electrical machines. — Ganz Electric Review, 1977, № 16.
7. Erdelyi E. A., Fuchs E. F. Nonlinear magnetic field analysis of dc machines. Part 1. Theoretical Fundamentals. Part II. Application of the Improved Treatment. — IEEE Trans. on PAS, 1970, vol. 89, № 7.
  8. Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники. — М.: Высшая школа, 1973.
  9. Брынский Е. А., Данилевич Я. Б., Яковлев В. И. Электромагнитные поля в электрических машинах. — Л.: Энергия, 1979.
  10. Бинс К., Лауренсон П. Анализ и расчет электрических и магнитных полей. — М.: Энергия, 1970.
  11. Брехна Г. Сверхпроводящие магнитные системы. — М.: Мир, 1976.

[27.01.82]

УДК 621.313.32.018.782.3.001.24

## Нестационарные процессы синхронного генератора, питающего индуктивный накопитель энергии

ВЛАСОВ Е. Н., инж., ХОДЖАЕВ К. Ш., доктор физ.-мат. наук

Ленинград

Для питания ряда электрофизических и технологических установок перспективно использование синхронных генераторов кратковременного действия, нагруженных через выпрямитель на активно-индуктивную нагрузку, например на индуктивный накопитель энергии, обмотку мощного электромагнита [1] и т. п. В статье рассматриваются процессы в таких установках. Целью работы является: асимптотическое преобразование уравнений системы и вывод уравнений медленных нестационарных процессов: интегрирование полученных уравнений и расчет рабочего процесса в случае, когда генератор работает за счет кинетической энергии предварительно раскрученного маховика, механически связанного с ротором.

Асимптотическое преобразование уравнений и вывод уравнений медленных нестационарных процессов. Рассмотрим синхронный генератор, нагруженный через трансформатор и выпрямитель на активно-индуктивную нагрузку по схеме рис. 1. Далее используется частный способ выбора базисных токов и вводятся соответствующие ему специальные обозначения. Чтобы изложить этот способ, запишем вначале уравнения для токов генератора и уравнение вращения ротора в абсолютных (размерных) переменных:

$$\begin{aligned} & \frac{d}{dt'} \left[ L(i'_{a1} - i'_{b1}) + M \cos \frac{2\pi}{3} (i'_{b1} - i'_{a1}) + \right. \\ & + (M_f i'_f + M_t i'_t) \left( \cos \vartheta' - \cos \left( \vartheta' - \frac{2\pi}{3} \right) \right) - \\ & - M_k i'_k \left( \sin \vartheta' - \sin \left( \vartheta' - \frac{2\pi}{3} \right) \right) \left. \right] + \\ & + \frac{d}{dt'} \left[ \left( \frac{\omega_1^2}{R_m} + L_{s1} \right) (i'_{a1} - i'_{b1}) + \right. \\ & + \frac{\omega_1 \omega_2}{R_m} (i'_{a2} - i'_{b2}) + R (i'_{a1} - i'_{b1}) = 0; \\ & \frac{d}{dt'} L (i'_{a1} - i'_{c1}) + M \cos \frac{2\pi}{3} (i'_{c1} - i'_{a1}) + \\ & + (M_f i'_f + M_t i'_t) \left( \cos \vartheta' - \cos \left( \vartheta' + \frac{2\pi}{3} \right) \right) - \\ & - M_k i'_k \left( \sin \vartheta' - \sin \left( \vartheta' + \frac{2\pi}{3} \right) \right) + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & + \frac{d}{dt'} \left[ \left( \frac{\omega_2^2}{R_m} + L_{s1} \right) (i'_{a1} - i'_{c1}) + \right. \\ & + \frac{\omega_1 \omega_2}{R_m} (i'_{a2} - i'_{c2}) + R (i'_{a1} - i'_{c1}) = 0; \\ & \frac{d}{dt_1} \left[ L_{f0} i'_f + M_{ft0} i'_t + M_f \left( i'_{a1} \cos \vartheta' + \right. \right. \\ & + i'_{b1} \cos \left( \vartheta' - \frac{2\pi}{3} \right) + i'_{c1} \cos \left( \vartheta' + \frac{2\pi}{3} \right) \left. \right] + R_{f0} i'_f = e'_f; \\ & \frac{d}{dt'} \left[ L_{t0} i'_t + M_{ft0} i'_f + M_t \left( i'_{a1} \cos \vartheta' + \right. \right. \\ & + i'_{b1} \cos \left( \vartheta' - \frac{2\pi}{3} \right) + i'_{c1} \cos \left( \vartheta' + \frac{2\pi}{3} \right) \left. \right] + R_{t0} i'_t = 0; \\ & \frac{d}{dt'} \left[ L_{k0} i'_k - M_k \left( i'_{a1} \sin \vartheta' + i'_{b1} \sin \left( \vartheta' - \frac{2\pi}{3} \right) + \right. \right. \\ & + i'_{c1} \sin \left( \vartheta' + \frac{2\pi}{3} \right) \left. \right] + R_{k0} i'_k = 0; \\ & J \frac{d\omega'}{dt'} = - \frac{3}{2} (\Psi'_q i'_d - \Psi'_d i'_q) + M'_m, \\ & \omega' = \frac{d\vartheta'}{dt'}. \end{aligned} \quad (1)$$

Здесь  $i'_f, i'_t, i'_k$  — соответственно ток возбуждения и токи демпферных контуров;  $\vartheta'$  — угол поворота ротора;  $J$  — момент инерции вращающихся частей;  $\omega_1, \omega_2, R_m$  — соответственно числа витков обмоток и сопротивление основного магнитного пути трансформатора; остальные обозначения очевидны из уравнений (1) и рис. 1; уравнение вращения записано в соответствии с [2].

При составлении (1) и далее поток рассеяния любой обмотки трансформатора предполагается сцепленным с витками только этой обмотки, поэтому потокосцепление обмоток  $a_1$  и  $a_2$  будут  $\Psi'_{a1} = \omega_1 \Phi'_a + L_{s1} i'_{a1}$ ,  $\Psi'_{a2} = \omega_2 \Phi'_a + L_{s2} i'_{a2}$  и т. д., где  $\Phi'_a$  — основ-

ной поток фазы  $a$ ;  $L_{s1}, L_{s2}$  — индуктивности рассеяния. Выражение для э. д. с. индукции во вторичной обмотке фазы  $a$  трансформатора имеет вид:

$$e'_{a2} = \frac{d}{dt'} \left[ \frac{\omega_1 \omega_2}{R_m} i'_{a1} + \left( \frac{\omega_2^2}{R_m} + L_{s2} \right) i'_{a2} \right]. \quad (2)$$

Аналогично составляются выражения для фаз  $b$  и  $c$ .

Уравнение для тока  $i_n$ :

$$U'_d = L_n \frac{di'_n}{dt'} + R_n i'_n, \quad (3)$$

где  $U'_d$  — выпрямленное напряжение;  $L_n, R_n$  — индуктивность и активное сопротивление нагрузки.

Перейдем в (1) — (3) к безразмерным переменным  $i_{a1} = i'_{a1}/i_{1*}, i_{b1} = i'_{b1}/i_{1*}, \dots, i_{a2} = i'_{a2}/i_{2*}, \dots, i_n = i'_n/i_{2*}$ , где  $i_{2*} = (\omega_1/\omega_2) i_{1*}$ . Базовый статорный ток  $i_{1*}$  выбирается обычно [2] равным номинальному для данной машины. Базовые роторные токи выберем, как в [3], что соответствует в общих чертах системе равных взаимоиндуктивностей [2]. Безразмерное время  $t_*$ , несколько конкретизируя [3], выберем примерно равным  $t_* \approx L_k/R_k$ . Заменим в (1) размерные переменные на безразмерные и разделим каждое уравнение на соответствующий коэффициент, вид которого очевиден из последующего (см. также [3]). Придем к уравнениям:

$$\begin{aligned} & \frac{d}{dt} \left[ (1 + \sigma_d) (i_{a1} - i_{b1}) + (i_f + i_t) \times \right. \\ & \quad \times \left( \cos \frac{\theta}{\varepsilon} - \cos \left( \frac{\theta}{\varepsilon} - \frac{2\pi}{3} \right) \right) - \\ & \quad \left. - i_k \left( \sin \frac{\theta}{\varepsilon} - \sin \left( \frac{\theta}{\varepsilon} - \frac{2\pi}{3} \right) \right) \right] + \\ & + \frac{d}{dt} \left[ \frac{1}{\varepsilon_r} (i_{a1} + i_{a2} - i_{b1} - i_{b2}) + \sigma_{r1} (i_{a1} - i_{b1}) \right] + \\ & \quad + v_d (i_{a1} - i_{b1}) = 0; \\ & \frac{d}{dt} \left[ (1 + \sigma_d) (i_{a1} - i_{c1}) + (i_f + i_t) \times \right. \\ & \quad \times \left( \cos \frac{\theta}{\varepsilon} - \cos \left( \frac{\theta}{\varepsilon} + \frac{2\pi}{3} \right) \right) - \\ & \quad \left. - i_k \left( \sin \frac{\theta}{\varepsilon} - \sin \left( \frac{\theta}{\varepsilon} + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \right] + \\ & + \frac{d}{dt} \left[ \frac{1}{\varepsilon_r} (i_{a1} + i_{a2} - i_{c1} - i_{c2}) + \sigma_{r1} (i_{a1} - i_{c1}) \right] + \\ & \quad + v_d (i_{a1} - i_{c1}) = 0; \\ & \frac{d}{dt} \left[ (1 + \varepsilon_r \sigma_f) i_f + i_t + \frac{2}{3} \left( i_{a1} \cos \frac{\theta}{\varepsilon} + \right. \right. \\ & \quad \left. \left. + i_{b1} \cos \left( \frac{\theta}{\varepsilon} - \frac{2\pi}{3} \right) + i_{c1} \cos \left( \frac{\theta}{\varepsilon} + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \right] + \\ & \quad + v_f i_f = v_f e_f; \\ & \frac{d}{dt} \left[ (1 + \varepsilon_r \sigma_t) i_t + i_f + \frac{2}{3} \left( i_{a1} \cos \frac{\theta}{\varepsilon} + \right. \right. \\ & \quad \left. \left. + i_{b1} \cos \left( \frac{\theta}{\varepsilon} - \frac{2\pi}{3} \right) + i_{c1} \cos \left( \frac{\theta}{\varepsilon} + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \right] + \\ & \quad + v_t i_t = 0; \\ & \frac{d}{dt} \left[ i_k - \frac{2}{3} \left( i_{a1} \sin \frac{\theta}{\varepsilon} + i_{b1} \sin \left( \frac{\theta}{\varepsilon} - \frac{2\pi}{3} \right) + \right. \right. \end{aligned} \quad (4)$$

$$\left. + i_{c1} \sin \left( \frac{\theta}{\varepsilon} + \frac{2\pi}{3} \right) \right] + v_k i_k = 0;$$

$$\frac{d\omega}{dt} = v_\omega [(i_f + i_t) i_q - i_k i_d] + m;$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega.$$

Здесь  $1/\varepsilon = \omega_* t_*$ ;  $\theta = \varepsilon \theta'$ ;  $\sigma_{r1} = L_{s1}/L_{ad}$ ;  $1/\varepsilon_r = \omega_*^2/R_m L_{ad}$ ;  $m = M_{mt*}/J\omega_*$ ; остальные обозначения те же, что в [3]; в частности, обозначено  $i_d = (2/3) \times i_{b1} \cos((\theta/\varepsilon) + i_{b1} \cos(\theta/\varepsilon) - (2\pi/3)) + i_{c1} \cos((\theta/\varepsilon) + (2\pi/3))$ ;  $i_q = -(2/3) [i_{a1} \sin(\theta/\varepsilon) + i_{b1} \sin((\theta/\varepsilon) - (2\pi/3)) + i_{c1} \sin((\theta/\varepsilon) + (2\pi/3))]$ .

Уравнения (4) записаны в предположении, что справедливо равенство  $L_{ad} = L_{aq}$  (см. [3]). В развернутой форме это равенство имеет вид  $M_{df} M_{dt}/M_{ft} = M_{gk}^2/L_k$  и обычно с достаточной точностью выполняется для неавтосолюсных машин.

За базовые значения э. д. с. во вторичных обмотках примем величину  $e_{2*} = L_{ad} i_{1*}/t_*$ . Поскольку напряжение  $U'_d$  представляет собой комбинации  $e'_{a2}, e'_{b2}, e'_{c2}$ , то базовое значение  $U'_d$  надо взять тем же. Вместо (2), (3) получим:

$$e'_{a2} = e_{2*} e_{a2}; \quad e_{a2} = \frac{1}{\varepsilon_r} \frac{\omega_1}{\omega_2} \frac{d}{dt} (i_{a1} + i_{a2}) + \sigma_{r2} \frac{di_{a2}}{dt}; \quad (5)$$

$$U'_d = e_{2*} U_d; \quad U_d = \frac{1}{\varepsilon_r} \frac{\omega_1}{\omega_2} \frac{di_n}{dt} + \frac{\omega_1}{\omega_2} v_n i_n; \quad (6)$$

Здесь

$$\sigma_{r2} = \frac{\omega_1}{\omega_2} \frac{L_{s2}}{L_{ad}}; \quad \frac{1}{\varepsilon_n} = \frac{L_n}{L_{ad}}; \quad v_n = \frac{R_n t_*}{L_{ad}}.$$

Через  $\varepsilon, \varepsilon_n$  и т. д. в (4), (6) и в (5) обозначены малые величины. Причины появления малых параметров в уравнениях системы следующие. В выражения  $\cos(\theta/\varepsilon)$  и т. п. параметр  $\varepsilon$  входит как соотношение  $2\pi t_*/T$ , где  $T$  — время одного оборота ротора при синхронной скорости, причем для турбогенератора  $t_* \gg T$ . Малый параметр  $\varepsilon_r$  в членах  $\varepsilon_r \sigma_f, \varepsilon_r \sigma_t$  отражает малое рассеяние между роторными обмотками [3]. Наконец, в величины  $1/\varepsilon_r, 1/\varepsilon_n$  малые параметры  $\varepsilon_r, \varepsilon_n$  входят из-за того, что индуктивности обмоток трансформатора и нагрузки велики по сравнению с характерной индуктивностью статорной обмотки  $L_{ad}$ . Условие малости  $\varepsilon_r$  отражает также тот факт, что мал безразмерный ток холостого хода трансформатора. Остальные безразмерные параметры в (4), (6) и (5) являются либо величинами порядка единицы, либо малыми, но их малость не имеет значения за исключением  $v_f$ ; но о ее учете будет сказано ниже.

Уравнения (4), (6) и соотношение (5) не составляют замкнутую систему. Чтобы получить такую систему, нужно записать еще уравнения для токов в контурах выпрямителя. Однако далее эти уравнения не потребуются, поскольку можно ограничиться привлечением известных соотношений между напряжениями на входе и выходе выпрямителя [4].

Наличие в уравнениях системы малых параметров позволяет существенно упростить их интегрирование. Воспользуемся для этого асимптотическим методом разделения движений систем со многими быстрыми переменными [5]. Ограничимся вычислением первого приближения, отбрасывая в искомым решениях члены, пропорциональные любому малому параметру  $\varepsilon, \varepsilon_r$

и т. д. Асимптотическое преобразование уравнений сводится к отделению медленных процессов от быстрых. Как и в [3], медленными переменными, т. е. переменными, производные которых имеют порядок единицы или малы, являются  $\Psi_i = i_d + i_f + i_t$ ;  $\Psi_p = i_q + i_k$ ,  $\omega$  и, кроме того,  $i_n$ . Быстрыми переменными, производные которых имеют порядок  $1/\varepsilon$  или  $1/\varepsilon_r$ , являются все остальные токи и переменная  $\Psi_r = i_f - (\sigma_f/\sigma_t) i_t$ . Согласно указанному методу нужно выразить быстрые переменные через медленные из «быстрых» уравнений системы, внести полученные результаты в «медленные» уравнения и усреднить по быстрому времени  $t/\varepsilon$  или  $t/\varepsilon_r$ .

В отличие от [3], где использовались уравнения Парка—Горева, в данном случае уравнения содержат угол  $\vartheta$ , поэтому асимптотическое преобразование включает усреднение по  $\vartheta/\varepsilon$ .

Введем новые переменные  $\Psi_i$ ,  $\Psi_p$ ,  $\Psi_r$  и проделаем операции с целью выразить быстрые переменные через медленные. Токи  $i_f$ ,  $i_t$ ,  $i_k$  исключаются из уравнений соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} i_f &= \frac{\sigma_f}{\sigma_f + \sigma_t} \Psi_r + \frac{\sigma_t}{\sigma_f + \sigma_t} (\Psi_i - i_d); \\ i_t &= \frac{\sigma_f}{\sigma_f + \sigma_t} (\Psi_i - i_d - \Psi_r); \\ i_k &= \Psi_p - i_q. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Вычтем также из третьего уравнения системы (4) четвертое ее уравнение. Введя в получающуюся систему выражение (7), приходим к уравнениям:

$$\left. \begin{aligned} &\frac{d}{dt} (\sigma_d + \sigma_{r1}) (i_{a1} - i_{b1}) + \sqrt{3} (\Psi_i^2 + \Psi_p^2) \times \\ &\times \cos \left( \frac{\vartheta}{\varepsilon} - \varphi - \frac{\pi}{3} \right) + \frac{1}{\varepsilon_r} \frac{d}{dt} (i_{a1} + i_{a2} - \\ &- i_{b1} - i_{b2}) + v_d (i_{a1} - i_{b1}) = 0; \\ &\frac{d}{dt} (\sigma_d + \sigma_{r1}) (i_{a1} - i_{c1}) - 3 (\Psi_i^2 + \Psi_p^2) \times \\ &\times \cos \left( \frac{\vartheta}{\varepsilon} - \varphi + \frac{\pi}{3} \right) + \frac{1}{\varepsilon_r} \frac{d}{dt} (i_{a1} + i_{a2} - \\ &- i_{c1} - i_{c2}) + v_d (i_{a1} - i_{c1}) = 0; \\ &\frac{d\Psi_i}{dt} + \varepsilon_r \frac{\sigma_f}{\sigma_f + \sigma_t} \frac{d}{dt} [\sigma_f \Psi_r + \sigma_t (\Psi_i - i_d)] + \\ &+ \frac{v_f}{\sigma_f + \sigma_t} [\sigma_f \Psi_r + \sigma_t (\Psi_i - i_d)] = v_f e_f; \\ &\varepsilon_r \sigma_f \frac{d\Psi_r}{dt} + \frac{\sigma_f}{\sigma_f + \sigma_t} (v_f + v_t) \Psi_r + \\ &+ \frac{\sigma_f v_f - \sigma_t v_t}{\sigma_f + \sigma_t} (\Psi_i - i_d) = v_f e_f; \\ &\frac{d\Psi_p}{dt} + v_k (\Psi_p - i_q) = 0; \\ &\frac{d\omega}{dt} = v_\omega (\Psi_i i_q - \Psi_p i_d), \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где  $\varphi = \arctg(\Psi_i/\Psi_p)$ .

Рассмотрим процессы в схеме выпрямления. Сложим первое и второе уравнения (8), выразив в них токи  $i_{c1}$ ,  $i_{c2}$  через  $i_{a1}$ ,  $i_{a2}$ ,  $i_{b1}$ ,  $i_{b2}$  с помощью соотношений  $i_{a1} + i_{b1} + i_{c1} = 0$ ,  $i_{a2} + i_{b2} + i_{c2} = 0$ . В результате по-

лучим:

$$\begin{aligned} &\frac{d}{dt} (\sigma_d + \sigma_{r1}) i_{a1} + \sqrt{\Psi_i^2 + \Psi_p^2} \sin \left( \frac{\vartheta}{\varepsilon} - \varphi \right) + \\ &+ \frac{1}{\varepsilon_r} \frac{d}{dt} (i_{a1} + i_{a2}) + v_d i_{a1} = 0. \end{aligned} \quad (9)$$

Вычтя из второго уравнения (8) удвоенное первое уравнение, приходим тем же путем к уравнению:

$$\begin{aligned} &\frac{d}{dt} (\sigma_d + \sigma_{r1}) i_{b1} + \sqrt{\Psi_i^2 + \Psi_p^2} \sin \left( \frac{\vartheta}{\varepsilon} - \varphi - \frac{2\pi}{3} \right) + \\ &+ \frac{1}{\varepsilon_r} \frac{d}{dt} (i_{b1} + i_{b2}) + v_d i_{b1} = 0. \end{aligned} \quad (10)$$

Следствием уравнений (9), (10) является аналогичное уравнение, содержащее  $i_{c1}$ ,  $i_{c2}$ .

Как указывалось, уравнения (9), (10) надо рассматривать при  $\Psi_i$ ,  $\Psi_p = \text{const}$ , но тогда эти уравнения, аналогичное им третье уравнение и уравнения вторичных цепей вместе описывают процессы в системе «трансформатор — выпрямитель — нагрузка» при условиях, когда к первичным цепям трансформатора приложена заданная трехфазная система напряжений с амплитудой  $(\omega/\varepsilon) \sqrt{\Psi_i^2 + \Psi_p^2}$ . Расчет таких систем известен [4 и 6]. В данном случае удобнее свести его к рассмотрению системы без трансформатора. Для этого определим из (9) производную  $d(i_{a1} + i_{a2})/dt$  и, подставив ее в (5), получим:

$$\left. \begin{aligned} e_{a2} &= -\frac{w_2}{w_1} \frac{\omega}{\varepsilon} \sqrt{\Psi_i^2 + \Psi_p^2} \cos \left( \frac{\vartheta}{\varepsilon} - \varphi \right) + \\ &+ \sigma_p \frac{di_{a2}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} v_d i_{a2}; \\ \sigma_p &= \frac{w_2}{w_1} (\sigma_d + \sigma_{r1}) + \sigma_{r2}. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Аналогично получаются выражения для  $e_{b2}$  и  $e_{c2}$ .

Продолженная операция исключения м. д. с. трансформатора  $i_{a1} + i_{a2}$  и т. д. выходит за рамки первого приближения асимптотического метода, поскольку м. д. с. намагничивания — малая величина порядка  $\varepsilon_r$ . Однако здесь эта операция необходима в силу специфики уравнений. После исключения  $d(i_{a1} + i_{a2})/dt$  в (11) и далее в рассматриваемом первом приближении уже можно полагать  $i_{a1} = -i_{a2}$ .

С помощью соотношений для  $e_{a2}$ ,  $e_{b2}$ ,  $e_{c2}$  рассмотрение процессов в выпрямителе свелось к их расчету при заданных напряжениях на входе в условиях, когда перед вентилями включены индуктивности  $[\sigma_{r2} + (\omega_2/w_1)/(\sigma_d + \sigma_{r1})]$  и активное сопротивление  $(\omega_2/w_1) v_d$ . Этот расчет следует производить, считая постоянными не только  $\Psi_i$ ,  $\Psi_p$ ,  $\omega$ , но и ток  $i_n$ , который также является медленной переменной. При этом пренебрегается пульсациями выпрямленного тока, что общепринято в таких случаях [4 и 7] и формально соответствует усреднению уравнения (6) по  $\vartheta/\varepsilon$ . В результате задача сводится к определению режима выпрямления, когда напряжение питания и выпрямленный ток можно считать постоянными за период изменения питающих напряжений, но необходимо учитывать напряжение на индуктивности  $L_n$ , вызванное изменением выпрямленного тока  $i_n$ . Это приводит к уравнению

$$\begin{aligned} \frac{1}{\varepsilon_n} \frac{di_n}{dt} &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \left( \frac{w_2}{w_1} \right)^2 \frac{\omega}{\varepsilon} \sqrt{\Psi_i^2 + \Psi_p^2} - \\ &- \left( \frac{3}{\pi} \frac{\omega}{\varepsilon} \sigma_p + v_n + v_p \right) i_n, \end{aligned} \quad (12)$$



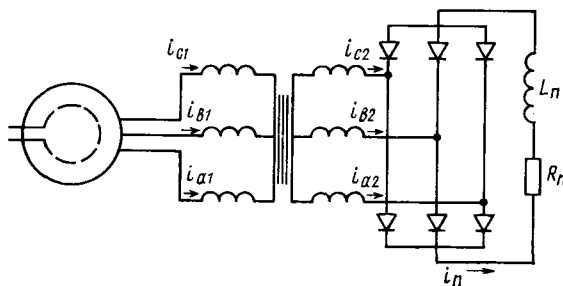


Рис. 1

где

$$\begin{aligned} v_p &= \left(2 - \frac{3\gamma}{2\pi}\right) \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} v_d + v_{d2}\right); \\ v_{d2} &= \frac{1}{L_{ad}} (R_b + R_2) t_*; \\ \cos \gamma &= 1 - \frac{2}{3} \frac{\omega_1}{\omega_2} \sigma_p \frac{i_n}{\sqrt{\Psi_l^2 + \Psi_p^2}}; \end{aligned}$$

$R_2, R_b$  — активные сопротивления вторичной обмотки трансформатора и вентиля в прямом направлении.

Уравнение (12) записано для схемы Ларионова (рис. 1) в режиме попеременной работы вентиля группами по два и по три [4], при этом  $\gamma$  — угол перекрытия [4]. Основываясь, например, на [4], можно записать аналогичные уравнения для иных схем выпрямления и иных режимов работы вентиля.

Выразим теперь через медленные переменные фазные токи и токи  $i_d, i_q$ . Рассмотрим сначала самый простой случай, когда можно не учитывать интервал одновременной работы трех вентиля и считать  $\gamma=0$ . Тогда фазные токи в первичных обмотках трансформатора выражаются через ток  $i_n$  соотношениями:

$$i_{a2} = \begin{cases} i_n & 0 < \vartheta/\varepsilon < \pi/3 + \varphi, \\ & 5\pi/3 + \varphi < \vartheta/\varepsilon < 2\pi; \\ 0 & \pi/3 + \varphi < \vartheta/\varepsilon < 2\pi/3 + \varphi, \\ & 4\pi/3 + \varphi < \vartheta/\varepsilon < 5\pi/3 + \varphi; \\ -i_n & 2\pi/3 + \varphi < \vartheta/\varepsilon < 4\pi/3 + \varphi. \end{cases} \quad (13)$$

Аналогичный вид имеют выражения для  $i_{b1}, i_{c1}$ . При вычислении этих токов, как и выше, можно полагать м. д. с. намагничивания  $i_{a1} + i_{a2} = 0$ .

Зная  $i_{a1}, i_{b1}, i_{c1}$ , можно найти  $i_d, i_q$  и их средние значения  $\langle i_d \rangle, \langle i_q \rangle$  по  $\vartheta/\varepsilon$ :

$$\langle i_d \rangle = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} i_n \cos \varphi; \quad \langle i_q \rangle = -\frac{2\sqrt{3}}{\pi} i_n \sin \varphi. \quad (14)$$

Из быстрых переменных осталось найти  $\Psi_r$ . Беря среднее по  $\vartheta/\varepsilon$  от обеих частей четвертого уравнения (8) и учитывая, что среднее от производной  $d\Psi_r/dt = 0$ , получаем:

$$\langle \Psi_r \rangle = \frac{\sigma_f + \sigma_t}{\sigma_f(v_f + v_t)} v_f e_f - \frac{\sigma_t v_f - \sigma_f v_t}{\sigma_f(v_f + v_t)} (\Psi_l - \langle i_d \rangle). \quad (15)$$

При выводе уравнений медленных нестационарных процессов гармоник, содержащие  $\sin(\vartheta/\varepsilon)$  и т. д. в выражении для  $\Psi_r$ , не используются и поэтому здесь не вычисляются.

Введя найденные средние в третье, пятое и шестое уравнения (8) и присоединяя уравнение (12), получаем в соответствии с методом усреднения уравнения

медленных нестационарных процессов в первом приближении:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Psi_l}{dt} + \omega_{ll} \Psi_l - \omega_{lp} i_n \frac{\Psi_p}{\sqrt{\Psi_l^2 + \Psi_p^2}} &= \omega_{ll} e_f; \\ \frac{d\Psi_p}{dt} + \omega_{pl} i_n \frac{\Psi_l}{\sqrt{\Psi_l^2 + \Psi_p^2}} + \omega_{pp} \Psi_p &= 0; \\ \frac{d\omega}{dt} &= -\frac{2\sqrt{3}}{\pi} v_\omega i_n \sqrt{\Psi_l^2 + \Psi_p^2} + m; \\ \frac{di_n}{dt} &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} v_{ie} \omega \sqrt{\Psi_l^2 + \Psi_p^2} - v_{ir} i_n. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

Здесь

$$\left. \begin{aligned} \omega_{ll} &= \frac{v_f v_t}{v_f + v_t}; \quad \omega_{lp} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \frac{v_f v_t}{v_f + v_t}; \\ \omega_{pp} &= v_k; \quad \omega_{pl} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} v_k; \\ v_{ir} &= \varepsilon_n \left[ v_n + 2 \left( \frac{\omega_2}{\omega_1} v_d + v_{d2} \right) \right]; \\ v_{ie} &= (\omega_2/\omega_1)^2 (\varepsilon_n/\varepsilon). \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

Ток  $i_n$  выше и в (16) считается медленной переменной, хотя коэффициент  $v_{ie}$  содержит отношение  $\varepsilon_n/\varepsilon$ . Это оправдано, поскольку практически при индуктивной нагрузке индуктивность  $L_n$  велика и  $\varepsilon_n \gg \varepsilon$ . Наиболее интересен, например, для машины с индуктивным накопителем случай, когда коэффициенты  $\omega_{ll}, \omega_{lp}, v_\omega$  и  $v_{ie}$  одного порядка.

Уравнения (16) записаны для случая, когда  $\gamma=0$ . В случаях, когда нельзя пренебрегать углом перекрытия  $\gamma$ , нужно использовать другие выражения для токов в обмотках трансформатора. Эти выражения известны [4 и 7]. Соответственно получаются другие выражения для  $\langle i_d \rangle, \langle i_q \rangle$ . Последовательность вывода уравнений медленных нестационарных процессов сохраняется, но сами уравнения из-за изменения  $\langle i_d \rangle, \langle i_q \rangle$  приобретают следующий вид: коэффициенты  $\omega_{lp}, \omega_{pl}$  в (16) заменяются соответственно на  $\omega_{lp}[1 + \varphi_1(\Psi_l, \Psi_p, i_n)]$ ,  $\omega_{pl}[1 + \varphi_2(\Psi_l, \Psi_p, i_n)]$ , в правую часть последнего уравнения (16) добавляется член  $(-3\omega\sigma_{pn}/\pi)$ , а уравнение вращения заменяется:

$$\begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} &= -v_\omega \frac{2\sqrt{3}}{\pi} i_n \sqrt{\Psi_l^2 + \Psi_p^2} \times \\ &\times \left( 1 - \frac{\omega_1}{\omega_2} \frac{\sigma_n}{\sqrt{3}} \frac{i_n}{\sqrt{\Psi_l^2 + \Psi_p^2}} \right). \end{aligned} \quad (18)$$

Через  $\varphi_1(\Psi_l, \Psi_p, i_n), \varphi_2(\Psi_l, \Psi_p, i_n)$  выше обозначено:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1 &= \frac{\sqrt{3}}{4\sigma_p} \frac{\omega_2}{\omega_1} \frac{\Psi_l}{\Psi_p i_n} \sqrt{\Psi_l^2 + \Psi_p^2} (\sin \gamma - \gamma) - \\ &- \frac{1}{2} \frac{\Psi_l}{\Psi_p} \sin \gamma - \frac{\omega_1}{\omega_2} \frac{\sigma_n}{\sqrt{3}} \frac{i_n}{\sqrt{\Psi_l^2 + \Psi_p^2}}; \\ \varphi_2 &= -\frac{\omega_1}{\omega_2} \frac{\sigma_n}{\sqrt{3}} \frac{i_n}{\sqrt{\Psi_l^2 + \Psi_p^2}} - \frac{\sqrt{3}}{4\sigma_p} \frac{\omega_2}{\omega_1} \times \\ &\times \frac{\Psi_p}{\Psi_l i_n} \sqrt{\Psi_l^2 + \Psi_p^2} (\sin \gamma - \gamma) + \\ &+ \frac{1}{2} \frac{\Psi_p}{\Psi_l} \sin \gamma. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

В указанных уравнениях не учитывается влияние активного сопротивления в цепи анода вентиля на средние значения токов  $\langle i_a \rangle$ ,  $\langle i_q \rangle$ ; обычно это влияние малосущественно [4].

В последнем уравнении (16) величина  $v_{ir}$  может быть того же порядка, что и  $v_{ie}$ . Этот случай отвечает относительно большому сопротивлению цепи нагрузки, когда постоянная времени этой цепи того же порядка, что и механическая постоянная времени, а также постоянная времени обмотки возбуждения. Но интересен и случай, когда активное сопротивление нагрузки и параметр  $v_{ir}$  малы. Тогда членом  $v_{ir}i_n$  в последнем уравнении (16) можно пренебречь. Рассмотрим случай, когда машина работает за счет кинетической энергии предварительно раскрученного маховика. При этом внешний момент  $m=0$ . Умножая в этом случае последнее уравнение (16) на  $i_n$ , а предпоследнее на  $\omega$  и исключая радикал, придем к соотношению:

$$-\frac{\omega}{2v_\omega} \frac{d\omega}{dt} = \frac{i_n}{3v_{ie}} \frac{di_n}{dt}. \quad (20)$$

Интегрируя (20) при начальных условиях  $\omega(0)=\omega_0$ ,  $i_n(0)=0$ , получаем

$$\frac{1}{2v_\omega} (\omega_0^2 - \omega^2) = \frac{1}{3v_{ie}} i_n^2. \quad (21)$$

Это соотношение позволяет исключить одну из переменных  $\omega$  или  $i_n$ .

Если вернуться в (21) к размерным переменным, то придем к соотношению

$$\frac{1}{2} J \omega_0'^2 - \frac{1}{2} J \omega'^2 = \frac{1}{2} L_n i_n'^2, \quad (22)$$

которое выражает энергетический баланс установки с точностью до потерь. Аналогичные энергетические соотношения, но более громоздкие, справедливы и при учете угла  $\gamma$ .

Дальнейшее разделение переходных процессов при малой постоянной времени демпферного контура. При выводе уравнений (16) не делалось различий между постоянной времени демпферного контура и остальными постоянными времени. Но во многих случаях она меньше остальных, поэтому коэффициенты  $\omega_{pl}$ ,  $\omega_{pr} \gg \omega_{il}$ ,  $\omega_{ir}$ ,  $v_\omega$ ,  $v_{ie}$ . Это позволяет отделить переменную  $\Psi_p$  от остальных. В первом приближении для этого нужно проинтегрировать второе уравнение (16) при  $\Psi_l$ ,  $i_n = \text{const}$ , внести результат в остальные уравнения и взять среднее по времени. Если же задаться только целью выписать медленные уравнения, не интересуясь зависимостью  $\Psi_p$  от времени, то интеграл второго уравнения (16) можно не вычислять. Достаточно использовать следующее свойство этого уравнения: все его решения при  $t \rightarrow \infty$  асимптотически стремятся к постоянной, равной

$$\langle \Psi_p \rangle = - \sqrt{\Psi_l \sqrt{\frac{1}{4} \Psi_l^2 + \frac{12}{\pi^2} i_n^2} - \frac{1}{2} \Psi_l^2}. \quad (23)$$

Здесь учтены выражения (17) для  $\omega_{pl}$ ,  $\omega_{pr}$ .

Постоянная (23) и есть среднее значение  $\Psi_p$ . Введя его в остальные уравнения и учитывая, что при  $v_t \gg v_f$  можно положить  $\omega_{il} = v_f$ , придем к уравнениям:

$$\left. \begin{aligned} & \frac{d\Psi_l}{dt} + v_f \Psi_l + \frac{12}{\pi^2} v_f \times \\ & \times \frac{i_n}{\frac{1}{2} \Psi_l + \sqrt{\frac{1}{4} \Psi_l^2 + \frac{12}{\pi^2} i_n^2}} = v_f e_f; \end{aligned} \right\}$$

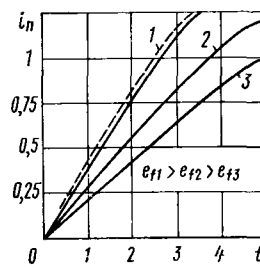


Рис. 2

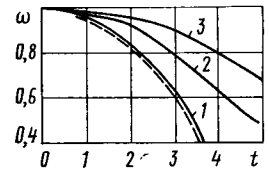


Рис. 3

$$\left. \begin{aligned} & \frac{d\omega}{dt} = - \frac{2\sqrt{3}}{\pi} v_\omega i_n \times \\ & \times \sqrt{\frac{1}{2} \Psi_l^2 + \Psi_l} \sqrt{\frac{1}{4} \Psi_l^2 + \frac{12}{\pi^2} i_n^2 + m}; \\ & \frac{di_n}{dt} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} v_{ie} \omega \times \\ & \times \sqrt{\frac{1}{2} \Psi_l^2 + \Psi_l} \sqrt{\frac{1}{4} \Psi_l^2 + \frac{12}{\pi^2} i_n^2} - \\ & - v_{ir} i_n. \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

При малых значениях  $v_{ir}$  из них также можно исключить одну из переменных  $\omega$  или  $i_n$ , основываясь на соотношении энергетического баланса. Исключим, например,  $\omega$ . Получим два уравнения:

$$\left. \begin{aligned} & \frac{d\Psi_l}{dt} + v_f \Psi_l + \frac{12}{\pi^2} v_f \times \\ & \times \frac{i_n}{\frac{1}{2} \Psi_l + \sqrt{\frac{1}{4} \Psi_l^2 + \frac{12}{\pi^2} i_n^2}} = v_f e_f; \\ & \frac{di_n}{dt} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} v_{ie} \sqrt{\left(\omega_0^2 - \frac{2}{3} \frac{v_\omega}{v_{ie}} i_n^2\right)} \times \\ & \times \left(\frac{1}{2} \Psi_l^2 + \Psi_l \sqrt{\frac{1}{4} \Psi_l^2 + \frac{12}{\pi^2} i_n^2}\right). \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

Уравнения (24) или (25) охватывают случай, когда скорости изменения потокосцепления  $\Psi_l$ , тока  $i_n$  и угловой скорости  $\omega$  одного порядка. Интересен еще случай, когда  $\Psi_l$  — более быстрая переменная, чем  $i_n$  и  $\omega$ . Отделяя аналогично указанному выше и эту переменную, из первого уравнения (25) получаем:

$$\langle \Psi_l \rangle = e_f - \frac{12}{\pi^2 e_f} i_n^2. \quad (26)$$

Введя (26) во второе уравнение (25), придем к одному уравнению:

$$\frac{di_n}{dt} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} v_{ie} \times \sqrt{\left(\omega_0^2 - \frac{2}{3} \frac{v_\omega}{v_{ie}} i_n^2\right) \left(e_f^2 - \frac{12}{\pi^2} i_n^2\right)}. \quad (27)$$

Дифференцируя (27) по времени и заменяя радикал производной из (27), получаем уравнение второго порядка:

$$\frac{di_n}{dt} = \frac{27}{\pi^2} v_{ie}^2 \left[ \frac{16}{\pi^2} \frac{v_\omega}{v_{ie}} i_n^3 - \left( \frac{2}{3} \frac{v_\omega}{v_{ie}} e_f^2 + \frac{12}{\pi^2} \omega_0^2 \right) i_n \right]. \quad (28)$$

Если пренебречь в (26) изменением потока возбуждения, т. е. членом, содержащим  $i_n^2$ , то вместо (28) получим уравнение

$$\frac{d^2 i_n}{dt^2} = - \frac{18}{\pi^2} v_{\omega} v_{ie} e^2 i_n, \quad (29)$$

аналогичное уравнению контура с индуктивностью и емкостью. С точностью до обозначений это уравнение совпадает с уравнением (68) в [1], если в последнем положить  $R=0$ . Поэтому можно сказать, что приведенные выше уравнения (16), (24) и т. п. представляют собой обобщение указанного известного уравнения на случаи, когда учитываются различные переходные процессы в генераторе.

Уравнения (16) или (24) сравнительно несложно интегрировать численно, чего нельзя сказать об исходной полной системе. Некоторые результаты интегрирования для одной из серийно выпускаемых машин с индуктивным накопителем энергии и маховиком представлены на рис. 2 и 3. Начальные условия соответствовали следующему порядку включения: после достижения номинальной угловой скорости машина включается на трансформатор и подается возбуждение; затем после затухания переходных процессов замыкаются цепи вторичных обмоток с выпрямителем и накопителем. Кривые на рис. 2 и 3 соответствуют различным значениям напряжения возбуждения. Для

проверки были проведены расчеты по уравнениям (16), как более точным; результаты этих расчетов показаны на рис. 2 и 3 штриховой линией.

В целом проведенные расчеты показали, что в интересующей авторов установке требуемое значение тока  $i_n$  достигается через слишком большое время. Для его уменьшения необходимо регулировать возбуждение с учетом ограничений на напряжение статора и напряжение возбуждения. Исследование задачи об управлении возбуждением также было выполнено на основе полученных выше уравнений.

#### Список литературы

1. Глебов И. А., Кашарский Э. Г., Рутберг Ф. Г. Синхронные генераторы в электрофизических установках. — Л.: Наука, 1977.
2. Важнов А. И. Основы теории переходных процессов синхронной машины. — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1960.
3. Власов Е. Н., Саблин А. Д., Ходжаев К. Ш. Уравнения медленных переходных процессов синхронной машины. — Электричество, 1980, № 9.
4. Глебов И. А. Системы возбуждения мощных синхронных машин. — Л.: Наука, 1979.
5. Волосов В. М., Моргунов Б. И. Метод осреднения в теории нелинейных колебательных систем. — Изд. МГУ, 1971.
6. Размадзе Ш. М. Преобразовательные схемы и системы. — М.: Высшая школа, 1967.
7. Аксенов В. Н. Выпрямители и трансформаторные подстанции. — М.: Связьиздат, 1961.

[13.08.81]

УДК 621.313.322.013.4.001.24

## Исследование намагничивающего действия реакции якоря в синхронных импульсных генераторах

ЛООС А. В., доктор техн. наук, ЛУКУТИН А. В., инж., ЧУЧАЛИН А. И., канд. техн. наук  
Томский политехнический институт

Использование намагничивающего действия реакции якоря для импульсной форсировки основного магнитного потока в синхронных импульсных генераторах существенно улучшает их эксплуатационные характеристики [1—3]. В связи с этим разработке импульсных генераторов, реализующих этот способ форсировки магнитного потока, уделяется большое внимание. Однако до сих пор нельзя считать решенной задачу изучения процессов намагничивания за счет реакции якоря, так как при анализе в известных работах не учитывался ряд важных факторов:

взаимное влияние основного магнитного потока и потоков рассеяния на магнитную нагруженность ярма и зубцовой зоны;

влияние сдвига магнитной оси результирующего поля в воздушном зазоре относительно оси обмотки возбуждения на насыщение магнитной цепи машины; пространственное распределение обмоток;

изменение формы поля в воздушном зазоре непосредственно во время переходного процесса.

В статье исследуется процесс возрастания основного магнитного потока при внезапном коротком замыкании (к. з.) однофазного неявнополюсного синхронного генератора. Этот режим является основным этапом работы большинства известных схем импульсных генераторов, поэтому его изучение имеет большое практическое значение [4].

Исследование переходных процессов для решения поставленной задачи можно выполнить при непосредственном расчете пространственного распределения поля в воздушном зазоре с учетом насыщения магнитной цепи и определения по полученной картине поля потокосцеплений контуров машины с учетом пространственного распределения обмоток. Решение задачи расчета магнитного поля во время переходного процесса выполнено на основе вариационного метода Канторовича [5].

При исследовании были сделаны следующие допущения:

1. Зубцовая зона электрической машины развертывается в полосу. Начальная силовая линия  $A=0$  проходит по границе исследуемой области, что позволяет рассматривать задачу с нулевыми граничными условиями. Такое допущение правомерно, так как на границах области отсутствует тангенциальная составляющая вектора индукции магнитного поля  $B_x$  вследствие симметричного расположения токоведущих частей относительно границ решаемой области. Принятие же нуля нормальной составляющей вектора индукции магнитного поля  $B_y$  на границах раздела «ярмо ротора — технологический зазор» и «ярмо статора — технологический зазор» обусловлено большим различием магнитных сопротивлений ферромагнитной среды и воздуха.

2. Обмотки ротора и статора заменяются прямоугольной зоной с равномерно распределенной плотностью тока. Это допущение возможно при использовании эквивалентной плотности тока ( $A/m^2$ ) в токоведущей области, определяемой из выражения

$$j_a = \frac{I\omega}{S}, \quad (1)$$

где  $I$  — ток обмотки, (А);  $\omega$  — число витков обмотки;  $S$  — площадь сечения токоведущей зоны ( $m^2$ ).

3. Зубчатость машины учитывается эквивалентной магнитной проницаемостью (отн. ед.), одинаковой в тангенциальном и нормальном направлениях, определяемой по результирующей характеристике намагничивания зубцовой зоны:

$$\mu_a = f(F_{z1} + F_\delta + F_{z2}), \quad (2)$$

где  $F_{z1}$ ,  $F_\delta$ ,  $F_{z2}$  — падения магнитного потенциала на зубцы статора, воздушный зазор и зубцы ротора (А).

Магнитная проницаемость ярма статора и ротора не равна бесконечности и находится по характеристике намагничивания этих участков магнитопровода.

4. Система координат жестко связана с ротором, причем ось ординат проходит через начало полюсного деления, а ось абсцисс — по поверхности тела ротора.

5. В статье исследуется двумерная область, что приводит к рассмотрению плоско-параллельного магнитного поля.

6. Общепринятым является допущение, заключающееся в пренебрежении волновыми процессами в электрических машинах, т. е. в пренебрежении токами смещения.

Принятые допущения позволяют упростить систему уравнений электромагнитного поля, приводя их к уравнениям переменного магнитного поля в проводящей среде и квазистационарного магнитного поля в непроводящей среде.

На рис. 1 представлена прямоугольная область, соответствующая части машины на одно полюсное деление.

Согласно методу Канторовича решение для векторного магнитного потенциала ищется в виде

$$A(x, y) = \sum_{k=1}^n \varphi_k(x) f_k(y). \quad (3)$$

Поскольку минимизация функционала осуществляется с учетом вида выбранного решения ограничимся одним слагаемым ряда

$$A(x, y) = \varphi(x) f(y). \quad (4)$$

Функция  $\varphi(x)$ , т. е. распределение потока вдоль воздушного зазора, определяется в зависимости от отношения заполненной части полюсного деления ко всему полюсному делению. При выбранном соотношении обмотанной части полюсного деления функция  $\varphi(x)$  имеет вид

$$\varphi(x) = \sin \frac{\pi x}{\tau} + K \sin \frac{3\pi x}{\tau}, \quad (5)$$

где

$$K = \frac{\sin 3\pi\gamma}{9 \sin \pi\gamma}; \quad (6)$$

$\gamma$  — отношение обмотанной части полюсного деления ко всему полюсному делению  $\tau$ .

При расчете переходных процессов электрических машин на ЭЦВМ на каждом участке интегрирования полевая задача представляется линейной, и поэтому

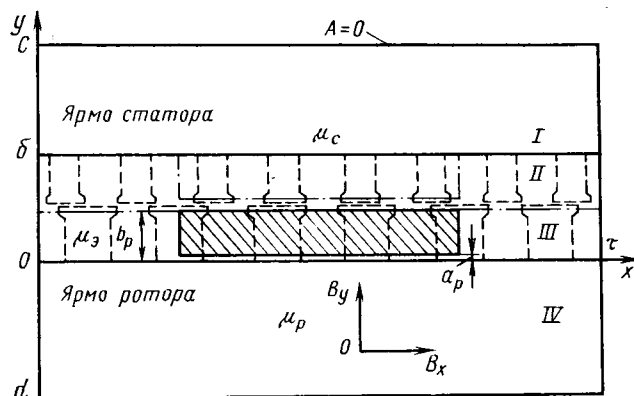


Рис. 1. Расчетная схема магнитной цепи генератора на одно полюсное деление

векторный магнитный потенциал в расчетной области определяется суммой векторных магнитных потенциалов поля, создаваемых обмоткой статора и ротора.

Исследуя поле, создаваемое обмоткой ротора, разобьем расчетную область на четыре зоны так, чтобы в третьей зоне  $j_a(y) = j_{a0}$ , а в первой, второй, четвертой  $j_a(y) = 0$ . Интегрируя функционал по координате  $x$  и решая полученное дифференциальное уравнение для определения функций  $f(y)$  в каждой из зон [6], получаем выражения для векторного магнитного потенциала поля ротора (в отн. ед.):

$$\left. \begin{aligned} A_p^I(x, y) &= [C_1 e^{Py} + C_2 e^{-Py}] \left[ \sin \frac{\pi x}{\tau} + K \sin \frac{3\pi x}{\tau} \right], \\ &\quad \delta \leq y \leq c; \\ A_p^{II}(x, y) &= [C_3 e^{Py} + C_4 e^{-Py}] \left[ \sin \frac{\pi x}{\tau} + K \sin \frac{3\pi x}{\tau} \right], \\ &\quad b_p \leq y \leq \delta; \\ A_p^{III}(x, y) &= [C_5 e^{Py} + C_6 e^{-Py} + C_0] \left[ \sin \frac{\pi x}{\tau} + \right. \\ &\quad \left. + K \sin \frac{3\pi x}{\tau} \right], \quad 0 \leq y \leq b_p; \\ A_p^{IV}(x, y) &= [C_7 e^{Py} + C_8 e^{-Py}] \left[ \sin \frac{\pi x}{\tau} + K \sin \frac{3\pi x}{\tau} \right], \\ &\quad d \leq y \leq 0, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где  $C_1—C_8$  — коэффициенты (отн. ед.), определяемые из граничных условий и зависящие от размеров токового слоя обмотки ротора (взятых относительно полюсного деления  $\tau$ ) и магнитных проницаемостей участков магнитопровода (относительно  $\mu_0$ );  $C_0$  — коэффициент, определяемый размерами и плотностью тока токоведущих частей ротора  $j_{af}$  (относительно  $j_{af0}$ ) и магнитной проницаемостью зубцовой зоны генератора  $\mu_a$  (отн. ед.);  $P$  — корень характеристического уравнения (отн. ед.).

Аналогичным образом получены выражения для векторного магнитного потенциала поля от действия тока обмотки статора (в отн. ед.):

$$\left. \begin{aligned} A_c^I(x, y, t) &= [D_1 e^{Py} + D_2 e^{-Py}] \left[ \sin \left( \frac{\pi x}{\tau} - \omega_0 t \right) + \right. \\ &\quad \left. + K \sin \left( \frac{3\pi x}{\tau} - 3\omega_0 t \right) \right], \\ A_c^{II}(x, y, t) &= [D_3 e^{Py} + D_4 e^{-Py} + D_0] \left[ \sin \left( \frac{\pi x}{\tau} - \right. \right. \end{aligned} \right]$$

$$\begin{aligned}
 & -\omega_0 t) + K \sin\left(\frac{3\pi x}{\tau} - 3\omega_0 t\right)], \quad a_c \leq y \leq \delta; \\
 A_c^{III}(x, y, t) = & [D_5 e^{Py} + D_6 e^{-Py}] \left[ \sin\left(\frac{\pi x}{\tau} - \omega_0 t + \right. \right. \\
 & \left. \left. + K \sin\left(\frac{3\pi x}{\tau} - 3\omega_0 t\right)\right], \quad 0 \leq y \leq a_c; \right. \\
 A_c^{IV}(x, y, t) = & [D_7 e^{Py} + D_8 e^{-Py}] \left[ \sin\left(\frac{\pi x}{\tau} - \omega_0 t + \right. \right. \\
 & \left. \left. + K \sin\left(\frac{3\pi x}{\tau} - 3\omega_0 t\right)\right], \quad d \leq y \leq 0, \right.
 \end{aligned} \quad (8)$$

где  $\omega_0$  — угловая частота вращения ротора ( $c^{-1}$ ), принимаемая постоянной при рассмотрении электромагнитных переходных процессов и определяемая из уравнения моментов в электромеханических переходных процессах;  $D_1$ — $D_8$  — коэффициенты, определяемые из граничных условий и зависящие от размеров токового слоя обмотки статора (относительно  $\tau$ ) и магнитных проницаемостей участков магнитопровода (относительно  $\mu_0$ ) (отн. ед.);  $D_0$  — коэффициент, определяемый размерами и плотностью тока токоведущих частей статора  $j_{\partial a}$  (относительно  $j_{\partial a 0}$ ) и магнитной проницаемостью зубцовой зоны генератора  $\mu_a$  (отн. ед.).

Как видно из (8), векторный магнитный потенциал поля, создаваемого токами статора зависит от времени. Это вызвано тем, что оси координат жестко связаны с ротором.

Выражения результирующего векторного магнитного потенциала окончательно запишутся (в отн. ед.):

$$\begin{aligned}
 A^I(x, y, t) = & [C_1 e^{Py} + C_2 e^{-Py}] \left[ \sin \frac{\pi x}{\tau} + K \sin \frac{3\pi x}{\tau} \right] + \\
 & + [D_1 e^{Py} + D_2 e^{-Py}] \left[ \sin \left( \frac{\pi x}{\tau} - \omega_0 t \right) + \right. \\
 & \left. + K \sin \left( \frac{3\pi x}{\tau} - 3\omega_0 t \right) \right], \quad \delta \leq y \leq c; \\
 A^{II}(x, y, t) = & [C_3 e^{Py} + C_4 e^{-Py}] \left[ \sin \frac{\pi x}{\tau} + K \sin \frac{3\pi x}{\tau} \right] + \\
 & + [D_3 e^{Py} + D_4 e^{-Py} + D_0] \left[ \sin \left( \frac{\pi x}{\tau} - \omega_0 t \right) + \right. \\
 & \left. + K \sin \left( \frac{3\pi x}{\tau} - 3\omega_0 t \right) \right], \quad a_c \leq y \leq \delta; \\
 A^{III}(x, y, t) = & [C_5 e^{Py} + C_6 e^{-Py}] \left[ \sin \frac{\pi x}{\tau} + K \sin \frac{3\pi x}{\tau} \right] + \\
 & + [D_5 e^{Py} + D_6 e^{-Py}] \left[ \sin \left( \frac{\pi x}{\tau} - \omega_0 t \right) + \right. \\
 & \left. + K \sin \left( \frac{3\pi x}{\tau} - 3\omega_0 t \right) \right], \quad b_p \leq y \leq a_c; \\
 A^{IV}(x, y, t) = & [C_7 e^{Py} + C_8 e^{-Py} + C_0] \left[ \sin \frac{\pi x}{\tau} + \right. \\
 & \left. + K \sin \frac{3\pi x}{\tau} \right] + [D_7 e^{Py} + D_8 e^{-Py}] \times \\
 & \times \left[ \sin \left( \frac{\pi x}{\tau} - \omega_0 t \right) + K \sin \left( \frac{3\pi x}{\tau} - 3\omega_0 t \right) \right], \quad 0 \leq y \leq b_p; \\
 A^V(x, y, t) = & [C_7 e^{Py} + C_8 e^{-Py}] \left[ \sin \frac{\pi x}{\tau} + K \sin \frac{3\pi x}{\tau} \right] + \\
 & + [D_7 e^{Py} + D_8 e^{-Py}] \left[ \sin \left( \frac{\pi x}{\tau} - \omega_0 t \right) + \right. \\
 & \left. + K \sin \left( \frac{3\pi x}{\tau} - 3\omega_0 t \right) \right], \quad d \leq y \leq 0,
 \end{aligned} \quad (9)$$

Интегрируя выражения векторного магнитного потенциала (9) по площади поперечного сечения обмоток, получаем потокоцепления контуров. Для определения потокоцеплений в физических размерностях (Вб) введем соответствующие множители:

$$\begin{aligned}
 \psi_a = & \frac{4\tau^2 l \mu_0}{\pi S_c p} \left\{ \frac{\omega_f i_f}{S_p} [C_3 N_1 - C_4 N_2] \left[ \sin \frac{\pi \gamma}{2} \cos \omega_0 t - \right. \right. \\
 & \left. - \frac{K}{3} \sin \frac{3\pi \gamma}{2} \cos 3\omega_0 t \right] + \frac{\omega_a i_a}{S_c} [D_3 N - D_4 N_2 + \\
 & \left. + D_0 N_3] \left[ \sin \frac{\pi \gamma}{2} - \frac{K}{3} \sin \frac{3\pi \gamma}{2} \right] \right\} + L_{\sigma a n} i_a; \\
 \psi_f = & \frac{4\tau^2 l \mu_0}{\pi S_p p} \left\{ \frac{\omega_f i_f}{S_p} [C_5 N_3 - C_6 N_4 + C_0 N_6] \times \right. \\
 & \times \left[ \sin \frac{\pi \gamma}{2} - \frac{K}{3} \sin \frac{3\pi \gamma}{2} \right] + \frac{\omega_a i_a}{S_c} [D_5 N_3 - D_6 N_4] \times \\
 & \times \left[ \sin \frac{\pi \gamma}{2} \cos \omega_0 t - \frac{K}{3} \sin \frac{3\pi \gamma}{2} \cos 3\omega_0 t \right] \left. \right\} + L_{\sigma f l} i_f; \\
 N_1 = & \frac{1}{p} [e^{p b_c} - e^{p a_c}] \text{ отн. ед.}; \\
 N_2 = & \frac{1}{p} [e^{-p b_c} - e^{-p a_c}] \text{ отн. ед.}; \\
 N_3 = & \frac{1}{p} [e^{p b_p} - e^{p a_p}] \text{ отн. ед.}; \\
 N_4 = & \frac{1}{p} [e^{-p b_p} - e^{-p a_p}] \text{ отн. ед.}; \\
 N_5 = & b_c - a_c \text{ отн. ед.}; \\
 N_6 = & b_p - a_p \text{ отн. ед.};
 \end{aligned} \quad (10)$$

$\psi_a, \psi_f$  — потокоцепления контуров статора и ротора (Вб);  $\omega_a, \omega_f$  — число витков обмотки статора и ротора;  $i_a, i_f$  — токи обмоток статора и ротора (А);  $L_{\sigma a l}, L_{\sigma f l}$  — индуктивности лобового рассеяния обмоток статора и возбуждения, определяемые по общепринятой методике (Ом·с);  $l$  — осевая длина активного железа машины (м);  $\mu_0$  — магнитная проницаемость вакуума (Гн/м);  $S_c, S_p$  — площадь сечения токоведущих частей статора и ротора ( $m^2$ );  $p$  — число пар полюсов;  $t$  — время (с).

В фазных координатах уравнения равновесия напряжений генератора (В) без демпферных обмоток на роторе запишутся системой:

$$\begin{cases} U_a = r_a i_a + \frac{d\psi_a}{dt}; \\ U_f = r_f i_f + \frac{d\psi_f}{dt}. \end{cases} \quad (12)$$

Так как в расчетной модели реальная обмотка заменена токоведущим слоем, то для сохранения постоянных времени контуров необходимо активные сопротивления обмоток заменить эквивалентными  $r_a^3, r_f^3$ . Исходя из равенства намагничивающих сил обмоток реальной машины и модели, эквивалентные активные сопротивления (Ом) запишутся:

$$r_f^3 = r_f \frac{S_p}{q_f w_f}; \quad r_a^3 = r_a \frac{S_c}{q_a w_a}, \quad (13)$$

где  $q_f, q_a$  — сечение эффективного проводника в пазу ротора и статора ( $m^2$ );  $r_f, r_a$  — активные сопротивления обмотки возбуждения и фазы статора (Ом).

Находя производные потокоцеплений (10) по времени и подставляя их в систему (12) с учетом (13), получаем:

$$\begin{aligned} -U_a = & r_a i_a + \frac{4\tau^4 l \mu_0 \omega_f}{\pi S_c S_p p} [C_3 N_1 - C_4 N_1] \left\{ \sin \frac{\pi \gamma}{2} \cos \omega_0 t - \right. \\ & - \frac{K}{3} \sin \frac{3\pi \gamma}{2} \cos 3\omega_0 t \left. \right\} \frac{di_f}{dt} + \omega_0 \left[ -\sin \frac{\pi \gamma}{2} \sin \omega_0 t + \right. \\ & + K \sin \frac{3\pi \gamma}{2} \sin 3\omega_0 t \left. \right] i_f \left\} + \frac{4\tau^4 l \mu_0 \omega_a}{\pi S_c^2 p} [D_3 N_1 - D_4 N_2 + \right. \\ & + D_0 N_3] \left[ \sin \frac{\pi \gamma}{2} - \frac{K}{3} \sin \frac{3\pi \gamma}{2} \right] \frac{di_a}{dt} + L_{\text{яал}} \frac{di_a}{dt}; \\ U_f = & r_f i_f + \frac{4\tau^4 l \mu_0 \omega_f}{\pi S_c^2 p} [C_5 N_3 - C_6 N_4 + C_0 N_6] \times \\ & \times \left[ \sin \frac{\pi \gamma}{2} - \frac{K}{3} \sin \frac{3\pi \gamma}{2} \right] \frac{di_f}{dt} + \frac{4\tau^4 l \mu_0 \omega_a}{\pi S_p S_c p} [D_5 N_3 - D_6 N_4] \times \\ & \times \left\{ \left[ \sin \frac{\pi \gamma}{2} \cos \omega_0 t - \frac{K}{3} \sin \frac{3\pi \gamma}{2} \cos 3\omega_0 t \right] \frac{di_a}{dt} + \right. \\ & + \omega_0 \left[ -\sin \frac{\pi \gamma}{2} \sin \omega_0 t + K \sin \frac{3\pi \gamma}{2} \sin 3\omega_0 t \right] i_a \left. \right\} + \\ & + L_{\text{афл}} \frac{di_f}{dt}. \end{aligned} \quad (14)$$

Решая (14) относительно производных токов  $\frac{di_f}{dt}$  и  $\frac{di_a}{dt}$ , получаем выражения, удобные для решения на ЦВМ.

Рабочая программа расчета переходных процессов машины согласно предложенному методу была реализована на ЭЦВМ ЕС-1022. Время расчета внезапного к. з. синхронного генератора при изменении аргумента до 0,2 с составило около 5 мин.

Расчет осуществлялся для известной геометрии зубцовой зоны и следующих параметров машины:

габаритная мощность генератора	$P_r \dots$	50 кВт
номинальное напряжение фазы	$U_n \dots$	220 В
угловая частота вращения ротора	$\omega_0 \dots$	314 с <sup>-1</sup>
полюсное деление статора	$\tau \dots$	0,212 м
длина пакета статора	$l \dots$	0,366 м
число пар полюсов	$2p \dots$	4

Рассматриваемый подход к анализу процессов намагничивания машины за счет реакции якоря позволяет рассчитывать токи, потокоцепления контуров машины, определять картину поля в переходном режиме, определять потоки взаимной индукции и их пространственное распределение. Сравнение результатов расчета по предлагаемой методике с экспериментом на лабораторной установке показало, что погрешность определения токов контуров не превышает 10%. Большие возможности рассматриваемого подхода позволили провести ряд исследований, имеющих значительную практическую ценность и новизну.

Расчет магнитного поля в воздушном зазоре генератора в переходном режиме при внезапном к. з. в момент совпадения осей обмоток статора и ротора показал, что при повороте ротора происходит увеличение основного потока. Максимальное значение пото-

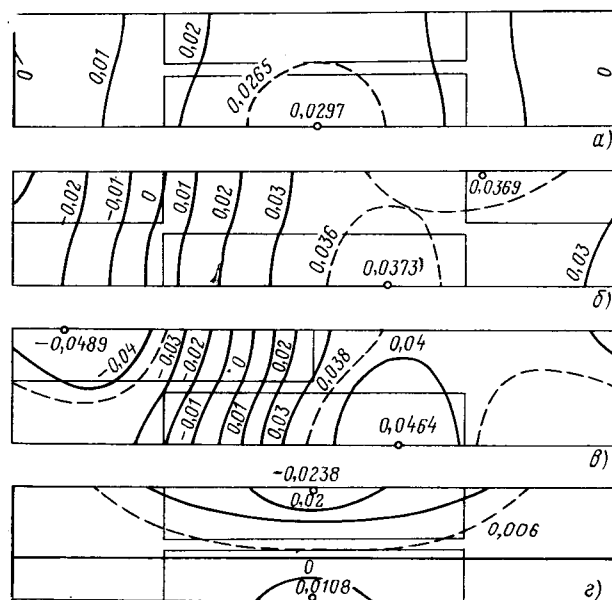


Рис. 2. Картина магнитного поля в переходном режиме при различных угловых положениях ротора:  
а —  $\gamma=0^\circ$ ; б —  $\gamma=90^\circ$ ; в —  $\gamma=135^\circ$ ; г —  $\gamma=180^\circ$

ка достигается при углах поворота ротора, близких к  $135^\circ$ — $150^\circ$ . Картины магнитного поля машины при различных углах поворота ротора приведены на рис. 2. Кривые изменения токов  $i_a$ ,  $i_f$  потокоцеплений  $\psi_a$ ,  $\psi_f$  и основного потока в воздушном зазоре приведены на рис. 3.

Анализ многочисленных решений показал, что максимальное значение основного потока в воздушном зазоре составляет при углах поворота ротора  $135^\circ$ — $165^\circ$  1,3—1,5 потока холостого хода. Причем на максимальное значение магнитного потока оказывает значительное влияние степень насыщения магнитопровода: с уменьшением насыщения возрастание потока происходит в большей степени. Ось результирующего магнитного потока в воздушном зазоре при углах поворота ротора  $90^\circ < \gamma < 180^\circ$  смещается к поперечной оси ротора.

В режиме внезапного к. з. при угловом положении ротора, соответствующем  $\gamma=180^\circ$ , имеется поток взаимной индукции, равный 0,2—0,69 потока холостого хода.

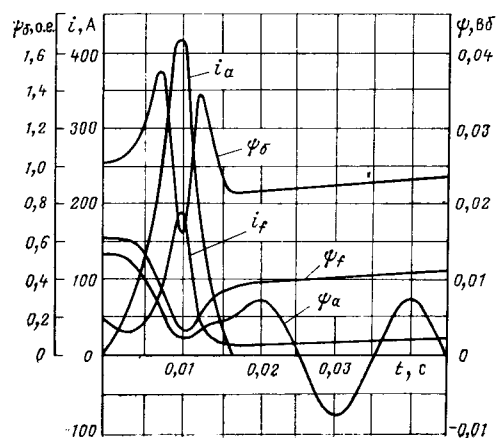


Рис. 3. Токи и потокоцепления при внезапном коротком замыкании синхронного генератора

Значение и знак магнитного потока взаимной индукции определяются как геометрическими размерами токовых слоев обмоток, так и соотношением их активных сопротивлений и рассеяний. В процессе к. з. при углах  $\gamma$ , близких к  $180^\circ$ , потокосцепление взаимной индукции обмотки, индуктивное сопротивление рассеяния которой больше, уменьшается, достигает нуля и затем меняет знак. При этом потокосцепление рассеяния данной обмотки возрастает и превышает ее начальное полное потокосцепление. Это вызывает сильное влияние потоков рассеяния на магнитное состояние ярма машины, увеличивая степень его насыщения и тем самым ограничивая возрастание основного потока.

Таким образом, выполненный анализ переходных процессов на основе расчета магнитных полей значительно углубляет представление о процессах намагничивающего действия реакции якоря в синхронных импульсных генераторах.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сипайлов Г. А., Лоос А. В. Использование намагничивающего действия реакции якоря в импульсных генераторах. — Электричество, 1975, № 12.
2. Машинно-вентильный импульсный генератор с использованием намагничивающего действия реакции якоря/ Г. А. Сипайлов, А. В. Лоос, А. А. Яковлев, С. Е. Басанец. — Электротехника, 1970, № 3.
3. Чучалин А. И., Лоос А. В., Сипайлов Г. А. Использование последовательной коммутации фаз трехфазного импульсного генератора при работе на индуктивную нагрузку. — Электротехника, 1979, № 5.
4. Сипайлов Г. А., Лоос А. В. Электромашины источники импульсной мощности. — Электричество, 1974, № 10.
5. Методы расчета электростатических полей./ Н. Н. Миролюбов, М. В. Костенко, М. Л. Левинштейн, Н. И. Тиходеев. М.: Высшая школа, 1963.
6. Сипайлов Г. А., Лоос А. В., Лукутин А. В. Расчет переходных процессов синхронных импульсных генераторов на основе анализа магнитных полей. — В кн.: Проблемы нелинейной электротехники. Ч. I. — Киев: Наукова думка, 1981.

[23.11.81]

УДК [538.312:62-58].001.5

## Вопросы теории рабочих процессов электромагнитной муфты-редуктора

ВАРЛЕЙ В. В., доктор техн. наук

Москва

В электроприводе относительно малой мощности в настоящее время находят широкое применение устройства, обеспечивающие кинематическую связь подвижных элементов (валов) при отсутствии непосредственного механического контакта. Силовое взаимодействие между ведущим и ведомым элементами осуществляется при этом с помощью сил магнитного поля, создаваемого электромагнитной или магнитоэлектрической системами. Указанные устройства принято называть механизмами или муфтами с магнитной связью.

Поскольку в рассматриваемых устройствах устранена механическая связь между первичным и вторичным звеном кинематической цепи, то с их помощью становится возможным осуществление передачи механической энергии через немагнитную тонкостенную перегородку в герметичную полость. Применение механизмов с магнитной связью для передачи вращения в герметичную полость, обеспечивает определенные преимущества в сравнении с приводами на базе экранированных электродвигателей.

По принципу действия и конструктивному исполнению устройства, осуществляющие кинематическую связь подвижных элементов на основе пондеромоторного взаимодействия в магнитном поле, весьма разнообразны.

Среди прочих находят достаточно широкое применение муфты с магнитной связью синхронно-реактивного типа, которые характеризуются относительной простотой конструктивного исполнения, достаточно хорошими массо-габаритными показателями, эксплуатационными и функциональными характеристиками [1]. В ряде случаев названные муфты используются в системах, в которых частота вращения ведомого вала должна быть существенно меньше, чем частота вращения вала электродвигателя, осуществляющего

привод ведущего вала. При решении указанной технической задачи представляется возможным и рациональным реализация электропривода на базе конструкции с использованием, так называемой, бесконтактной синхронно-реактивной муфты-редуктора [2]. Указанная муфта сочетает в себе синхронный принцип действия и одновременно обеспечивает редуцирование частоты вращения ведомого вала по отношению к ведущему с относительно большим передаточным отношением при соответствующем увеличении момента. Редукция частоты вращения в рассматриваемой муфте осуществляется по аналогии с редуцией частоты вращения выходного вала по отношению к частоте вращения поля якоря электродвигателя с вращающимся ротором. В [3] представлена конструктивная схема синхронно-реактивной муфты-редуктора с электромагнитным возбуждением.

Индуктор (ведущая часть муфты-редуктора), внутренний ротор (ведомая часть), расположенный в геометрической полости, и корпус являются соответствующими участками магнитной цепи и выполнены из магнитного материала. Причем индуктор имеет явно выраженный полюсный выступ, а внутренний ротор цилиндрической формы расположен эксцентрически к оси индуктора. Поверхности обкатывания могут быть зубчатыми либо фрикционными; разность соответствующих диаметров указанных поверхностей определяет коэффициент редуки частоты вращения ведущего вала.

**Постановка задачи аналитического исследования.** Ранее был проведен анализ рабочих процессов электромагнитной муфты-редуктора с использованием метода удельных проводимостей в предположении, что магнитное поле и соответственно его энергия сосредоточены между индуктором и внутренним ротором в области зазора, соответствующей дуге полюсного



выступа. Таким образом, не учитывались магнитные потоки вне зоны полюсного выступа индуктора, т. е. не учитывались потоки «рассеяния». Последнее безусловно снижает достоверность результатов, приведенных в [2 и 3].

Электромагнитные момент и силы, действующие в рассматриваемой муфте-редукторе, могут быть определены на основании принципа возможных перемещений как вариации энергии магнитного поля области активной зоны по соответствующим обобщенным координатам. Магнитное поле, энергию которого необходимо определить на первом этапе исследования, обусловлено в рассматриваемом устройстве м. д. с. обмотки, обтекаемой постоянным током, или посредством м. д. с. постоянного магнита. Названные м. д. с. создают магнитный поток, замыкающийся в системе по униполярной схеме.

При аналитическом исследовании пренебрегаем наличием магнитного потока с торцов магнитопровода, не учитываем конечность проницаемости стальных участков и, следовательно, не учитываем перераспределения магнитного потенциала на участках магнитной цепи.

Границы области зазора активной зоны рассматриваемой муфты можно отразить, используя биполярную систему координат на плоскости, представляющую собой соответствующие семейства ортогональных окружностей  $u$  и  $v$  (рис. 1). Границы области зазора образуют: окружности, которым в биполярной системе соответствуют координаты  $u_1, u_2, u_3$ , а в полярной — радиусы  $R_1, R_2, R_3$  и радиальные образующие полюсного выступа, которым в биполярной системе соответствуют координаты  $v_1$  и  $v_2$ , а в полярной — углы  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$ .

Эксцентриситет положения внутреннего ротора относительно оси индуктора равен  $e$ . Угол  $\theta$  в полярной системе координат определяет положение середины полюсного выступа индуктора относительно оси, проходящей через центр системы и положение минимального зазора. Дуге окружности полюсного выступа индуктора соответствует в полярной системе координат угол  $\alpha$ ; этой дуге в зазоре активной зоны машины соответствуют точки пересечения окружностей  $v_1$  и  $v_2$  с ортогональной окружностью  $u_2$  биполярной системы. Связь отмеченных координат в полярной и биполярной системах устанавливается соотношениями:

$$\begin{aligned}\cos v_1 &= (\operatorname{ch} u_2 \cos \alpha_1 - 1) (\operatorname{ch} u_2 - \cos \alpha_1)^{-1}; \quad \alpha_1 = \theta + 0,5\alpha \\ \cos v_2 &= (\operatorname{ch} u_2 \cos \alpha_2 - 1) (\operatorname{ch} u_2 - \cos \alpha_2)^{-1}; \quad \alpha_2 = \theta - 0,5\alpha \\ \text{для области, ограниченной по } u \text{ координатами } u_2 \text{ и } u_3, \\ \operatorname{ch} u_2 &= (v_2 + 1 - \varepsilon_2^2) \varepsilon_2^{-1} v_2^{-1}; \\ \operatorname{ch} u_2 &= (v_2 + 1 + \varepsilon_2^2) (v_2 + 2)^{-1} \varepsilon_2^{-1}; \\ v_2 &= 2R_3 (R_2 - R_3)^{-1}; \quad \varepsilon_2 = e (R_2 - R_3)^{-1};\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\text{для области, ограниченной по } u \text{ координатами } u_1 \text{ и } u_3; \\ \operatorname{ch} u_3 &= (v_1 + 1 - \varepsilon_1^2) \varepsilon_1^{-1} v_1^{-1}; \quad \operatorname{ch} u_1 = (v_1 + 1 + \varepsilon_1^2) (v_1 + 2)^{-1} \varepsilon_1^{-1}; \\ v_1 &= 2R_3 (R_1 - R_3)^{-1}; \quad \varepsilon_1 = e (R_1 - R_3)^{-1}.\end{aligned}$$

Таким образом, цилиндрические образующие ферромагнитных поверхностей обеих частей муфты строго соответствуют окружностям системы биполярных координат. Радиальные (боковые) поверхности полюсного выступа отклоняются от координатных

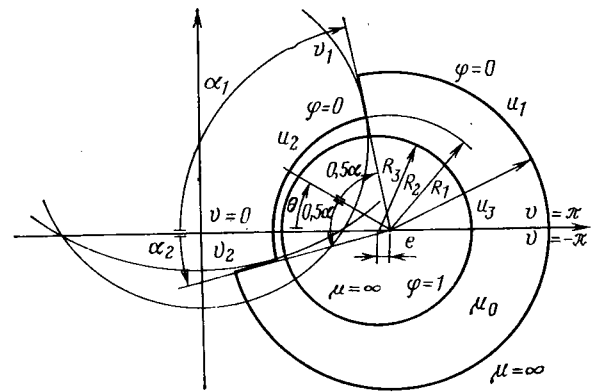


Рис. 1. Область зазора активной зоны муфты-редуктора

окружностей  $v$  биполярной системы и в этом смысле имеет место неадекватность принятого математического описания области зазора активной зоны и физической модели. Однако, как свидетельствуют расчеты, отмеченные различия в инженерном плане весьма незначительны.

Рабочий зазор активной зоны исследуемого электромагнитного устройства представляет собой сложную область, которую целесообразно при решении рассматривать в виде трех отдельных (частных) простых областей с границами, совпадающими с координатными линиями. Каждая частная область соответствует секторной полосе в биполярной системе координат и имеет следующие границы: первая —  $u=u_1$ ;  $u=u_3$ ;  $v=\pi$ ;  $v=v_1$ ; вторая —  $u=u_2$ ;  $u=u_3$ ;  $v=v_1$ ;  $v=v_2$ ; третья —  $u=u_1$ ;  $u=u_3$ ;  $v=v_2$ ;  $v=-\pi$ .

Аналитическое решение в этом случае предполагает необходимость согласования решений для отдельных областей на разделяющих их границах посредством отыскания соответствующих постоянных интегрирования. Указанная методика является строгой, но сопряжена с определенными математическими трудностями, которые, хотя и не носят принципиального характера, но обуславливают неизбежность достаточно громоздких расчетов. С другой стороны, методика «сшивания» решений для частных областей на их границах, как правило, ведет к усложнениям, которые проявляются на пути получения конкретных рекомендаций к проектированию, а также при попытках физической интерпретации полученных аналитических выражений. Указанное позволяет считать, что методика нахождения решения для сложной области путем корректного согласования решений на границах частных областей не всегда является приемлемой и оправданной с точки зрения получения результатов, обеспечивающих достаточную точность для инженерной практики.

В этой связи представляется целесообразным в ряде случаев задать граничные условия на участках сопряженных частных областей на основании предварительного анализа. При этом следует иметь в виду, что в решаемой задаче общие участки границ сопряженных частных областей имеют или относительно малую протяженность (погрешность в задании граничного условия на этих отрезках не проявится существенно в окончательном результате) или общие участки границ находятся в зоне области зазора, где характер распределения магнитного поля достаточно определен. С учетом сказанного становится возможным

ным задать граничные условия на указанных участках, руководствуясь физическими представлениями либо результатами моделирования, выполненного тем или иным способом. Тогда, поскольку картина поля в области рабочего зазора принимается плоскопараллельной, определение скалярного магнитного потенциала в каждой из частных областей можно формулировать как краевую задачу для уравнения Лапласа на плоскости, представленного в биполярной системе координат [4]:

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial u^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial v^2} = 0. \quad (1)$$

При этом граничные условия определяем исходя из эквипотенциальности ферромагнитной поверхности индуктора с полюсным выступом и соответственно ферромагнитной поверхности цилиндрического внутреннего ротора. Поскольку магнитное поле в рассматриваемой системе униполярное, считаем, что на поверхности цилиндра ротора потенциал равен единице, а на поверхности индуктора с полюсным выступом — нулю. Изменение скалярного магнитного потенциала на общих участках границ смежных частных областей принимаем пропорциональным приращению соответствующей биполярной координаты  $u$ . Последнее подтверждается результатами моделирования на электропроводящей бумаге и в полной мере согласуется с физическими представлениями. Руководствуясь также физическими соображениями, принимаем, что нормальные составляющие векторов, характеризующих магнитное поле на общих участках границ частных областей, практически отсутствуют.

Интегрирование линейного уравнения в частных производных второго порядка может быть произведено с помощью метода Фурье—Ламе. При этом задача для каждой частной области рабочего зазора активной зоны представляет собой предельную задачу первого рода.

Решение, как известно, в этом случае получается в виде бесконечного ряда, отрезок которого приближенно дает решение задачи со степенью точности, определяемой фиксированным числом членов ряда. При этом искомая функция определяется в приложении к рассматриваемой задаче как внутри частной области зазора, так и на ее границах. Если исключить последнее требование как обязательное, т. е. не устанавливать необходимость определения искомой функции на границах или на части границ, где значение функции известно по постановке задачи, то решение задачи можно получить посредством использования метода Гринберга [5]. Преимущество указанного метода проявляется в том, что решение задачи получается более коротким, а окончательные аналитические выражения зачастую существенно проще, чем при использовании метода Фурье—Ламе.

**Определение магнитного скалярного потенциала частных областей рабочего зазора.** С учетом вышесказанного граничные условия для первой частной области рабочего зазора запишем:

$$\left. \begin{aligned} \varphi|_{u=u_1} &= 0; \quad \varphi|_{u=u_3} = 1; \quad \varphi_{v=\pi} = (u - u_1)(u_3 - u_1); \\ \varphi|_{v=v_1} &= 0 \quad \text{при } u_1 < u < u_2; \\ &= (u - u_2)(u_3 - u_2) \quad \text{при } u_2 < u < u_3. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Решение уравнения (1) в соответствии с выбранным методом будем искать в форме ряда Фурье

$$\varphi^I = \sum_{k=1}^{\infty} \varphi_k^I \sin k\pi (v - v_1) (\pi - v_1)^{-1}. \quad (3)$$

где  $\varphi_k^I$  — функция независимой переменной  $u$ :

$$\varphi_k^I = 2(\pi - v_1)^{-1} \int_{v_1}^{\pi} \varphi^I \sin (v - v_1) (\pi - v_1)^{-1}. \quad (4)$$

Решение в представленном виде будет искомым во всех точках внутри области и на ее сторонах  $u=u_1$  и  $u=u_3$ , но на сторонах  $v=v_1$  и  $v=\pi$  оно не будет нас удовлетворять, поскольку при этом  $\varphi_k=0$ . В действительности на этих границах искомая функция в соответствии с граничными условиями должна иметь значения, отличные от нуля. В соответствии с принятой методикой умножим уравнения (1) на функцию вида  $2(\pi - v)^{-1} \sin k\pi (v - v_1) (\pi - v_1)^{-1}$ , обращаящуюся в нуль при значениях независимой переменной  $v=v_1$  и  $v=\pi$ ; проинтегрируем полученное по  $v$  в диапазоне от  $v_1$  до  $\pi$  и определим после соответствующих преобразований согласно [5] выражение  $\varphi_k^I$ . Тогда выражение магнитного скалярного потенциала для первой частной области зазора получим в виде:

$$\begin{aligned} \varphi^I &= \frac{1}{2} \left( \frac{u - u_2}{u_3 - u_2} + \frac{u - u_1}{u_3 - u_1} \right) + \frac{2(\pi - v_1)}{u_3 - u_2} \sum_{k=1,3,5} \frac{1}{(k\pi)^2} \times \\ &\times \left[ \frac{\operatorname{sh} k\pi (\pi - v_1)^{-1} (u_3 - u_2)}{\operatorname{sh} k\pi (\pi - v_1)^{-1} (u_3 - u_1)} \operatorname{sh} k\pi (\pi - v_1)^{-1} (u - u_1) - \right. \\ &\left. - \operatorname{sh} k\pi (\pi - v_1)^{-1} (u - u_2) \right] \sin k\pi (\pi - v_1)^{-1} (v - v_1). \quad (5) \end{aligned}$$

Граничные условия для второй частной области рабочего зазора:

$$\left. \begin{aligned} \varphi|_{u=u_2} &= 0; \quad \varphi|_{u=u_3} = 1; \\ \varphi|_{v=v_1} &= (u - u_2)(u_3 - u_2)^{-1}; \quad \varphi|_{v=v_2} = (u - u_2)(u_3 - u_2)^{-1}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Выражение магнитного скалярного потенциала для второй частной области зазора активной зоны получим в виде:

$$\begin{aligned} \varphi^{II} &= \sum_{k=1,3,5} \varphi_k^{II} \sin k\pi (v - v_1)^{-1} (v_2 - v_1); \\ \varphi_k^{II} &= \frac{4}{k\pi} (u - u_2)(u_3 - u_2). \quad (7) \end{aligned}$$

Граничные условия для третьей частной области рабочего зазора:

$$\left. \begin{aligned} \varphi|_{u=u_1} &= 0; \quad \varphi|_{u=u_3} = 1; \quad \varphi|_{v=-\pi} = (u - u_1)(u_3 - u_1)^{-1}; \\ \varphi|_{v=v_2} &= 0 \quad \text{при } u_1 < u < u_2; \\ &= (u - u_2)(u_3 - u_2)^{-1} \quad \text{при } u_2 < u < u_3. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Выражение магнитного скалярного потенциала для третьей частной области зазора активной зоны будет:

$$\begin{aligned} \varphi^{III} &= \frac{1}{2} \left( \frac{u - u_2}{u_3 - u_2} + \frac{u - u_1}{u_3 - u_1} \right) + \frac{2(\pi + v_2)}{u_3 - u_2} \sum_{k=1,3,5} \frac{1}{(k\pi)^2} \times \\ &\times \left[ \frac{\operatorname{sh} k\pi (\pi + v_2)^{-1} (u_3 - u_2)}{\operatorname{sh} k\pi (\pi + v_2)^{-1} (u_3 - u_1)} \operatorname{sh} k\pi (\pi + v_2)^{-1} (u - u_1) - \right. \\ &\left. - \operatorname{sh} k\pi (\pi + v_2)^{-1} (u - u_2) \right] \sin k\pi (-\pi - v_2)^{-1} (v - v_2). \quad (9) \end{aligned}$$

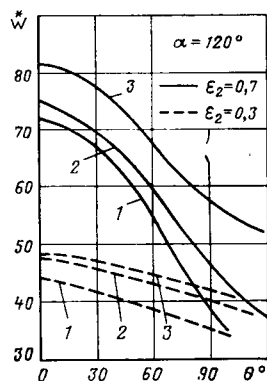


Рис. 2. Зависимость коэффициентов энергии магнитного поля от  $\theta$ :

1 —  $v_1=5$ ; 2 —  $v_1=10$ ; 3 —  $v_1=20$

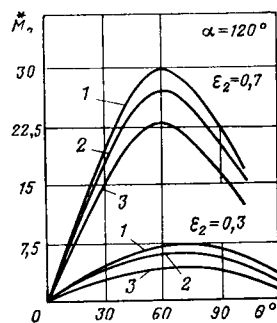


Рис. 3. Зависимость коэффициентов электромагнитного момента от  $\theta$ :

1, 2, 3 — то же, что на рис. 1

**Энергия магнитного поля рабочего зазора.** Энергия магнитного поля, запасенная в объеме, ограниченном поверхностью, равна половине потока вектора  $\Phi \vec{B}$  через эту поверхность. С учетом последнего энергия магнитного поля на элементе осевой длины зазора будет для каждой частной области определяться выражением:

$$W = 0,5 \oint \varphi_1 B_n dl, \quad (10)$$

где  $l$  — длина пути по границе области;  $\varphi_1$  — скалярный магнитный потенциал в точках границы области;  $dl$  — элемент длины границы;  $B_n$  — нормальная составляющая вектора магнитной индукции в точках границы.

Из приведенного выражения нетрудно видеть, что для каждой из рассматриваемых частных областей с учетом принятых граничных условий задача определения энергии магнитного поля сводится к интегрированию выражений нормальной составляющей индукции магнитного поля в точках на границе  $u=u_3$  вдоль этой границы. С учетом соотношений:

$$B_n \Big|_{u=u_3} = -\mu_0 \frac{\text{ch } u_3 + \cos v}{a} \frac{\partial \varphi}{\partial u} \Big|_{u=u_3}; \quad dl \Big|_{u=u_3} = \frac{a dv}{\text{ch } u_3 + \cos v},$$

где  $a$  — постоянная биполярной системы координат, выражение для результирующего относительного значения энергии магнитного поля, запасенной в рабочем зазоре рассматриваемой электромагнитной муфты-редуктора будет:

$$\begin{aligned} W^* = & \frac{\pi}{2} \left( \frac{1}{u_3 - u_2} + \frac{1}{u_3 - u_1} \right) + \frac{v_1 - v_2}{2} \left( \frac{1}{u_3 - u_2} - \frac{1}{u_3 - u_1} \right) + \\ & + \frac{2(\pi - v_1)}{u_3 - u_2} \sum_{k=1,3,5} \frac{1}{(k\pi)^2} \left[ \frac{\text{sh } k\pi(\pi - v_1)^{-1}(u_3 - u_2)}{\text{th } k\pi(\pi - v_1)^{-1}(u_3 - u_1)} - \right. \\ & \left. - \text{ch } \frac{k\pi}{\pi - v_1}(u_3 - u_2) \right] + \frac{2(\pi - v_2)}{u_3 - u_2} \sum_{k=1,3,5} \frac{1}{(k\pi)^2} \times \\ & \times \left[ \frac{\text{sh } k\pi(\pi + u_2)^{-1}(u_3 - u_2)}{\text{th } k\pi(\pi + v_2)^{-1}(u_3 - u_1)} - \text{ch } k\pi(\pi + v_2)(u_3 - u_2) \right]. \quad (11) \end{aligned}$$

Если  $v_1=\pi$ , а  $v_2=-\pi$ , то из (11) следует выражение, полученное для области эксцентрического кольца и приведенное в [6]. На рис. 2 приведены значения  $W^*$  в функции значения угла нагрузки для

фиксированных значений геометрических параметров активной зоны, причем  $v_2=50$ .

Из анализа результатов настоящего исследования и результатов, приведенных в [2 и 3], следует, что наличие потоков «рассеяния» предопределяет увеличение запасенной энергии магнитного поля в области зазора между индуктором и внутренним ротором. Однако при этом имеет место снижение возможного изменения указанной энергии при изменении геометрических параметров  $\epsilon_2$ ,  $\theta$ , характеризующих активную зону рассматриваемого устройства. Последнее, очевидно, обусловит уменьшение соответствующих составляющих развиваемых электромагнитных моментов и сил.

**Электромагнитные моменты и силы.** Значение электромагнитного момента, соответствующее синхронному вращению центра внутреннего ротора муфты-редуктора относительно оси индуктора, определяется коэффициентом:

$$M_s = \frac{\partial W^*}{\partial \theta}, \quad (12)$$

где  $\theta$  — угол, характеризующий положение середины полюса индуктора относительно оси, проходящей через центр системы и положение минимального зазора; в дальнейшем указанную ось будем называть осью  $d$ , а перпендикулярную ей — осью  $q$ .

Особенностью электромагнитной муфты-редуктора является то, что электромагнитный момент, развиваемый в активной зоне, может быть реализован на валу ведомой части муфты лишь при отсутствии проскальзывания на поверхностях обкатывания фрикционной передачи или «выдавливания» колеса зубчатой передачи. Необходимое условие передачи вращающего момента фрикционной или зубчатой кинематической парой может быть представлено соотношением:

$$k_c P_d \geq P_q, \quad (13)$$

где  $P_d$  и  $P_q$  — электромагнитные силы, действующие соответственно по осям  $d$  и  $q$ .

На основании последнего можно определить предельные значения угла нагрузки  $\theta$  для различных значений параметров, характеризующих геометрию зазора активной зоны рассматриваемого электромагнитного устройства, в функции эффективного коэффициента сцепления на поверхностях качения  $k_c$ . Коэффициент электромагнитной силы, действующей в сторону минимального зазора по оси  $d$  и обуславливающей давление в контакте кинематической передачи, в со-

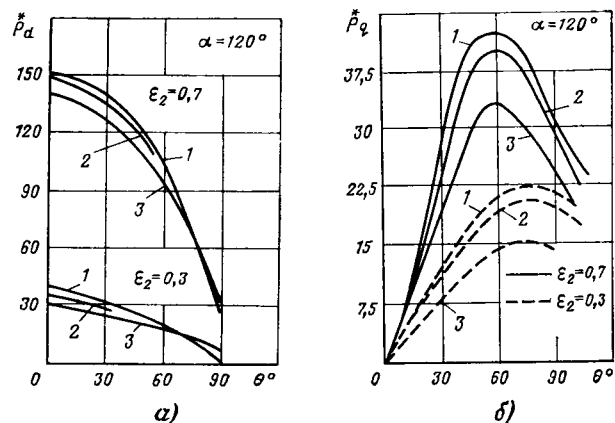


Рис. 4. Зависимость коэффициентов электромагнитной силы от  $\theta$ :

а —  $P_d$ ; б —  $P_q$ ; 1, 2, 3 — то же, что на рис. 2.

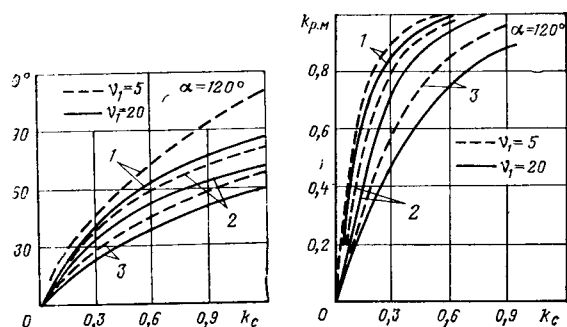


Рис. 5. Графики предельных значений угла нагрузки:  
1 —  $\varepsilon_2 = 0,7$ ; 2 —  $\varepsilon_2 = 0,5$ ; 3 —  $\varepsilon_2 = 0,3$

Рис. 6. Зависимости коэффициента реализуемого электромагнитного момента от коэффициента сцепления: 1, 2, 3 — то же, что на рис. 5

ответствии с принципом возможных перемещений будет равен:

$$\dot{P}_d = \frac{\partial \dot{W}}{\partial \varepsilon_2}, \quad (14)$$

где  $\varepsilon_2$  — относительный эксцентриситет положения внутреннего ротора и окружности полюсного выступа индуктора в активной зоне.

Тангенциальная сила, действующая по оси  $q$  и соответствующая электромагнитному моменту, равна

$$P_q = M_3 e^{-1} = M_2 \eta^{-1} e^{-1} i^{-1}, \quad (15)$$

где  $M_2$  — момент на ведомом валу;  $M_3$  — момент на ведущем валу;  $\eta$  — к. п. д. механической передачи с учетом потерь в стали внутреннего ротора муфты-редуктора;  $i$  — коэффициент редукции частоты вращения ведущего ротора.

С учетом последнего коэффициент электромагнитной силы, действующей по оси  $q$ , будет равен:

$$\dot{P}_q = \dot{M}_3 \varepsilon_2^{-1}. \quad (16)$$

Из анализа выражения (11) следует, что определение соответствующих производных аналитическим путем достаточно трудоемко. В этой связи определение коэффициентов электромагнитного момента и электромагнитной силы наиболее просто реализовать посредством вычисления производных численным методом через равноотстоящие узлы [7], а именно:

$$f'(x_k) = \frac{f(x_k + \Delta x) - f(x_k - \Delta x)}{2\Delta x}, \quad (17)$$

где  $f'(x_k)$  — значение производной функции при значении аргумента  $x_k$ ;  $\Delta x$  — приращение аргумента.

На рис. 3 и 4 приведены графические зависимости коэффициентов, характеризующих значения электромагнитного момента  $[M_3^*]$  и сил  $[P_q, \dot{P}_q]$ , действующих в активной зоне муфты-редуктора, в функции значения угла нагрузки  $\theta$  для различных геометрических параметров области зазора между индуктором с полюсным выступом и внутренним ротором.

С учетом (13) и значений соответствующих коэффициентов определены предельные значения угла нагрузки в функции коэффициента  $k_c$  при различных геометрических параметрах области зазора. Результаты расчетов отражены графическими зависимостями на рис. 5 и служат основой для определения коэффициента, характеризующего значение реализуемого

электромагнитного момента, причем

$$k_{p.m} = \frac{\dot{M}_g^*}{\dot{M}_{\max}^*}, \quad (18)$$

где  $\dot{M}_{\max}^*$  — максимальное значение коэффициента электромагнитного момента;  $\dot{M}_g^*$  — значение коэффициента электромагнитного момента, соответствующего предельному значению угла нагрузки.

Зависимости  $k_{p.m}$  от коэффициента сцепления  $k_c$  при различных геометрических параметрах области зазора представлены на рис. 6.

**Выводы.** 1. Энергия магнитного поля в области зазора активной зоны муфты-редуктора возрастает с ростом полюсной дуги индуктора, значения относительного эксцентриситета положения внутреннего ротора и при уменьшении высоты полюсного выступа.

2. Значения коэффициентов, характеризующих значения электромагнитных момента и сил, действующих в активной зоне муфты-редуктора, возрастают при увеличении относительного эксцентриситета положения ротора и высоты полюсного выступа. Критическое значение угла нагрузки возрастает в рассмотренном диапазоне ( $\alpha = 60-150^\circ$ ) при увеличении полюсной дуги индуктора.

3. При заданном коэффициенте сцепления на поверхностях качения максимальное значение угла нагрузки и значение реализуемого электромагнитного момента возрастают при увеличении эксцентриситета положения внутреннего ротора и высоты полюсного выступа.

4. Рациональные значения геометрических размеров активной зоны муфты-редуктора могут быть определены в первом приближении из полученных соотношений и соответствующих графических зависимостей.

5. Пренебрежение магнитными потоками «рассеяния» (потоки вне области зазора, соответствующей полюсной дуге индуктора), как следует из приведенных расчетов, обуславливает завышенные значения электромагнитных момента (на 10÷15%) и силы (на 5÷30%), определяющей давление в контакте на поверхностях качения по сравнению с результатами настоящего исследования. Большее расхождение соответствующих величин наблюдается при меньших значениях относительного эксцентриситета и меньших значениях относительной высоты полюса индуктора.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Механизмы с магнитной связью/ Л. Б. Ганзбург, Н. П. Глуханов, Е. Д. Райф, А. И. Фетодов. — Л.: Машиностроение, 1973.
2. Бесконтактная электромагнитная муфта — редуктор/ А. И. Бертинов, В. В. Варлей, М. А. Ермилов и др. Труды IV Всесоюзной конференции по автоматизированному электроприводу. Т. III. — М.: Энергия, 1966.
3. Бертинов А. И., Варлей В. В. Электрические машины с катящимся ротором. — М.: Энергия, 1969.
4. Бухгольц Г. Расчет электрических и магнитных полей. — М.: Иностранная литература, 1961.
5. Гринберг Г. А. Избранные вопросы математической теории электрических и магнитных явлений. — М.: Изд. АН СССР, 1948.
6. Алиевский Б. Л., Бертинов А. И., Варлей В. В. Расчет силы одностороннего магнитного притяжения некоаксиальных цилиндров при униполярном намагничивании. — Электричество, 1964, № 2.
7. Хемминг Р. В. Численные методы. — М.: Наука, 1972.

[24.09.81]

# Модель линейных индукционных машин

ЕВЛАНОВ В. С., канд. техн. наук

Ленинград

Существует множество моделей и методов анализа линейных индукционных машин (ЛИМ). В одномерной [1—3] и двумерной [4] моделях проводящая полоса заполняет зазор между двумя бесконечно длинными магнитопроводами с  $\mu = \infty$ . В двумерной модели на отрезке магнитопровода располагается бесконечно тонкий токовый настил с плотностью тока, подчиняющейся закону бегущей волны либо представленной в виде ряда гармонических бегущих волн. Поле в моделях находится при решении уравнений Максвелла методом разделения переменных. Модели и метод дают возможность представить результирующие соотношения для полей и электромагнитных сил в удобной для практического использования форме — в виде суммы основной (от бегущей волны) и дополнительных (от всех остальных слагаемых поля) составляющих.

Ряд работ направлен на построение уточненных моделей ЛИМ. Чаще всего уточнения касаются учета в модели конечной длины магнитопровода и реального распределения токовой нагрузки. Конечную длину магнитопровода в [10] предлагается учитывать с помощью эквивалентных токовых слоев на поверхности бесконечного индуктора за пределами его активной зоны, а в [5] — с помощью эквивалентной магнитной проницаемости этой зоны. Оба способа учета конечной длины магнитопровода согласно [6] по всей видимости эквивалентны. В [7] путем численных экспериментов констатируется, что интегральные показатели моделей с бесконечными и конечными магнитопроводами весьма близки, что согласуется с результатами [11], где показано, что экспериментально снятое распределение мощности по длине ЛИМ незначительно изменяется при введении необмотанных участков магнитопровода. Следовательно, из [7, 11] можно сделать вывод о корректности (по крайней мере, в первом приближении) моделей ЛИМ с бесконечно длинным магнитопроводом.

Для учета реального распределения токовой нагрузки, которая определяет качественную структуру поля, применяют два подхода: аналитический с применением чаще всего интегральных преобразований Фурье (например, [8, 9]), и численный (метод конечных разностей [12], метод конечных элементов [13], метод так называемых обмоточных функций «pole-by-pole» [14]).

Оба подхода объясняет то, что для нахождения составляющих электромагнитных сил и других интегральных характеристик ЛИМ необходима организация вычислительного процесса. Вместе с тем реальное распределение токовой нагрузки можно учесть в уточненной модели, построенной на моделях [1—4]. Такая модель позволяет сохранить представление результирующих соотношений для полей и сил в виде суммы основных и дополнительных составляющих.

В статье рассматривается двумерная модель, в которой в отличие от [4] граничные условия задаются в виде плотности тока на поверхности индуктора для каждой фазы в отдельности, причем интервал граничных условий, формирующий активную зону какой-либо фазы, определяется реальным расположением проводников данной фазы. Результирующее электромаг-

нитное поле ЛИМ находится суммированием составляющих поля каждой фазы. Для упрощения изложения анализа поля предлагаемой модели ЛИМ плотность тока представляется первой пространственной гармонической. В дальнейшем, при применении рядов Фурье, возможно распространение результатов данной работы на случай задания граничных условий в виде токового шнура.

**Граничные условия и электромагнитное поле при однофазном питании индуктора.** Рассмотрим электромагнитное поле в модели ЛИМ (рисунок, а), в которой неподвижная проводящая среда полностью заполняет немагнитный зазор, а плотность тока задана на интервале  $x_1 \leq x \leq x'_1$  выражением

$$j(x) = j_m \sin \alpha(x - x_1), \quad (1)$$

где  $\alpha = \frac{\pi}{\tau}$ ,  $\tau$  — полюсное деление.

Электромагнитное поле в проводящей среде описывается уравнением Гельмгольца:

$$\nabla^2 \vec{H} - k^2 \vec{H} = 0, \quad (2)$$

где  $k^2 = j\omega\gamma\mu_0$ ;  $\vec{H} = f(\dot{H}_x, \dot{H}_y, x, y)$ .

Граничные условия в соответствии с рисунком, а:

$$H_x(x, 0) = \begin{cases} j(x), & x_1 \leq x \leq x'_1; \\ 0, & x < x_1, \quad x > x'_1; \end{cases} \quad (3)$$

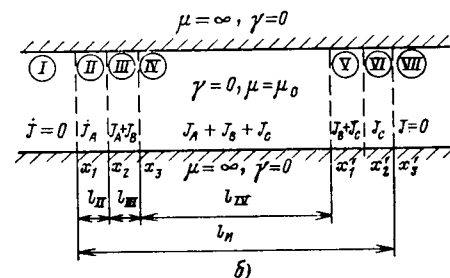
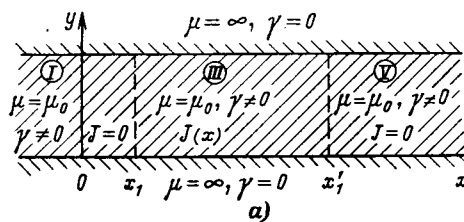
$$H_x(x, \delta) = 0.$$

Эти условия дают возможность разделить всю активную область индуктора на три зоны, для каждой из которых ищется решение уравнения (2) методом разделения переменных.

Решения уравнения (2) по зонам:

III зона,  $x_1 \geq x \geq x'_1$

$$\dot{H}_{xIII} = j_m \sin \alpha(x - x_1) \frac{\operatorname{sh} \beta(\delta - y)}{\operatorname{sh} \beta \delta} +$$



Модель ЛИМ:

а — при однофазном питании индуктора; б — при трехфазном питании индуктора

$$+ \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \exp \lambda_{nk} x + B_n \exp (-\lambda_{nk} x)) \sin \lambda_{n0} y; \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \dot{H}_{yIII} = j_m \frac{\alpha}{\beta} \cos \alpha (x - x_1) \frac{\operatorname{ch} \beta (\delta - y)}{\operatorname{sh} \beta \delta} + \\ + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\lambda_{nk}}{\lambda_{n0}} (A_n \exp \lambda_{nk} x - B_n \exp (-\lambda_{nk} x)) \cos \lambda_{n0} y + \\ + A_0 \exp kx - B_0 \exp (-kx); \end{aligned} \quad (6)$$

I зона,  $x \leq x_1$

$$\dot{H}_{xI} = \sum_{n=1}^{\infty} C_n \exp \lambda_{nk} x \sin \lambda_{n0} y; \quad (7)$$

$$\dot{H}_{yI} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\lambda_{nk}}{\lambda_{n0}} C_n \exp \lambda_{nk} x \cos \lambda_{n0} y + C_0 \exp kx; \quad (8)$$

V зона,  $x \geq x'_1$

$$\dot{H}_{xV} = \sum_{n=1}^{\infty} D_n \exp (-\lambda_{nk} x) \sin \lambda_{n0} y; \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \dot{H}_{yV} = - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\lambda_{nk}}{\lambda_{n0}} D_n \exp (-\lambda_{nk} x) \cos \lambda_{n0} y + \\ + D_0 \exp (-kx). \end{aligned} \quad (10)$$

В выражениях (5) — (10):

$$\beta^2 = \alpha^2 - k^2; \quad \lambda_{n0} = \frac{n\pi}{\delta}; \quad \lambda_{nk}^2 = \lambda_{n0}^2 - k^2. \quad (11)$$

После преобразований получим постоянные интегрирования:

$$\left. \begin{aligned} A_n &= -j_m \frac{1}{\lambda_{nk}\delta} \frac{\lambda_{n0}\beta}{\lambda_{n0}^2 + \beta^2} \exp (-\lambda_{nk} x'_1); \\ B_n &= j_m \frac{1}{\lambda_{nk}\delta} \frac{\lambda_{n0}\beta}{\lambda_{n0}^2 + \beta^2} \exp \lambda_{nk} x_1; \\ C_n &= j_m \frac{1}{\lambda_{nk}} \frac{\lambda_{n0}\beta}{\lambda_{n0}^2 + \beta^2} (\exp (-\lambda_{nk} x_1) - \exp (-\lambda_{nk} x'_1)); \\ D_n &= j_m \frac{1}{\lambda_{nk}\delta} \frac{\lambda_{n0}\beta}{\lambda_{n0}^2 + \beta^2} (\exp \lambda_{nk} x_1 - \exp \lambda_{nk} x'_1); \\ A_0 &= -j_m \frac{1}{\beta\delta} \exp (-kx'_1); \\ B_0 &= j_m \frac{1}{\beta\delta} \exp kx_1; \\ C_0 &= -j_m \frac{1}{\beta\delta} \exp (-kx'_1); \quad D_0 = j_m \frac{1}{\beta\delta} \exp kx_1. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Соотношения (5) — (12) являются исходными для анализа полей и сил в рассматриваемой модели ЛИМ. Методом наложения можно найти поля и силы в общем случае  $m$ -фазной машины как с однослойной, так и с многослойной обмотками индуктора.

**Структура поля при трехфазном питании индуктора.** В качестве примера рассмотрим электромагнитные поля и силы трехфазной линейной индукционной машины с однослойной обмоткой. Для упрощения принимается, что амплитуды плотности токов фаз  $A$ ,  $B$  и  $C$  равны между собой и определяются выражениями:

$$\left. \begin{aligned} j^A(x) &= j_m \sin \alpha x; \\ j^B(x) &= j_m \exp \left( -j \frac{2\pi}{3} \right) \sin \left( \alpha x - \frac{2\pi}{3} \right); \\ j^C(x) &= j_m \exp \left( -j \frac{4\pi}{3} \right) \sin \left( \alpha x - \frac{4\pi}{3} \right). \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Считается, что проводники фаз  $A$ ,  $B$ ,  $C$  расположены соответственно в интервалах от  $x_1$  до  $x'_1$ ,  $x_2$  до  $x'_2$  и от  $x_3$  до  $x'_3$  (рисунок, б).

В расчетной модели линейной трехфазной индукционной машины можно выделить семь характерных зон (рисунок, б). В каждой зоне модели составляющие поля каждой фазы могут быть найдены по выражениям (5) — (10), (12). Так, например, для фазы  $A$  соотношения (7) и (8) будут описывать поле в I зоне,  $x \leq x_1$ ; соотношения (5) и (6) — во II, III и IV зонах,  $x_1 \leq x \leq x'_1$ ; а выражения (9) и (10) — составляющие поля в V, VI и VII зонах. Например, нормальная составляющая напряженности поля фазы  $B$  с учетом (13) в зонах I и II ( $x \leq x_2$ ) равна:

$$\dot{H}_{yI, II}^B = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\lambda_{nk}}{\lambda_{n0}} C_n^B \exp \lambda_{nk} x \cos \lambda_{n0} y + C_0^B \exp kx. \quad (14)$$

Напряженности результирующего поля по зонам определяются при алгебраическом суммировании соответствующих составляющих напряженностей магнитного поля отдельных фаз. С целью сокращения приводятся только  $y$ -е составляющие напряженности поля:

зона I,  $x \leq x_1$

$$\begin{aligned} \dot{H}_{yI} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\lambda_{nk}}{\lambda_{n0}} (C_n^A + C_n^B + C_n^C) \exp \lambda_{nk} x \cos \lambda_{n0} y + \\ + (C_0^A + C_0^B + C_0^C) \exp kx; \end{aligned} \quad (15)$$

зона II,  $x_1 \leq x \leq x_2$

$$\begin{aligned} \dot{H}_{yII} = j_m \frac{\alpha}{\beta} \cos \alpha x \frac{\operatorname{ch} \beta (\delta - y)}{\operatorname{sh} \beta \delta} + \\ + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\lambda_{nk}}{\lambda_{n0}} [(A_n^A + C_n^B + C_n^C) \exp \lambda_{nk} x - B_n^A \exp (-\lambda_{nk} x)] \times \\ \times \cos \lambda_{n0} y + (A_0^A + C_0^B + C_0^C) \exp kx - B_0^A \exp (-kx); \end{aligned} \quad (16)$$

зона III,  $x_2 \leq x \leq x_3$

$$\begin{aligned} \dot{H}_{yIII} = j_m \frac{\alpha}{\beta} \frac{\operatorname{ch} \beta (\delta - y)}{\operatorname{sh} \beta \delta} \left( \exp -j\alpha x + \frac{1}{2} \exp j \times \right. \\ \times \left( \alpha x + \frac{2\pi}{6} \right) \left. \right) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\lambda_{nk}}{\lambda_{n0}} [(A_n^A + A_n^B + C_n^C) \exp \lambda_{nk} x - \\ - (B_n^A + B_n^B) \exp (-\lambda_{nk} x)] \cos \lambda_{n0} y + (A_0^A + \\ + A_0^B + C_0^C) \exp kx - (B_0^A + B_0^B) \exp (-kx); \end{aligned} \quad (17)$$

зона IV,  $x_3 \leq x \leq x'_1$

$$\begin{aligned} \dot{H}_{yIV} = \frac{3}{2} j_m \frac{\alpha}{\beta} \frac{\operatorname{ch} \beta (\delta - y)}{\operatorname{sh} \beta \delta} \exp (-j\alpha x) + \\ + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\lambda_{nk}}{\lambda_{n0}} [(A_n^A + A_n^B + A_n^C) \exp \lambda_{nk} x - \\ - (B_n^A + B_n^B + B_n^C) \exp (-\lambda_{nk} x)] \cos \lambda_{n0} y + \\ + (A_0^A + A_0^B + A_0^C) \exp kx - (B_0^A + B_0^B + B_0^C) \exp (-kx); \end{aligned} \quad (18)$$

зона V,  $x'_1 \leq x \leq x'_2$

$$\begin{aligned} \dot{H}_{yV} = & j_m \frac{\alpha}{\beta} \frac{\operatorname{ch} \beta (\delta - y)}{\operatorname{sh} \beta \delta} \exp(-j\alpha x) + \\ & + \frac{1}{2} \exp(\alpha x + \pi) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\lambda_{nk}}{\lambda_{n0}} [(A_n^B + A_n^C) \exp \lambda_{nk} x - \\ & - (D_n^A + B_n^B + B_n^C) \exp(-\lambda_{nk} kx)] \cos \lambda_{n0} y + \\ & + (A_0^B + A_0^C) \exp kx - (-D_0^A + B_0^B + B_0^C) \exp(-kx); \quad (19) \end{aligned}$$

зона VI,  $x'_2 \leq x \leq x'_3$

$$\begin{aligned} \dot{H}_{yVI} = & j_m \exp\left(-j \frac{4\pi}{3}\right) \frac{\alpha}{\beta} \cos\left(\alpha x - \frac{4\pi}{3}\right) \times \\ & \times \frac{\operatorname{ch} \beta (\delta - y)}{\operatorname{sh} \beta \delta} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\lambda_{nk}}{\lambda_{n0}} [A_n^C \exp \lambda_{nk} x - \\ & - (D_n^A + D_n^B + B_n^C) \exp(-\lambda_{nk} kx)] \cos \lambda_{n0} y + \\ & + A_0^C \exp kx + (D_0^A + D_0^B - B_0^C) \exp(-kx); \quad (20) \end{aligned}$$

зона VII,  $x > x'_3$

$$\begin{aligned} \dot{H}_{yVII} = & - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\lambda_{nk}}{\lambda_{n0}} (D_n^A + D_n^B + D_n^C) \exp(-\lambda_{nk} kx) \times \\ & \times \cos \lambda_{n0} y + (D_0^A + D_0^B + D_0^C) \exp(-kx). \quad (21) \end{aligned}$$

Анализ выражений (15)–(21) показывает, что в зонах II–VI напряженность поля может быть представлена суммой двух составляющих:  $\dot{H} = \dot{H}^0 + \dot{H}'$ , где  $\dot{H}^0$  назовем основной составляющей напряженности поля;  $\dot{H}'$  — дополнительной составляющей напряженности поля.

Например, для зоны IV:

$$\begin{aligned} \dot{H}_{yIV}^0 = & \frac{3}{2} j_m \frac{\alpha}{\beta} \frac{\operatorname{ch} \beta (\delta - y)}{\operatorname{sh} \beta \delta} \exp(-j\alpha x); \\ \dot{H}_{yIV}' = & \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\lambda_{nk}}{\lambda_{n0}} [(A_n^A + A_n^B + A_n^C) \exp \lambda_{nk} x - \\ & - (B_n^A + B_n^B + B_n^C) \exp(-\lambda_{nk} kx)] \cos \lambda_{n0} y + \\ & + (A_0^A + A_0^B + A_0^C) \exp kx - (B_0^A + B_0^B + B_0^C) \exp(-kx). \end{aligned}$$

В крайних зонах I и VII будут присутствовать только дополнительные составляющие напряженности поля. Следует отметить, что структура дополнительных составляющих напряженности поля одинакова для всех зон и выражения для полей по зонам отличаются лишь значениями постоянных интегрирования.

В зонах II и VI, где присутствуют проводники с токами только одной фазы, основные составляющие напряженности поля соответствуют однофазному питанию индуктора. В зонах III и V, где находятся проводники с токами двух фаз, напряженность поля соответствует двухфазному несимметричному питанию индуктора, причем в выражениях (17) и (19) это поле представлено двумя слагаемыми, характеризующими прямо- и обратнотекущие волны.

3\*

Наконец, в зоне IV, где присутствуют проводники с токами трех фаз, основная составляющая напряженности поля (18) изменяется вдоль машины по закону бегущей волны. Таким образом, если не брать в расчет дополнительные составляющие напряженности полей, то линейную трехфазную индукционную машину можно рассматривать как каскад двух однофазных, двух двухфазных и одной трехфазной линейных индукционных машин, работающих на один немагнитный вторичный элемент.

**Электромагнитная сила.** Для определения электромагнитных сил необходимо предварительно найти плотности токов во вторичном элементе:

$$\dot{J} = \operatorname{rot} \dot{H}.$$

Тогда электромагнитная сила для какой-нибудь зоны определится [4]:

$$\vec{F}_{эм} = \frac{\mu_0}{2} \operatorname{Re} \left\{ \int_{V_k} \vec{J}_k^* \dot{H}_k dV \right\},$$

где  $V_k$  — объем  $k$ -й зоны машины;  $\vec{J}_k^*$  — сопряженный комплекс вектора плотности тока во вторичном элементе.

Электромагнитную силу, действующую по координате  $x$ , можно представить в виде суммы двух составляющих:  $F_{эмx} = F_0 + \Delta F$ , где  $F_0$  — электромагнитная сила от основной составляющей поля;  $\Delta F$  — дополнительная составляющая электромагнитной силы от дополнительной составляющей поля.

В дальнейшем производится анализ  $F_0$ , так как предварительная оценка значения  $\Delta F$  показала, что в первом приближении этой величиной можно пренебречь.

Для зоны IV электромагнитная сила после преобразований равна:

$$F_{0IV} = \frac{9}{4} \frac{\mu_0 J^2 m^2 l_{IV} (\alpha \psi_2 \operatorname{sh} 2\alpha \psi_1 \delta + \alpha \psi_1 \sin 2\alpha \psi_2 \delta)}{4\alpha (1 + \varepsilon^2) (\operatorname{sh}^2 \alpha \psi_1 \delta \cos^2 \alpha \psi_2 \delta + \operatorname{ch}^2 \alpha \psi_1 \delta \sin^2 \alpha \psi_2 \delta)}, \quad (22)$$

где  $\psi_1 = \sqrt{\frac{V_{\varepsilon^2+1+1}}{2}}$ ;  $\psi_2 = \sqrt{\frac{V_{\varepsilon^2+1-1}}{2}}$ ;  $\varepsilon = \frac{\omega s \gamma \mu_0}{\alpha^2}$  — магнитное число Рейнольдса для прямой волны;  $b$  — ширина машины;  $l_{IV}$  — длина четвертой зоны.

Формулу (22) удобно записать в следующей форме:

$$F_{0IV} = \frac{9}{4} F_0^* l_{IV}, \quad (23)$$

где

$$F_0^* = \frac{\mu_0 J^2 m^2 b (\alpha \psi_2 \operatorname{sh} 2\alpha \psi_1 \delta + \alpha \psi_1 \sin 2\alpha \psi_2 \delta)}{4\alpha (1 + \varepsilon^2) (\operatorname{sh}^2 \alpha \psi_1 \delta \cos^2 \alpha \psi_2 \delta + \operatorname{ch}^2 \alpha \psi_1 \delta \sin^2 \alpha \psi_2 \delta)}. \quad (24)$$

Для III и V зон электромагнитная сила

$$F_{0III, IV} = F_0^* \frac{\tau}{3} - \frac{1}{4} F_0'^* \frac{\tau}{3}. \quad (25)$$

В выражение (25) входит составляющая  $F_0'^*$ , отличающаяся от  $F_0^*$  тем, что в нее входит магнитное число Рейнольдса для обратной волны:

$$\varepsilon' = \frac{\omega (2-s) \gamma \mu_0}{\alpha^2}. \quad (26)$$



Для зон II и IV электромагнитная сила определяется из соотношения

$$F_{0II, IV} = \frac{1}{2} F_0^* \frac{\tau}{3} - \frac{1}{2} F_0' \frac{\tau}{3}. \quad (27)$$

В пусковом режиме  $F_{0II, IV}$  будет равна нулю, так как во II и IV зонах имеет место однофазное поле. Результирующая электромагнитная сила

$$F_0 = F_{0IV} + 2F_{0III, V} + 2F_{0II, IV}. \quad (28)$$

По аналогии с [2] можно ввести коэффициент продольного краевого эффекта, который учитывает снижение электромагнитной силы линейной машины по сравнению с идеальной машиной, т. е. машиной, на всей длине которой поле имеет ту же структуру, что и поле в IV зоне. Этот коэффициент определится из (23) и (28)

$$K_{п.к.е} = \frac{F_0}{\frac{9}{4} F_0^* l_{II}} = \frac{F_{0IV} + 2F_{0III, V} + 2F_{0II, VI}}{\frac{9}{4} F_0^* l_{II}}. \quad (29)$$

Если принять длины зон

$$l_{II} = l_{VI} = l_{III} = l_V = \frac{\tau}{3};$$

$$l_{IV} = l_{II} - \frac{4}{3} \tau; l_{II} = 2p\tau, \quad (30)$$

то, подставляя (23), (25), (27) в (29) с учетом (20), для пускового режима после преобразований получим

$$K_{п.к.э} = 1 - 1,11 \frac{\tau}{l_{II}},$$

или, если выразить через число полюсов,

$$K_{п.к.э} = \frac{2p - 1,11}{2p}. \quad (31)$$

Соотношение (31) полностью соответствует общеизвестному факту, что проявление продольного краевого эффекта снижается с увеличением числа полюсов (для двухполюсной ЛИМ  $K_{п.к.э} = 0,44$ ).

В заключение следует отметить, что при анализе полей и сил линейных индукционных машин в настоящей работе использовалась модель с бесконечно

длинным магнитопроводом. При конечной длине магнитопровода (необмотанной части индуктора, а такая часть для каждой фазы реально существует) будут уменьшаться дополнительные составляющие напряженности поля  $H'$ , что приведет и к снижению дополнительной силы  $\Delta F$ .

#### Список литературы

1. Штурман Г. И. Индукционные машины с разомкнутым магнитопроводом. — Электричество, 1946, № 10.
2. Лиелпетер Я. Я. Жидкометаллические индукционные МГД-машины. — Рига: Зинатие, 1969.
3. Вольдек А. И. Индукционные магнитогидродинамические машины с жидкометаллическим рабочим телом. — Л.: Энергия, 1970.
4. Круминь Ю. К. Взаимодействие бегущего магнитного поля с проводящей средой. — Рига: Зинатие, 1969.
5. Огарков Е. М., Тиупов В. В. Продольный краевой эффект линейных индукционных двигателей с учетом характера распределения поля в концевых зонах. — В кн.: Специальные системы электропривода. — Изд. Перм. политехн. ин-та, 1973.
6. Крысько С. Б. Модель линейного асинхронного двигателя с заданным напряжением при параллельном соединении обмоточных катушек. — В кн.: Бесконтактные электрические машины, 1979, вып. 18.
7. Дриц М. С., Крысько С. Б., Пукис М. В. Торцовое рассеяние в линейных индукционных машинах. — В кн.: Бесконтактные электрические машины, 1981, вып. 20.
8. Вилнитис А. Я. Внутренняя задача краевого эффекта в линейной асинхронной МГД-машине при произвольной токовой нагрузке. — Магнитная гидродинамика, 1977, № 1.
9. Тозони О. В. Аналитический расчет электромагнитного процесса в линейном двигателе. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1977, № 1.
10. Dukowicz I. K. Analysis of linear induction machines with discrete windings and finite iron length. — IEEE Trans. on PAS, 1977, № 1.
11. Bevah R. I. A., Kalman G. Non-uniform power distribution in linear induction motors due to end effects. — IEEE Trans. on PAS, 1979, vol. 98, № 5.
12. Asztalos Gy., Kajki I. A. Ketoldalaz, rövid primer részű lineáris aszinkron motorok mezőelészla sanak kozé lito szamitasa. — Elektrotechnika, 1978, ZI, № 2.
13. Alwach I. H., Al-Ricabi I. A. H. Finite — element analysis of linear induction machines. — Proc. IEE, 1979, vol. 126, № 7.
14. Lipo T. A., Nondahl T. A. Pole-by-pole d-q model of a linear induction machine. — IEEE Trans. on PAS, 1979, vol. 98, № 2.

[12.03.82]

УДК 621.314.6.001.24

## Двенадцатифазный преобразователь с делительным реактором-трансформатором

ЗБОРОВСКИЙ И. А., канд. техн. наук

Свердловск

В мощных преобразовательных установках широкое распространение получила двенадцатифазная преобразовательная схема с параллельным соединением трехфазных мостов по схеме Ларионова. Параллельное соединение мостов осуществляется либо с помощью двух сглаживающих, либо одного уравнивающего реактора с двумя ветвями. Ограничение уравнивающего тока вторым реактором более экономично по расходу активных материалов [1]. В некоторых практических случаях ограничение уравнивающего тока может осуществляться и без реакторов.

Из-за наличия в напряжении сетевой обмотки преобразовательного трансформатора гармоник порядка

$6k \pm 1$ , где  $k$  — нечетное число (что может быть вызвано, например, параллельной работой шестифазных преобразователей), средние значения выпрямленных токов могут существенно различаться между собой [2]. В диодном преобразователе отсутствует возможность выравнивания выпрямленных токов мостов, и поэтому уравнивающий реактор, по ветвям которого текут упомянутые токи, насыщается. Неравномерное распределение выпрямленных токов приводит к возрастанию потерь электроэнергии в преобразовательном трансформаторе, вентилях и реакторе, а также к недоиспользованию мощности электрооборудования преобразовательной установки.

Для выравнивания токов между мостами было предложено [2] осуществить трансформаторную связь между линейными токами вентильных обмоток. В преобразователе с упомянутой трансформаторной связью может оказаться целесообразным отказ от уравнивающего реактора [3]. Устройство, осуществляющее трансформаторную связь, в дальнейшем изложении называется делительным реактором-трансформатором (РТ). Намагничивающие силы основных гармоник на каждом сердечнике магнитопровода делительного РТ взаимно уравновешены. По расходу активных материалов более предпочтительна трансформаторная связь между фазными токами вентильных обмоток (рис. 1). Если двенадцатифазный преобразователь содержит два трансформатора, то для выравнивания средних значений выпрямленных токов мостов может быть осуществлена трансформаторная связь между сетевыми обмотками указанных трансформаторов [4].

Теория работы двенадцатифазного преобразователя с делительным РТ разработана пока недостаточно. Цель данной статьи — попытка восполнить некоторые пробелы. Для исследования внешней характеристики, напряжений на вентиллях, типовой мощности делительного РТ наиболее приемлемой оказалась математическая модель, в которой реактор-трансформатор представлен индуктивным  $X_L$  и взаимоиндуктивным  $X_M$  сопротивлениями на частоте э. д. с. питающей сети, причем  $X_M = \sqrt{3}X_L$  (рис. 1). При холостом ходе РТ и его питании со стороны обмотки с меньшим числом витков входное индуктивное сопротивление равно  $X_L$ . Число витков обмотки РТ, включенной последовательно с вентильной обмоткой преобразова-

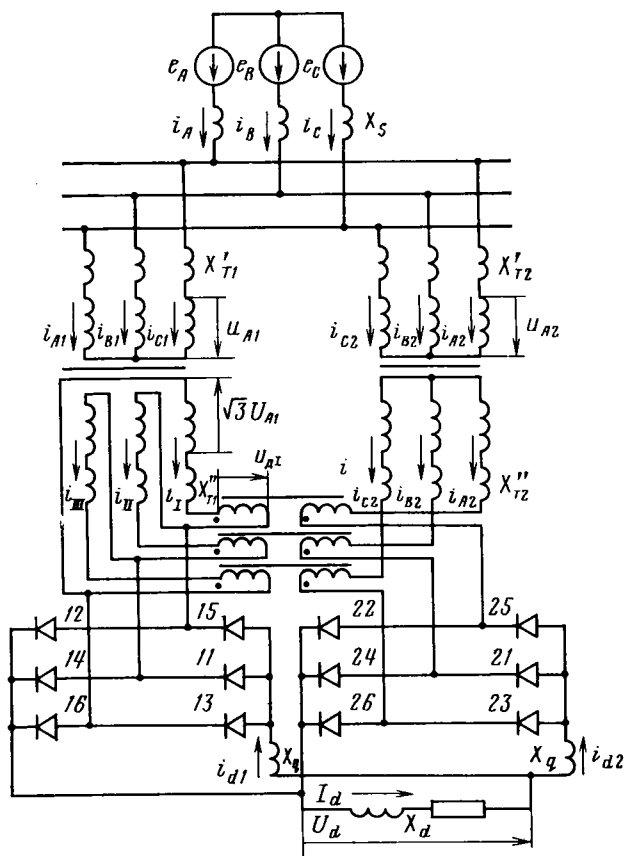


Рис. 1. Схема двенадцатифазного преобразователя с делительным реактором-трансформатором и параллельным соединением мостов

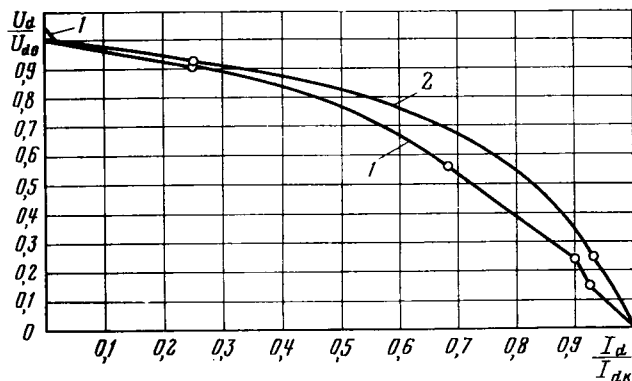


Рис. 2. Внешняя характеристика диодного преобразователя:  
1 —  $X_L/X'_R=10$ ;  $X_q/X'_R=5,5$ ;  $I'_{dk}=1,052E_m/X'_R$ ; 2 —  $X_L=\infty$ ;  $X_q=0$ ;  
 $I_{dk}=1,017E_m/X'_R$

тельного трансформатора, соединенной по схеме звезды, должно быть теоретически в  $\sqrt{3}$  меньше числа витков другой его обмотки. Индуктивные сопротивления рассеяния обмоток РТ просуммированы с соответствующими сопротивлениями рассеяния преобразовательных трансформаторов. Указанные суммы сопротивлений равны  $X''_{T1}$  и  $X''_{T2}$  (рис. 1).

Уравнения для токов вентилей и напряжений на них составляются на основании первого и второго законов Кирхгофа, а также из условия равенства намагничивающих сил на стержнях преобразовательных трансформаторов [5]. При этом принимается допущение о взаимоиндукции только между теми фазами вентильных обмоток, у которых основные гармоники тока совпадают по фазе. Из-за ограниченного объема в статье не приводится полная система уравнений. Математические выводы достаточно сложны, и поэтому приводятся лишь результаты выводов. Уравнения внешних характеристик удастся привести к каноническому виду [6].

**Внешняя характеристика.** Начальный круто падающий участок внешней характеристики соответствует режиму 5—4, т. е. на интервале повторяемости  $\pi/6$  вентили проводят ток группами по 5 и 4 (рис. 2). Внешняя характеристика в этом режиме описывается уравнениями для следующих значений выпрямленного тока и напряжения:

$$I_d = \frac{\sqrt{3}E_m}{X_R} \frac{2 - \sqrt{3}}{(2 - \sqrt{3} + \operatorname{tg} \alpha_{s4}) \cos \alpha_{s4}} [\cos(\alpha - \alpha_{s1}) - \cos(\alpha + \gamma + \alpha_{s1})]; \quad (1)$$

$$U_d = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi \cos \alpha_{s4}} E_m [\cos(\alpha - \alpha_{s4}) + \cos(\alpha + \gamma + \alpha_{s1})], \quad (2)$$

где

$$\operatorname{tg} \alpha_{s1} = \frac{(2 - \sqrt{3}) X_R}{7X_R - 4\sqrt{3}(X_S - X_L) + 4X_q}; \quad (3)$$

$$X_R = X_L + X'_R = X_L + X_S + X'_{T1} + \frac{1}{3} X''_{T1} = X_L + X_S + X'_{T2} + X''_{T2}, \quad (4)$$

$E_m$  — амплитуда э. д. с. источника питания;  $\alpha$  — угол отпирания вентилей;  $\alpha_{s4}$  — угол естественного отпирания в режиме 5—4.

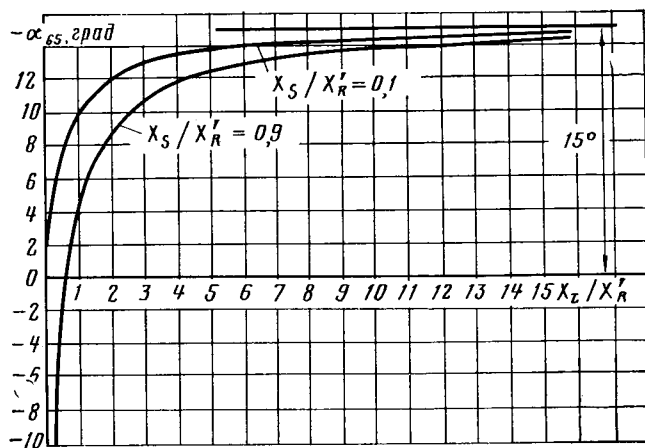


Рис. 3. Зависимость угла естественного отпирания в режиме 6—5 от отношения индуктивного сопротивления реактора-трансформатора к  $X'_R$   
1 —  $X_S/X'_R = 0,1$ ; 2 —  $X_S/X'_R = 0,9$

В рассматриваемой схеме с РТ режим 5—4 не является основным рабочим режимом. В идеализированном случае при весьма большом индуктивном сопротивлении ( $X_L \rightarrow \infty$ ) на начальном участке внешней характеристики преобразователь работает в режиме 6—5, причем средние значения выпрямленного тока и напряжения определяются из выражений:

$$I_d = \frac{\sqrt{3} E_m}{2} \frac{X_1 + (2 - \sqrt{3}) X_2}{X_R X_2 \cos \alpha_{65}} [\cos(\alpha - \alpha_{65}) - \cos(\alpha + \gamma + \alpha_{65})]; \quad (5)$$

$$U_d = \frac{9}{2\pi} E_m \frac{(X_R - X_S + X_L) [X_1 + (2 - \sqrt{3}) X_2]}{X_1 [2X_R - \sqrt{3} (X_S - X_L)] \cos \alpha_{65}} \times [\cos(\alpha - \alpha_{65}) + \cos(\alpha + \gamma + \alpha_{65})], \quad (6)$$

где

$$\left. \begin{aligned} X_1 &= 7X_R + 4X_q - 4\sqrt{3}(X_S - X_L); \\ X_2 &= \frac{6X_R^2 + 4X_q X_R + 2\sqrt{3}(X_S - X_L) \times}{\sqrt{3}(X_R - X_S + X_L)} \times \\ &\quad \times \frac{[X_q - \sqrt{3}(X_S - X_L)]}{+ X_L}; \\ \operatorname{tg} \alpha_{65} &= \frac{4X_1 \sin^2 15^\circ + \sqrt{3}(\sqrt{3} - 2) X_2}{(\sqrt{3} - 2) X_2 - X_1}; \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

$\alpha_{65}$  — угол естественного отпирания вентиля в режиме 6—5, зависящий от отношения  $X_L/X'_R$  (при весьма большом значении указанного отношения угол  $\alpha_{65} = -15^\circ$ , см. рис. 3).

При  $\alpha_{65} = -15^\circ$  в обмотках трансформаторов (рис. 1) полностью исключаются гармоники тока с порядковым номером  $6k \pm 1$ , где  $k$  — нечетное число [4]. Режим 6—5 для преобразователя с РТ является основным рабочим режимом, в пределах которого угол коммутации изменяется от  $\pi/6$  до  $\pi/3$ , если угол естественного отпирания  $\alpha_{65} = -\pi/12$ . Необходимо отметить, что при конечном значении индуктивного сопротивления  $X_L$  режим 6—5 является также основным, а внешняя характеристика за исключением небольшого начального участка практически мало отличается от случая, когда  $X_L \rightarrow \infty$ . Так как угол естественного отпирания  $\alpha_{65} < \alpha_{54}$ , то при конечном значении ин-

дуктивного сопротивления между режимами 5—4 и 6—5 возникает режим 6—5—4—5 [6]. В этом случае диапазон изменения угла коммутации в режиме 6—5 несколько суживается за счет начального его участка.

Сравним значения тангенсов угла наклона внешних характеристик для трех двенадцатифазных преобразователей в основных режимах их работы: с делительным РТ при сильной и слабой электромагнитных связях между вентиляльными обмотками по цепи переменного тока, а также при параллельном соединении трехфазных мостов через уравнивающий реактор [1]. В основном режиме работы 6—5 преобразователя с РТ при  $\alpha_{65} = -15^\circ$  согласно (5) и (6)

$$\frac{dU_d}{dI_d} = - \frac{36}{\pi(2 + \sqrt{3})(7 + 4\sqrt{3})} (X'_R + X_S). \quad (9)$$

Принимая соответственно для сильной и слабой электромагнитных связей  $X_S/X'_R = 0,9$  и  $0,1$  [1], получаем

$$\frac{dU_d}{dI_d} = -0,419X'_R; -0,242X'_R. \quad (10)$$

Тангенс угла наклона внешней характеристики преобразователя с параллельным соединением мостов через уравнивающий реактор в основном режиме работы 5—4 [(1), (2)] равен:

$$\frac{dU_d}{dI_d} = -0,477X'_R. \quad (11)$$

Из сравнения (10) и (11) видно, что в отличие от преобразователя с параллельным соединением мостов через уравнивающий реактор тангенс угла наклона преобразователя с РТ зависит от степени электромагнитной связи между вентиляльными обмотками. С увеличением тока нагрузки  $I_d$  режим 6—5 переходит при  $\gamma = \pi/3$  в режим 6. В этом режиме угол коммутации  $\gamma$  с ростом нагрузки остается постоянным ( $\gamma = \pi/3$ ), а угол естественного отпирания вентиля растет от  $\alpha_{65}$  до  $\alpha_{76}$ , причем

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \alpha_{76} &= \frac{X_2 (X_R - X_S + X_L) - 2\sqrt{2} \sin 15^\circ [\sqrt{3} (X_S - X_L)^2 - 2X_q (X_S - X_L) - \sqrt{3} X_R^2]}{\sqrt{3} X_2 (X_R - X_S + X_L) + 2\sqrt{2} \sin 15^\circ [\sqrt{3} (X_S - X_L)^2 - 2X_q (X_S - X_L) - \sqrt{3} X_R^2]}. \end{aligned} \quad (12)$$

Значение средних величин выпрямленного тока и напряжения определяется из выражений (5) и (6) при подстановке  $\gamma = \pi/3$  и  $\alpha_{65} < \alpha < \alpha_{76}$ , если преобразователь выполнен на диодах.

При дальнейшем увеличении тока нагрузки режим 6 переходит в режим 7—6, в пределах которого угол естественного отпирания  $\alpha = \alpha_{76}$  (12), а угол коммутации изменяется от  $\pi/3$  до  $\pi/2$ . В режиме 7—6 выражения для средних значений выпрямленного тока и напряжения имеют вид:

$$\begin{aligned} I_d &= \frac{E_m}{X_R \sin \alpha_{76}} \frac{\sqrt{6} X_1 \sin 15^\circ}{X_2} - \\ &- \frac{1 - \sqrt{3} [2\sqrt{3}(X_S - X_L) - 3X_R] - X_R}{2(X_R + X_S - X_L)} [\cos(\alpha - \alpha_{76}) - \\ &- \cos(\alpha + \gamma + \alpha_{76})], \\ U_d &= \frac{9}{\pi} E_m \frac{X_R - X_S + X_L}{\sin \alpha_{76}} \times \end{aligned} \quad (13)$$

$$\times \left\{ \frac{\sqrt{3} X_q}{3[(X_S - X_L)^2 - X_R^2] - 4X_q X_R} + \frac{(1 + \sqrt{3})X_R}{2[2X_R - \sqrt{3}(X_S - X_L)]} \right\} [\cos(\alpha - \alpha_{76}) + \cos(\alpha + \gamma + \alpha_{76})]. \quad (14)$$

В преобразователе с делительным РТ без уравнительного реактора  $X_q=0$  [3] при внешнем к. з. и установившемся режиме работы в состоянии проводимости всегда находится семь вентилях. Ток к. з. при  $X_L \rightarrow \infty$  согласно (13) определяется как

$$I_{dk} = \frac{2 \cos \frac{\pi}{12} E_m}{X'_R (1 + X_S/X'_R)}. \quad (15)$$

Ток внешнего к. з. зависит от степени электромагнитной связи между вентильными обмотками. В режиме 7—6 при  $X_q=0$  угол естественного отпирания вентилей  $\alpha_{76}=45^\circ$ . При конечном значении  $X_L$  и  $X_q \neq 0$  угол естественного отпирания может быть меньше  $\pi/6$ . В этом случае с ростом нагрузки режим 7—6 переходит в режим 7, при котором угол коммутации сохраняется равным  $\gamma=\pi/2$ , а угол естественного отпирания растет от  $\alpha_{76}$  до  $\alpha_{87}$ .

В режиме 8—7 угол естественного отпирания вентилей равен  $\alpha_{87}=\pi/6$ . С увеличением нагрузки угол коммутации растет от  $\pi/2$  до  $2\pi/3$ . Уравнения внешней характеристики в режиме 8—7 имеют вид:

$$I_d = \frac{E_m}{X_R + X_S - X_L} [\cos(\alpha - \alpha_{87}) - \cos(\alpha + \gamma + \alpha_{87})]; \quad (16)$$

$$U_d = \frac{6}{\pi} E_m \frac{X_q (X_S - X_L - X_R)}{3[(X_S - X_L)^2 - X_R^2]} [\cos(\alpha - \alpha_{87}) + \cos(\alpha + \gamma + \alpha_{87})]. \quad (17)$$

Установившийся ток внешнего к. з.

$$I'_{dk} = \frac{2E_m}{X'_R (1 + X_S/X'_R)}. \quad (18)$$

Если индуктивное сопротивление  $X_q \neq 0$ , то при  $\pi/6 < \alpha_{76} < \pi/4$  с увеличением нагрузки преобразователь из режима 7—6 переходит в режим 8—7—6—7, а затем в режим 8—7 [6]. В этом случае диапазон изменения угла коммутации в режиме 8—7 суживается за счет начального его участка.

Между внешними характеристиками рассматриваемого преобразователя с делительным РТ и двенадцатифазным преобразователем с последовательным соединением сетевых обмоток трансформаторов и параллельным соединением мостов существует определенная связь, которая выявляется в предельном случае весьма большого индуктивного сопротивления  $X_L$  делительного РТ [4 и 7]. При  $X_q=0$  уравнения внешней характеристики, углы коммутации, токи внешнего к. з. совпадают при условии

$$X_q = 2X'_R (1 + X_S/X'_R), \quad E'_m = 2E_m,$$

где  $X_q$  — индуктивное сопротивление коммутации преобразователя с последовательным соединением первичных обмоток трансформаторов и параллельным соединением мостов [7];  $E'_m$  — амплитуда э. д. с. источника питания указанной схемы.

**Напряжение на вентилях.** Исследование рабочих режимов при  $X_q=0$  и  $X_L \rightarrow \infty$  показывает, что наибольшее напряжение на вентиле, равное  $1,8(\sqrt{3}E_m)$ , где  $\sqrt{3}E_m$  — амплитуда линейного напряжения вентильной обмотки, возникает при  $\theta=\pi/12$ , причем  $[\alpha + \gamma - \pi/2 < \theta < \alpha - \pi/6]$ . Упомянутое напряжение на вентиле превосходит среднее значение напряжения при холостом ходе преобразователя в 1,96 раза. В связи с этим практическое использование преобразователя с делительным РТ, также как и преобразователя с последовательным соединением сетевых обмоток и параллельным соединением мостов, ограничено вследствие повышенного напряжения на тиристорах. Наиболее перспективен рассматриваемый преобразователь в диодном исполнении, так как в этом случае наибольшее значение напряжения на диоде в 1,05 превосходит среднее значение напряжения на выходе преобразователя при холостом ходе.

Преобразователь с РТ обладает свойством токоограничения при к. з. одного плеча. В этом случае амплитуда напряжения на вентилях «здорового» моста может достигать 1,8 амплитуды линейного напряжения вентильной обмотки. Насыщение магнитопровода РТ приводит к снижению перенапряжений на вентилях «здорового» моста.

**Типовая мощность делительного РТ.** Для проектирования делительного РТ необходимо знать действующие значения напряжения на его обмотках и тока в них. Утроенное произведение напряжения на одной из его обмоток на ток определяет электромагнитную мощность  $S_d$ . Практический интерес представляет также определение действующего значения синусоидального напряжения  $U_{д.э}$  частоты 50 Гц, приложенного к одной из обмоток делительного РТ при разомкнутой другой его обмотке и вызывающего те же потери в стали, что и при работе РТ в двенадцатифазном преобразователе (рис. 1). Типовая мощность делительного РТ

$$S_{д.т} = \frac{U_{д.э}}{U_d} S_d. \quad (19)$$

С ростом индуктивного сопротивления  $X_L$  РТ несколько возрастают и указанные мощности. С учетом того, что выражения для напряжения на обмотке РТ и тока в ней упрощаются при допущении о весьма большом индуктивном сопротивлении  $X_L$ , наиболее целесообразно определить мощности  $S_d$  и  $S_{д.т}$  при  $X_L \rightarrow \infty$ . Необходимо отметить, что при практических значениях  $X_L$  и при весьма большом его значении указанные значения соответственно напряжения и тока мало отличаются между собой.

Мгновенное значение напряжения на обмотке делительного РТ, образующей совместно с вентильной обмоткой схему соединения «треугольник» (рис. 1), равно

$$u_{д1} = 3X_L \frac{di_1}{d\theta} - \sqrt{3} X_L \frac{di_{A2}}{d\theta}, \quad (20)$$

где  $i_1$  — ток в фазе треугольника;  $i_{A2}$  — ток в соответствующей фазе вентильной обмотки, соединенной звездой.

Выражения для мгновенных значений токов  $i_1$  и  $i_{A2}$  по интервалам, связанным с проводимостью тока вентилями, здесь не приводятся из-за их сложности. Они получены аналитическим путем для основного режима работы 6—5 при конечном значении  $X_L$ .

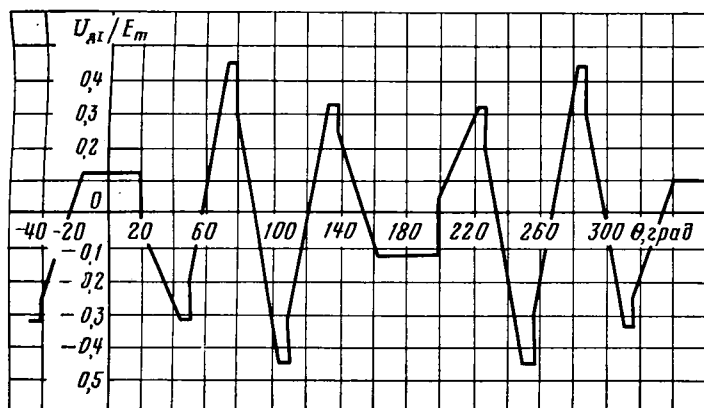


Рис. 4. Кривые напряжения на обмотке делительного реактора-трансформатора при  $X_L = \infty$  и  $\gamma = 35^\circ$

Графически зависимость напряжения на обмотке (20) делительного РТ представляет собой симметричную относительно оси абсцисс кривую с периодом э. д. с. источника питания (рис. 4). Эта кривая по существу не содержит гармоники, частота которой равна частоте э. д. с. источника питания. Период кривой определяется как результат суммирования напряжений с частотами  $5f$ ,  $7f$ ,  $17f$ ,  $19f$  и т. д. ( $f = 50$  Гц), так как отсутствуют основная и высшие гармоники напряжения двенадцатифазного режима с частотами  $f$ ,  $11f$ ,  $13f$ ,  $23f$ ,  $25f$  и т. д., что обусловлено взаимным равновесием намагничивающих сил упомянутых основных и высших гармоник.

Если индуктивное сопротивление  $X_L \rightarrow \infty$ , то в точках вентиляльных обмоток отсутствуют гармоники  $5f$ ,  $7f$ ,  $17f$ ,  $19f$  и т. д., но при этом действующее значение напряжения на обмотке делительного РТ максимально. При  $X_L \rightarrow \infty$  кривая напряжения на обмотке делительного РТ описывается законом, представленным по интервалам в таблице.

Начало отсчета времени  $\theta$  совмещено с моментом, когда э. д. с.  $e_A$  имеет максимальное значение, а начало первого интервала соответствует моменту отпирания вентиля 13 (рис. 1). Действующее значение напряжения  $U_{дт}$  на обмотке делительного РТ в пределах режима 6—5 изменяется от  $0,203E_m$  при  $\gamma = \pi/6$  до  $0,3438E_m$  при  $\gamma = \pi/3$  (рис. 5). При  $\gamma = \pi/3$  амплитуды гармоник напряжения на обмотке делительного РТ имеют следующие значения:

$$\begin{aligned} U_{дт5} &= 0,3568E_m; & U_{дт7} &= 0,2494E_m; \\ U_{дт17} &= 0,06598E_m; & U_{дт19} &= 0,06E_m. \end{aligned} \quad (21)$$

Действующее значение напряжения на обмотке де-

№ интервала	Пределы интервала	Закон изменения напряжения
1	$\alpha - \pi/6 < \theta < \alpha + \gamma - \pi/3$	$0,3282E_m \sin(\theta - 45^\circ)$
2	$\alpha + \gamma - \pi/3 < \theta < \alpha$	$0,8727E_m \sin(\theta + 22,91^\circ)$
3	$\alpha < \theta < \alpha + \gamma - \pi/6$	$0,12E_m \sin(\theta + 105^\circ)$
4	$\alpha + \gamma - \pi/6 < \theta < \alpha + \pi/6$	$0,1243E_m \cos \theta$
5	$\alpha + \pi/6 < \theta < \alpha + \gamma$	$0,1243E_m \sin(\theta + 75^\circ)$
6	$\alpha + \gamma < \theta < \alpha + \pi/3$	$-0,8727E_m \sin(\theta - 22,91^\circ)$
7	$\alpha + \pi/3 < \theta < \alpha + \gamma + \pi/6$	$-0,3282E_m \sin(\theta + 45^\circ)$
8	$\alpha + \gamma + \pi/6 < \theta < \alpha + \pi/2$	$1,5012E_m \sin(\theta - 57,63^\circ)$
9	$\alpha + \pi/2 < \theta < \alpha + \gamma + \pi/3$	$0,4483E_m \sin(\theta + 15^\circ)$
10	$\alpha + \gamma + \pi/3 < \theta < \alpha + 2\pi/3$	$1,732E_m \cos \theta$
11	$\alpha + 2\pi/3 < \theta < \alpha + \gamma + \pi/2$	$-0,4483E_m \sin(\theta - 15^\circ)$
12	$\alpha + \gamma + \pi/2 < \theta < \alpha + 5\pi/6$	$-1,5013E_m \sin(\theta + 57,63^\circ)$

лительного РТ при  $\gamma = \pi/3$ , рассчитанное по указанным величинам напряжений высших гармоник, равно  $0,32E_m$ , т. е. отличается от напряжения при учете всех гармоник на 6,9%. Без учета коммутации тока вентилями действующее значение тока в обмотке РТ  $I_d = 0,2188I_d$  [7]. При  $\gamma = \pi/3$  действующее значение тока всего лишь на 1,8% меньше.

Электromагнитная мощность делительного РТ

$$S_d = 3U_d I_d = 0,1419P_{d0}, \quad (22)$$

где  $P_{d0} = U_{d0} I_d$ ;  $U_{d0}$  — среднее значение напряжения на выходе преобразователя при холостом ходе.

Определим действующее значение синусоидального напряжения  $U_{д.э}$  при частоте 50 Гц. Если известны удельные потери в стали при частоте 50 Гц и максимальном значении индукции 1 Тл, то при других значениях индукции и частоты [8]

$$p_v = p_1 (B_{mv})^2 \left( \frac{\omega_v}{314} \right)^{1.3}. \quad (23)$$

С учетом (23) действующее значение эквивалентного синусоидального напряжения частоты 50 Гц на обмотке делительного РТ, которая совместно с вентиляльной обмоткой образует схему соединения треугольник,

$$U_{д.э} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\sum_v \frac{U_{дтв}^2}{v^{0.7}}}. \quad (24)$$

Подставив в (24) величины амплитуд (21), получим согласно (19) и (22) значение типовой мощности делительного РТ (в процентах):

$$S_{д.т} = 7,64P_{d0}. \quad (25)$$

В знаменателе выражения (19) для типовой мощности подставлено 0,32, а не 0,3438, так как действующее значение напряжения от учета 5, 7, 17 и 19-й гармоник составляет  $0,32E_m$ . Необходимо отметить, что дополнительные затраты активных материалов, связанных с выполнением РТ, частично покрываются за счет снижения типовой мощности преобразовательных трансформаторов (рис. 1)

$$S_{п.т} = 1,0114P_{d0}. \quad (26)$$

Типовая мощность преобразовательных трансформаторов в двенадцатифазном преобразователе с параллельным соединением мостов через уравнивающий реактор

$$S_{п.т} = 1,047P_{d0}, \quad (27)$$

т. е. на 3,5% больше, чем мощность, определяемая по (26). Очевидно, что для более полного представления о расходе активных материалов следует еще определить типовую мощность уравнивающего реак-

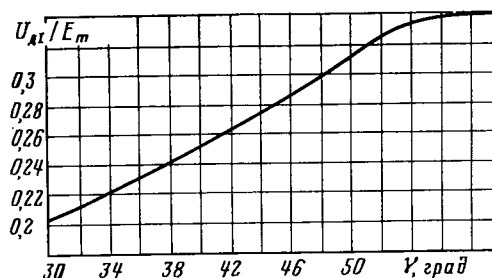


Рис. 5. Зависимость действующего значения напряжения на обмотке делительного реактора-трансформатора от угла коммутации в режиме 6—5.

тора в двенадцатифазном преобразователе с параллельным соединением мостов.

**Типовая мощность уравнильного реактора.** В основном режиме 5—4 работы двенадцатифазного преобразователя с параллельным соединением мостов через уравнильный реактор мгновенное значение напряжения на одной ветви реактора [9]

$$u_q = \frac{\sqrt{3}(2 - \sqrt{3})X_q E_m}{7X_R - 4\sqrt{3}X_S + 4X_q} \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right),$$

$$\left[\alpha - \frac{\pi}{6} < \theta < \alpha - \frac{\pi}{6} + \gamma\right]; \quad (28)$$

$$u_q = \frac{\sqrt{3}X_q E_m}{4X_R - 2\sqrt{3}X_S + 2X_q} \left[\cos\theta + \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)\right],$$

$$\left[\alpha - \frac{\pi}{6} + \gamma < \theta < \alpha\right]. \quad (29)$$

Для случая сильной электромагнитной связи между вентильными обмотками по цепи переменного тока или независимо от степени указанной связи при достаточно большом  $X_q$  напряжения, определяемые по (28), (29), практически не зависят от  $X_q$ . Действующее значение напряжения за интервал повторности на одной ветви уравнильного реактора

$$U_q = \sqrt{\frac{6}{\pi} \left\{ \frac{3}{16} (2 - \sqrt{3})^2 \left( \frac{1}{2} \gamma + \frac{1}{4} \sin\phi - \frac{1}{4} \sin 2\alpha \right) + \frac{3}{8} (2 - \sqrt{3}) \left( \frac{\pi}{6} - \gamma \right) + \frac{3}{8} \left( 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \left[ \frac{1}{2} \cos\left(\phi - \frac{\pi}{3}\right) - \frac{1}{2} \cos 2\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin 2\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left(\phi - \frac{\pi}{3}\right) \right] \right\} E_m}, \quad (30)$$

где  $\psi = 2(\alpha + \gamma)$ .

Для случая диодного преобразователя с углом естественного отпираания  $\alpha_e = 0$  при  $\gamma = \pi/6$  (рис. 6)

$$U_q = 0,1109 E_m. \quad (31)$$

Амплитуды гармоник напряжения при указанном угле коммутации равны:

$$U_{qm6} = 0,1196 E_m; \quad U_{qm18} = 0,0399 E_m;$$

$$U_{qm30} = 0,02376 E_m; \quad U_{qm42} = 0,0197 E_m. \quad (32)$$

Действующее значение синусоидального напряжения частоты 50 Гц, приложенного к одной ветви уравнильного реактора и вызывающего те же потери в стали, что и при работе указанного реактора в схеме выпрямления (24),

$$U_{\gamma.3} = 0,4675 E_m.$$

Согласно (19) типовая мощность уравнильного реактора (в процентах)

$$S_{\gamma.т} = 1,7 P_{d0}. \quad (33)$$

Так как магнитопровод уравнильного реактора представляет собой двухстержневую конструкцию, то соответствующая мощность трехфазного трансформатора с трехстержневой конструкцией магнитопровода примерно равна  $1,85 P_{d0} \%$ .

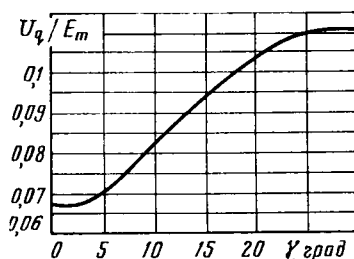
Суммарная типовая мощность преобразовательных трансформаторов и уравнильного реактора

$$S_{\Sigma} = (1,047 + 0,0185) P_{d0} = 1,0655 P_{d0}. \quad (34)$$

Суммарная типовая мощность преобразовательных трансформаторов и делительного РТ

$$S_{\Sigma} = (1,0114 + 0,0764) P_{d0} = 1,0878 P_{d0}. \quad (35)$$

Рис. 6. Зависимость действующего значения напряжения на одной ветви уравнильного реактора от угла коммутации в режиме 5—4



Необходимо отметить, что разность между типовыми мощностями сравниваемых вариантов будет существенно меньше, чем согласно (35) и (34), так как из-за разных токов в ветвях уравнильного реактора практически идут на увеличение его типовой мощности.

**Выводы.** 1. Уравнения внешних характеристик, полученных в данной статье, распространяются на три схемы двенадцатифазных преобразователей:

- а) с делительным РТ (рис. 1);
- б) с последовательным соединением сетевых обмоток преобразовательных трансформаторов и параллельным соединением мостов;
- в) с параллельным соединением мостов через уравнильный реактор.

В первом случае внешняя характеристика практически может рассчитываться при  $X_L \rightarrow \infty$ .

2. Существенное уменьшение значения тангенса угла наклона внешней характеристики в рабочем режиме 6—5 за счет включения делительного РТ достигается в преобразователях со слабой электромагнитной связью между вентильными обмотками по цепи переменного тока [1].

3. Если для двенадцатифазного преобразователя с параллельным соединением мостов через уравнильный реактор значение тангенса угла наклона внешней характеристики и коэффициент мощности в рабочем режиме 5—4 зависят от индуктивного сопротивления при к. з. одной вентильной обмотки и питания со стороны сетевой, то в преобразователе с РТ указанные параметры зависят еще и от степени электромагнитной связи между вентильными обмотками по цепи переменного тока.

4. При одинаковом индуктивном сопротивлении, соответствующем к. з. одной вентильной обмотки, и питании трансформатора от сетевой обмотки, у преобразователя с сильной электромагнитной связью между вентильными обмотками выпрямленный ток в режиме установившегося к. з. в 1,73 раза меньше, чем у преобразователя со слабой электромагнитной связью между вентильными обмотками — (15), (18), [1].

5. При идеализированных условиях типовая мощность уравнильного реактора в четыре раза меньше типовой мощности делительного РТ. Однако необходимо иметь в виду, что при значительном расхождении средних значений выпрямленных токов трехфазных мостов, что может быть вызвано, например, наличием гармоник в напряжении сетевой обмотки с порядковыми номерами  $6k \pm 1$ , где  $k$  — нечетное число, уравнильный реактор может оказаться бесполезным. Кроме того, проектировщики практически идут на существенное повышение мощности уравнильного реактора.

**Приложение.** Ниже приведены уравнения для определения токов в проводящих вентилях, выпрямленных токов  $i_{d1}$ ,  $i_{d2}$  и выпрямленного напряжения  $u_d$ .

Независимо от режима работы преобразователя имеем алгебраические уравнения, составленные по первому закону Кирхгофа:

$$\left. \begin{aligned} i_{11} + i_{13} + i_{15} &= i_{12} + i_{14} + i_{16} = i_{d1}; \\ i_{21} + i_{23} + i_{25} &= i_{22} + i_{24} + i_{26} = i_{d2}; \\ i_{d1} + i_{d2} &= I_d. \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-1})$$

К уравнениям (П-1) в зависимости от числа проводящих вентилей добавляются дифференциальные уравнения. Для случая, когда ток проводят четыре вентиля (11, 12, 21, 22):

$$\left. \begin{aligned} \sqrt{3}(X_S - X_L) p i_{21} + X_R p (i_{11} + i_{12}) + X_q p i_{d1} + u_d &= \\ &= -\sqrt{3} e_B; \\ \sqrt{3}(X_S - X_L) p i_{12} + X_R p (i_{21} + i_{22}) + X_q p i_{d2} + u_d &= e_A - e_B, \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-2})$$

где  $p = d/dt$ , т. е. производная по времени, выраженному в радианах.

Если ток проводят пять вентилей (11, 12, 13, 21, 22), то к системе (П-1) и (П-2) добавляется следующее:

$$\sqrt{3}(X_S - X_L) p i_{22} + X_R p (i_{12} + i_{13}) + X_q p i_{d1} + u_d = \sqrt{3} e_A. \quad (\text{П-3})$$

Электромагнитный процесс при шести проводящих вентилей (11, 12, 13, 21, 22, 26) описывается уравнениями (П-1) — (П-4), причем последнее имеет вид:

$$\sqrt{3}(X_S - X_L) p i_{11} + X_R p (i_{21} + i_{26}) + X_q p i_{d2} + u_d = e_C - e_B. \quad (\text{П-4})$$

Для случаев, когда ток проводят семь вентилей (11, 12, 13, 16, 21, 22, 26) и восемь вентилей (семь предыдущих и еще 25), система уравнений включает соответственно (П-1) — (П-5) и

(П-1) — (П-6), причем (П-5) и (П-6) имеют вид:

$$\sqrt{3}(X_S - X_L) p i_{26} + X_R p (i_{11} - i_{13} + i_{16}) + X_q p i_{d1} + u_d = \sqrt{3} e_C; \quad (\text{П-5})$$

$$\sqrt{3}(X_S - X_L) p (-i_{11} + i_{16}) + X_R p (-i_{22} + i_{25} + i_{26}) + X_q p i_{d2} + u_d = e_C - e_A. \quad (\text{П-6})$$

#### Список литературы

1. Зборовский И. А. Влияние электромагнитной связи между вентильными обмотками на гармонический состав токов двенадцатифазного преобразователя с параллельным соединением мостов. — Электричество, 1981, № 5.
2. Шляпошников Б. М., Поссе А. В. Работа ионных преобразователей при несинусоидальном напряжении и переменном токе. — Электричество, 1952, № 3.
3. Bennel F. T. Rectifiers for railway traction substations. — Electric Power Applications, 1979, vol. 2, № 1.
4. Freris L. L. Multigroup convertors with series ac connection. — Proc. IEE, 1971, vol. 118, № 9.
5. Нейман Л. Р., Глинтерник С. Р., Емельянов А. В., Новицкий В. Г. Электропередача постоянного тока как элемент энергетических систем. — М. — Л.: Изд. АН СССР, 1962.
6. Глинтерник С. Р., Светличный Ю. Н. Установившиеся режимы двухмостового преобразователя с параллельно соединенными мостами. — Теоретическая электроника, 1975, вып. 18.
7. Ивенский Г. В., Поссе А. В., Слоним М. А. Двенадцатифазный мостовой выпрямитель с последовательным включением первичных обмоток трансформаторов. — Изв. НИИПТ. Передача энергии постоянным и переменным током, 1961, № 8.
8. Петров Г. Н. Электрические машины, ч. I. — М.: Энергия, 1974.
9. Светличный Ю. Н. Влияние уравнильных реакторов на режим работы преобразователя с параллельно соединенными мостами. Преобразовательные устройства и системы возбуждения синхронных машин. — Л.: Наука, 1973.

[17.02.82]

УДК [62-83:621.3.024].001.5

## Пути улучшения технических характеристик импульсных электроприводов постоянного тока

МАЛИНИН Л. И., МАЛИНИН В. И., кандидаты техн. наук

Новосибирский электротехнический институт

Определяющее влияние на энергетические и динамические характеристики импульсных электроприводов постоянного тока оказывают элементы энергетического канала привода: силовой преобразователь, исполнительный двигатель и механический редуктор. Вопросам выбора их параметров и рационального согласования посвящено большое количество работ. В импульсных электроприводах при сопряжении элементов варьируемыми параметрами традиционно являлись передаточное отношение редуктора, частота коммутации и тип модуляции преобразователя. После выбора редуктора и согласования двигателя по напряжению с преобразователем параметры двигателя (чаще всего независимого возбуждения) не подлежали варьированию. Варианты двигателя смешанного возбуждения при изменении степени компаундирования обычно не рассматривались.

В результате создания новой модификации двигателей смешанного возбуждения, в которой электромагнитное независимое возбуждение заменено магнитоэлектрическим, а магнитный поток последовательного электромагнитного возбуждения, создаваемый одной кольцевой катушкой, замыкается в аксиальном направлении по пассивным полюсам [1], создана кон-

струкция двигателя комбинированного возбуждения (ДКВ) с легко изменяемой степенью компаундирования и хорошими массо-габаритными показателями. Это позволяет включить в число варьируемых при согласовании параметров еще один — степень компаундирования двигателя.

В связи с расширением числа варьируемых параметров при согласовании элементов электропривода и разработкой обобщенного математического описания двигателя постоянного тока любого способа возбуждения [2] появилась возможность поиска новых путей улучшения характеристик импульсных электроприводов и обобщения результатов ранее проведенных исследований. Указанным вопросам и посвящена настоящая статья.

**Основные технические характеристики автоматизированных электроприводов.** В зависимости от конкретных условий энергетические и динамические характеристики приводов оцениваются различными показателями. Однако анализ типовых задач электропривода показывает, что основными (определяющими) показателями являются:

номинальный момент на выходном валу электропривода  $M_H$  — основная силовая характеристика;



номинальная добротность (собственное номинальное ускорение привода  $\epsilon_n = M_n/J_{пр}$ , где  $J_{пр}$  — момент инерции привода относительно оси выходного вала) — основная динамическая характеристика;

номинальная приемистость, численно равная произведению указанных выше показателей ( $P_n = M_n \epsilon_n$ ), — обобщенная энергодинамическая характеристика.

Для возможности сравнения различных электроприводов между собой целесообразен переход от абсолютных значений к удельным показателям: удельному моменту  $\lambda_n = M_n/m_{пр}$ , где  $m_{пр}$  — масса привода, и удельной приемистости  $P_{он} = P_n/m_{пр} = \lambda_n \epsilon_n$ . Значение удельного момента привода определяется показателями его элементов и без учета массовой характеристики источника питания составляет:

$$\lambda_n = \frac{\lambda_p \lambda_d \lambda_{п}}{\lambda_d \lambda_{п} + \frac{\lambda_p \lambda_d}{j \eta_p \eta_d} + \frac{\lambda_p \lambda_{п}}{j \eta_p}}, \quad (1)$$

где индексы «р», «д» и «п» относятся соответственно к характеристикам редуктора, двигателя и преобразователя;  $\eta$  — к. п. д.;  $j$  — передаточное отношение редуктора.

Здесь преобразователь оценен условным удельным моментом  $\lambda_{п} = \frac{M_{п.д.}}{\eta_d m_{п}}$ , который связан с общепринятым удельным мощностным показателем  $p_{п} = \frac{P_{п}}{m_{п}} = \frac{U_{п} I_{п}}{m_{п}}$  соотношением  $\lambda_{п} = \frac{p_{п}}{\omega_{п.д.}}$ , где  $\omega_{п.д.}$  — номинальная частота вращения двигателя. Добротность привода

$$\epsilon_n = \frac{M_n}{J_p + J_d j^2} = \frac{\eta_p}{j} \frac{\epsilon_{н.д.}}{1 + J_p/J_d j^2}, \quad (2)$$

где  $\epsilon_{н.д.}$  — номинальная добротность двигателя;  $J_p$  — момент инерции редуктора относительно оси выходного вала;  $J_d$  — момент инерции двигателя относительно своей оси.

Удельная приемистость

$$P_{он} = \lambda_n \epsilon_n = \eta_p^2 \frac{P_{н.д.}}{(1 + J_p/J_d j^2) (m_p + m_d + m_{п})}, \quad (3)$$

где  $P_{н.д.}$  — номинальная приемистость двигателя.

Обычно в электроприводах особое значение имеют массовые показатели электромеханических узлов (двигателей с редукторами), поэтому при сравнении приводов, помимо указанных характеристик, целесообразно рассматривать удельный момент электромеханического узла:

$$\lambda_{эм} = \frac{M_n}{m_p + m_d} = \frac{\lambda_p}{1 + \frac{\lambda_p}{\lambda_d} \frac{1}{j \eta_p}}. \quad (4)$$

Если учесть, что для современных планетарных и волновых редукторов  $\lambda_p = (3 \div 20)$  Н·м/кг, электродвигателей постоянного тока независимого возбуждения  $\lambda_d = (0,1 \div 0,3)$  Н·м/кг, полупроводниковых преобразователей  $\lambda_{п} = (0,2 \div 3)$  Н·м/кг, то в соответствии с (1) и (4) в отношении массовых показателей предпочтение следует отдать редукторным электроприводам. Однако при повышении механической редукции наблюдается снижение добротности привода (2) (обычно  $J_p/J_d j^2 \ll 1$ ) и ухудшаются динамические показатели. Предпочтительность приводов с малыми значениями механической редукции в отношении динамических

показателей объясняется также существенным уменьшением механических люфтов и повышением жесткости конструкций. Поэтому в прецизионных электроприводах станкостроения в настоящее время доминирует тенденция применения высокомоментных двигателей, несмотря на ухудшающиеся при этом массовые показатели электроприводов.

Первостепенной задачей конструкторов элементов электропривода представляется разработка безлюфтовых механических передач с высокой редукицией. Влияние упругостей на динамическую точность электроприводов может быть существенно уменьшено правильным сочетанием параметров двигателя, редуктора и нагрузки [3], а также мерами активного демпфирования упругих колебаний [4]. Снижение добротности привода при увеличении механической редукции может быть скомпенсировано применением высокоскоростных малоинерционных двигателей с высоким значением собственного номинального ускорения. Поэтому разработка приводов с высокоскоростными малоинерционными двигателями и безлюфтовыми передачами с высокой редукицией скорости представляется наиболее перспективной для развития электроприводов малой мощности (до 10 кВт).

Технические характеристики электроприводов в значительной мере определяются значением номинального момента двигателя. При импульсном питании двигателя постоянного тока выражение для этого момента может быть получено на основании обобщенного математического описания машины постоянного тока [2].

Обобщенное математическое описание и среднее значение момента двигателя постоянного тока при импульсном питании. Если помимо обычных допущений об отсутствии реакции якоря, вихревых токов и взаимной индуктивности между обмотками якоря и возбуждения принять также ненасыщенность магнитной цепи машины, неизменность числа витков, сечения проводников и условий охлаждения обмотки возбуждения при изменении характера ее включения, то сопротивление и индуктивность цепи якоря двигателя любого способа возбуждения — независимого (ДНВ), смешанного (ДСВ) и последовательного (ДПВ) — определяются в виде:

$$R = R_a \left[ 1 + \frac{R_{о.в.} k}{R_a (k+1)} \right]; \quad (5)$$

$$L = L_a + L_{о.в.} \left( \frac{k}{k+1} \right)^2, \quad (6)$$

где  $R_a$ ,  $L_a$  — сопротивление и индуктивность якоря;  $R_{о.в.}$ ,  $L_{о.в.}$  — сопротивление и индуктивность обмотки возбуждения ДПВ;  $k$  — отношение м. д. с. (магнитных потоков) последовательной и независимой обмоток возбуждения в номинальном режиме работы ДСВ.

При  $k=0$  указанные соотношения характеризуют ДНВ, а при  $k=\infty$  (после раскрытия неопределенностей) — ДПВ.

После введения параметра  $k$  двигатель любого способа возбуждения описывается системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} u &= iR + L \frac{di}{dt} + E_n \frac{ki/I_n + 1}{k+1} \frac{\omega}{\omega_n}; \\ M_n \frac{ki/I_n + 1}{k+1} \frac{i}{I_n} - M_{нр} &= \frac{d(I\omega)}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где  $u$ ,  $i$ ,  $E$ ,  $M$ ,  $M_{\text{нг}}$ ,  $\omega$ ,  $J$  — напряжение, ток, э. д. с., момент двигателя, момент нагрузки, частота вращения, момент инерции; индексом «н» обозначены номинальные значения.

Так как при непрерывном питании момент двигателя

$$M_{\text{н}}^{\text{н}} = M_{\text{н}} \frac{k_i/I_{\text{н}} + 1}{k + 1} \frac{i}{I_{\text{н}}}, \quad (8)$$

то среднее значение момента за период  $T$  импульсного питания в квазиустановившемся режиме работы

$$M_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T M dt = \frac{M_{\text{н}}}{I_{\text{н}} (k + 1)} \left( \frac{1}{k_{\Phi}} + \frac{k}{I_{\text{н}}} I \right), \quad (9)$$

где  $I$  — среднеквадратичное значение тока за период коммутации;  $k_{\Phi}$  — коэффициент формы тока, равный отношению среднеквадратичного и среднего значений тока.

Номинальный средний момент двигателя определяется условиями нагрева и соответствует среднеквадратичному току, равному номинальному значению ( $I = I_{\text{н}}$ ):

$$M_{\text{н}}^{\text{н}} = M_{\text{н}} \frac{k_{\Phi} k + 1}{k_{\Phi} (k + 1)}. \quad (10)$$

**Основные технические характеристики электроприводов постоянного тока при импульсном питании.** Используя (10), можно получить основные технические характеристики электроприводов постоянного тока при импульсном питании. Однако они не полностью будут отражать реальное положение, так как изменение параметра  $k$  обычно сопровождается изменением массы двигателя (например, за счет замены независимого электромагнитного возбуждения магнитоэлектрическим или изменения обмоточных данных независимого возбуждения). Указанный недостаток может быть устранен. Учитывая, что момент ДСВ состоит из составляющих, соответствующих ДНВ и ДПВ, и полагая, что масса ДСВ также состоит из аналогичных составляющих, для удельных моментов двигателей получаем соотношение:

$$\lambda_{\text{ДСВ}} = \frac{\lambda_{\text{ДНВ}} (k + 1)}{(\lambda_{\text{ДНВ}}/\lambda_{\text{ДПВ}}) k + 1}. \quad (11)$$

Из (11) при равенстве номинальных моментов двигателей следует соотношение масс:

$$m_{\text{ДСВ}} = m_{\text{ДНВ}} \frac{(\lambda_{\text{ДНВ}}/\lambda_{\text{ДПВ}}) k + 1}{k + 1}. \quad (12)$$

На основании (10) и (12) удельный момент двигателей постоянного тока любого способа возбуждения при импульсном питании:

$$\lambda_{\text{д}}^{\text{н}} = \lambda_{\text{д}} \frac{k_{\Phi} k + 1}{k_{\Phi} (\sigma k + 1)}, \quad (13)$$

где  $\lambda_{\text{д}} = \lambda_{\text{ДНВ}}$ ;  $\sigma = \lambda_{\text{ДНВ}}/\lambda_{\text{ДПВ}}$ .

По данным [6] для ДНВ в диапазоне мощностей до 10 кВт при номинальных частотах вращения  $\omega_{\text{н}} > 100 \text{ с}^{-1}$  значение  $\lambda_{\text{ДНВ}} = (0,1 \div 0,3) \text{ Н} \cdot \text{м/кг}$ ; для ДПВ ( $\omega_{\text{н}} > 100 \text{ с}^{-1}$ )  $\lambda_{\text{ДПВ}} = (0,08 \div 0,12) \text{ Н} \cdot \text{м/кг}$  [5]. Снижение удельного показателя объясняется наличием у ДПВ электромагнитного возбуждения, имеющего худшие массовые показатели, чем магнитоэлектрическое, а также обеспечением ненасыщенности магнит-

ной цепи при токах выше номинального. Приведенные значения  $\lambda_{\text{ДПВ}}$  соответствуют двигателям с насыщением при токах выше  $2I_{\text{н}}$ .

В соответствии с (10) и (13) основные технические характеристики (1) — (4) для импульсных приводов постоянного тока приобретают вид:

$$\lambda_{\text{н}}^{\text{н}} = \frac{\lambda_{\text{р}}}{1 + \frac{\lambda_{\text{р}}}{\lambda_{\text{д}} j \eta_{\text{р}}} \frac{k_{\Phi} (k + 1)}{(k_{\Phi} k + 1)} + \frac{\lambda_{\text{р}}}{\lambda_{\text{д}} j \eta_{\text{р}}} \frac{k_{\Phi} (\sigma k + 1)}{(k_{\Phi} k + 1)}}; \quad (14)$$

$$\varepsilon_{\text{н}}^{\text{н}} = \frac{\eta_{\text{р}}}{j} \frac{\varepsilon_{\text{н.д}}}{1 + J_{\text{р}}/J_{\text{д}} j^2} \frac{k_{\Phi} k + 1}{k_{\Phi} (k + 1)}; \quad (15)$$

$$\Pi_{\text{о.н}}^{\text{н}} = \eta_{\text{р}}^2 \frac{\Pi_{\text{н.д}}}{(1 + J_{\text{р}}/J_{\text{д}} j^2) \left( m_{\text{р}} + m_{\text{д}} \frac{\sigma k + 1}{k + 1} + m_{\text{н}} \right)} \times \times \frac{(k_{\Phi} k + 1)^2}{k_{\Phi}^2 (k + 1)^2}; \quad (16)$$

$$\lambda_{\text{эм}}^{\text{н}} = \frac{\lambda_{\text{р}}}{1 + \frac{\lambda_{\text{р}}}{\lambda_{\text{д}} j \eta_{\text{р}}} \frac{k_{\Phi} (\sigma k + 1)}{k_{\Phi} k + 1}}. \quad (17)$$

**Обсуждение результатов. Методы улучшения технических характеристик.** Разумеется, показатели электроприводов зависят от принятых технических решений и конструктивной проработки элементов привода (преобразователей, двигателей и редукторов), уровень которых учитывается в (14) — (17) удельными моментами элементов, их к. п. д. и номинальной добротностью двигателя. Однако помимо этих параметров на технические характеристики импульсных электроприводов существенное влияние оказывают параметры, характеризующие уровень согласования элементов привода ( $j$ ,  $k_{\Phi}$ ,  $k$ ).

Влияние передаточного отношения редуктора  $j$  на характеристики приводов рассмотрено в большом количестве работ и кратко было отмечено выше. Подробно остановимся на влиянии параметров  $k_{\Phi}$  и  $k$ .

При использовании двигателей независимого возбуждения ( $k=0$ ) согласующим параметром в приводе помимо  $j$  является только коэффициент формы тока  $k_{\Phi}$  (частота коммутации преобразователя). Удельный момент (13) ДНВ при импульсном питании и номинальная добротность привода (15) уменьшаются пропорционально увеличению  $k_{\Phi}$ , соответственно ухудшаются показатели привода  $\lambda_{\text{н}}^{\text{н}}$  и  $\lambda_{\text{эм}}^{\text{н}}$ . Отметим, что на удельную приемистость привода (16)  $k_{\Phi}$  влияет уже в квадратичной зависимости.

В рассматриваемых показателях  $k_{\Phi}$  оказывает влияние, обратное пропорциональное к. п. д. элементов привода, и следовательно, все усилия по повышению к. п. д. редукторов и двигателей могут быть сведены на нет повышением  $k_{\Phi}$ , т. е. снижением частоты коммутации преобразователя. Особую остроту этот вопрос приобретает при синтезе приводов с малоинерционными ДНВ, обладающими малыми значениями электромагнитной постоянной времени. В этих приводах требуемая по условию допустимого снижения показателей (обычно 5–10%) частота коммутации может достигать значений порядка десятков килогерц. Построение преобразователей на эти частоты при мощности приводов выше 100 Вт сопряжено со значительными трудностями. Однофазные варианты преобразователей наталкиваются на ограничения по частотным свойствам полупроводниковых ключей, а вы-

полнение их многофазными [7] существенно усложняет схему преобразователя, ухудшает его удельный момент и надежность, увеличивает стоимость. В этом случае метод улучшения технических характеристик приводов путем увеличения частоты коммутации может не дать положительного результата, и потребуются введение еще одного согласующего элемента — сглаживающего дросселя.

В случае двигателей последовательного возбуждения ( $k=\infty$ ) при раскрытии неопределенности в (13)–(17) убеждаемся, что рассматриваемые показатели не зависят от  $k_\phi$ , и возможно применение низких частот коммутации, если допустимы пульсации мгновенной скорости. Однако за счет увеличения массы ДПВ по сравнению с ДНВ наблюдается снижение удельного момента двигателя

$$\lambda_d |_{k \rightarrow \infty} = \frac{\lambda_n}{\sigma}$$

и соответствующее ухудшение характеристик. При малых значениях  $\sigma$  и низких требованиях к пульсациям скорости возможно построение привода с ДПВ, превышающего показатели привода с ДНВ в отношении характеристик  $\lambda_n$  и  $P_{\text{о.н}}$  (за счет применения простых преобразователей с малой массой и высоким значением  $\lambda_n$ ) и эквивалентного ему в отношении номинальной добротности  $\epsilon_n$  [5]. Попутно заметим, что применение ДПВ и ДСВ при непрерывном питании ( $k_\phi=1$ ) в отношении рассматриваемых характеристик нецелесообразно, так как приводит к их ухудшению по сравнению с приводом непрерывного питания на ДНВ. Применение ДПВ и ДСВ в электрической тяге объясняется спецификой их механических характеристик.

Рассмотрение предельных случаев ( $k=0$ ;  $k=\infty$ ) говорит о целесообразности поиска компромиссного варианта улучшения технических характеристик приводов, т. е. как за счет увеличения частоты коммутации, так и за счет компаундирования двигателя. Из (13) следует соотношение удельных моментов ДСВ и ДНВ при импульсном питании:

$$\frac{\lambda_{\text{ДСВ}}}{\lambda_{\text{ДНВ}}} = \frac{k_{\text{фДНВ}}(k k_{\text{фДСВ}} + 1)}{k_{\text{фДСВ}}(\sigma k + 1)},$$

которое показывает, что при  $k_{\text{фДНВ}} = k_{\text{фДСВ}}$  применение ДСВ предпочтительнее, если  $k_{\text{фДНВ}} > \sigma$ , при любой степени компаундирования ( $k$ ). Однако следует учесть, что при повышении  $k$  и фиксированной частоте коммутации  $k_{\text{фДСВ}}$  уменьшается вследствие увеличения электромагнитной постоянной времени двигателя. Последнее следует из (5) и (6). В результате становится предпочтительным применение ДСВ и при  $k_{\text{фДНВ}} < \sigma$ .

Поскольку  $k_\phi$  является не только функцией частоты, но и степени компаундирования, дальнейшее рассмотрение вопроса сводится к определению рациональной частоты коммутации и параметра  $k$  в различных импульсных системах. Ограничимся здесь только примером определения удельного момента двигателя с изменяемой степенью компаундирования в широтно-импульсной системе с постоянной частотой коммутации при условии, что период коммутации значительно меньше электромеханической постоянной времени привода. В этом случае частоту вращения двигателя  $\omega$  в пределах периода коммутации можно считать по-

стоянной и преобразовать первое уравнение системы (7) к виду:

$$u = i \left( R + \frac{E_n}{I_n} \frac{k}{k+1} \frac{\omega}{\omega_n} \right) + L \frac{di}{dt} + E_n \frac{1}{k+1} \frac{\omega}{\omega_n}. \quad (18)$$

Выражение (18) по своей структуре аналогично уравнению электрического состояния ДНВ. Отличие заключается в зависимости электромагнитной постоянной времени от частоты вращения:

$$T_\pi = \frac{L}{R + \frac{E_n}{I_n} \frac{k}{k+1} \frac{\omega}{\omega_n}}. \quad (19)$$

Согласно [7] для систем с двухтактной модуляцией и указанной выше аналогии при максимальных пульсациях тока

$$I^2 \approx I_{\text{ср}}^2 + \frac{U^2}{\left( R + \frac{E_n}{I_n} \frac{k}{k+1} \frac{\omega}{\omega_n} \right)^2} 4,5 \cdot 10^{-3} \left( \frac{T}{T_\pi} \right)^2, \quad (20)$$

где  $I_{\text{ср}}$  — среднее значение тока за период коммутации  $T$  и  $\frac{T}{T_\pi} < 3$ .

При  $I = I_n$  из (20) с учетом (19) следует выражение для коэффициента формы тока в рассматриваемом случае:

$$k_\phi = \frac{1}{\sqrt{1 - 4,5 \cdot 10^{-3} \left( \frac{UT}{I_n L} \right)^2}}, \quad (21)$$

где индуктивность цепи якоря  $L$ , выраженная через номинальные параметры двигателя, определяется в соответствии с (6):

$$L = L_a + \frac{\Phi_n F_n}{I_n^2} 2p \left( \frac{k}{k+1} \right)^2. \quad (22)$$

Здесь  $\Phi_n$  — номинальный магнитный поток на полюс;  $F_n$  — м. д. с. на полюс;  $p$  — число пар полюсов.

В соответствии с (13), (21) и (22) определим степень использования двигателя по удельному моменту ( $\lambda_d/\lambda_n$ ) при различных частотах коммутации и степени компаундирования. Для наглядной иллюстрации положений, высказанных при обсуждении, в качестве исполнительного выберем малоинерционный двигатель с полым проволочным якорем, обладающий при независимом магнитоэлектрическом возбуждении следующими номинальными параметрами:  $M_n = 0,7$  Н·м;  $\omega_n = 417$  с<sup>-1</sup>;  $I_n = 7$  А;  $U_n = 45$  В;  $\Phi_n = 3 \cdot 10^{-3}$  Вб;  $F_n = 656$  А;  $p = 2$ ;  $R_a = 0,4$  Ом;  $L_a = 16 \cdot 10^{-6}$  Гн;  $J = 2 \times 10^{-4}$  кг·м<sup>2</sup>;  $m_d = 4,1$  кг;  $\lambda_{\text{ДНВ}} = 0,17$  Н·м/кг. В режиме ДНВ при частоте коммутации  $f_k = 50$  Гц степень использования двигателя  $\lambda_d/\lambda_n = 0,85$  и только при  $f_k = 89$  кГц достигает значения 0,95. Если учесть, что ток короткого замыкания  $U_n/R_a = 112$  А, который двигатель в состоянии выдерживать по условиям коммутации, то для управления этим двигателем требуется импульсный преобразователь с максимальной коммутируемой мощностью 5 кВт при частоте коммутации около 90 кГц. В настоящее время частотные свойства силовых полупроводниковых ключей не позволяют реализовать указанный преобразователь. Поэтому для согласования двигателя с преобразователем более низкой частоты требуется включение дополнительного дросселя в цепь якоря. Линейные дроссели выполняются на магнитопроводах из электротехнической стали с немагнитным зазором или из магнитодиэлектри-

ков, обладающих линейностью кривой намагничивания при значительных напряженностях поля.

Удельные показатели дросселей характеризуются следующими значениями:

при стандартных магнитопроводах из электротехнической стали  $\lambda_{др} = L_{др} I^2 / m_{др} = 0,31 \text{ Н} \cdot \text{м} / \text{кг}$  [8];

при магнитопроводах из электротехнической стали, оптимальных по объему,  $\lambda_{др} = 0,38 \text{ Н} \cdot \text{м} / \text{кг}$  [8];

при магнитопроводах из альсиферовых магнитодиэлектриков типов ВЧ и ТЧ  $\lambda_{др} = (0,1 \div 0,15) \text{ Н} \cdot \text{м} / \text{кг}$  [9].

В дальнейшем принимаем максимальное значение  $\lambda_{др} = 0,38 \text{ Н} \cdot \text{м} / \text{кг}$ .

При преобразователе с  $f_k = 2 \text{ кГц}$  для обеспечения  $\lambda_{д}^n / \lambda_{д} = 0,95$  в соответствии с (13) и (21) требуется включение дополнительного дросселя индуктивностью  $L_{др} = 0,7 \text{ мГн}$ . Выполняя дроссель линейным до тока  $I = 2I_n$  (что требуется для корректного сравнения с ДСВ, параметр которого  $\sigma$  определяется значением  $\lambda_{дпв}$  при ненасыщенности магнитной цепи до  $I = 2I_n$ ), получаем его массу  $m_{др} = 0,36 \text{ кг}$ .

Компаундируя рассматриваемый двигатель до значения  $k = 0,1$ , при  $f_k = 2 \text{ кГц}$  получаем  $k_{\phi} = 1,01$ . При  $\lambda_{дпв} = 0,12 \text{ Н} \cdot \text{м} / \text{кг}$  коэффициент  $\sigma = \lambda_{днв} / \lambda_{дпв} = 1,4$  и степень использования двигателя  $\lambda_{д}^n / \lambda_{д} = 0,95$  при увеличении массы двигателя в соответствии с (12) до значения  $m_{дсв} = 4,25 \text{ кг}$ , т. е. на  $0,15 \text{ кг}$ . Оценивая абсолютные показатели, необходимо отметить, что компаундирование двигателя позволило в соответствии с (10) получить номинальный средний момент  $M_{д}^n = 0,99 M_n$ , тогда как в приводе с ДНВ с дополнительным дросселем  $M_{д}^n = 0,95 M_n$ .

Итак, в рассмотренном примере с точки зрения массовых показателей привода компаундирование двигателя оказалось предпочтительнее, чем введение дополнительного дросселя. Следует отметить еще одно существенное различие между компаундированием двигателя и введением дополнительной индуктивности в цепь якоря. При компаундировании увеличение

индуктивности сопровождается введением в цепь якоря фиктивного сопротивления  $R_{\phi} = \frac{E_n}{I_n} \frac{k}{k+1} \frac{\omega}{\omega_n}$ , что

уменьшает электромагнитную инерцию (19).

При повышении степени компаундирования до значений  $k = 2$  удается синтезировать привод с  $\lambda_{д}^n / \lambda_{д} = 0,85 \div 0,9$  с питанием от преобразователей промышленной частоты (частота пульсаций  $150, 300 \text{ Гц}$ ), обладающий высокими энергетическими и динамическими показателями [10]. Увеличение  $k$  выше значения 2 нецелесообразно, так как приводит к увеличению массы привода, не давая каких-либо существенных преимуществ в отношении энергетических показателей [10].

#### Список литературы

1. А. с. № 607312 (СССР). Казанский В. М., Малинин В. И. Двигатель постоянного тока. Оpubл. в бюл. № 18, 1978.
2. Малинин В. И. Динамика двигателя постоянного тока смешанного возбуждения с беспазовым якорем. — ЭП. Электропривод, 1979, вып. 6 (77).
3. Малинин Л. И. Влияние параметров электромеханического модуля на упругие колебания звена манипулятора. — В кн.: Электромеханическое обеспечение автоматических комплексов. — Новосибирск, 1979.
4. Сабинин Ю. А., Яковлева М. Н. Демпфирование механических колебаний звена манипулятора. — В кн.: Электромеханическое обеспечение автоматических комплексов. — Новосибирск, 1978.
5. Каган В. Г., Лебедев Г. В., Малинин Л. И. Полупроводниковые системы с двигателями последовательного возбуждения. — М.: Энергия, 1971.
6. Вторая всемирная выставка металлообрабатывающего оборудования. 1977, Ганновер. Обзор. Раздел IX. — М.: НИИМАШ, 1978.
7. Глазенко Т. А. Полупроводниковые преобразователи в электроприводах постоянного тока. — М.: Энергия, 1973.
8. Белопольский И. И., Каретникова Е. И., Пикалова А. Г. Расчет трансформаторов и дросселей малой мощности. — М.: Энергия, 1973.
9. Злобин В. А., Муромкина Т. С., Поспелов П. В. Изделия из ферритов и магнитодиэлектриков. — М.: Советское радио, 1972.
10. Малинин Л. И., Малинин В. И., Персов Г. А. Энергетика и динамика двигателя постоянного тока при изменении степени компаундирования. — ЭП. Электропривод, 1980, вып. 7 (87).

[22.09.80]



## Исследование работы трехфазного выпрямителя с реверсом тока для заряда аккумуляторных батарей

ЗДРОК А. Г., доктор техн. наук

Использование реверсивного тока позволяет существенно сократить время заряда аккумуляторных батарей за счет повышения плотности зарядного тока при сохранении температуры электролита в тех же пределах, что и при использовании постоянного тока, улучшить эксплуатационные и другие показатели [1—3]. Из разработанных способов получения тока переменной полярности с помощью выпрямительных устройств более предпочтительными следует считать трехфазные устройства, которые могут найти непосредственное применение на промышленных предприятиях [4].

Статья посвящена рассмотрению режимов работы трехфазного выпрямителя реверсивного тока и зарядно-разрядных характеристик аккумуляторных батарей. В трехфазной мостовой схеме выпрямления (рис. 1) реверсивный ток получается шунтированием двух плеч электрическими емкостями  $C_1$  и  $C_5$ . Катодная группа выпрямителя содержит два плеча, анодная — три плеча диодов [4]. На рис. 2 приведена трехфазная система э. д. с., подвергаемая выпрямлению в пятиплечном выпрямителе.

При наличии шунтирующих емкостей в отдельные интервалы периода напряжения источника пятиплечный выпрямитель имеет различную структуру схемы и поэтому характеризуется разными формами напряжения и токов (рис. 3 и 4).

Интервал 1 ( $0 \leq \omega t \leq \theta_1$ ), угол  $\theta_1$  характеризует момент перехода тока аккумуляторной батареи через нулевое значение — см. рис. 4). Схема выпрямления находится под напряжением  $u_{AC}$ , рабочий режим определяется этим напряжением, как и в интервале  $0 \leq \omega t \leq \pi/3$  (рис. 2). Поэтому на данном интервале ток проводят диоды  $D_1$  и  $D_5$ , а емкости  $C_1$  и  $C_5$  ими шунтированы (рис. 3,а). Напряжение на аккумуляторной батарее

$$u_A = E_A + R_A i_A, \quad (1)$$

где  $E_A$ ,  $R_A$  — э. д. с. и внутреннее сопротивление аккумуляторной батареи.

Интервал 2 ( $\theta_1 \leq \omega t \leq \theta'$ ), угол  $\theta'$  характеризует границу интервала, в пределах которого еще не наступает проводимость диода  $D_4$ . Режим работы выпрямителя характеризуется разрядом аккумуляторов через емкости  $C_1$  и  $C_5$  и отсутствием проводимости диодов вследствие  $|E_A| > |u_{CA}|$  (рис. 2, 3,б). Здесь

$$u_A = E_A - R_A i_A. \quad (2)$$

В момент  $\omega t = \theta'$  диод  $D_4$  начинает проводить ток.

Интервал 3 ( $\theta' \leq \omega t \leq \theta_2$ ). В результате проводимости тока диодом  $D_4$  аккумуляторная батарея и емкость  $C_5$  шунтированы (рис. 3,в). При  $\omega t = \theta_2$  диод  $D_2$  начинает проводить ток. Ввиду отсутствия третьего диода в катодной группе ток аккумуляторной батареи продолжает быть разрядным, уменьшаясь приблизительно по экспоненте; в момент  $\omega t = \theta_2$  (значение этого угла близко к  $180^\circ$ ) ток достигает нуля.

Интервал 4 ( $\theta_2 \leq \omega t \leq 7\pi/6$ ). Рабочий режим выпрямителя определяется напряжением  $u_{CA}$ . Ток проводят диоды  $D_2$  и  $D_4$  (рис. 3,г). Здесь

$$i_A = i_{C1} + i_A; \quad i_2 = i_{C5} + i_A. \quad (3)$$

Интервал 5 ( $7\pi/6 \leq \omega t \leq 4\pi/3$ ). В момент  $\omega t = 7\pi/6$  к выпрямителю подключается дополнительно фаза С и при  $\omega t > 7\pi/6$  токи ветвей определяются одновременным действием линейных напряжений  $u_{CA}$  и  $u_{CB}$  (рис. 3,д). Работу выпрямителя характеризуют следующие соотношения для токов:

$$i_A \approx i_4; \quad i_A \approx i_2 + i_3; \quad i_A = i_2; \quad i_C = i_4; \quad i_B = i_3. \quad (4)$$

В момент  $\omega t = 4\pi/3$  завершается проводимость диода  $D_2$ .

Интервал 6 ( $4\pi/3 \leq \omega t \leq 5\pi/3$ ). В моменты  $\omega t > 4\pi/3$  в катодной группе выпрямителя ток проводит диод  $D_4$ , в анодной — диод  $D_3$  (рис. 3,е). Токи аккумуляторной батареи и других цепей

определяются как

$$\left. \begin{aligned} i_A &= i_4 + i_{C1}; \quad i_A = i_{C1}; \\ i_3 &= -i_{C5} + i_A; \quad i_B = i_3; \quad i_C = i_4 + i_{C5}; \quad i_{C5} \approx 0. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

В момент  $\omega t = 5\pi/3$  завершается проводимость диода  $D_4$ .

Интервал 7 ( $5\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi$ ). Ток проводят диоды  $D_1$  и  $D_3$  (рис. 3,ж); здесь

$$i_A = i_{C5} + i_3; \quad i_A = i_1 = i_A; \quad i_B = i_3. \quad (6)$$

Рассмотренные изменения структуры пятиплечного выпрямителя на рис. 4 иллюстрируются осциллограммами напряжений и токов, полученными при  $E_A = 12$  В,  $C_1 = C_5 = 2700$  мкФ. Нагрузкой служила стартерная аккумуляторная батарея. Отношение продолжительности зарядного тока к разрядному в данном случае составляет 3/1 (как показали исследования, это отношение может изменяться в пределах  $2,9/1 \div 4,3/1$ ).

При симметричной системе фазных э. д. с. источника с учетом индуктивности  $L_\Sigma$  и сопротивлений  $R_\Sigma$  этих цепей, а также вольт-амперных характеристик проводящих диодов исходные уравнения для определения тока аккумуляторных батарей можно представить в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} 2L_\Sigma \frac{di_A}{dt} + [R_A + 2(R_\Sigma + R_\Sigma)] i_A &= E_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) - E_A - 2u_0, \\ 0 &\leq \omega t \leq \theta_1; \\ 2L_\Sigma C_0 \frac{d^2 u_C}{dt^2} + (2R_\Sigma + R_A) C_0 \frac{du_C}{dt} + u_C &= E_A \\ (\text{при } e_{CA} = 0); \\ 2L_\Sigma C_0 \frac{d^2 u_C}{dt^2} + (2R_\Sigma + R_A) C_0 \frac{du_C}{dt} + u_C &= \\ = -E_m \sin(\omega t + \psi) \quad (\text{при } E_A = 0) \end{aligned} \right\} \quad \theta_1 \leq \omega t \leq \theta' \text{ и т. д.};$$

где  $\psi = \pi/3 + \theta_1$ ;  $e_{AB}$ ,  $e_{BC}$ ,  $e_{CA}$  — линейные э. д. с. источника:  $e_A - e_B = E_m \sin(\omega t + 2\pi/3)$ ;  $e_B - e_C = E_m \sin \omega t$ ;  $e_C - e_A = -E_m \sin(\omega t + \pi/3)$ ;  $u_0$ ,  $R_\Sigma$  — пороговое напряжение и динамическое сопротивление прямой вольт-амперной характеристики диода;  $u_{C1}$ ,  $u_{C5}$  — падения напряжений на емкостях  $C_1$  и  $C_5$ ;  $u_C$  — суммарное падение напряжения на емкостях  $C_1$  и  $C_5$ ;  $u_\Sigma = u_0 + R_\Sigma i_\Sigma$  — падение напряжения на диоде в проводящем направлении, аппроксимированное кусочно-линейной функцией (цифра в индексе определяет номер плеча);  $C_0 = C_1 C_5 / (C_1 + C_5)$  — эквивалентная электрическая емкость.

Индексы токов в исходных уравнениях соответствуют принятым на рис. 1 обозначениям. Пороговые напряжения и динамические сопротивления для всех диодов приняты одинаковыми.

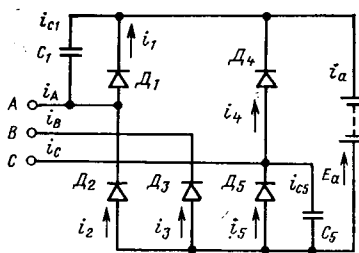


Рис. 1. Схема выпрямителя реверсивного тока

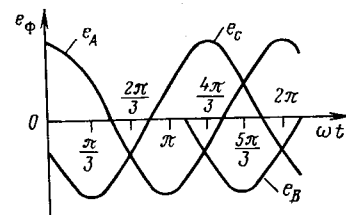


Рис. 2. Формы кривых фазных э. д. с., подверженных выпрямлению пятиплечным выпрямителем

Продолжение

Интервалы значений углов $\omega t$	Токи аккумуляторной батареи $i_a$ , сопротивления и углы сдвига
$0 \leq \omega t \leq \theta_1$	$i_a = \frac{E_m}{z_1} \sin \left( \omega t - \varphi_1 + \frac{\pi}{6} \right) - \frac{E_a + 2v_0}{R_1} +$ $+ \left\{ i_a(2\pi) - \frac{E_m}{z_1} \sin \left( \frac{\pi}{3} - \varphi_1 \right) + \frac{E_a + 2v_0}{R_1} \right\} \times$ $\times e^{-\frac{R_1}{2\omega L_H} \omega t};$ $z_1 = \sqrt{R_1^2 + (2\omega L_H)^2}, R_1 = R_a + 2(R_H + R_D),$ $\varphi_1 = \arccos \frac{R_1}{z_1}$
$\theta_1 \leq \omega t \leq \theta'$	$i_a = \frac{E_a}{\omega_0 L_H} e^{-bt} \sin \omega_0 t -$ $- \frac{E_m}{\sqrt{R_2^2 + \left( 2\omega L_H - \frac{1}{\omega C_0} \right)^2}} \left\{ \sin(\omega t + \psi_i) - \right.$ $- e^{-ab} \left[ \left( \frac{\cos \psi_i}{\omega \omega_0 L_H C_0} - \frac{b}{\omega_0} \sin \psi_i \right) \sin \omega_0 t + \right.$ $\left. \left. + \sin \psi_i \cos \omega_0 t \right] \right\};$ $a = \frac{\omega t - \theta_1}{\omega}, b = \frac{R_2}{4L_H}, \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{2L_H C_0} - b^2},$ $C_0 = \frac{C_1 C_5}{C_1 + C_5},$ $R_2 = 2R_H + R_a, \psi_i = \frac{\pi}{3} + \theta_1 - \arctg \frac{2\omega L_H - \frac{1}{\omega C_0}}{R_2}$
$\theta' \leq \omega t \leq \theta_2$	$i_a = i_a(\theta') e^{-\frac{\omega t - \theta'}{(R_D + R_a) \omega C_5}}$
$\theta_2 \leq \omega t \leq \frac{7\pi}{6}$	$i_a = -\frac{E_m}{z_3} \sin \left( \omega t - \varphi_3 + \frac{\pi}{3} \right) - \frac{E_a + 2v_0}{R_3} +$ $+ \left[ \frac{E_m}{z_3} \sin \left( \theta_2 - \varphi_3 + \frac{\pi}{3} \right) + \right.$ $\left. + \frac{E_a + 2v_0}{R_3} \right] e^{-\frac{R_3}{2\omega L_H} (\omega t - \theta_2)};$ $z_3 = \sqrt{R_3^2 + (2\omega L_H)^2}, R_3 = 2(R_H + R_D) + R_a,$ $\varphi_3 = \arccos \frac{R_3}{z_3}$
$\frac{7\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{4\pi}{3}$	$i_a = -\frac{E_m}{z_4} \left[ \sin \left( \omega t - \varphi_4 + \frac{\pi}{3} \right) + \sin(\omega t - \varphi_4) \right] -$ $- \frac{2(E_a + 2v_0)}{R_4} + \left\{ i_a \left( \frac{7\pi}{6} \right) + \frac{E_m}{z_4} \left[ \sin \left( \frac{3}{2} \pi - \varphi_4 \right) + \right. \right.$ $\left. \left. + \sin \left( \frac{7\pi}{6} - \varphi_4 \right) \right] + \frac{2(E_a + 2v_0)}{R_4} \right\} \times$ $\times e^{-\frac{R_4}{3\omega L_H} (\omega t - \frac{7\pi}{6})};$ $z_4 = \sqrt{R_4^2 + (3\omega L_H)^2}, R_4 = 3(R_H + R_D) + 2R_a,$ $\varphi_4 = \arccos \frac{R_4}{z_4}$

Интервалы значений углов $\omega t$	Токи аккумуляторной батареи $i_a$ , сопротивления и углы сдвига
$\frac{4\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{3}$	$i_a = -\frac{E_m}{z_5} \sin(\omega t - \varphi_5) - \frac{E_a + 2v_0}{R_5} +$ $+ \left\{ i_a \left( \frac{4\pi}{3} \right) + \frac{E_m}{z_5} \sin \left( \frac{4\pi}{3} - \varphi_5 \right) + \frac{E_a + 2v_0}{R_5} \right\} \times$ $\times e^{-\frac{R_5}{2\omega L_H} (\omega t - \frac{4\pi}{3})};$ $z_5 = \sqrt{R_5^2 + (2\omega L_H)^2}, R_5 = 2(R_H + R_D) + R_a;$ $\varphi_5 = \arccos \frac{R_5}{z_5}$
$\frac{5\pi}{3} \leq \omega t \leq 2\pi$	$i_a = \frac{E_m}{z_5} \sin \left( \omega t - \varphi_5 + \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{E_a + 2v_0}{R_5} +$ $+ \left\{ i_a \left( \frac{5\pi}{3} \right) - \frac{E_m}{z_5} \sin \left( \frac{\pi}{3} - \varphi_5 \right) + \frac{E_a + 2v_0}{R_5} \right\} \times$ $\times e^{-\frac{R_5}{2\omega L_H} (\omega t - \frac{5\pi}{3})}$

Исходные уравнения для отдельных интервалов ( $0 \leq \omega t \leq \theta_1$ ,  $\theta_1 \leq \omega t \leq \theta'$ ) могут быть решены непосредственно, для ряда же уравнений требовались дополнительные упрощения (для  $\theta' \leq \omega t \leq \theta_2$  принято  $i_a = i_a$  и т. д.). Решения исходных уравнений с учетом отмеченных допущений относительно тока аккумуляторной батареи  $i_a$  приведены в таблице. Возмущения  $i_a(\theta')$ ,  $i_a(7\pi/6)$ ,  $i_a(4\pi/3)$ ,  $i_a(5\pi/3)$  и  $i_a(2\pi)$  характеризуют точки аккумуляторной батареи в моменты соответственно  $\omega t = \theta'$ ,  $\omega t = 7\pi/6$ ,  $\omega t = 4\pi/3$ ,  $\omega t = 5\pi/3$  и  $\omega t = 2\pi$ . Их значения находятся для каждого из этих углов при помощи уравнений, приведенных в таблице.

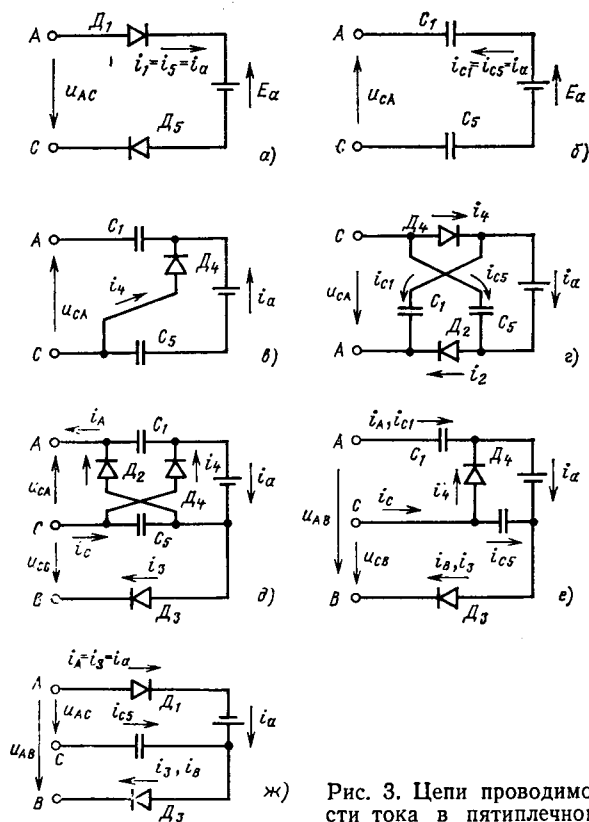


Рис. 3. Цепи проводимости тока в пятифазном выпрямителе

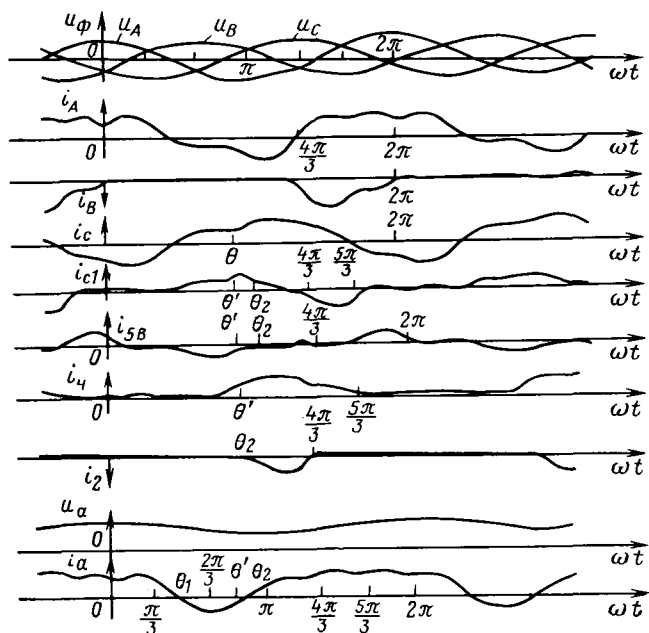


Рис. 4. Осциллограммы напряжения и токов при работе выпрямителя на аккумуляторную батарею

Продолжительности зарядной  $t_3$  и разрядной  $t_p$  составляющих реверсивного тока определяются как

$$t_3 = \frac{2\pi - (\theta_2 - \theta_1)}{\omega}; \quad t_p = \frac{2\pi}{\omega} - t_3.$$

Угол  $\theta_1$  находится из формулы для тока  $i_a$  (см. таблицу) при  $\omega t = \theta_1$  ( $i_a = 0$ ). Угол  $\theta_2$  вычисляется из выражения для тока  $i_a$  в интервале  $\theta' \leq \omega t \leq \theta_2$ . Известно, что в переходном процессе свободная составляющая тока снижается до 0,6% в течение пяти постоянных времени. Для этого условия находим:

$$0,006 = e^{-\frac{\theta_2 - \theta'}{5(R_d + R_s)\omega C_s}}, \text{ откуда } \theta_2 = \theta' + 14,1 (R_d + R_s)\omega C_s.$$

Угол  $\theta'$  оценивается из условия, что в момент  $\omega t = \theta'$  диод  $D_4$  начинает проводить ток. Значение тока  $i_a$ , вычисленное по формулам таблицы, хорошо согласуется с величинами, определенными по осциллограммам (рис. 4).

Одной из особенностей пятиплечного выпрямителя с шунтирующими емкостями является возможность настройки системы электропитания в резонанс для разрядной составляющей тока в

интервале  $0_1 \leq \omega t \leq \theta'$  (в данном случае реактивное сопротивление контура составляет  $2\omega L_n - \frac{1}{\omega C_0}$ ). Это позволяет получить

значительное увеличение амплитуды отрицательной составляющей тока аккумуляторной батареи при сравнительно небольших значениях емкостей конденсаторов.

Исследуемый пятиплечный трехфазный выпрямитель использовался для циклирования кислотных аккумуляторных батарей типов ЭП 80/80, 6СТ-90, 6СТ-128, 6СТ-165, железоникелевых батарей 9СЖНТ-60 и др. Было установлено положительное влияние режима заряда аккумуляторных батарей реверсивным током на снижение зарядного напряжения и температуры электролита по сравнению с зарядом постоянным током той же величины (уменьшение температуры электролита составляет 4—5°C и снижение зарядного напряжения — на 0,025—0,05 В на элемент в конечной стадии заряда). Эти положительные качества позволяют увеличить плотность зарядного тока приблизительно в 1,2—2 раза, не вызывая при этом перегрева электролита.

Разрядное напряжение аккумуляторов, предварительно заряженных реверсивным током, несколько выше, чем в случаях заряда их постоянным током, что улучшает эксплуатационные характеристики аккумуляторных батарей. Зарядные и разрядные характеристики при этом подобны уже ранее рассмотренным при других схемах выпрямления [2].

Внедрение выпрямителей реверсивного тока для заряда аккумуляторных батарей обеспечивает определенный экономический эффект [5]. Выпрямители реверсивного тока на базе трехфазной мостовой схемы выпрямления открывают широкие возможности для модернизации серийных выпрямительных устройств с целью интенсификации зарядных процессов [6].

#### Список литературы

1. Вайсгант З. И., Козлов Д. А. Формирование аккумуляторных пластин асимметричным переменным током. — Электротехника, 1965, № 11.
2. Здрок А. Г. Трехфазные схемы получения асимметричного тока. — Электричество, 1976, № 11.
3. Мазнев А. С. Выбор параметров однофазных тиристорных преобразователей асимметричного тока. — Электричество, 1976, № 12.
4. А. с. № 577608 (СССР). Устройство для зарядки аккумуляторных батарей асимметричным током/ А. Г. Здрок, В. А. Крючков. — Оpubл. в Б. И., 1977, № 39.
5. Рационализаторские предложения и изобретения, внедренные в производство. — М.: Центр. научно-исследовательский ин-т информации и технико-экономических исследований в цветной металлургии, 1976, № 12 (300).
6. Крючков В. А., Панов В. С. Трехфазный выпрямитель реверсивного тока. — В кн.: Подъемно-транспортное оборудование. — М.: Центр. научно-исследовательский ин-т информации и технико-экономических исследований по тяжелому и транспортному машиностроению, 1979, № 6-79-14.

[08.01.82]

УДК 621.313.39.013.8.001.5

## Электромагнитные и электромеханические процессы при перевозбуждении гистерезисного двигателя

ТАРАСОВ В. Н., канд. техн. наук

Московский энергетический институт

Гистерезисные двигатели (ГД) в автономных системах телеметрии, в гироскопических приборах, центрифугах и т. д. часто работают в режиме перевозбуждения, позволяющем резко повысить их энергетические показатели за счет увеличения намагниченности ротора. Традиционно в режиме перевозбуждения ГД при работе его от инвертора напряжения используются дополнительные устройства типа «вольт-добавки», включаемые на стороне переменного или постоянного тока инвертора [1]. Применение этих устройств только для целей перевозбуждения нерационально, поскольку они достаточно сложны, а главное увеличивают установленную мощность инвертора в несколько раз. Кроме того, процесс регулирования напряжения сопровождается боль-

шими возмущениями как в системе питания, так и в двигателе, вызывая длительные качания ротора.

Известные рекомендации по уменьшению этих колебаний [2] направлены на согласование скорости изменения напряжения при регулировании с электромеханической постоянной времени двигателя. Практически они сводятся к плавному снижению напряжения на время, которое для инерционных ГД составляет от десятых долей до нескольких секунд, что значительно затягивает процесс регулирования и усложняет сам регулятор. При этом ротор все равно изменяет свое положение относительно синхронной системы координат, что в ряде случаев применения крайне нежелательно.



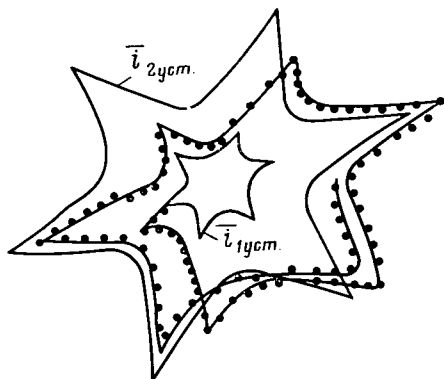


Рис. 1. Годограф вектора результирующего тока

В [3] обосновано использование устройств импульсного намагничивания (УИП) ротора. Опыт работы показал эффективность их применения для решения задач: перевозбуждения ГД, а в более общей постановке для регулирования возбуждения как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения намагниченности ротора; повышения стабильности энергетических характеристик ГД; демпфирования качаний и уменьшения динамических возмущений при перевозбуждении; снижения установленной мощности источника питания ГД.

Любое регулирование возбуждения ГД ведет к изменению электромагнитного поля статора, магнитного состояния ротора и мгновенного значения электромагнитного момента, что может вызвать качания ротора. Поэтому эффективное использование как традиционных, так и импульсных устройств намагничивания должно учитывать взаимосвязь и взаимообусловленность переходных процессов.

Статья ставит своей целью выяснение особенностей физической стороны электромагнитных и электромеханических процессов при перевозбуждении ГД, определение условий минимизации качаний ротора в момент его намагничивания и выявление оптимальных вариантов реализации устройств перевозбуждения.

Теоретические исследования электромагнитных процессов в электрических машинах проводят на основе системы дифференциальных уравнений, составленных для всех электрических цепей и дополненной уравнением движения ротора [4]. Для двигателя с магнитом на роторе в рассмотрение вводится эквивалентная фиктивная обмотка возбуждения без потерь.

При дискретном изменении напряжения питания в цепях статора возникают свободные и вынужденные составляющие тока, а следовательно, м. д. с. и потока, осуществляющие перемагничивание ротора ГД. При этом индуктивности и взаимной индуктивности статора изменяются в соответствии с изменением его магнитной проницаемости в функции амплитуды и фазы м. д. с., взаимной индуктивности фиктивной обмотки ротора и обмоток статора — в соответствии с изменением м. д. с., приложенной к ротору. Ток в фиктивной обмотке ротора без учета процессов, определяемых вихревыми токами, изменяется безынерционно в функции м. д. с. статора, но в соответствии с законами перемагничивания материала ротора. Наличие активных потерь на перемагничивание ротора приводит к необходимости вводить эквивалентное активное сопротивление. Кроме того, в переходном режиме может меняться условное положение фиктивной обмотки ротора, т. е. оси намагниченности, на угол  $\theta'$ , поэтому угол поворота фиктивной обмотки ротора  $\theta$  не равен механическому углу поворота ротора  $\theta_{\text{мех}}$ .

При дискретном уменьшении напряжения или в процессе уменьшения результирующей м. д. с. статора в переходном режиме резко изменяется магнитная проницаемость ротора, который на определенном этапе переходного процесса может выступать как источник реактивной энергии с возвратом части запасенной при намагничивании энергии в сеть.

Нелинейность, неоднозначность и взаимообусловленность процессов в статоре и роторе ГД при его перемагничивании не позволяют пока аналитически получить строгую картину изменения магнитного поля ротора и рассчитать характер электромеханических процессов. Воспользуемся методами физического моделирования, используя следующие приемы и допущения.

Изменение м. д. с. статора можно анализировать по осциллограмме эквивалентного ей результирующего тока статора [5].

Если магнитная цепь статора не насыщена, то составляющая м. д. с. статора, приложенная к ротору, будет изменяться по закону изменения общей м. д. с.

Чтобы исключить влияние дополнительных переходных процессов в коммутационной аппаратуре и источнике питания, исследования проводились с использованием трехфазного инвертора, напряжение которого дискретно изменялось по цепи постоянного тока. Частота питания инерционного ГД составляла 400 Гц (на два порядка выше собственной частоты качаний ротора), поэтому фактическое изменение скорости вращения ротора начиналось после затухания электромагнитных процессов.

Приведение токов статора к результирующему току позволяет рассматривать намагничивающий аппарат статора в виде одной обмотки, которая синхронно вращается с ротором в установившемся режиме и несколько перемещается относительно ротора в переходном режиме. Аналогией этих процессов в синхронной системе координат является модель двигателя, в которой в обмотках статора протекает постоянный ток, а ротор неподвижен или несколько перемещается при намагничивании. Это дает возможность экспериментально исследовать процесс изменения момента на постоянном токе.

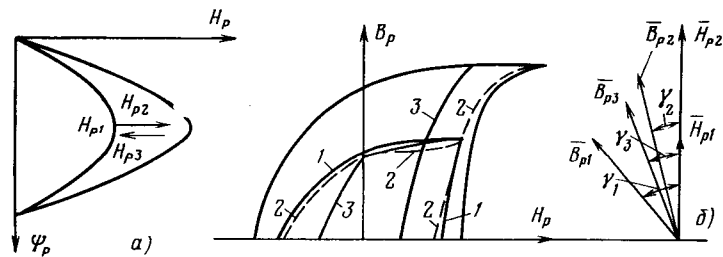
Изменение магнитного состояния ротора исследовалось с помощью графоаналитического метода [6]. Правильность физических представлений об изменении мгновенного значения электромагнитного момента проверялась на вращающемся ГД путем осциллографирования тока и конечного изменения момента  $\Delta M = M - M_0$  при намагничивании.

На рис. 1 приведена часть осциллограммы переходного процесса изменения вектора тока в результате дискретного увеличения напряжения. Сплошными линиями показан установившийся режим результирующего вектора тока  $i_{1\text{уст}}$  до намагничивания,  $i_{2\text{уст}}$  — при повышенном напряжении. В переходном режиме луч осциллографа модулировался высокой частотой (точки на осциллограмме), что позволило определить изменение углового положения вектора тока относительно синхронной системы координат, связанной с ротором. Диапазон регулирования напряжения был выбран таким, чтобы при плавном увеличении напряжения соотношение  $i_{2\text{уст}}/i_{1\text{уст}}$  было достаточно для предельного намагничивания ротора.

Максимум м. д. с. достигается через полпериода после момента увеличения напряжения. Затем ток резко уменьшается, что связано с упомянутым выше изменением характера приведенного к обмоткам статора реактивного сопротивления ротора, когда он начинает выступать как самостоятельный источник реактивной мощности. Последующее увеличение потока вновь вызывает рост тока. В системе «двигатель — сеть» наступает своеобразный параметрический резонанс с сравнительно медленным затуханием, который у испытуемого ГД составлял более 15 периодов частоты питания. Практически этот процесс не сказывается на изменении уровня намагниченности ротора, которая устанавливается в момент достижения  $\bar{i}$  максимального значения, поэтому подробнее рассмотрим интервал времени от начала увеличения м. д. с. до максимума.

Скорость поворота  $\bar{i}$  на разных этапах — величина переменная, но в момент достижения максимума угловое положение  $\bar{i}$  практически совпало с начальной координатой точки ротора, т. е., если рассматривать начальные и конечные точки ориентации  $\bar{i}$  относительно ротора, то они взаимно неподвижны относительно тела ротора. Уровень  $i_{2\text{уст}}$  был достигнут за время менее  $1/4$  периода частоты питания.

На рис. 2, а показана пространственная кривая изменения магнитного состояния точек ротора ГД при намагничивании, а на рис. 2, б — положение вектора индукции ротора. В исходном состоянии ГД развивал максимальный момент, чему соответствовали петля распределения  $l$  и положение вектора индукции

Рис. 2. Петли распределения (а) и изменение положения вектора намагниченности (б);  $B_{p1}$  — исходное положение;  $B_{p2}$  — при максимуме м. д. с.;  $B_{p3}$  — конечное положение

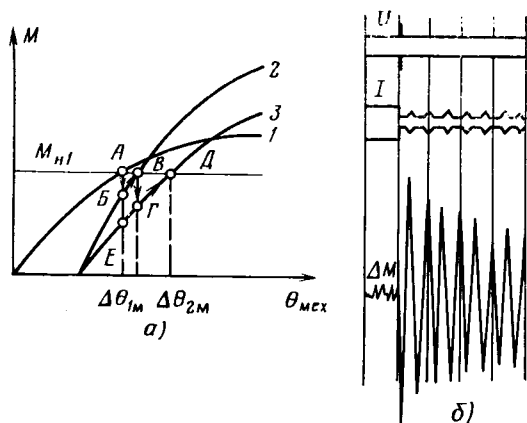


Рис. 3. Угловые характеристики ГД (а) и переходные процессы изменения напряжения, тока, момента (б)

$B_{p1}$  относительно векторов м. д. с. статора и напряженности ротора  $H_{p1}$ . Если не изменять положение вектора м. д. с. при намагничивании, а увеличивать только амплитуду, то по достижении максимального уровня петля распределения 1 преобразуется в петлю 2 с безгистерезисными «усами», а вектор индукции ротора  $B_{p2}$  увеличится по амплитуде и повернется на угол  $\gamma_2 < \gamma_1$ . При уменьшении м. д. с. до первоначального уровня получаем петлю 3 и  $B_{p3}$ .

Момент  $M_a = k_m B_{p1m} H_{p1m} \sin \gamma$ , где  $B_{p1m}$ ,  $H_{p1m}$  — амплитуды индукции и напряженности первых гармоник. Расчет и моделирование на постоянном токе было установлено, что показанное на рис. 2 намагничивание приводит к уменьшению момента ГД, развивающего в исходном состоянии предельный момент, а промежуточные значения исходного момента  $M_2$  вначале растут, затем уменьшаются. При уменьшении м. д. с. во всех случаях момент уменьшается, что объясняется смещением фазы начальной намагниченности ротора.

Моделирование позволило также установить, при каких условиях можно сохранить уровень начального момента после намагничивания. Для этого процесс увеличения вектора м. д. с. сопровождался поворотом его фазы против направления вращения ротора, т. е. в направлении совпадения магнитных осей поля статора и намагниченности ротора.

В соответствии с рассмотренным характером изменения магнитного состояния ротора его движение после намагничивания можно проследить по угловым характеристикам рис. 3, а, где кривая 1 соответствует исходному режиму ГД с номинальным напряжением питания; кривая 2 получена при дискретном увеличении напряжения, что привело к смещению начала координат; кривая 3 — после снижения напряжения. Если для каждого из этих режимов рассмотреть установившееся положение ротора для момента нагрузки  $M_{н1}$ , то оно будет характеризоваться последовательно точками А, Б, В, Г, Д, где точки Б и Г соответствуют уменьшению момента после цикла изменения напряжения. Общее изменение положения ротора относительно синхронной системы координат составит  $\Delta\theta_{1м} + \Delta\theta_{2м}$ . При кратковременном повышении напряжения питания, когда ротор не успевает следить за изменением момента, последовательность точек будет другой: А, Е, Д — с большим общим изменением момента.

В подтверждение сказанного на рис. 3, б приведены осциллограммы изменения момента и тока в результате кратковременного увеличения напряжения на 10 периодов частоты питания. В соответствии с кратностью изменения момента изменялось положение ротора.

Для уменьшения возмущений по моменту в данном режиме намагничивания ротора необходимо осуществлять поворот фазы вектора напряжения против направления вращения на этапе его увеличения на угол  $15-50^\circ$  с последующим поворотом в обратном направлении на тот же угол при уменьшении напряжения.

При использовании УИП подобное регулирование достигается за счет непропорционального изменения мгновенного значения напряжения в фазах.

В [7] рассмотрены варианты подключения импульсных возбудителей при работе двигателя от общей сети питания. Чаще всего ГД используются в автономном приводе, содержащем статический преобразователь с выходным инвертором напряжения, выполненным на транзисторах. При этом количество возможных вариантов соединения УИП с основным источником увеличивается. Они неравноценны по эффективности регулирова-

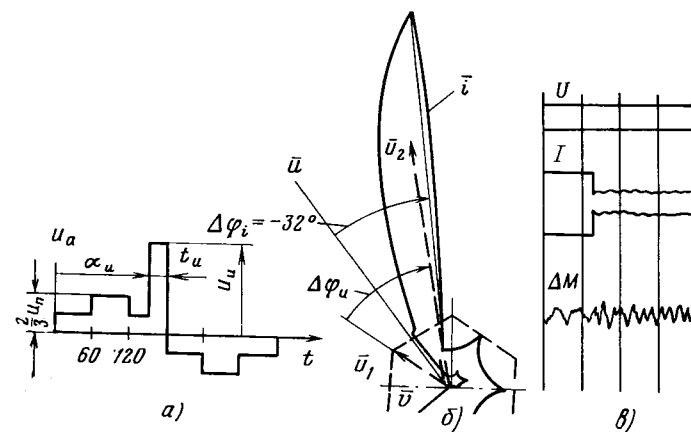


Рис. 4. Форма фазных напряжений (а) при включении импульсного источника и изменение вектора тока, фазного тока и момента (б)

ния возбуждения, а также по уровню установленной мощности как инвертора, так и УИП.

На практике задача импульсного регулирования возбуждения сводится к заданию амплитуды  $U_m$ , длительности  $t_m$  и фазы  $\alpha_m$  или момента включения импульсного источника рис. 4, а, при этом качественно процесс формирования намагничивающего импульса тока сводится к следующему. В момент включения УИП вектор напряжения увеличивается по амплитуде и при несимметричном изменении фазных напряжений поворачивается назад на угол  $20-50^\circ$ . Ток увеличивается по амплитуде и стремится совпасть с вектором напряжения. Намагниченность ротора под действием импульса тока статора увеличивается по амплитуде без существенного изменения своего фазового положения относительно ротора, что в итоге и определяет эффективность перевозбуждения.

Переходной процесс изменения  $\vec{I}$  при несимметричном изменении напряжения в фазах, а также вызванные им конечные изменения тока и момента двигателя приведены на рис. 4. В этом случае, соответствующем импульсному изменению напряжения по рис. 4, а получены максимальная эффективность перевозбуждения (минимум тока) и практическое отсутствие возмущений по моменту.

В настоящее время известно несколько десятков вариантов выполнения УИП. Принципиально все их можно свести к трем основным, имеющим четко выраженные отличия, особенности и свойственные им преимущества.

На рис. 5, а приведен вариант соединения УИП параллельно фазам ГД [8] через ключи  $K_1$  и  $K_2$ . По сигналу блока управления БУ, формирующего длительность и момент включения УИП, размыкается  $K_1$  и замыкается  $K_2$ , обеспечивая разряд конденсатора. Импульс намагничивающего напряжения не прикладывается к инвертору, а ток замыкается на интервале коммутации лишь через один транзистор и диод инвертора. Схема позволяет включать на зажимы инвертора любую другую нагрузку, причем на нее не будет действовать импульсный источник. Большое значение внутреннего сопротивления основного источника практически не сказывается на изменении  $\vec{U}$ , так как основной импульс намагничивающего тока замыкается по фазам А и В.

Применение этого варианта предпочтительно при работе от общего источника питания. Следует обратить внимание на то, что подключение импульсного источника к фазам АС менее эф-

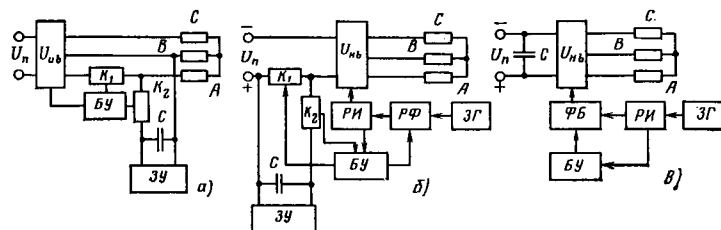


Рис. 5. Варианты подключения импульсного источника с выходным конденсатором  $C$  к инвертору

фективно в области  $d_{\pi}=120^{\circ}-180^{\circ}$ , поскольку векторы напряжений основного и импульсного источника складываются под острым углом и дают меньший результирующий вектор; в области других углов не обеспечивается эффективного перевозбуждения из-за отсутствия требуемого поворота по углу.

Вариант рис. 5,б характерен переключением импульсного источника в цепь питания инвертора, что дает наилучшее согласование основного и импульсного источников и упрощает выполнение коммутационной аппаратуры, поскольку ключи стоят в цепях постоянного тока [3]. Импульсное перевозбуждение эффективно реализуется, если сочетать включение импульсного источника с одновременным поворотом фазы напряжения питания инвертора, воздействуя на цепи его управления. Для этого в цепь управления частотой, содержащей распределитель импульсов РИ, задающий генератор ЗГ, включают регулятор фазы РФ.

Недостатком является замыкание тока через ключи инвертора и приложение суммы напряжений к запертым ключам, что увеличивает установленную мощность инвертора. Использование этого варианта целесообразно в тех случаях, когда необходимо сочетать ускоренный запуск ГД, требующий повышенной мощности, с последующим перевозбуждением и стабилизацией характеристик за счет периодически следующих импульсов [3].

Наконец, УИП может быть схемно объединено с инвертором (рис. 5,в), а в цепь управления частотой между распределителем импульсов и инвертором включен функциональный блок ФБ, изменяющий по команде блока управления порядок и длительность включения ключей инвертора. При этом может быть увеличено среднее значение полупериода напряжения питания, что приводит к увеличению тока в фазах и намагничиванию ротора.

Этот вариант позволяет уменьшить установленную мощность инвертора и всего преобразователя; усложнение его происходит

лишь за счет схемы управления. Недостаток состоит в том, что этот вариант не реализует ускоренный запуск ГД, требует автономности питания и, как правило, специально спроектированного для этого режима ГД.

### Список литературы

1. Гуров Г. И., Делекторский Б. А., Тарасов В. Н. Способы перевозбуждения гистерезисных гироскопических электродвигателей. Доклады по итогам НИР за 1968—69 гг., секция электромеханическая. — МЭИ, 1969.
2. Транзисторный преобразователь для управления гистерезисными электродвигателями/ О. Д. Гончаров, Э. Г. Кузнецов, В. В. Агеев и др. — Электротехника, 1970, № 7.
3. Делекторский Б. А., Тарасов В. Н. Пути совершенствования гистерезисного привода гироскопа. — Труды МЭИ. Электромеханика гироскопа. 1974, вып. 187.
4. Ковач К. П., Рац Н. Переходные процессы в машинах переменного тока. — М.: Госэнергоиздат, 1963.
5. Рац И. Осциллографирование и гармонический анализ трехфазных векторов. — Электротехника, 1966, № 1.
6. Музыка Ю. А., Музыка Н. А. Графоаналитический метод определения параметров синхронного и перевозбужденного режимов гистерезисного двигателя. — Электричество, 1966, № 4.
7. Делекторский Б. А., Тарасов В. Н. Импульсные возбудители для микромашин с магнитным возбуждением. — Электричество, 1978, № 6.
8. Тарасов В. Н. Миниатюризация устройств перевозбуждения гистерезисных электродвигателей. — Труды МЭИ. Электромеханика гироскопов 1976, вып. 291.

[06.06.79]

УДК 62-83-52:621.9.048.6

## Управление электроприводом вибрационных машин

ГОРТИНСКИЙ В. В., ХВАЛОВ Б. Г.

Москва

Для повышения эффективности пуска вибрационных машин предлагается метод синхронного реверсирования момента двигателя с частотой изменения запаса кинетической энергии в вибромашине.

Пусть движущий момент  $M$  и момент сопротивления  $M_c$  удовлетворяют следующим условиям:

$$\left. \begin{aligned} M(\varphi) &> M_c(\varphi) \text{ при } 0 < \varphi < \varphi_{K1} \text{ и при } \varphi > \varphi_{K2}; \\ M(\varphi) &< M_c(\varphi) \text{ при } \varphi_{K1} < \varphi < \varphi_{K2}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где  $\varphi_{K1}$ ,  $\varphi_{K2}$  — корни уравнения;

$$M(\varphi) - M_c(\varphi) = 0, \quad (2)$$

причем  $\varphi_{K1} < \varphi_{K2}$ .

Задачу разгона системы с консервативными силами сопротивления можно сформулировать следующим образом: требуется отыскать закон управления двигателем, реализация которого позволила бы системе накопить такое количество энергии  $T$ , чтобы

$$T \geq \int_0^{\varphi_{K2}} M_c(\varphi) d\varphi, \quad (3)$$

где  $T$  — полная энергия системы, равная сумме кинетической  $E$  и потенциальной  $P$  энергий.

При пуске система, подчиненная условиям (1), вначале придет в движение, а затем, когда ее кинетическая энергия  $E$  станет равной нулю, остановится, достигнув угла  $\varphi_1$ , значение которого можно определить из равенства:

$$\int_0^{\varphi_1} J \frac{d\varphi}{dt} d\varphi = \int_0^{\varphi_1} M(\varphi) d\varphi - \int_0^{\varphi_1} M_c(\varphi) d\varphi = 0. \quad (4)$$

где  $J$  — приведенный момент инерции системы.

При этом запас энергии системы

$$\Delta T_1 = \int_0^{\varphi_1} M(\varphi) d\varphi.$$

Если затем изменить направление действия момента на валу двигателя, то система придет в движение в противоположном направлении и остановится при  $\varphi_2 < 0$  и  $|\varphi_2| > |\varphi_1|$ . За-

Тип электродвигателя	№ варианта	Момент двигателя $M_d(\varphi)$ , Н·м	Метод решения	Значения							
				$\varphi_1$ , рад	$t_1$ , с	$\varphi_2$ , рад	$t_2$ , с	$\varphi_3$ , рад	$t_3$ , с	$\varphi_4$ , рад	$t_4$ , с
4A80A4Y3	1	$175,086 \operatorname{sign} \dot{\varphi}$	По зависимости (6)	0,17787	—	—0,36385	—	0,56973	—	—0,82119	—
	2	По зависимостям (6)—(10), (6)—(17) [4]	По результатам интегрирования дифференциального уравнения	0,17763	0,26	—0,36214	0,53	0,56566	0,78	—0,80532	1,06
ПЗ1	3	$169,5 \operatorname{sign} \dot{\varphi} - 0,9336 \dot{\varphi}$	То же	0,1606	0,26	—0,3037	0,53	0,4347	0,78	—0,5548	1,06
	4	$M_d = 6,495 I_a$ $110 \operatorname{sign} \dot{\varphi} = 7,171 \dot{\varphi} + 4,215 I_a + 0,0235 \frac{dI_a}{dt}$	"	0,1602	0,26	—0,3029	0,54	0,4337	0,79	—0,5532	1,06

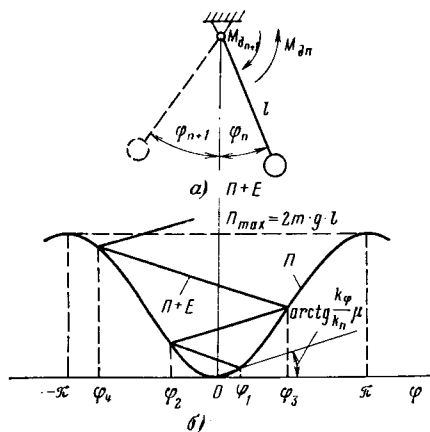


Рис. 1

пасенная ею полная энергия будет равна

$$\Delta T_1 + \Delta T_2 = \int_0^{\varphi_1} M(\varphi) d\varphi + \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} -M(\varphi) d\varphi.$$

Затем при  $\varphi = \varphi_2$  вновь меняется знак момента на валу двигателя и так до тех пор, пока

$$\sum_{i=1}^n \Delta T_i \geq T = \int_0^{\varphi_{к2}} M_c(\varphi) d\varphi.$$

Таким образом, при подчиненности механизма условиям (1) управление двигателем по закону

$$M_d = M_d(\dot{\varphi}) \operatorname{sign} \dot{\varphi} \quad (5)$$

позволяет систем накопить такой запас энергии, который будет достаточен для того, чтобы ей перейти в непрерывное вращательное движение. Естественно, что в начальный момент времени  $M \neq 0$ .

Знак момента на валу двигателя можно изменять в функции либо угла поворота, либо времени, либо скорости. Задачу синтеза электропривода следует считать решенной, если найдены значения выбранного аргумента, которые определяются из условия равенства нулю кинетической энергии системы, т. е.  $\varphi = 0$ . Так, углы поворота, при которых следует менять знак момента на валу двигателя, определяются из уравнения

$$(-1)^{n-1} \int_{\varphi_{n-1}}^{\varphi_n} M(\varphi) d\varphi - \int_{\varphi_{n-1}}^{\varphi_n} M_c(\varphi) d\varphi = 0, \quad (6)$$

где  $n=1, 2, 3, \dots$  — порядковый номер операции изменения направления знака момента двигателя.

Рассмотрим примеры.

1. Пусть требуется привести в непрерывное вращательное движение массу  $m$ , закрепленную на абсолютно жестком невесомом стержне длиной  $l$  и находящуюся в однородном поле тяготения (рис. 1, а). Для простоты дальнейших рассуждений счи-

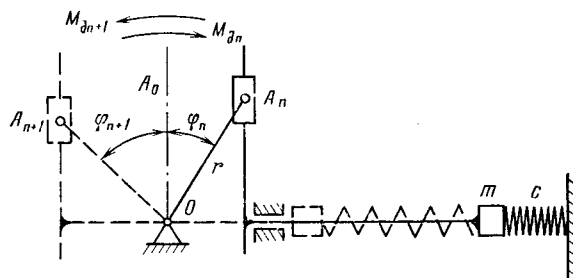


Рис. 2

таем вращающий момент  $M = \text{const}$  (например, момент от спускаемого через блок груза). Трением в системе пренебрегаем.

Дифференциальное уравнение движения массы  $m$  имеет вид:

$$ml^2 \ddot{\varphi} + mgl \sin \varphi = M.$$

Согласно (6), обозначив  $\mu = M/a$ , где  $a = mgl$ , имеем

$$(-1)^{n-1} \int_{\varphi_{n-1}}^{\varphi_n} \mu d\varphi - \int_{\varphi_{n-1}}^{\varphi_n} \sin \varphi d\varphi = 0.$$

Пользуясь последней зависимостью, решив полученные после интегрирования трансцендентные уравнения, можно определить углы, при которых необходимо переключать двигатель на противоположное направление вращения, а также число переключений. В данном случае более простым получается графическое решение, приведенное на рис. 1, б.

2. Рассмотрим пуск механизма, типовая схема которого изображена на рис. 2.

Дифференциальное уравнение движения системы имеет вид [1]:

$$(J + mr^2 \cos^2 \varphi) \ddot{\varphi} - \frac{mr^2}{2} \dot{\varphi}^2 \sin 2\varphi + \frac{cr^2}{2} \sin 2\varphi = M(\dot{\varphi}) - \beta \dot{\varphi} - \alpha r^2 \dot{\varphi} \cos^2 \varphi \quad (7)$$

при следующих численных значениях коэффициентов (все моменты приведены к валу кривошипа):

$J = 1,12 \text{ кгс} \cdot \text{м}^2$ ;  $m = 1260 \text{ кг}$ ;  $c = 198,971 \cdot 10^3 \text{ Н/м}$ ;  $\beta = 2,81 \text{ (кгс} \cdot \text{м}^2)/\text{с}$ ;  $\alpha = 79,6 \text{ кг/с}$ ;  $r = 0,1 \text{ м}$ .

В [1] показано, что при отсутствии диссипации энергии в системе для ее прямого запуска необходимо выполнение следующего условия:

$$M > 0,725 \frac{cr^2}{2} = 721,27 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Варианты решения задачи с конечными результатами приведены в таблице. При расчетах по варианту № 1 принималось  $\beta = 0$ ;  $\alpha = 0$ ;  $M(\varphi) = M_n i = \text{const}$ . В вариантах № 3 и 4 в цепь якоря двигателя вводилось добавочное сопротивление, рассчитанное из условия  $M_n = 1,5 M_n$ . Индуктивность якорной цепи определялась по [2].

Очевидно, что при использовании в качестве приводного двигателя машины постоянного тока и выполнении условия  $M_n \approx M_n$  (понижение напряжения или введение в цепь якоря

аргументов

$\varphi_5$ , рад	$t_5$ , с	$\varphi_6$ , рад	$t_6$ , с	$\varphi_7$ , рад	$t_7$ , с	$\varphi_8$ , рад	$t_8$ , с	$\varphi_9$ , рад	$t_9$ , с	$\varphi_{10}$ , рад	$t_{10}$ , с	$\varphi_{11}$ , рад	$t_{11}$ , с
1,24934	—												
1,14836	1,33												
0,6729	1,31	-0,7842	1,59	0,8898	1,85	-0,9927	2,12	1,0945	2,39	-1,1984	2,67	1,3092	2,95
0,6708	1,32	-0,7813	1,59	0,8378	1,85	-0,9896	2,13	1,0909	2,39	-1,1944	2,68	1,3049	2,96

## О выборе формы электродов высоковольтного оборудования

ЖУРАВЛЕВ Э. Н., канд. техн. наук, ЯРОСЛАВСКИЙ В. Н., инж.

Москва

С ростом номинальных напряжений линий электропередачи и соответственно высоковольтного оборудования подстанций, аппаратов, используемых при высоковольтных испытаниях, возрастают технические трудности, связанные с созданием рациональных конструкций электродов таких устройств, электростатических экранов для них, свободных от короны и радиопомех в то же время обладающих по возможности меньшими габаритами и массой. В этих задачах при первоначальной постановке требуется умение рассчитывать напряженность поля на поверхности электродов и экранов сложной формы и, изменяя их конфигурацию, добиваться такого снижения напряженностей поля на них, чтобы исключить возможность возникновения чрезмерно интенсивных короны и радиопомех [1].

В таких задачах широкое распространение получил метод выравнивания напряженности поля, при котором те участки электродов, где наиболее вероятно возникновение коронных разрядов, выполняются так, чтобы напряженность поля на их поверхности была постоянна и не превышала допустимого значения. По существу поиск такой формы электрода представляет собой частный случай задачи синтеза электростатического поля.

В последнее время опубликованы две серии работ [2 и 3] и [4—7], в которых описаны алгоритмы построения подобных электродов, использующие метод эквивалентных зарядов [8]. Сущность этого метода заключается в замене реального распределения поверхностных зарядов электродов набором элементарных зарядов, размещенных в теле электродов:

$$\varphi(\vec{R}) = \sum_{i=1}^N Q_i P_i(\vec{R}), \quad (1)$$

где  $\varphi(\vec{R})$  — искомое распределение потенциалов;  $P_i(\vec{R})$  — известные потенциальные функции эквивалентных зарядов.

Значения зарядов  $Q_i$  выбираются при этом так, чтобы приближенно выполнялись граничные условия. Различные способы аппроксимации граничных условий, сводящиеся к решению системы линейных уравнений, приведены в [9]. Отметим, что в подавляющем большинстве работ, использующих метод эквивалентных зарядов, и, в частности, в [2—8], применяется метод коллокаций, в рамках которого требуется точное выполнение граничных условий в некоторых заранее заданных точках границы, называемых точками коллокации. Число точек коллокации должно быть равным числу эквивалентных зарядов.

Идея алгоритма оптимизации, развитая в [2 и 3], базируется на связи напряженности поля на поверхности и кривизны этой поверхности:

$$\partial E / \partial n = -c, \quad (2)$$

где  $E$  — напряженность поля;  $n$  — нормаль к поверхности;  $c$  — кривизна поверхности.

Вычисления носят итеративный характер, причем в каждой итерации отыскиваются значения  $Q_i$ , обеспечивающие заданный потенциал на контуре, полученном в предыдущей итерации,

рассчитываются значения  $E$  и  $\partial E / \partial n$  на этом контуре, и в зависимости от отклонения  $E$  от постоянного уровня на основании соотношения (2) изменяется кривизна контура. К недостаткам этого алгоритма следует отнести необходимость вычисления производной  $\partial E / \partial n$  и медленную сходимость, что связано, видимо, с приближенным характером соотношения (2).

Заметим, кстати, что данный алгоритм может использовать, в принципе, любой метод расчета электростатических полей. В отличие от этого, алгоритм работ [4—7] ориентирован исключительно на метод эквивалентных зарядов, причем система эквивалентных зарядов здесь разбивается на две подсистемы — постоянную, обеспечивающую выполнение граничных условий на немодифицируемой части границы, и варьируемую, с помощью которой отыскивается оптимальная форма изменяемой части границы. Значения коэффициентов  $Q$  первой подсистемы зарядов определяются методом коллокаций, а параметры зарядов второй подсистемы (как координаты, так и величины) подбираются так, чтобы на эквипотенциали, соответствующей потенциалу электрода, напряженность поля была постоянной. Найденная в результате эквипотенциаль отождествляется с искомым электродом. Недостатки этого последнего алгоритма в достаточной степени очевидны — необходимость построения эквипотенциали, т. е. решения нелинейного уравнения в каждой узловой точке оптимизируемой границы во всех итерациях и сложность выбора параметров оптимизирующих эквивалентных зарядов.

Ниже описан алгоритм построения электродов с заданными условиями на поверхности, лишенный перечисленных недостатков.

Итак, будем искать решение уравнения Лапласа, удовлетворяющее граничным условиям:

$$\varphi(\vec{R}) = F_0; \vec{R} \in \Gamma_0 \cup \Gamma_1; \quad (3)$$

$$\frac{\partial \varphi(\vec{R})}{\partial n} = F_1; \vec{R} \in \Gamma_1, \quad (4)$$

где  $\Gamma_0$  — неизменная, заранее определенная часть границы;  $\Gamma_1$  — оптимизируемая часть границы;  $F_0, F_1$  — функции, задающие граничные условия.

На участке границы  $\Gamma_1$  в такой постановке должны выполняться одновременно два условия, однако эта задача не является переопределенной, поскольку, в отличие от традиционной граничной задачи, в данном случае, помимо функции  $\varphi(\vec{R})$ , сама граница  $\Gamma_1$  неизвестна и подлежит определению.

Оба описанных выше алгоритма построены так, что на границе  $\Gamma_1$  обеспечивается выполнение граничного условия (3), а затем  $\Gamma_1$  деформируется тем или иным способом для выполнения условия (4). Изменим очередность выполнения граничных условий и воспользуемся методом наименьших квадратов как более точным. Следует подчеркнуть, однако, что использование здесь этого метода не принципиально — может быть применен и любой другой способ аппроксимации граничных условий, в том числе и метод коллокаций. Таким образом, потребуем, чтобы

### Список литературы

1. Гортинский В. В., Беляев Р. Г. Динамика резонансных вибрационных машин с кинематическим возмущением. — ЦНИИТЭИлегишмаш. Экспресс-информация, 1980, № 3.
2. Шуйский В. П. Расчет электрических машин. — Л.: Энергия, 1968.
3. Петров И. И. и др. Специальные режимы работы асинхронного электропривода. — М.: Энергия, 1968.
4. Асинхронные двигатели общего назначения / Е. П. Бойко, Ю. В. Гайнцев, Ю. М. Ковалев и др. — М.: Энергия, 1980.
5. А. с. № 640408 (СССР). Устройство для пуска двигателя / В. В. Гортинский, Б. Г. Хвалов. — Оpubл. в Б. И., 1978, № 48.

норма

$$\Phi = \int_{\Gamma_0} [\varphi(\vec{R}) - F_0]^2 dl + k \int_{\Gamma_1} \left[ \frac{\partial \varphi(\vec{R})}{\partial n} - F_1 \right]^2 dl \quad (5)$$

была минимальной.

Весовой коэффициент  $k$  в (5), кроме обычной для этих коэффициентов функции — учета различной значимости слагаемых, должен учитывать также различие порядков функций  $F_0$  и  $F_1$  и различие длин путей интегрирования  $\Gamma_0$  и  $\Gamma_1$ . Он определяется выражением.

$$k = k' \frac{\Gamma_0 \overline{F_0^2}}{\Gamma_1 \overline{F_1^2}},$$

где  $k'$  — собственно весовой коэффициент (в частности, коэффициент  $k'$  может быть принят равным единице);  $\overline{F_0^2}$ ,  $\overline{F_1^2}$  — среднеквадратичные значения функций  $F_0$  и  $F_1$ .

Для обеспечения минимальности  $\Phi$  подставим (1) в (5) и приравняем все частные производные этого выражения по  $Q_i$  к нулю. Получим систему линейных уравнений, которая легко может быть разрешена относительно  $Q_i$ :

$$\sum_{i=1}^N Q_i \left[ (P_i, P_j)_{\Gamma_0} + k \left( \frac{\partial P_i}{\partial n}, \frac{\partial P_j}{\partial n} \right)_{\Gamma_1} \right] = (F_0, P_j)_{\Gamma_0} + k \left( F_1, \frac{\partial P_j}{\partial n} \right)_{\Gamma_1}. \quad (6)$$

Здесь в круглых скобках даны скалярные произведения функций. Вычисляя далее с помощью (1) распределение потенциала на  $\Gamma_1$ , нетрудно определить невязку граничного условия (3) и на его основании решить, в какую сторону и на сколько необходимо сместить точку границы  $\Gamma_1$ , чтобы приблизить  $\varphi$  на  $\Gamma_1$  к функции  $F_0$ :

$$\Delta R_x = \frac{F_0 - \varphi}{\partial \varphi / \partial x}, \quad (7)$$

где  $\Delta R_x$  — проекция смещения точки на координатную ось  $x$ .

Повторяя этот процесс до тех пор, пока условие (3) не будет выполнено с необходимой точностью, получим оптимальную форму  $\Gamma_1$ , для которой одновременно будут справедливы условия (3) и (4) (с определенной точностью, естественно).

Так же, как и в методике [2 и 3], предлагаемый алгоритм может быть реализован в принципе на любом методе расчета электростатических полей, однако, помимо обычно упоминаемых достоинств метода эквивалентных зарядов, в данном случае проявляется еще одно его преимущество — все скалярные произведения на недеформируемой части границы  $\Gamma_0$  рассчитываются лишь однажды, так как в процессе вычислений они не изменяются.

В частном случае, когда требуется обеспечить постоянство напряженности поля на поверхности электрода, граничное условие (4) может быть сформулировано следующим образом:

$$\frac{\partial \varphi(\vec{R})}{\partial n} = -\bar{E}_{\Gamma_1}, \quad \vec{R} \in \Gamma_1, \quad (8)$$

где  $\bar{E}_{\Gamma_1}$  — средняя напряженность поля на поверхности  $\Gamma_1$ ;

$$\bar{E}_{\Gamma_1} = -\frac{1}{\Gamma_1} \int_{\Gamma_1} \frac{\partial \varphi}{\partial n} dl. \quad (9)$$

Заменяя в (6)  $F_1$  на  $-\bar{E}_{\Gamma_1}$  и учитывая (9) и (1), находим, что в этом случае система уравнений (6) трансформируется к виду:

$$\sum_{i=1}^N Q_i \left[ (P_i, P_j)_{\Gamma_0} + k \left( \frac{\partial P_i}{\partial n}, \frac{\partial P_j}{\partial n} - \frac{\partial \bar{P}_j}{\partial n} \right)_{\Gamma_1} \right] = (F_0, P_j)_{\Gamma_0}, \quad j = 1, 2, \dots, N, \quad (10)$$

где  $\frac{\partial \bar{P}_j}{\partial n}$  — средняя на  $\Gamma_1$  нормальная производная потенциального коэффициента  $P_j$ .

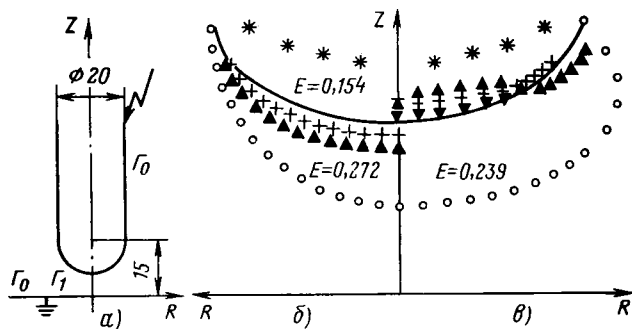


Рис. 1. Характер изменения оптимизируемого контура при различных начальных условиях:

○ — исходная форма оптимизируемого контура; ▲, +, ▼ — первая, вторая и третья итерации; — — оптимальная форма контура; \* — координаты эквивалентных зарядов

При постановке рассматриваемой граничной задачи обычно, помимо условий (3) и (8), на значения напряженности поля на участке  $\Gamma_0$  накладывается дополнительное условие:

$$E_{\Gamma_0} \leq E_{\Gamma_1}. \quad (8a)$$

Оптимизация формы электродов по описанному методу, в принципе, может привести к нарушению этого неравенства. В подобном случае следует включить участок границы, где условие (8a) не выполняется, в процесс оптимизации. Если же форма этого участка по каким-либо причинам не подлежит изменению, необходимо учесть этот участок в функционале (5), т. е. скалярные произведения в (10) вычислять на совокупности  $\Gamma_1$  и участка  $\Gamma_0$ , где возможно нежелательное возрастание напряженности поля, но не подвергать данный участок деформации. Отметим, однако, что в рассмотренных в данной статье примерах подобная ситуация не возникала.

Столь же просто могут быть получены и иные варианты исходной системы уравнений для определения коэффициентов  $Q_i$ . Так, если добиваться постоянства не самой напряженности поля, а произведения напряженности на некую функцию от кривизны поверхности  $c$ , как это предлагается в [3]:

$$Ef(c) = \text{const}, \quad (11)$$

то следует рассматривать такую систему уравнений:

$$\sum_{i=1}^N Q_i \left[ (P_i, P_j)_{\Gamma_0} + k \left( \frac{\partial P_i}{\partial n} f(c), \frac{\partial P_j}{\partial n} f(c) - \frac{\partial \bar{P}_j}{\partial n} f(c) \right)_{\Gamma_1} \right] = (F_0, P_j)_{\Gamma_0}, \quad j = 1, 2, \dots, N. \quad (12)$$

Для проверки работоспособности изложенного метода и оценки его свойств, была проведена серия расчетов, целью которых являлось отыскание такой формы закругления цилиндрического стержня, перпендикулярного плоскости, чтобы напряженность поля на этом закруглении была постоянной [система уравнений (10)]. Вычисления проводились на мини-ЭВМ «Tektronix 4051». Типичные результаты таких расчетов приведены на рис. 1: на рис. 1,а показана исследуемая система электродов, на рис. 1,б и в — изменения контура  $\Gamma_1$  при различных начальных условиях. Кроме того, приведены значения максимальной напряженности поля при единичной разности потенциалов на поверхностях, соответствующих исходному и конечному вариантам. Легко видеть, что в обоих случаях получен один и тот же контур (расхождения не превышают допустимой погрешности  $\Delta R \leq \Delta \varphi / E$ ), что свидетельствует об устойчивости метода к исходным данным.

Расхождения с результатами [3] также не превышают допустимой погрешности. В результате оптимизации напряженность поля на поверхности остря снизилась на 43% в случае «б» и на 35% в случае «в». При этом, правда, увеличилось и расстояние между электродами с 5 до 9,8; тем не менее, простое смещение остря, например в случае «б», на такое же расстояние приводит к уменьшению напряженности поля всего лишь до значения 0,182, т. е. на 33%. Такое соотношение тем более свидетельствует в пользу полученного решения, что при смещении остря изменяется расстояние от цилиндрической его части до плоскости, т. е. часть неизменной по условиям задачи границы  $\Gamma_0$  изменяется (замещается сферической поверхностью). В то же время очевидно, что если бы не было запрета на деформацию этой части  $\Gamma_0$ , ее оптимизация позволила бы дополнительно сни-

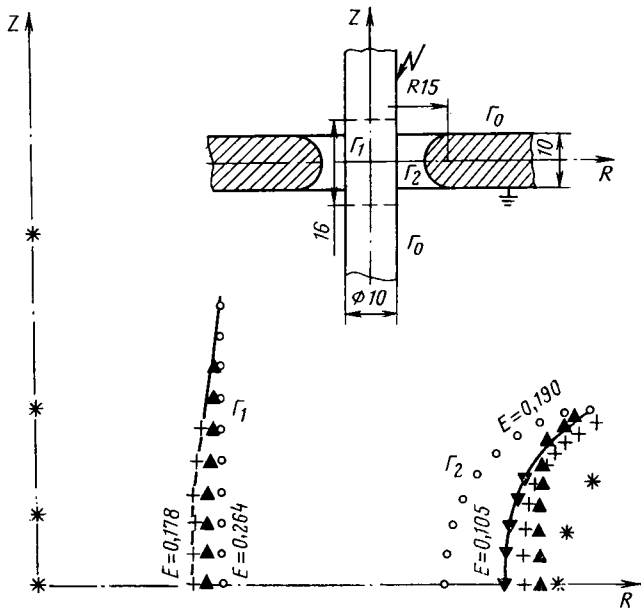


Рис. 2. Одновременная оптимизация двух контуров в двухэлектродной системе

зять максимальную напряженность поля на поверхности электродов.

Для достижения точности 1% по потенциалу потребовалось пять итераций в случае «б» и шесть итераций в случае «в». Система эквивалентных зарядов (четыре кольцевых заряда, показанных на рис. 1, а, и четыре линейных заряда на оси цилиндрической части стержня) обеспечивала постоянство напряженности поля на найденной кривой с точностью 3—4%. Для сравнения укажем, что в [2] для отыскания оптимального контура в случае «б» потребовалось 15 итераций, точность выполнения условия о постоянстве напряженности составляла 1—2%, однако при этом использовалась система из 25 кольцевых и 9 линейных зарядов.

Возвращаясь к вопросу об устойчивости метода, отметим, что исследования вариантов с начальными кривыми весьма далекими от оптимальной, содержащими изломы, перегибы и пр., показали, что потеря устойчивости происходит только в случаях, когда на какой-либо итерации (обычно на первой—второй) эквивалентные заряды выходят за пределы электрода. Возникновение подобных ситуаций можно, в принципе, предотвратить, задавая ограничения на область изменения координат контура  $\Gamma_1$  или перемещая эквивалентные заряды в соответствии с изменениями  $\Gamma_1$ . Однако, на наш взгляд, такие шаги нецелесообразны, так как они требуют значительных затрат машинного времени и существенно усложняют программу, и, вместе с тем, потеря устойчивости возникает достаточно редко, когда даже приблизительно нельзя предугадать форму оптимальной кривой. В таких случаях рациональной, по-видимому, вводить на первых итерациях коэффициент замедления итераций  $\alpha$ :

$$\Delta R_x = \alpha \frac{|F_0 - \varphi|}{\partial \varphi / \partial x}, \quad \alpha < 1, \quad (13)$$

либо заведомо удалять эквивалентные заряды от оптимизируемых участков границы.

В заключение остановимся еще на одной особенности метода, состоящей в возможности одновременной оптимизации формы нескольких электродов, т. е. решения задачи с граничными условиями:

$$\left. \begin{aligned} \varphi(\vec{R}) &= F_0, \quad \vec{R} \in \Gamma_0 \cup \bigcup_{m=1}^M \Gamma_m; \\ \frac{\partial \varphi(\vec{R})}{\partial n_m} &= F_m, \quad \vec{R} \in \Gamma_m, \quad m = 1, 2, \dots, M. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

В этом случае норма (5) примет вид:

$$\Phi = \int_{\Gamma_0} [\varphi(\vec{R}) - F_0]^2 d\Gamma + \sum_{m=1}^M k_m \int_{\Gamma_m} \left[ \frac{\partial \varphi(\vec{R})}{\partial n_m} - F_m \right]^2 d\Gamma, \quad (15)$$

а система уравнений (6) —

$$\sum_{i=1}^N Q_i \left[ (P_i, P_j)_{\Gamma_0} + \sum_{m=1}^M k_m \left( \frac{\partial P_i}{\partial n_m}, \frac{\partial P_j}{\partial n_m} \right)_{\Gamma_m} \right] = (F_0, P_j)_{\Gamma_0} + \sum_{m=1}^M k_m \left( F_m, \frac{\partial P_j}{\partial n_m} \right)_{\Gamma_m}, \quad j = 1, 2, \dots, N. \quad (16)$$

Если при этом потребовать, чтобы на всех оптимизируемых кривых напряженность поля была постоянной (но не одинаковой), т. е.

$$F_m = \frac{1}{\Gamma_m} \int_{\Gamma_m} \frac{\partial \varphi}{\partial n_m} d\Gamma = \frac{\partial \varphi}{\partial n_m}, \quad m = 1, 2, \dots, M, \quad (17)$$

то система уравнений преобразуется к виду, аналогичному (10):

$$\sum_{i=1}^N Q_i \left[ (P_i, P_j)_{\Gamma_0} + \sum_{m=1}^M k_m \left( \frac{\partial P_i}{\partial n_m}, \frac{\partial P_j}{\partial n_m} - \frac{\partial P_i}{\partial n_m} F_m \right)_{\Gamma_m} \right] = (F_0, P_j)_{\Gamma_0}, \quad j = 1, 2, \dots, N. \quad (18)$$

На рис. 2 отражены результаты применения такого подхода к оптимизации системы электродов, моделирующей высоковольтный ввод ( $M=2$ ). Обозначения те же, что и на рис. 1. В данном случае потребовалось всего лишь четыре итерации для достижения точности по потенциалу, равной 1%. Диаметр стержня при этом уменьшился до 8,14, диаметр отверстия стал равным 25,2, напряженность поля на поверхности стержня уменьшилась на 33%, на поверхности отверстия — на 45%. Отметим, что простое уменьшение диаметра стержня и увеличение диаметра отверстия при сохранении их формы приводит к уменьшению максимальной напряженности поля на поверхности стержня лишь до 0,196, т. е. на 26%, причем, так же как и в предыдущем примере, подобное изменение размеров сопряжено с нарушением условия о неизменности  $\Gamma_0$ .

#### Список литературы

1. Кайданов Ф. Г., Перельман Л. С., Тиходеев Н. Н. Выбор и исследование экранирующей арматуры аппаратов 750 кВ. — В кн.: Дальние электропередачи 750 кВ. Часть 2: Электрооборудование. — М.: Энергия, 1975, с. 61—65.
2. Singer H., Grafoner P. Optimization of electrode and insulator contours. — 2-nd Int. Symp. on High Voltage Eng., Zurich, 1975, Sci. Contr., p. 111—116.
3. Signer H. Computation of optimized electrode geometries. — 3-d Int. Symp. on High Voltage Eng., Milan, 1979, paper 11.06.
4. Metz D. Optimierung von Elektrodenformen über Bildung und Verformung von Äquipotentialflächen mit Hilfe von Ersatzladungen. — ETZ—A, 1976, Bd 97, S. 121—123.
5. Okubo H., Metz D. Vergleichende Feldberechnungen und Optimierung in Elektrodensystemen von Hochspannungsanlagen. — Archiv für Elektrotechnik, 1970, Bd 60, S. 27—35.
6. Metz D. Optimization of high voltage fields. — 3-d Int. Symp. on High Voltage Eng., Milan, 1979, paper 11.12.
7. Okudo H., Amemiya T., Honda M. Borda's profile and electric field optimization by using charge simulation method. — 3-d Int. Symp. on High Voltage Eng., Milan, 1979, paper 11.16.
8. Singer H., Steinbigler H., Weiss P. A charge simulation method for the calculation of high voltage fields. — Trans. IEEE on PAS, 1974, vol. 93, p. 1660—1667.
9. Алексидзе М. А. Решение граничных задач методом разложения по неортогональным функциям. — М.: Наука, 1978.

[29.09.80]



# Анализ работы асинхронного двигателя при пульсирующей нагрузке

МОГИЛЬНИКОВ В. С., доктор техн. наук, МАРТЫНОВ В. Н., инж.

Севастополь

Работа асинхронного двигателя при пульсирующей нагрузке неоднократно исследовалась различными методами, в том числе и с применением ЦВМ. При этом хотя и обеспечивается необходимая точность решения, но, по нашему мнению, теряется восприятие физических процессов, происходящих в электроприводе.

В статье ставится задача получить основные качественные и с определенным приближением количественные соотношения для определения амплитуд колебания частоты вращения и тока статора, а также значения резонансной частоты, исходя из анализа физических процессов в двигателе при пульсирующей нагрузке, не решая уравнений Горева — Парка. Поставленная задача решается с учетом электромагнитных переходных процессов, которые обусловлены задержкой токов и потокоцеплений в контурах электродвигателя относительно их установившихся значений при внезапном изменении режима работы электропривода.

Свободные токи и потокоцепления создают дополнительные моменты и, в частности, упругий момент, который существенно влияет на работу асинхронного электропривода при пульсирующей нагрузке (может вызвать, например, резонансные явления). Возникновение упругого момента можно объяснить следующим образом. Предположим, что асинхронный двигатель работает на холостом ходу и потокоцепления статора и ротора приблизительно равны по значению и совпадают по направлению  $\Psi \approx \Psi_2$ . При внезапном приложении нагрузки ротор двигателя быстро качнется на угол  $\theta$  от своего первоначального положения. Если затухание токов мало, то вместе с ротором переместится и вектор потокоцепления  $\Psi_2$ .

Между векторами  $\Psi_1$  и  $\Psi_2$  образуется угол  $\theta$  (рис. 1 и 2). Эти векторы стремятся совпасть друг с другом. Однако вектор  $\Psi_1$  определяется напряжением сети и вращается со скоростью  $\omega$ . Свободу перемещения имеет только вектор  $\Psi_2$ . Таким образом, на ротор, обмотка которого сцеплена с  $\Psi_2$ , действует момент, зависящий от угла его отклонения от положения равновесия — упругий момент. Если действие момента сопротивления прекратится, то вектор  $\Psi_2$  вместе с ротором будет совершать колебания относительно  $\Psi_1$ .

Совпадение частоты пульсаций момента сопротивления с собственной частотой качаний ротора приводит к резонансу. Потокоцепления  $\Psi_1$  и  $\Psi_2$  образуются геометрической суммой потокоцепления  $\Psi_m$  и потокоцеплений рассеяния  $\Psi_{\sigma 1}$  и  $\Psi_{\sigma 2}$  (рис. 2).

Потокоцепления  $\Psi_{\sigma 1}$  и  $\Psi_{\sigma 2}$ , образованные токами статора и ротора, по закону Ленца направлены приблизительно в противоположные стороны, но, поскольку  $\Psi_{\sigma 1}$  и  $\Psi_{\sigma 2}$  по абсолютному значению намного меньше  $\Psi_m$ , результирующие потокоцепления  $\Psi_1$  и  $\Psi_2$  направлены в одну сторону. Угол между  $\Psi_1$  и  $\Psi_2$  обычно мал и при номинальных токах составляет примерно 10—15°. В связи с изложенным момент двигателя удобно определять по формуле

$$M = 2M_m \Psi_1^* \Psi_2^* \sin \theta, \quad (1)$$

где  $M_m$  — максимальный вращающий момент по статической характеристике;  $\Psi_1^* = \Psi_1 / \Psi_{1н}$ ;  $\Psi_2^* = \Psi_2 / \Psi_{1н}$  — относительные значения потокоцепления статора и ротора.

Выражение (1) аналогично выражению момента в общей теории электрических машин, приведенному, например, в [1]:

$$M = \frac{mp}{2} \frac{L_m}{LL'_2} \Psi_{1m} \Psi_{2m} \sin \theta. \quad (2)$$

Принимая  $L_m \approx L_1$ ,  $L'_2 \approx L_k$ , заменяя максимальные значения потокоцеплений действующими и выражая их в относительных единицах, получаем (1).

Формулу (1) можно получить и не прибегая к общей тео-

рии электрических машин. Действительно, с очевидным приближением

$$M = \frac{3E'_2 I'_2 \cos \varphi'_2}{\Omega_0}, \quad (3)$$

где  $\Omega_0 = \frac{\omega_0}{p}$  — синхронная угловая скорость поля (в геометрических радианах в секунду).

Принимая во внимание (рис. 2), что  $E'_2 = I_0 L_m \omega$ , получим

$$E'_2 I'_2 \cos \varphi'_2 = L_m \omega I_0 I'_2 \sin (90^\circ + \varphi'_2). \quad (4)$$

Выражение (4) можно рассматривать как проекцию векторного произведения векторов  $\underline{I}_1$  и  $\underline{I}'_2$  на направление, перпендикулярное плоскости рис. 2 (ось  $z$ ). Так как  $\underline{I}_0 = \underline{I}_1 + \underline{I}'_2$ , то

$$E'_2 I'_2 \cos \varphi'_2 = [\underline{I}_1 \times \underline{I}'_2]_z L_m \omega.$$

Используя зависимости

$$\begin{aligned} \underline{I}_1 L_1 + \underline{I}'_2 L_m &= \underline{\Psi}_1; \\ \underline{I}_1 L_m + \underline{I}'_2 L_2 &= \underline{\Psi}_2, \end{aligned}$$

находим

$$[\underline{I}_1 \times \underline{I}'_2] = -[\underline{\Psi}_1 \times \underline{\Psi}_2] \frac{1}{L_1 L_2 - L_m^2}.$$

Полагая, что

$$\frac{L_1 L_2 - L_m^2}{L_m} = L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2} = L_k,$$

получим

$$E'_2 I'_2 \cos \varphi'_2 = -[\underline{\Psi}_1 \times \underline{\Psi}_2]_z \frac{\omega}{L_k}.$$

Умножив и разделив правую часть последней формулы на

$$\Psi_{1н}^2 = \left( \frac{U_1}{\omega} \right)^2,$$

подставив в (3) и учитывая, что

$$M_m = \frac{3U_1^2}{2x_k \Omega_0},$$

получим (1).

С учетом упругого момента уравнение движения электропривода при пульсирующей нагрузке примет вид

$$\frac{J}{p} \frac{d\Delta\Omega}{dt} + D\Delta\Omega + K_c \int_0^t \Delta\Omega dt = M_{cr} \sin ht, \quad (5)$$

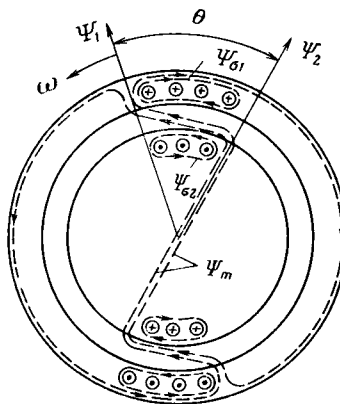


Рис. 1

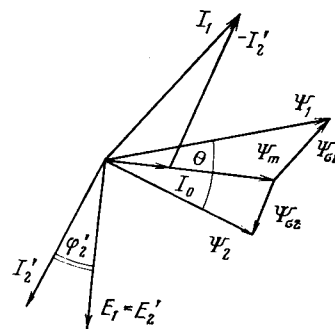


Рис. 2

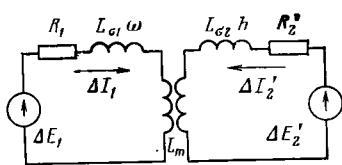


Рис. 3

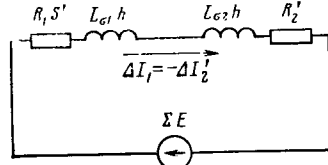


Рис. 4

где  $\Delta\Omega$  — отклонение угловой скорости вращения от синхронной в электрических радианах в секунду;  $D = \frac{M_n}{s_n \Omega_0}$  — коэффициент

демпфирующего момента, принятый с учетом линейности механической характеристики двигателя в рабочем диапазоне (при  $\Delta\Omega = s_n \Omega_0$  демпфирующий момент в (5) равен номинальному);  $K_c = 2M_m$  — коэффициент синхронизирующего момента (принят в предположении, что при малых углах отклонения  $\sin \theta \approx \theta$ ;  $\Psi_1^* \approx \Psi_2^* \approx 1$ ).

Так как  $\Delta\Omega = \frac{d\theta}{dt}$ , получим уравнение, которое в [2] получено

при аналитическом решении линеаризованных уравнений Горева — Парка:

$$\frac{J}{p} \frac{d^2\theta}{dt^2} + D \frac{d\theta}{dt} + K_c \theta = M_c \sin ht. \quad (6)$$

Необходимо обратить внимание на то, что значение  $D$  в (5) и (6) определено для статического режима, когда электромагнитные переходные процессы затухают за время, меньшее периода качаний ротора, а значение  $K_c$  определено для условий отсутствия затуханий. В действительности  $D$  и  $K_c$  необходимо несколько уменьшить. В предельном случае, если обмотку ротора считать сверхпроводящей, то  $D=0$ , асинхронный момент исчезнет. Если же допустить, что активное сопротивление обмотки ротора велико, переходная постоянная времени затухания потока ротора мала, то  $K_c=0$  и исчезнет синхронизирующий момент.

Рассмотрим рис. 1. Пусть положение ротора соответствует максимуму  $\theta$  и скорость вращения его равна синхронной. В этом случае потокосцепление  $\Psi_2$  ориентировано в указанном положении благодаря свободным токам, создающим поток  $\Psi_{c2}$ . По мере уменьшения свободных токов и уменьшения  $\Psi_{c2}$  (рис. 1 и 2) вектор  $\Psi_2$  приблизится к  $\Psi_1$  и синхронизирующий момент исчезнет. Из сказанного следует, что коэффициент синхронизирующего момента можно скорректировать множителем

$$e^{-k \frac{T}{T'2}},$$

где  $T$  — период качания ротора;  $T'2$  — переходная постоянная времени затухания свободного тока ротора;  $k$  — поправочный коэффициент.

Таким образом, в уравнения (5) и (6) необходимо подставить

$$K'_c = K_c e^{-k \frac{T}{T'2}} = 2M_m e^{-k \frac{T}{T'2}}. \quad (7)$$

Демпфирующий коэффициент, наоборот, по мере затухания за период качания будет приближаться к статическому, поэтому

$$D' = D \left( 1 - e^{-k \frac{T}{T'2}} \right) = \frac{M_n}{s_n \Omega_0} \left( 1 - e^{-k \frac{T}{T'2}} \right). \quad (8)$$

Амплитуду качаний ротора найдем из (6) при переходе от дифференциального уравнения к комплексному, осуществляемому заменой оператора  $\frac{d}{dt}$  на  $j\omega$ :

$$\theta_m = \frac{M_{cT}}{h \sqrt{(D')^2 + \left( \frac{K'_c}{h} - \frac{J}{p} h \right)^2}}. \quad (9)$$

Отклонение угловой частоты вращения

$$\Delta\Omega_m = h\theta_m. \quad (10)$$

При больших частотах пульсаций момента сопротивления  $K'_c = K_c = 2M_m$ ;  $D' = 0$ . При этом резонансная угловая частота и соответствующий ей период колебаний равны:

$$h_0 = \sqrt{\frac{2M_m p}{J}}; \quad T = 2\pi \sqrt{\frac{J}{2M_m p}}.$$

Подобные выражения различными методами получены в [2 и 3].

Для учета падения напряжения, которое может быть, например, из-за увеличенного активного сопротивления в цепи статора, можно ввести множитель  $\left( 1 + \frac{R_1}{2x_k} \right)$  [3]. Таким образом,

$$T_0 = \left( 1 + \frac{R_1}{2x_k} \right) 2\pi \sqrt{\frac{J}{2pM_m}}. \quad (11)$$

Для определения пульсаций тока статора рассмотрим следующие физические явления. При качании ротора с частотой  $h$  (рис. 1) поток рассеяния индуцирует в его обмотке э. д. с.:

$$\Delta E'_2 = \Psi_{c2} h,$$

которая создает ток в цепи с параметрами  $R'_2$  и  $jL_{c2}h$  (рис. 3).

Поток рассеяния статора, приблизительно равный потоку рассеяния ротора, индуцирует в обмотке статора э. д. с. по двум причинам. Во-первых, потому, что он пульсирует с частотой  $h$ ; во-вторых, потому, что он, пульсируя, вращается с частотой  $\omega$ . Предположим, что  $\omega \gg h$  и э. д. с. пульсаций отсутствует. Тогда  $\Delta E_1 = \Psi_{c1} \omega$ . Эта э. д. с. создает ток в цепи с параметрами  $R_1$  и  $jL_{c1} \omega$  (рис. 3). Подводимое напряжение  $U_1$  компенсируется основной э. д. с.  $E_1$ .

Если считать, что  $\Delta I_1 \approx \Delta I'_2$ , то обе цепи рис. 3 можно объединить (рис. 4), приведя предварительно частоту статора к частоте ротора и умножив все параметры цепи статора на  $h/\omega$ . В результате для пульсаций тока статора получим

$$\Delta I_{1m} = \frac{h \Psi_m \theta_m}{\sqrt{\left( R'_2 + R_1 \frac{h}{\omega} \right)^2 + (L_k h)^2}},$$

где  $\Psi_m \theta_m = \Psi_{c1} + \Psi_{c2}$  (считаем, что  $\Psi_{c1}$  и  $\Psi_{c2}$  направлены по одной прямой перпендикулярно  $\Psi_m$  (рис. 2) и угол  $\theta$  мал).

Если все величины в правой части приведенной формулы умножить на  $\frac{\omega}{h} = \frac{1}{s'}$ , то получим

$$\Delta I_{1m} = \frac{U_1 \theta_m}{\sqrt{\left( R_1 + \frac{R'_2}{s'} \right)^2 + x_k^2}}, \quad (12)$$

где  $\omega \Psi_m = U_1$ ;  $s' = \frac{h}{\omega}$  — относительная частота качаний ротора.

Уравнение (12) можно получить с принятыми допущениями из линеаризованных уравнений Горева — Парка.

Полученные формулы (9) и (12) позволяют анализировать работу асинхронного двигателя при пульсирующей нагрузке как качественно, так и, до определенной степени, количественно.

Как уже упоминалось, упругий момент (1) может привести к резонансу, если частота пульсаций момента сопротивления будет близка к резонансной. Резонансные явления усиливаются с увеличением активного сопротивления в цепи статора. Это связано с тем, что с увеличением  $R_1$  растет также постоянная времени  $T'_2$ , в результате чего демпфирование исчезает. Указанная зависимость  $T'_2$  от  $R_1$  объясняется следующим образом. При малом  $R_1$  постоянная времени  $T'_2 = L_k / R'_2$ , т. е. определяется индуктивностями рассеяния. При очень большом  $R_1$  (разрыв) постоянная времени  $T'_2$  приближается к  $T'_2 = L_2 / R'_2$ , т. е. определяется уже полной индуктивностью ротора и увеличивается в десятки раз. В практике, конечно, такого большого значения  $R_1$  быть не может, но тенденция к увеличению  $T'_2$  с ростом  $R_1$  очевидна. Для двигателей большой мощности и при увеличенном  $R_1$  возможны даже автоколебания.

Определенный интерес представляет зависимость амплитуды качаний ротора и пульсаций тока от жесткости механической

характеристики двигателя, т. е. от  $s_n$  или  $R'_2$ . Из (9)—(12) видно, что при слабом демпфировании ( $D$  мало) значение  $\theta_m$  не зависит от жесткости механической характеристики, а колебания тока статора уменьшаются с увеличением  $R'_2$  или  $s_n$ . При сильном демпфировании ( $D = \frac{M_n}{s_n \Omega_m}$ ) с увеличением  $s_n$  угол  $\theta_m$

возрастает, увеличивается и амплитуда колебаний тока статора, однако, в меньшей степени, так как в знаменателе (12) находится  $R'_2$ .

Степень соответствия расчетных данных опытным проверялась на двух двигателях. Расчетные и опытные данные приведены в таблице. Опытные данные взяты из осциллограмм [3 и 4]. Все значения соответствуют состоянию резонанса, при котором опытные значения наиболее достоверны.

Тип двигателя	Параметр*			
	$T_0$ , с	$\Delta \theta_m$ , рад	$\Delta \Omega_m$ , рад·с	$\Delta I_{1m}$ , А
МАФ-82-63/4:				
$P=16,3$ кВт	$\frac{0,19}{0,19}$	$\frac{0,44}{0,38}$	$\frac{14,5}{13,4}$	$\frac{20,6}{22,0}$
$J_\Sigma=0,33$ кгс·м				
АОМ-32-4:				
$P=1,5$ кВт	$\frac{0,235}{0,19}$	$\frac{0,514}{0,474}$	$\frac{13,7}{15,6}$	$\frac{3,21}{2,1}$
$J_\Sigma=0,022$ кгс·м				

\* В числителе расчетные данные, в знаменателе—опытные.

Активное сопротивление для обоих двигателей в экспериментах было увеличенным. Коэффициент  $k$  в формулах (7) и (8) был взят равным 0,04, исходя из наилучшего совпадения опытных и расчетных результатов для двигателей МАФ-82-63/4 и таким же принят для двигателя АОМ.

Пример. Анализ работы двигателя МАФ-82-63/4 в резонансном режиме. Двигатель работает с генератором ПН-85.

Параметры двигателя:  $P=16,5$  кВт;  $n_n=1460$  об/м;  $M_n=105$  Н·м;  $M_m=210$  Н·м;  $I_{1n}=31,4$  А;  $U_{н.ф}=220$  В;  $x_k=2,15$  Ом;  $R'_2=0,25$  Ом;  $R_{1\Sigma}=2$  Ом;  $J_\Sigma=0,33$  кг·м<sup>2</sup>;  $M_{с.т.}=25$  Н·м.

Из осциллограммы [3]:  $T_0=0,19$  с;  $\Delta \Omega_m=s_n \Omega_0=1,34$  рад·с<sup>-1</sup>;  $\Delta \theta_m=\Delta \Omega_m/h=0,38$  рад;  $h_0=2\pi/T_0=33$  с<sup>-1</sup>.

По приведенным данным находим переходную постоянную времени (формула 70.12 [5]):  $T'_2=0,05$  с.

Если активное сопротивление цепи статора примерно равно активному сопротивлению обмотки статора, то

$$T'_2 = \frac{L_k}{R'_2} = 0,028 \text{ с}; L_k = \frac{x_k}{\omega} = 0,7 \cdot 10^{-2} \text{ Гн}.$$

Находим коэффициент синхронизирующего момента по (7):

$$K'_c = 2 \cdot 210 e^{-0,04 \frac{0,19}{0,05}} = 360 \text{ Н·м},$$

где  $T$  — период пульсаций момента сопротивления по осциллограмме;  $k=0,04$ .

Находим коэффициент демпфирующего момента (8):

$$D' = \frac{105}{0,027 \cdot 314} (1 - 0,86) = 1,73 \frac{\text{Н·м}}{\text{рад·с}^{-1}}.$$

Амплитуда угла отклонения ротора находится по (9):

$$\theta_m = \frac{25}{33 \cdot 1,73} = 0,44 \text{ рад}.$$

Находим амплитуду отклонения угловой скорости по (10):

$$\Delta \Omega_m = 33 \cdot 0,44 = 14,5 \text{ рад·с}^{-1}.$$

Находим максимальное значение пульсаций тока статора по (12):

$$\Delta I_{1m} = \frac{220 \cdot 0,44}{\sqrt{\left(2 + \frac{0,25}{0,105}\right)^2 + 2,15^2}} = 20,6 \text{ А},$$

$$\text{где } s' = \frac{h}{\omega} = \frac{33}{314} = 0,105.$$

Проверим период колебаний при резонансе по (11):

$$T_0 = \left(1 + \frac{2}{2 \cdot 2,15}\right) 6,28 \sqrt{\frac{0,33}{2 \cdot 2 \cdot 210}} = 0,18 \text{ с}.$$

Если же учтем затухание и вместо  $K_c=2M_m$  подставим  $K'_c$  по (7), то получим  $T_0=0,19$  с.

При расчетах важно правильно определить  $x_k$ . Необходимо иметь в виду, что для номинального тока  $x_k$  больше в 1,3—2 раза, чем для пускового.

Вывод. Достоверность основных зависимостей для отклонения тока статора, угловой скорости вращения, а также резонансной частоты, полученных из анализа физических процессов, подтверждается удовлетворительным совпадением опытных и расчетных данных. Во всех формулах используется только один поправочный коэффициент.

Полученные зависимости позволяют произвести предварительный анализ работы асинхронного электродвигателя при пульсирующей нагрузке.

#### Список литературы

1. Постников И. М. Обобщенная теория и переходные процессы электрических машин. — М.: Высшая школа, 1975.
2. Артемюк Б. Т. Асинхронные двигатели при периодической нагрузке. — Киев: Техника, 1972.
3. Могильников В. С. Резонанс в асинхронных электроприводах при пульсирующей нагрузке. — Электричество, 1956, № 8.
4. Мартынов В. Н. О резонансе в асинхронных двигателях с массивными роторами. — Изв. вузов. Электромеханика, 1980, № 4.
5. Иванов-Смоленский А. В. Электрические машины. — М.: Энергия, 1980.

[12.11.91]

УДК 621.313.291.013.001.24

## Расчет магнитного поля в сверхпроводниковых униполярных электрических машинах

ГОТОВЦЕВ Н. П., инж., ФЕДОСОВ М. И., канд. техн. наук

Ленинградский политехнический институт

При проектировании сверхпроводниковых униполярных электрических машин постоянного тока одной из важнейших задач является количественное определение магнитного поля во всех внутренних областях машины, а также расчет внешних полей (полей рассеяния). При этом метод расчета поля должен быть прост, точен и экономичен с точки зрения затрат рабочего, в том числе машинного, времени. Наиболее полно, на наш взгляд, этим требованиям отвечает метод вторичных источников (метод интегральных уравнений). Необходимо отметить, что в литературе расчет поля в сверхпроводниковых униполярных электрических машинах с двумя катушками обмотки возбуждения, имеющими

прямоугольное поперечное сечение, методом вторичных источников не рассматривался.

Покажем применение этого метода для расчета поля в униполярной машине цилиндрического типа с неподвижными сверхпроводниковыми катушками обмотки возбуждения, принципиальная схема которой показана на рис. 1, где 1 — корпус машины (ферромагнитный материал); 2 — сверхпроводниковая обмотка возбуждения; 3 — ротор (немагнитный материал).

Характерной особенностью такой конструкции является осевая симметрия. Следовательно, картина поля в любой меридианной плоскости будет одинаковой. Будем рассматривать маши-

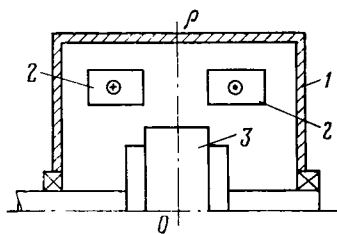


Рис. 1

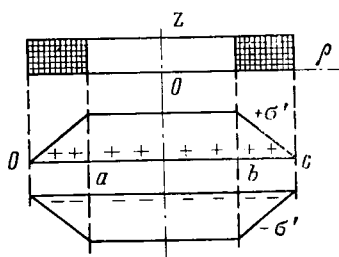


Рис. 2

ну в цилиндрической системе координат  $\rho, \varphi, Z$ . Ось  $OZ$  направим вдоль оси машины, тогда плотность тока в катушках будет иметь одну составляющую:  $\delta_\varphi$  — в одной и  $(-\delta_\varphi)$  — в другой.

Расчет статического магнитного поля в неоднородной среде методом вторичных источников сводится к расчету магнитного поля в однородной среде введением слоя связанных токов намагниченности с поверхностной плотностью  $\sigma(Q)$  на границе раздела сред. Для кусочно-однородной среды задачу расчета плоскомеридианного поля можно сформулировать в виде линей-

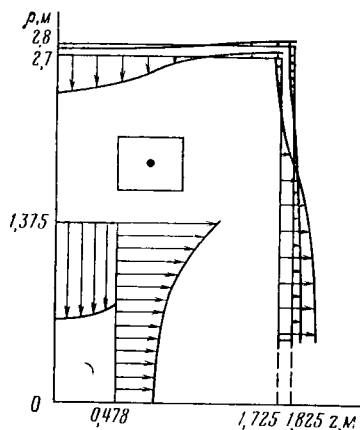


Рис. 3

ного интегрального уравнения Фредгольма второго рода [1].  
Результирующее магнитное поле в любой точке определяется в виде суммы двух полей:

$$\vec{H}^R = \vec{H}^B + \vec{H}^n,$$

где  $\vec{H}^B, \vec{H}^n$  — напряженности полей, созданных токами в катушках и намагниченностью корпуса соответственно.

Для расчета  $\vec{H}^B$  предлагается использовать метод сведения вихревого поля токов к потенциальному полю магнитных зарядов [2]. Такое преобразование дает возможность вместо векторной функции ввести во всем пространстве скалярную, что существенно уменьшает объем численных расчетов, упрощает решение. Суть метода сводится к замене катушки эквивалентной системой магнитных зарядов противоположного знака, лежащих на ее торцах (рис. 2).

На интервалах  $0-a$  и  $c-b$  поверхностная плотность магнитных зарядов  $\sigma'$  будет нарастать от краев внутрь катушки. На интервале  $a-b$   $\sigma' = \mu_0 i / h = \text{const}$  ( $h, i$  — высота катушки и полный ток в ней), так как здесь токов нет.

Каждый слой магнитных зарядов разбивается на совокупность плоских колец, а поле рассчитывается путем суммирования составляющих напряженности от каждого такого кольца.

Расчетные соотношения для определения составляющих напряженности от одного кольца радиуса  $R$ :

$$H_\rho = -\frac{\tau'R}{2\pi\mu_0\rho} \frac{E}{Z^2 + (R-\rho)^2} \frac{Z^2 + R^2 - \rho^2}{\sqrt{Z^2 + (R+\rho)^2}} + \frac{\tau'}{4\pi\mu_0\rho} \sqrt{\frac{R}{\rho}} k,$$

$$H_Z = \frac{\tau'R}{\pi\mu_0} \frac{E}{Z^2 + (R-\rho)^2} \frac{Z}{\sqrt{Z^2 + (R+\rho)^2}},$$

где  $\rho, Z$  — координаты расчетной точки;  $\tau' = \sigma'\Delta l$  — линейная плотность магнитных зарядов на кольце шириной  $\Delta l$ ;  $K, E$  — полные эллиптические интегралы модуля  $k$  соответственно 1-го и 2-го рода;

$$k^2 = \frac{4R\rho}{Z^2 + (R+\rho)^2}.$$

Для расчета потенциальной составляющей напряженности магнитного поля  $H^n$  необходимо решить интегральное уравнение относительно  $\sigma(Q)$ . Для решения такого рода уравнений рекомендуется использовать методы, основанные на замене интегрального уравнения алгебраической системой линейных. Это связано с плохой сходимостью метода простых итераций. В частности, в [1] говорится, что в общем случае сходимость процесса простых итераций для такого уравнения не доказана. Однако в целом ряде случаев и при расчете поля в рассматриваемой системе (рис. 1) интегральное уравнение можно решить методом простых итераций по алгоритму, предложенному в [1]. Следует заметить, что метод простых итераций является наиболее простым по сравнению с другими итерационными методами.

Определив распределение плотности связанных токов намагниченности  $\sigma(Q)$ , по известным формулам [3] можно рассчитать интересующее нас поле.

Согласно описанному алгоритму составлена программа расчета поля в сверхпроводниковой униполярной машине (рис. 1). Программа написана на языке ФОРТРАН для ЦВМ ЕС-1033.

Расчет плотности вторичных источников  $\sigma(Q)$  проводился в 163 точках контура магнитопровода. Напряженность поля  $H^n$  по соображениям обеспечения требуемой точности рассчитывалась от 1000 тонких колец магнитных зарядов. Полный ток каждой катушки принимался равным  $9,52 \cdot 10^6$  А. Процесс итераций до требуемой точности расчета индукции магнитного поля ( $10^{-6}$  Тл) сошелся за 138 итераций. Счет продолжался 8,5 мин. На рис. 3 приведена эпюра распределения нормальной составляющей вектора индукции  $B_n$  на корпусе и роторе машины. Масштаб, в котором выполнена эпюра: в 1 см — 1 Тл.

Расчет убедительно показал целесообразность применения метода вторичных источников для расчета поля в сверхпроводниковых униполярных электрических машинах различного целевого назначения, а разработанная методика может быть с успехом применена в практике их проектирования и исследования.

Следует отметить, что метод вторичных источников дает возможность легко автоматизировать процесс расчета поля в униполярных электрических машинах путем организации пакета стандартных программ, что позволит значительно сократить затраты рабочего времени на проведение необходимых расчетов.

Для проверки полученных результатов аналогичная задача была решена методом конечных разностей. Сравнение результатов показало, что расхождение не превышает 5%.

#### Список литературы

1. Тозони О. В. Расчет электромагнитных полей на вычислительных машинах. — Киев: Техника, 1967.
2. Боронин В. Н., Чечурин В. Л. Расчет электромагнитных полей на ЦВМ. — Изд. ЛПИ им. М. И. Калинина, 1981.
3. Тозони О. В. Метод вторичных источников в электротехнике. — М.: Энергия, 1975.

[28.04.82]

# 

ЖУРАВЛЕВ Ю. Н., канд. техн. наук

Псковский филиал ЛПИ

Такие свойства электромагнитных подшипников (ЭМП) с внешней системой авторегулирования, как отсутствие механического контакта между подвижными и неподвижными частями, отсутствие смазки, достаточно высокая несущая способность и жесткость, малый расход энергии, способствуют все более широкому промышленному использованию их в различных областях машиностроения [1 и 2]. При решении задач синтеза ЭМП и исследовании динамики роторов, опирающихся на ЭМП, необходимо знать силы, действующие со стороны ЭМП на ротор как в равновесном положении, так и при его перемещениях. Электромагнитные силы в цилиндрическом радиальном ЭМП определены в [3].

Исследуем электромагнитные силы в радиально-упорном коническом ЭМП, магнитная цепь которого состоит из закрепленной на валу конической цапфы и неподвижного статора с конической расточкой (рис. 1, а и б). Цапфа и железо статора выполнены из листовой электротехнической стали. Статор имеет восемь одинаковых и равномерно расположенных полюсов. Обмотки полюсов содержат одинаковое число витков  $w$  и образуют четыре электромагнитных контура с токами  $i_1, i_2, i_3, i_4$ . Первый контур содержит полюса 1 и 2, второй — полюса 3 и 4, и т. д. Для уменьшения потерь на перемагничивание м. д. с. соседних полюсов в соседних контурах имеют одинаковое направление (рис. 2).

Сделаем следующие допущения: магнитным сопротивлением стали пренебрегаем; поле в зазоре считаем плоскопараллельным; магнитную энергию вихревых токов в цапфе не учитываем; цапфу считаем недеформируемым телом правильной геометрической формы, имеющим шесть степеней свободы; перемещения цапфы считаем малыми по сравнению с зазором; потоками рассеяния пренебрегаем (их влияние рассмотрено ниже).

Обозначим:  $r_1, r_0, r_2$  — наименьший, средний и наибольший радиусы расточки статора;  $z_1, z_2, z_0$  — продольные координаты торцевых плоскостей и среднего сечения статора;  $l = k_c(z_2 - z_1)$  — длина пакета стали статора;  $k_c$  — коэффициент заполнения сталью;  $\delta$  — зазор по нормали между поверхностями цапфы и статора;  $\beta$  — угол конусности между образующей и продольной осью ( $\beta > 0$  при ориентации конуса, соответствующей рис. 1, а;  $\beta < 0$  — при противоположной ориентации);  $\alpha$  — текущая угловая координата элемента площади полюса  $dS$ ;  $\alpha_{n1}, \alpha_{n2}$  ( $i=1, \dots, 8$ ) — угловые координаты начала и конца  $i$ -го полюса;  $\Delta\alpha = \alpha_{n2} - \alpha_{n1}$  — полюсный угол;  $g_i$  — магнитная проводимость зазора под  $i$ -м полюсом;  $G = g_1 + \dots + g_8$  — суммарная магнитная проводимость полюсов;  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м — магнитная постоянная;  $e_s = i_s w$  ( $s=1, \dots, 4$ ) — м. д. с. на один полюс  $s$ -го контура;  $\Phi_i$  — магнитный поток через полюс;  $L_{ks}$  ( $k, s=1, \dots, 4$ ) — коэффициенты самоиндукции при  $k=s$  и коэффициенты взаимной индукции при  $k \neq s$  контуров;  $W$  — полная магнитная энергия контуров.

Введем следующие системы прямоугольных координат (рис. 1, а и б): неподвижную систему  $Oxyz$ , скрепленную со статором, и подвижную систему  $C_1\xi\eta\zeta$ , неизменно связанную с цапфой. Оси координат ориентированы так, что  $Ox$  является осью угловой симметрии первого и третьего контуров,  $Oy$  — второго и четвертого,  $Oz$  совпадает с продольной осью статора. В положении равновесия цапфа занимает центральное положение, а соответствующие оси подвижной и неподвижной систем координат совмещены.

Положение цапфы относительно статора полностью определяется шестью независимыми обобщенными координатами: координатами  $x_1, y_1, z_1$  оси цапфы и тремя корабельными углами Эйлера  $\vartheta, \psi, \varphi$ . В практических задачах более удобны обобщенные координаты с одинаковой размерностью (за исключением угла собственного вращения  $\varphi$ ), поэтому пусть в линейном приближении

$$\vartheta = \frac{1}{L}(y_1 - y_2), \quad \psi = \frac{1}{L}(x_2 - x_1), \quad (1)$$

где  $x_2, y_2$  — координаты точки  $C_2$  (0, 0, L) оси цапфы.

Координаты  $x_1, y_1, z_1, x_2, y_2, \varphi$  образуют новую систему независимых обобщенных координат, используемую в последующих расчетах.

Обобщенная электромагнитная сила, соответствующая обоб-

щенной координате  $q_j$ , определяется выражением

$$F_j = \frac{\partial W}{\partial q_j} = \frac{1}{2} \sum_{k,s=1}^4 \frac{\partial L_{ks}}{\partial q_j} i_k i_s, \quad j = 1, \dots, 6, \quad (2)$$

которое нелинейно относительно координат и токов.

Для построения линейной модели ЭМП функцию (2) линеаризуем в той же последовательности, что и в [4]. Представим токи  $i_s$  ( $s=1, \dots, 4$ ) в виде суммы немалой постоянной компоненты  $i_{sc}$  и малой переменной во времени компоненты  $i_{sv}(t)$ , т. е.  $i_s = i_{sc} + i_{sv}(t)$ ,  $i_{sv}(t) \ll i_{sc}$ . Коэффициенты индукции  $L_{ks}$  представим в виде ряда по степеням  $q_j$  около положения равновесия:

$$L_{ks}(q, \dots, q_6) = (L_{ks})_0 + \sum_{j=1}^6 \left( \frac{\partial L_{ks}}{\partial q_j} \right)_0 q_j + \frac{1}{2} \sum_{j,r=1}^6 \left( \frac{\partial^2 L_{ks}}{\partial q_j \partial q_r} \right)_0 q_j q_r + \dots \quad (3)$$

Подставляя (3) в (2) и удерживая при вычислениях только немалые члены, получаем постоянные компоненты обобщенных сил:

$$F_{jc} = \frac{1}{2} \sum_{k,s=1}^4 \left( \frac{\partial L_{ks}}{\partial q_j} \right)_0 i_{kc} i_{sc}, \quad j = 1, \dots, 6. \quad (4)$$

Предполагается, что система электромагнитных сил уравновешивается другой системой сил неэлектромагнитного происхождения.

Удерживая при вычислениях члены первого порядка, получаем переменные компоненты обобщенных сил:

$$F_{jv}(t) = \sum_{k,s=1}^4 \left( \frac{\partial L_{ks}}{\partial q_j} \right)_0 i_{kc} i_{sv}(t) + \frac{1}{2} \sum_{r=1}^6 \sum_{k,s=1}^4 \left( \frac{\partial^2 L_{ks}}{\partial q_j \partial q_r} \right)_0 i_{kc} i_{sc} q_r(t), \quad j = 1, \dots, 6. \quad (5)$$

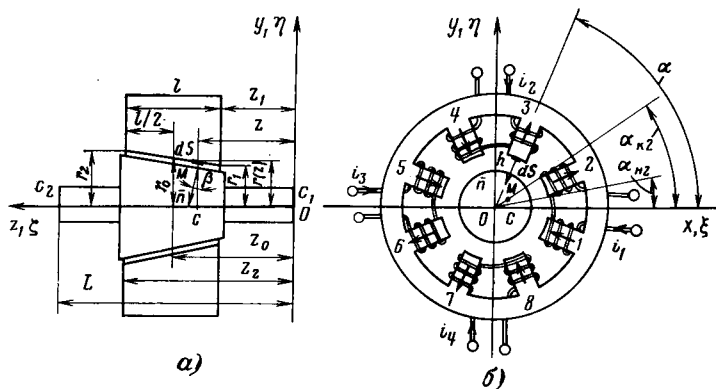


Рис. 1. Конструктивная схема магнитной цепи подшипника

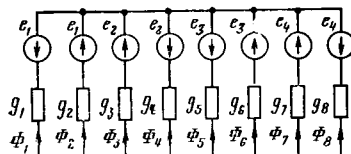


Рис. 2. Схема замещения магнитной цепи подшипника

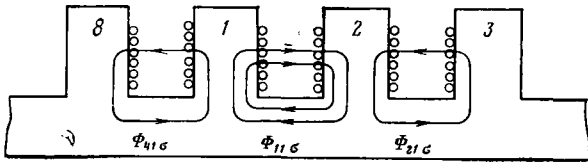


Рис. 3. Поток рассеяния полюсов первого контура

Выражение (5) определяет два вида переменных сил. Слагаемые первой суммы характеризуют силовое управляющее воздействие контуров на цапфу. Слагаемые второй суммы суть позиционные силы, которые характеризуют дестабилизирующее влияние на цапфу магнитного поля в зазоре.

Входящие в (4) и (5) коэффициенты индукции  $L_{ks}$  определим с помощью схемы замещения магнитной цепи ЭМП, изображенной на рис. 2. Коэффициент самоиндукции первого контура  $L_{11} = \Psi_{11}/i_1$ . Потокосцепление контура  $\Psi_{11}$  находится при  $e_1 = i_1$ ,  $e_2 = e_3 = e_4 = 0$  и составляет:

$$\Psi_{11} = w(\Phi_2 - \Phi_1),$$

где  $\Phi_1 = -e_1 g_1 [1 + (g_2 - g_1)/G]$ ;  $\Phi_2 = e_1 g_2 [1 - (g_2 - g_1)/G]$ .

В результате получаем:

$$L_{11} = w^2 [g_1 + g_2 - (g_1 - g_2)^2/G].$$

Аналогичным образом найдем выражения для остальных коэффициентов индукции. Запишем их в виде:

$$\left. \begin{aligned} L_{kk} &= w^2 [g_{2k-1} + g_{2k} - (g_{2k-1} - g_{2k})^2/G], \quad k = 1, \dots, 4; \\ L_{ks} &= (1 - )^{k+s} w^2 (g_{2k} - g_{2k-1})(g_{2s-1} - g_{2s})/G, \quad k \neq s. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Магнитная проводимость  $i$ -го полюса

$$g_i = \int_{(S)} \frac{\mu_0 k_c dS}{h} = \frac{\mu_0 k_c}{\cos \beta} \int_{z_1}^{z_2} \int_{\alpha_{hi}}^{\alpha_{ki}} \frac{r(z)}{h(\alpha, z)} d\alpha dz, \quad (7)$$

где  $r(z) = r_0 - (z_0 - z)tg\beta$  — текущий радиус статора;  $h = \delta + \Delta h$  — высота зазора под элементом площади полюса  $dS = r(z) d\alpha dz / \cos \beta$ .

Величина  $\Delta h$  есть проекция вектора перемещения из положения равновесия точки  $M(\xi, \eta, \zeta)$  цапфы (образованной пересечением нормали  $\vec{n}$  элемента  $dS$  с поверхностью цапфы в смещенном положении) на нормаль  $\vec{n}$ :

$$\Delta h = \Delta x \cos(x, \vec{n}) + \Delta y \cos(y, \vec{n}) + \Delta z \cos(z, \vec{n}) = -\Delta x \cos \alpha \cos \beta - \Delta y \sin \alpha \cos \beta + \Delta z \sin \beta, \quad (8)$$

где  $\Delta x, \Delta y, \Delta z$  — проекции вектора перемещения точки  $M$  на неподвижные оси координат  $x, y, z$ .

Выразим  $\Delta h$  через обобщенные координаты. В силу допущения о правильности геометрической формы цапфы  $\Delta h$  не зависит от угла собственного вращения  $\varphi$ , поэтому для малых перемещений имеют место следующие соотношения [5]:

$$\Delta x = x_1 + \psi \xi; \quad \Delta y = y_1 - \theta \xi; \quad \Delta z = z_1 + \theta \eta - \psi \xi. \quad (9)$$

Учитывая, что  $\xi = [r(z) - \delta \cos \beta] \cos \alpha$ ;  $\eta = [r(z) - \delta \cos \beta] \times \sin \alpha$ ;  $\zeta = -z_1 + \delta \sin \beta$ , и подставляя (1) и (9) в (8), с точностью до величин порядка малости  $\delta/r_1$  получаем:

$$h = \delta - \left[ \left( 1 - \frac{z}{L} \right) \cos \beta - \frac{r(z)}{L} \sin \beta \right] (x_1 \cos \alpha + y_1 \sin \alpha) + z_1 \sin \beta - \left[ \frac{z}{L} \cos \beta + \frac{r(z)}{L} \sin \beta \right] (x_2 \cos \alpha + y_2 \sin \alpha). \quad (10)$$

Из (7) с учетом (10) следует, что в положении равновесия при  $x_1 = y_1 = z_1 = 0$  проводимости всех полюсов равны между собой и равны

$$(g_i)_0 = g_0 = \frac{\mu_0 r_0 l}{\delta \cos \beta} \Delta \alpha, \quad i = 1, \dots, 8. \quad (11)$$

Тогда из (6) следует:

$$(L_{kk})_0 = \frac{2w^2 \mu_0 r_0 l}{\delta \cos \beta} \Delta \alpha; \quad (L_{ks})_0 = 0; \quad k \neq s. \quad (12)$$

Дифференцируя (6) с учетом условия (11), найдем

$$\left. \begin{aligned} \left( \frac{\partial L_{kk}}{\partial u} \right)_0 &= w^2 \left[ \frac{\partial g_{2k-1}}{\partial u} + \frac{\partial g_{2k}}{\partial u} \right]_0; \quad \left( \frac{\partial L_{ks}}{\partial u} \right)_0 = 0; \\ \left( \frac{\partial^2 L_{kk}}{\partial u \partial v} \right)_0 &= w^2 \left[ \frac{\partial^2 g_{2k-1}}{\partial u \partial v} + \frac{\partial^2 g_{2k}}{\partial u \partial v} - \frac{2}{G} \left( \frac{\partial g_{2k-1}}{\partial u} - \frac{\partial g_{2k}}{\partial u} \right) \left( \frac{\partial g_{2k-1}}{\partial v} - \frac{\partial g_{2k}}{\partial v} \right) \right]_0; \\ \left( \frac{\partial^2 L_{ks}}{\partial u \partial v} \right)_0 &= (-1)^{k+s} \frac{w^2}{G} \left[ \left( \frac{\partial g_{2k}}{\partial u} - \frac{\partial g_{2k-1}}{\partial u} \right) \left( \frac{\partial g_{2s-1}}{\partial v} - \frac{\partial g_{2s}}{\partial v} \right) - \left( \frac{\partial g_{2s}}{\partial v} - \frac{\partial g_{2k}}{\partial v} \right) \left( \frac{\partial g_{2s-1}}{\partial u} - \frac{\partial g_{2k-1}}{\partial u} \right) \right]_0, \\ k &\neq s; \quad u, v = x_1, y_1, z_1, x_2, y_2. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Раскрывая (13) с учетом формул (7) и (10), найдем искомыми первые и вторые производные коэффициентов индукции по обобщенным координатам в центральном положении равновесия цапфы (из-за громоздкости здесь не приводятся).

Рассмотрим влияние потоков рассеяния полюсов на коэффициенты индукции контуров и электромагнитные силы. Выражения для коэффициентов индукции с учетом потоков рассеяния запишем в виде

$$L_{ks} = \frac{\Psi_{ks}}{i_s} = \frac{\Psi_{ks,0} + \Psi_{ks,\sigma}}{i_s} = L_{ks,0} + L_{ks,\sigma}, \quad k, s = 1, \dots, 4,$$

где  $\Psi_{ks,0}$  — потокосцепление  $k$ -го контура с основными потоками  $s$ -го контура;  $\Psi_{ks,\sigma}$  — потокосцепление  $k$ -го контура с потоками рассеяния полюсов  $s$ -го контура;  $L_{ks,0}$ ,  $L_{ks,\sigma}$  — основная индуктивность и индуктивность рассеяния.

Основная индуктивность  $L_{ks,0}$  зависит от перемещений цапфы и обобщенных координат. Так как магнитное сопротивление стали не учитывается, индуктивность рассеяния  $L_{ks,\sigma}$  зависит только от геометрии полюсов. Поэтому она является постоянной величиной и не входит в выражения для производных и для электромагнитных сил (4) и (5), а влияет только на величину  $L_{ks}$ .

Из анализа магнитной цепи, изображенной на рис. 3, следует, что потокосцепление каждого контура с собственными потоками рассеяния в шесть раз больше потокосцепления с потоками рассеяния соседних контуров, а потокосцепление с потоками рассеяния противоположного контура практически отсутствует. Поэтому выражения (12) с учетом потоков рассеяния можно представить в виде:

$$(L_{kk})_0 = (1 + 6k_g) 2w^2 \mu_0 r_0 l \Delta \alpha / (\delta \cos \beta), \quad k = 1, \dots, 4;$$

$$(L_{ks})_0 = -k_g 2w^2 \mu_0 r_0 l \Delta \alpha / (\delta \cos \beta), \quad |k - s| = 1, 3;$$

$$(L_{ks})_0 = 0, \quad |k - s| = 2,$$

где  $k_g$  — коэффициент рассеяния полюсов, значение которого на основании расчетов межполюсных проводимостей и опытных данных лежит в пределах  $k_g = 0,02 \div 0,03$ .

Экспериментальная проверка проводилась на специальной установке с подшипником, имеющим следующие данные:  $w = 500$ ;  $r_0 = 25,19$  мм;  $\delta = 0,265$  мм;  $l = 17,6$  мм;  $\alpha_{k2} = 0,751$  рад;  $\alpha_{k1} = 0,033$  рад. Установка позволяет обеспечивать независимые перемещения цапфы по пяти координатам. Индуктивности контуров измерялись индукционно-импульсным методом в узлах сетки перемещений около центрального положения с шагом 0,06 мм. Производные коэффициентов индукции по координатам вычислялись по формулам численного дифференцирования [6].

Точность совпадения экспериментальных и расчетных значений коэффициентов индукции и их первых производных достаточно высока и составляет в среднем 2,2% и 8% соответственно. Для вторых производных из-за погрешностей численного дифференцирования имеет место лишь качественное совпадение результатов.

Полученные результаты могут быть использованы при статических и динамических расчетах электромагнитных подшипников и роторных машин.

#### Список литературы

1. Каттерлоэр Р. Применение магнитных подшипников. — Экспресс-информация. Детали машин, 1979, № 14.

# О расчете взаимной индуктивности соосных круговых контуров

ВОЛОГДИН В. В., НАИДЕНОВ А. Ф.

Ленинград

Со времени опубликования Максвеллом в 1873 г. формулы, выражающей взаимную индуктивность  $M$  двух соосных круговых контуров через полные эллиптические интегралы  $K$  и  $E$  от модуля  $k$ , которую обычно записывают в виде

$$M = \mu_0 \mu V \sqrt{R_1 R_2} \left[ \left( \frac{2}{k} - k \right) K(k) - \frac{2}{k} E(k) \right], \quad (1)$$

где

$$k^2 = \frac{4R_1 R_2}{(R_1 + R_2)^2 + z^2},$$

$R_1, R_2$  — радиусы круговых контуров;  $z$  — расстояние между ними;  $\mu_0 \mu$  — магнитная проницаемость среды, не прекращаются поиски достаточно простого выражения, пригодного для практических расчетов.

Разнообразные формулы, графики, номограммы, ряды и таблицы приведены в основной справочной книге П. Л. Калантарова и Л. А. Цейтлина по расчету индуктивностей [1], там же указаны более ранние публикации (Хак, Двайт, Гровер, Сноу, Цейтлин и др.), содержащие обширную библиографию. В результате сложилось мнение, высказанное в [2], что «не существует приближенных выражений, способных хотя сколько-нибудь упростить соотношения, подобные (1). Поэтому для ускорения расчета катушки нет другого выбора, кроме табулирования».

Расчет по таблице, хотя и обеспечивает определенную точность, неудобен, особенно при использовании ЭВМ, так как требует интерполяции.

Предлагается (см. приложение) полученная на основе наилучших приближений [3] элементарная и в то же время единая во всей области изменения параметров задачи формула с оценкой погрешности, гарантирующей требуемую точность вычислений:

$$\frac{4\pi M}{\mu_0 \mu l_1} = \sum_{n=0}^N p_n m^n + \sum_{n=1}^N q_n m^n \ln \frac{1}{m_1} + \varepsilon_N, \quad (2)$$

где  $m_1 = 1 - k^2 = l_2^2 / l_1^2$ ;  $l_1, l_2$  — наибольшее и наименьшее расстоя-

ния между круговыми контурами;  $l_1^2 = (R_1 + R_2)^2 + z^2$ ;  $l_2^2 = (R_1 - R_2)^2 + z^2$ .

Значения коэффициентов  $p_n$  и  $q_n$  приведены в табл. 1. Относительная ошибка формулы (2) не превосходит  $\varepsilon_N$  при  $m \geq 0,65$  и тем меньше, чем ближе друг к другу расположены контуры, т. е. в наиболее важных практических случаях. Предельные абсолютные погрешности имеют следующие значения:  $\varepsilon_3 = 9 \cdot 10^{-4}$ ,  $\varepsilon_4 = 2 \cdot 10^{-5}$ ,  $\varepsilon_5 = 5 \cdot 10^{-7}$ .

Значение полученных формул в последнее время существенно возросло в связи с широким распространением для расчета на ЭВМ устройств индукционного нагрева численных методов, основанных на теории связанных контуров [4 и 5]. Метод аппроксимации (1) выражениями вида (2) применим и для других формул, содержащих полные эллиптические интегралы, — при расчетах индуктивности соленоида, векторного потенциала, составляющих напряженности магнитного поля в задачах, связанных с круговыми токами и т. п. Например, формулу для силы взаимодействия  $F$  между двумя круговыми контурами, по которым протекают токи  $I_1$  и  $I_2$  [6],

$$F = \frac{\mu_0 \mu I_1 I_2 z}{(R_1 + R_2)^2 + z^2} \left[ \frac{R_1^2 + R_2^2 + z^2}{(R_1 - R_2)^2 + z^2} E(k) - K(k) \right] \quad (3)$$

можно аппроксимировать выражением:

$$\frac{4\pi F}{\mu_0 \mu I_1 I_2} = \frac{z}{m_1 l_1} \left[ \sum_{n=0}^N g_n m^n + \sum_{n=0}^N h_n m^n \ln \frac{1}{m_1} + \varepsilon_N \right] \quad (4)$$

с предельными абсолютными погрешностями  $\varepsilon_3 = 9 \cdot 10^{-4}$ ,  $\varepsilon_4 = 2 \cdot 10^{-5}$  и  $\varepsilon_5 = 5 \cdot 10^{-7}$ .

Значения коэффициентов для этого случая приведены в табл. 2. Сила взаимодействия  $F$  в выражении (4) носит характер притяжения для одинаково направленных токов и отталкивания — в противоположном случае.

Приложение. Преобразуя выражение (1) к виду

$$M = \mu_0 \mu \frac{l_1}{2} [(1 + m_1) K^*(m) - 2E^*(m)] \quad (5)$$

Таблица 1

Значения коэффициентов  $p_n$  и  $q_n$  в формуле (2) для взаимной индуктивности соосных круговых контуров

$n$	$p_n$	$q_n$	$p_n$	$q_n$	$p_n$	$q_n$
	$N=3$		$N=4$		$N=5$	
0	-3,856 026	3,141 593	-3,856 026 26	3,141 592 65	-3,856 026 203	3,141 592 654
1	3,595 468	0,821 856	3,736 253 24	0,787 627 72	3,747 637 132	0,785 514 841
2	-0,195 159	0,425 507	-0,111 344 87	0,137 380 47	0,046 196 128	0,061 479 844
3	0,455 717	0,181 414	0,029 900 97	0,272 711 93	-0,137 103 078	0,130 012 228
4	—	—	0,201 216 91	0,068 768 91	0,108 117 724	0,170 729 418
5	—	—	—	—	0,091 181 547	0,027 758 297

Таблица 2

$n$	$g_n$	$h_n$	$g_n$	$h_n$	$g_n$	$h_n$
	$N=3$		$N=4$		$N=5$	
0	3,141 593	0	3,141 592 65	0	3,141 592 654	0
1	-4,114 147	-2,119 719	-4,171 396 30	-2,357 143 41	-4,171 236 320	-2,356 245 751
2	1,089 667	0,137 686	1,049 371 91	0,256 664 05	0,981 843 654	0,289 069 286
3	-0,117 113	-0,051 825	0,053 141 52	-0,078 240 76	0,120 568 043	-0,015 413 269
4	—	—	-0,072 709 77	-0,025 320 72	-0,031 140 642	-0,064 734 513
5	—	—	—	—	-0,036 627 388	-0,011 219 394

2. Хабермайн Х., Лиард Г. Активный магнитный подшипник. — Экспресс-информация. Детали машин, 1978, № 12.

3. Журавлев Ю. Н., Кочевин Ф. Г. Определение индукционных параметров радиального электромагнитного подшипника. Материалы конференции «Достижения технического прогресса на службе производства», НТО, Псков, 1980.

4. Вибрация в технике. Справочник под ред. И. И. Блехмана. Т. 2. — М.: Машиностроение, 1979.

5. Лурье А. И. Аналитическая механика. — М.: ГИФМЛ, 1961.

6. Вазов В., Форсайт Д. Разностные методы решения дифференциальных уравнений в частных производных. — М.: Изд-во иностр. л-ры, 1963.

[18.08.81]



и заменяя значения полных эллиптических интегралов  $K^*(m)$  и  $E^*(m)$  их наилучшими приближениями

$$K(k) = K^*(m) = \sum_{n=0}^N a_n^N m_1^n + \sum_{n=0}^N b_n^{(N)} m_1^n \ln \frac{1}{m_1} + \varepsilon_K^{(N)}; \quad (6)$$

$$E(k) = E^*(m) = 1 + \sum_{n=1}^{N-1} \alpha_n^{(N)} m_1^n + \sum_{n=1}^{N-1} \beta_n^{(N)} m_1^n \ln \frac{1}{m_1} + \varepsilon_E^{(N)}, \quad (7)$$

получаем формулу (2), причем

$$\varepsilon_N = 2\pi [(1 + m_1) \varepsilon_K^{(N)} - 2 \varepsilon_E^{(N)}].$$

Значения коэффициентов в (6) и (7) и предельных абсолютных погрешностей приведены в [3]. Учитывая, что  $m_1 \leq 1$ , получаем

$$|\varepsilon_N| \leq 4\pi (|\varepsilon_K^{(N)}| + |\varepsilon_E^{(N)}|).$$

Численная проверка полученной оценки  $|\varepsilon_N|$  показала, что даже в самых плохих случаях ошибка примерно в 3 раза мень-

ше расчетной. Наличие в формулах (2) и (4) знакопеременных коэффициентов при малых значениях  $m$  приводит к необходимости производить расчеты по этим формулам с точностью, значительно большей, чем требуемая.

#### Список литературы

1. Калантаров П. Л., Цейтлин Л. А. Расчет индуктивностей. Справочная книга. — Л.: Энергия, 1970.
2. Blewett I. P. Magnetic field configuration due to air core coils. — J. Appl. Phys., 1947, vol. 18, № 11.
3. Абрамовиц М., Стиган И. Справочник по специальным функциям. — М.: Наука, 1979.
4. Reis W., Schulze D. Numerische Stromdichteverteilung in der Schmelzzone von Induktionswärmeöfen. — Elektr. 1971, Jg 25, № 9.
5. Демидович В. Б., Немков В. С., Полеводов Б. С., Слохоцкий А. Е. Математические модели индукционных нагревателей слитков из алюминиевых сплавов. — Электронное моделирование, 1977.
6. Смайт В. Электростатика и электродинамика. — М.: Иностран. лит-ра, 1954.

[09.02.82]

УДК 621.319.4-752

## Вибрации обкладок конденсаторов при переменном напряжении

ШАФОРОСТОВ В. Я., инж., ПЕТРЕНКО Л. Г., канд. физ.-мат., наук

Срок службы конденсаторов при переменном напряжении в большой степени зависит от формы кривой напряжения и резко снижается при трапецидальном напряжении с крутыми фронтами. Это обусловлено ускоренным старением диэлектрика за счет повышенного по сравнению с синусоидальной формой кривой напряжения тепловыделения в конденсаторе, более высокой интенсивности частичных разрядов, механических нагрузок, вибраций обкладок.

Нами были проведены сравнительные исследования сроков службы конденсаторов при трапецидальном и синусоидальном напряжении. Условия эксперимента исключали влияние таких факторов как повышенные температуры (температура конденсаторов поддерживалась постоянной путем принудительной вентиляции), частичные разряды в изоляции (испытательное напряжение не превышало напряжения начала частичных разрядов). Исключались также все механические нагрузки, кроме внутренних, обусловленных вибрацией обкладок.

Испытывались 40 намотанных цилиндрических конденсаторов, герметизированных эпоксидным компаундом. В качестве обкладок в конденсаторах использовалась алюминиевая фольга толщиной 7 мкм, как диэлектрик — два слоя лавсановой пленки толщиной  $2 \times 8$  мкм и шириной 74 мм.

Перед испытаниями на срок службы проводилась проверка кратковременной электрической прочности конденсаторов при постоянном напряжении 800 В в течение 1 мин. Испытания проводились при трапецидальном и синусоидальном напряжениях в течение 350 ч, амплитудное значение напряжения 350 В, несущая частота 150 Гц. Фронты трапецидального напряжения косинусоидальные с длительностью 15 мкс.

Результаты испытаний приведены на рис. 1. При трапецидальном напряжении конденсаторы начали выходить из строя через 200 ч, а через 350 ч было повреждено 50% конденсаторов. При синусоидальном напряжении за это же время не произошло ни одного пробоя.

При переменном напряжении на обкладки конденсатора воздействуют периодически изменяющиеся во времени кулоновские (КС) и электродинамические (ЭД) силы [1], которые вызывают вибрацию обкладок. Когда частота изменения этих сил совпадает с собственной частотой колебаний обкладок конденсатора, амплитуда вибраций возрастает (имеет место резонанс). Вибрирующие обкладки механически повреждают диэлектрик, снижают напряжение начала частичных разрядов [2]. При трапецидальном напряжении, имеющем широкий спектр частот, условий для резонанса больше, чем при синусоидальном напряжении. Это и обуславливает снижение срока службы конденсаторов при трапецидальном напряжении.

В настоящей статье на основе расчета КС и ЭД сил взаимодействия обкладок плоского конденсатора, проведенного в [1], рассчитаны амплитуды вибраций обкладок, резонансные частоты, определены условия, при которых вибрации обкладок минимальны.

Обычно в силовом конденсаторостроении применяются плоскоребристые секции конденсаторов, изготовленные путем намотки (с натяжением 10—100 Н) лент диэлектрика и металлической фольги на цилиндрические оправки и последующего прессования рулонов. Витки обкладок конденсатора можно представить как плоские мембраны, закрепленные с натяжением на линиях сгиба секции. Поэтому для расчета была выбрана модель плоской прямоугольной мембраны, закрепленной с двух противоположных сторон (рис. 2). При расчете колебаний такой мембраны зависимостью величины смещения какой-либо ее точки от координаты  $y$  (рис. 2) можно пренебречь. В этом случае колебания описываются дифференциальным уравнением второго порядка, которое в данном случае совпадает с уравнением колебания упругой струны:

$$\frac{\partial^2 s(x, t)}{\partial t^2} - 2\beta \frac{\partial s(x, t)}{\partial t} - a^2 \frac{\partial^2 s(x, t)}{\partial x^2} = f(x, t), \quad (1)$$

где  $s(x, t)$  — функция, описывающая зависимость смещения некоторой точки мембраны с координатой  $x$  от времени;  $2\beta$  — коэффициент трения;  $a = \sqrt{\frac{F_n}{\rho l}}$ ;  $F_n$  — сила натяжения мембраны;  $\rho l = m/l$  — линейная плотность мембраны;  $m$  — масса мембраны;  $l$  — ее длина;  $f(x, t) = \frac{1}{m} (F_{к.с} + F_{э.д})$  — внешняя вызывающая колебания мембраны, отнесенная к ее массе.

Уравнение (1) решается при следующих граничных условиях:  $s(0, t) = 0$ ,  $s(l, t) = 0$  (мембрана закреплена вдоль линий  $x=0$  и  $x=l$ ). В [1] проведен расчет КС и ЭД сил, на основании которого функцию  $f(x, t)$  можно представить в виде:

$$f(x, t) = f_1 + f_2 \cos 2\omega t = f_1 + \frac{1}{2} f_2 (e^{2j\omega t} + e^{-2j\omega t}), \quad (2)$$

$$f_1 = \frac{U^2 m b l}{4m} \left( \frac{\varepsilon_a}{d^2} + \frac{\mu_a}{b^2} C^2 \omega^2 \right);$$

где

$$f_2 = \frac{U^2 m b l}{4m} \left( \frac{\varepsilon_a}{d^2} - \frac{\mu_a}{b^2} C^2 \omega^2 \right);$$

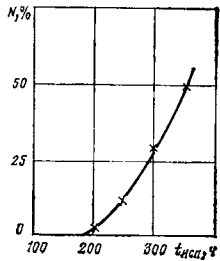


Рис. 1. Зависимость количества вышедших из строя конденсаторов от времени испытания при трапециoidalной форме кривой напряжения с  $U_{\max}=350$  В (при синусoidalной форме кривой напряжения за то же время испытаний выхода из строя конденсаторов не наблюдалось)

$U_m$  — амплитудное значение напряжения;  $\omega$  — частота напряжения;  $C$  — емкость конденсатора;  $l, b$  — длина и ширина обкладки конденсатора;  $d$  — расстояние между обкладками;  $\epsilon_a, \mu_a$  — абсолютные диэлектрическая и магнитная проницаемости среды.

Решение однородного уравнения описывает затухающие во времени собственные колебания обкладки. Их необходимо учитывать только при исследовании переходных процессов. В установившемся режиме амплитуда собственных колебаний равна нулю.

Полное решение уравнения (1) представляет сумму частных решений, соответствующих каждому слагаемому правой части этого уравнения [см. (2)]:

$$s(x, t) = s_1(x, t) + s_2(x, t) + s_3(x, t),$$

$$\text{где } s_1(x, t) = \frac{f_1}{a^2} x(l-x);$$

$$s_2(x, t) = -\frac{f_2}{2a^2 M} \left[ \frac{\cos V \overline{M} \left(x - \frac{l}{2}\right)}{\cos V \overline{M} \frac{l}{2}} - 1 \right] e^{2j\omega t};$$

$$s_3(x, t) = -\frac{f_2}{2a^2 M^*} \left[ \frac{\cos V \overline{M^*} \left(x - \frac{l}{2}\right)}{\cos V \overline{M^*} \frac{l}{2}} - 1 \right] e^{-2j\omega t};$$

$$M = \left(\frac{2\omega}{a}\right)^2 - j \frac{4\omega\beta}{a^2}; \quad M^* = \left(\frac{2\omega}{a}\right)^2 + j \frac{4\omega\beta}{a^2},$$

т. е.

$$s(x, t) = \frac{f_1}{a^2} x(l-x) - \frac{f_2}{a^2} \operatorname{Re} \left[ \frac{\cos V \overline{M} \left(x - \frac{l}{2}\right) - \cos V \overline{M} \frac{l}{2}}{M \cos V \overline{M} \frac{l}{2}} e^{2j\omega t} \right], \quad (3)$$

где  $\operatorname{Re} z$  — реальная часть  $z$ .

Вводя обозначение  $V \overline{M} = A + jB$ , где

$$A = \frac{\omega}{a} V \overline{2(p+1)}; \quad B = \frac{\omega}{a} V \overline{2(p-1)},$$

$$p = \sqrt{1 + \left(\frac{\beta}{\omega}\right)^2},$$

получаем зависимость смещения обкладки в точке  $x = \frac{l}{2}$  (в которой оно максимально) от времени<sup>1</sup>:

$$s\left(\frac{l}{2}, t\right) = \frac{f_1 l^2}{4a^2} -$$

<sup>1</sup> В уравнении (3) функции, содержащие малый параметр  $\beta$ , раскладывались в ряд Тейлора. В числителе уравнения (4) учтены члены до линейных включительно, а в знаменателе — до квадратичных (вблизи резонанса малые добавки в знаменателе более существенны).

$$-\frac{f_2}{4\omega^2} \left[ \cos \frac{lA}{2} \left(1 - \cos \frac{lA}{2}\right) \right] \cos 2\omega t - \frac{\cos^2 \frac{lA}{2} + \beta^2 \left( \frac{1}{\omega^2} \cos^2 \frac{lA}{2} + \frac{l^2}{4a^2} \right)}{\cos^2 \frac{lA}{2} + \beta^2 \left( \frac{1}{\omega^2} \cos^2 \frac{lA}{2} + \frac{l^2}{4a^2} \right)} \sin 2\omega t \quad (4)$$

Смещение обкладки конденсатора при ее вибрации будет максимальным при условии  $\cos \frac{lA}{2} = 0$  или  $\frac{lA}{2} = \pi \left(n + \frac{1}{2}\right)$  ( $n = 0, 1, 2, \dots$ ), когда знаменатель уравнения (4) принимает минимальное значение. Из этого условия определяются резонансные частоты:

$$\omega_p \approx \frac{a}{l} \pi \left(n + \frac{1}{2}\right) - \beta^2 \frac{l}{8a\pi \left(n + \frac{1}{2}\right)}. \quad (5)$$

При  $\beta \ll 1$  (малый коэффициент трения)

$$\omega_p \approx \frac{a}{l} \pi \left(n + \frac{1}{2}\right). \quad (6)$$

Смещение обкладок при резонансе

$$s_p\left(\frac{l}{2}, t\right) \approx \frac{f_1 l^2}{4a^2} - \frac{f_2 l}{2\beta a \pi^2 \left(n + \frac{1}{2}\right)^2} \sin 2\omega t. \quad (7)$$

При уменьшении коэффициента трения  $\beta$  смещение возрастает, стремясь в пределе к бесконечности.

Уравнение (4) позволяет определить нерезонансные частоты, при которых смещение обкладок минимально. Эти частоты определяются из условия  $\cos^2 \frac{lA}{2} = 1$  или  $\frac{lA}{2} = \pi n$ :

$$\omega_{np} \approx \frac{a}{l} \pi n \left[ 1 - \frac{\beta^2}{8} \left(\frac{l}{a}\right)^2 \frac{1}{(\pi n)^2} \right] \quad (8)$$

или при  $\beta \ll 1$

$$\omega_{np} \approx \frac{a}{l} \pi n.$$

При четном  $n$  смещение обкладки под действием КС и ЭД сил не зависит от времени:

$$s_{np}\left(\frac{l}{2}, t\right) = \frac{f_1 l^2}{4a^2}, \quad (9)$$

т. е. обкладки притягиваются друг к другу и не вибрируют. При нечетном  $n$  смещение обкладок определяется по формуле

$$s_{np}\left(\frac{l}{2}, t\right) = \frac{f_1 l^2}{4a^2} - \frac{f_2 l^2}{2a^2} \frac{1}{(\pi n)^2} \frac{\cos 2\omega t + \frac{\beta}{\omega} \sin 2\omega t}{1 + \frac{\beta^2 l^2}{4a^2} \left[ \frac{4}{(\pi n)^2} + 1 \right]}, \quad (10)$$

а при  $\beta \ll 1$

$$s_{np}\left(\frac{l}{2}, t\right) \approx \frac{f_1 l^2}{4a^2} - \frac{f_2 l^2}{2a^2} \frac{1}{(\pi n)^2} \cos 2\omega t. \quad (11)$$

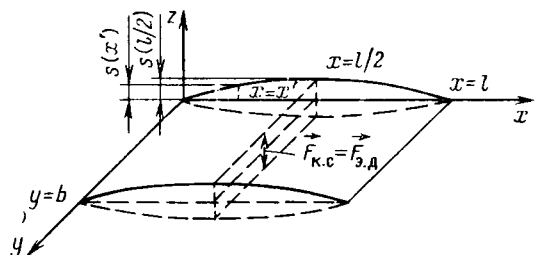


Рис. 2. Схема к расчету вибраций обкладок плоского конденсатора

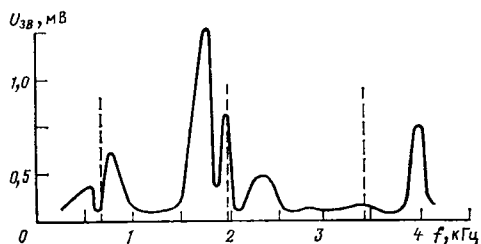


Рис. 3. Зависимость напряжения, генерируемого в датчике ДЭМ-4М вибрирующими обкладками конденсатора, от частоты подаваемого на них напряжения (штриховыми линиями отмечены расчетные значения резонансных частот)

Нами были сопоставлены расчетные значения резонансных частот с экспериментальными данными для плоского конденсатора с фольговыми алюминиевыми обкладками толщиной 40 мкм, длиной 100 мм и шириной 45 мм. Одна из обкладок приклеивалась к текстолитовой пластине и жестко закреплялась, другая натягивалась над первой на расстоянии 100 мкм с силой натяжения 5 Н. На обкладки конденсатора подавалось переменное напряжение, частота которого изменялась от 0,4 до 4,2 кГц. Звуковые колебания, возникающие при вибрации обкладок, преобразовывались электромагнитным микрофонным датчиком типа ДЭМ-4М в напряжение, которое регистрировалось на осциллографе С1-15.

Зависимость напряжения, генерируемого микрофонным датчиком, от частоты напряжения, подаваемого на обкладки конденсатора, приведена на рис. 3. Как следует из этого графика, первые три резонансные частоты соответствуют значениям 750, 1800 и 4000 Гц (амплитуда на первой резонансной частоте занижена из-за малой чувствительности датчика при частотах менее 1000 Гц). Соответствующие расчетные значения резонансных частот—680, 2040 и 3420 Гц—довольно близки к экспериментально наблюдаемым. Расчет проводился по формуле (6) (для воздуха  $\beta \approx 0$ ;  $a = \sqrt{F_{\text{н}}/\rho l} = 9 \cdot 10^{-4}$  м/с).

Проведенные в данной статье расчеты позволяют сделать следующие практические выводы.

Для снижения вибраций обкладок конденсаторов конструкции секций следует выбирать из условия, чтобы рабочие частоты не являлись для них резонансными. Это может быть достигнуто выбором соотношения между параметрами  $a$ ,  $l$  и  $\beta$  (т. е. между силой натяжения обкладок при намотке секций,

их длиной и вязкостью пропитывающего вещества), обеспечивающего равенство (8). Например, при максимально возможном натяжении обкладок и заданной вязкости пропитывающего вещества можно подобрать такую длину секции  $l$ , чтобы выполнялось равенство (8).

Смещение обкладок конденсатора при их вибрации значительно снижается при повышении плотности намотки секций, при увеличении силы натяжения обкладок при намотке, при повышении вязкости пропитывающего вещества [увеличиваются коэффициенты  $a$  и  $\beta$  в формуле (4)]. Этот вывод подтверждается практически. В реальных конструкциях конденсаторов действительно наблюдается резкое снижение вибраций обкладок при увеличении плотности намотки секций и улучшении качества пропитки. Особенно значителен эффект при использовании составов, отверждающихся после пропитки—эпоксидно-компунда, церезина, полиэтилена или низкомолекулярного лавсана, цементирующих секции. Однако и в этих случаях полностью исключить вибрации обкладок не удается. По-видимому, это связано с неполной пропиткой диэлектрика и усадкой пропитывающего вещества при отверждении, в результате чего образуются поры, вблизи которых обкладки вибрируют, но со значительно меньшей амплитудой и более высокой частотой, чем в неуплотненных секциях.

Значительное уменьшение количества пор в диэлектрике может быть достигнуто двойной пропиткой. Вначале диэлектрик кратковременно пропитывается жидким составом, а затем длительно—твердеющим. При усадке твердеющего состава поры заполняются не воздухом, а жидким пропитывающим веществом. При этом не только повышается стойкость диэлектрика к вибрациям, но и значительно увеличивается электрическая прочность.

**Выводы.** 1. Установлено, что снижение срока службы конденсаторов при переменном напряжении в значительной степени обусловлено вибрацией обкладок под воздействием кулоновских и электродинамических сил.

2. Получены формулы, позволяющие определить резонансные частоты и амплитуды вибраций обкладок плоскопрессованных секций конденсаторов с заданными параметрами.

3. Предложены способы уменьшения вибраций обкладок конденсаторов, а следовательно, повышения их срока службы и надежности.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шафоростов В. Я., Петренко Л. Г. Кулоновские и электродинамические силы взаимодействия обкладок конденсатора при переменном напряжении. — Тр. МИРЭА, 1981.

2. Александрова Н. П., Манн А. К. Исследование вибраций электродов в конденсаторах. Передача энергии постоянным и переменным током. — Тр. НИИПТ, 1978, вып. 27, с. 89—95.

[03.11.81]

УДК 621.3.011.4.001.24

## Оценка емкостей в системах коаксиальных кольцевых электродов, расположенных на плоской границе двух диэлектрических сред

ИОССЕЛЬ Ю. Я., доктор техн. наук

Ленинград

Разнообразные системы электродов в форме коаксиальных плоских круговых колец, расположенных в одной плоскости, находят применение в ряде установок для высокочастотного нагрева и сушки различных материалов, при создании емкостных датчиков для неразрушающего контроля параметров конструкций, а также в некоторых образцовых конденсаторах, электронно-оптических и заземляющих устройствах. Поэтому вопрос об определении емкости (или аналогичных ей интегральных параметров—электрической и тепловой проводимости) указанных электродных систем представляет не только теоретический, но и практический интерес. Отдельные его аспекты рассматривались в ряде публикаций (например, [1—3]), где были получены численные данные о емкости некоторых конкретных систем. В настоящем сообщении приведены более общие приближенные формулы, позволяющие аналитически выявить зависимость емкости любых систем рассматриваемого типа от их геометрических параметров.

В наиболее общем случае осевое сечение рассматриваемых систем имеет вид, представленный на рисунке, где  $\epsilon_1$  и  $\epsilon_2$  ( $\epsilon_1 \neq$

$\neq \epsilon_2$ )—диэлектрические проницаемости граничащих сред;  $a_i$  и  $b_i$  ( $a_i < b_i$ )—внутренний и наружный радиусы  $i$ -го электрода ( $i=1, 2, \dots, N$ ), причем  $a_1 \geq 0$ ,  $b_i < a_{i+1}$ ,  $b_N < \infty$ ,  $N$ —общее число электродов.

Конкретный вид рассматриваемых (как и любых других) многоэлектродных систем определяется не только числом и геометрическими параметрами электродов, но и схемой их соединения<sup>1</sup>. С этой точки зрения можно выделить, как и обычно, три основных случая, когда все электроды на рисунке соединены между собой (т. е. образуют составной единственный проводник), соединены и заряжены таким образом, что образуют конденсатор, либо (при  $N \geq 3$ ) не соединены (или соединены так, что образуют систему многих заряженных тел). Ниже рассмотрены все указанные случаи, причем в качестве основного метода оценки емкостей использован известный метод средних потенциалов.

<sup>1</sup> Влияние соединительных проводников на величину емкости считается, как обычно, пренебрежимо малым.

Помимо этого в дальнейшем использовано указанное в [4] утверждение, согласно которому значение емкости в любой симметричной системе проводников, плоскость симметрии которых совпадает с границей раздела двух сред (с диэлектрическими проницаемостями  $\epsilon_1$  и  $\epsilon_2$ ), равна полусумме значений емкости этой системы при ее расположении в однородных средах с теми же диэлектрическими проницаемостями<sup>2</sup>. Потому все приводимые ниже расчеты выполнены для проводников, расположенных в однородной среде с некоторой диэлектрической проницаемостью  $\epsilon$ .

Рассмотрим сначала уединенный проводник, образованный соединением произвольного числа коаксиальных плоских кольцевых электродов, расположенных в одной плоскости. Пользуясь методом средних потенциалов, можно показать, что значение емкости такого проводника при любом числе  $N$  может быть определено по следующей формуле:

$$C = \frac{4\pi^2\epsilon \left[ \sum_{i=1}^N (b_i^2 - a_i^2) \right]^2}{\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N I_{ij}} + \Delta C, \quad (1)$$

где  $I_{ij} = \int_{S_i} dS' \int_{S_j} \frac{dS}{R_{ij}}$ ;  $S_i$  и  $S_j$  — поверхности  $i$ -го и  $j$ -го коль-

цевых электродов;  $R_{ij}$  — расстояние между произвольными точками этих поверхностей;  $\Delta C > 0$  — абсолютная погрешность, значение которой определяется геометрическими параметрами рассматриваемого проводника.

Таким образом, задача определения емкости по формуле (1) сводится к отысканию общих выражений для  $I_{ij}$  и оценке значения  $\Delta C$ . Как показано в приложении, для коаксиальных плоских кольцевых электродов, взаимное расположение которых указано на рисунке, значения  $I_{ij}$  определяются следующими выражениями:

$$I_{ii} = \frac{16\pi}{3} b_i^3 \left\{ 1 + \left( \frac{a_i}{b_i} \right)^3 - \left[ 1 + \left( \frac{a_i}{b_i} \right)^2 \right] E \left( \frac{a_i}{b_i} \right) + \left[ 1 - \left( \frac{a_i}{b_i} \right)^2 \right] K \left( \frac{a_i}{b_i} \right) \right\}; \quad (2)$$

$$I_{ij} |_{i < j} = \frac{8\pi}{3} b_i^3 \left\{ \left[ \left( 1 + \frac{b_j^2}{b_i^2} \right) E \left( \frac{b_j}{b_i} \right) - \left( 1 + \frac{a_j^2}{b_i^2} \right) E \left( \frac{a_j}{b_i} \right) - \left( 1 - \frac{b_j^2}{b_i^2} \right) K \left( \frac{b_j}{b_i} \right) + \left( 1 - \frac{a_j^2}{b_i^2} \right) K \left( \frac{a_j}{b_i} \right) \right] - a_i^3 \left[ \left( 1 + \frac{b_j^2}{a_i^2} \right) E \left( \frac{b_j}{a_i} \right) - \left( 1 + \frac{a_j^2}{a_i^2} \right) E \left( \frac{a_j}{a_i} \right) - \left( 1 - \frac{b_j^2}{a_i^2} \right) K \left( \frac{b_j}{a_i} \right) + \left( 1 - \frac{a_j^2}{a_i^2} \right) K \left( \frac{a_j}{a_i} \right) \right] \right\}, \quad (3)$$

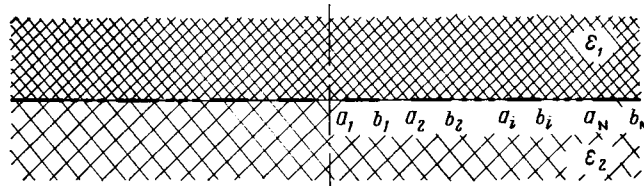
где  $K$  и  $E$  — полные эллиптические интегралы 1-го и 2-го родов.

При этом выражение для  $I_{ij}$  при  $j > i$  может быть получено из формулы (3) путем простой перестановки индексов  $i$  и  $j$ .

Подстановка приведенных выражений в (1) позволяет приближенно определить емкость составного проводника указанного вида при любом числе, размерах и взаимном расположении соединяемых кольцевых электродов. Так, в одном из распространенных на практике частных случаев [3] при  $N=2$ ,  $a_1=0$  (проводник, образованный соединением диска радиуса  $b_1$  и коаксиального ему кольца с радиусами  $a_2$  и  $b_2$ ) из (1) получаем:

$$\frac{C_0}{8\epsilon b_1} \approx \frac{3\pi^2 \left[ 1 + \left( \frac{b_2}{b_1} \right)^2 - \left( \frac{a_2}{b_1} \right)^2 \right]^2}{32I}, \quad (4)$$

<sup>2</sup> Отсюда следует, в частности, инвариантность указанных емкостей для любых граничащих сред, для которых  $\epsilon_1 + \epsilon_2 = \text{const}$ .



где

$$I = 1 + \left( \frac{b_2}{b_1} \right)^3 \left\{ 1 + \left( \frac{a_2}{b_2} \right)^3 - \left[ 1 + \left( \frac{a_2}{b_2} \right)^2 \right] E \left( \frac{a_2}{b_2} \right) + \left[ 1 - \left( \frac{a_2}{b_2} \right)^2 \right] K \left( \frac{a_2}{b_2} \right) + \left[ 1 + \left( \frac{b_1}{b_2} \right)^2 \right] E \left( \frac{b_1}{b_2} \right) - \left[ 1 - \left( \frac{b_1}{b_2} \right)^2 \right] K \left( \frac{b_1}{b_2} \right) \right\}.$$

Верхняя оценка погрешности приведенной формулы может быть получена с использованием очевидного неравенства

$$\frac{C_0}{8\epsilon b_1} < \frac{b_2}{b_1}. \quad (5)$$

Таким образом, относительная погрешность

$$\delta = \frac{\Delta C}{C_0} < \left\{ \frac{b_2}{b_1} \frac{32I}{3\pi^2 \left[ 1 + \left( \frac{b_2}{b_1} \right)^2 - \left( \frac{a_2}{b_1} \right)^2 \right]^2} - 1 \right\} 100\%, \quad (6)$$

где значение  $I$  то же, что и в (4)\*.

В другом, еще более простом случае (при  $N=1$ ) формулы (1) и (2) непосредственно приводят к выражению для расчета емкости проводника к форме плоского кругового кольца методом средних потенциалов. Полагая при этом  $a_i=a$ ,  $b_i=b$ , получаем:

$$\frac{C_0}{8\epsilon b} \approx \frac{3\pi^2}{32} \left[ 1 - \left( \frac{a}{b} \right)^2 \right]^2 \left\{ 1 + \left( \frac{a}{b} \right)^3 - \left[ 1 + \left( \frac{a}{b} \right)^2 \right] E \left( \frac{a}{b} \right) + \left[ 1 - \left( \frac{a}{b} \right)^2 \right] K \left( \frac{a}{b} \right) \right\}^{-1}. \quad (7)$$

Численные результаты расчетов по формуле (7) приведены в таблице и характеризуют нижнюю границу значений емкости пластины в форме кругового кольца, определяемую при использовании метода средних потенциалов. В той же таблице приведены данные нижней оценки емкости рассматриваемого электрода по методу симметризации, согласно которому

$$\frac{C_0}{8\epsilon b} > \sqrt{1 - \left( \frac{a}{b} \right)^2}, \quad (8)$$

а также указаны приведенные в [4] наиболее точные из опубликованных к настоящему времени результатов численных расчетов емкости кольца.

a/b	Значения $C_0/8\epsilon b$			$\delta, \%$
	По формуле (7)	По формуле (8)	По данным [4]	
0	0,9253	1	1	8,1
0,1	0,9278	0,9950	0,9969	7,4
0,2	0,9727	0,9798	0,9934	6,5
0,3	0,9374	0,9539	0,9888	5,5
0,4	0,9398	0,9165	0,9829	4,6
0,5	0,9378	0,8660	0,9810	4,6
0,6	0,9291	0,8000	0,9650	3,9
0,7	0,9099	0,7141	0,9306	2,3
0,8	0,8746	0,6000	0,8936	2,2
0,9	0,8023	0,4359	0,8200	2,2

\* В тех случаях, когда значение  $\delta$  не удовлетворяет требуемой точности расчета, целесообразно определить  $C_0$  как среднее гармоническое величин, стоящих в правых частях (4) и (5). При этом гарантируемое значение погрешности значительно снижается [5].

Как видно из приведенных данных, применение метода средних потенциалов обеспечивает лучшее, чем при методе симметризации, приближение к истинным значениям емкости кольца при  $a/b \geq 0,4$ ; при этом относительная погрешность в определении емкости  $\delta = \frac{C_T - C_{пр}}{C_{пр}} 100\%$  ( $C_T$  и  $C_{пр}$  — значения ем-

кости, определенные соответственно по результатам численных расчетов и методу средних потенциалов) убывает с увеличением отношения  $a/b$ . Поэтому значение указанной относительной погрешности для кольца заведомо меньше, чем для диска. В этом последнем случае значение  $C_{пр}$  определяется известным выражением, следующим из (7) при  $a=0$ ,  $C_T=8\epsilon b$ , а  $\delta=8\%$ .

Полученные данные позволяют качественно судить о значении и характере изменения погрешности при использовании метода средних потенциалов для оценки емкости и других уединенных составных проводников рассматриваемого вида.

Рассмотрим далее конденсатор, обкладки которого образованы соединением некоторого (в общем случае различного для разных обкладок) числа коаксиальных кольцевых электродов, расположенных в одной плоскости. Учитывая возможность произвольного расположения соединенных между собой кольцевых электродов, образующих каждую обкладку, введем индексы  $k$  и  $l$  ( $k=1, 2, \dots, N_1$ ;  $l=1, 2, \dots, N_2$ ;  $N_1+N_2=N$ ), характеризующие номер электрода в данной обкладке, причем оба эти индекса растут с увеличением размеров электродов. Тогда, пользуясь методом средних потенциалов, можно прийти к следующей общей формуле для емкости конденсатора рассматриваемого вида:

$$C = 4\pi^2\epsilon \left\{ \frac{1}{\left[ \sum_{k=1}^{N_1} (b_k^2 - a_k^2) \right]^2} \sum_{k=1}^{N_1} \sum_{j=1}^{N_1} I_{kj} - \frac{2 \sum_{k=1}^{N_1} \sum_{l=1}^{N_2} I_{kl}}{\sum_{k=1}^{N_1} (b_k^2 - a_k^2) \sum_{l=1}^{N_2} (b_l^2 - a_l^2)} + \frac{1}{\left[ \sum_{l=1}^{N_2} (b_l^2 - a_l^2) \right]^2} \sum_{l=1}^{N_2} \sum_{j=1}^{N_2} I_{lj} \right\}^{-1} + \Delta C, \quad (9)$$

где  $I_{kj}$  и  $I_{lj}$  — величины, определяемые формулами (2) и (3) при замене в них индекса « $i$ » на « $k$ » или « $l$ » соответственно;  $I_{kl}$  — величины, определяемые формулой (3) при замене в ней индекса « $i$ » на « $k$ », а « $j$ » на « $l$ »;  $\Delta C > 0$  — погрешность расчета емкости рассматриваемого конденсатора методом средних потенциалов.

В наиболее распространенном частном случае (при  $N_1 = N_2 = 1$ ) формула (9) приводит к выражению для емкости конденсатора, образованного двумя разноименно заряженными коаксиальными кольцевыми электродами, расположенными в одной плоскости. Полагая радиусы этих электродов равными  $a_1, b_1$  и  $a_2, b_2$ , из (9), (2) и (3) получаем:

$$\frac{C}{\epsilon b_2} \approx \frac{3\pi^2}{4} \left\{ \frac{\frac{b_2^2}{b_1} Y_1}{\left[ 1 - \left( \frac{a_1}{b_1} \right)^2 \right]^2} - \frac{Y_{12}}{\left[ \left( \frac{b_1}{b_2} \right)^2 - \left( \frac{a_1}{b_2} \right)^2 \right] \left[ 1 - \left( \frac{a_2}{b_2} \right)^2 \right]} + \frac{Y_2}{\left[ 1 - \left( \frac{a_2}{b_2} \right)^2 \right]^2} \right\}^{-1}, \quad (10)$$

где

$$Y_i = 1 + \left( \frac{a_i}{b_i} \right)^3 - \left[ 1 + \left( \frac{a_i}{b_i} \right)^2 \right] E \left( \frac{a_i}{b_i} \right) + \left[ 1 - \left( \frac{a_i}{b_i} \right)^2 \right] K \left( \frac{a_i}{b_i} \right), \quad i = 1, 2;$$

$$Y_{12} = \left[ 1 + \left( \frac{b_1}{b_2} \right)^2 \right] E \left( \frac{b_1}{b_2} \right) - \left[ 1 + \left( \frac{a_1}{b_2} \right)^2 \right] E \left( \frac{a_1}{b_2} \right) - \left[ 1 - \left( \frac{b_1}{b_2} \right)^2 \right] K \left( \frac{b_1}{b_2} \right) + \left[ 1 - \left( \frac{a_1}{b_2} \right)^2 \right] K \left( \frac{a_1}{b_2} \right) - \left( \frac{a_2}{b_2} \right)^3 \left\{ \left[ 1 + \left( \frac{b_1}{a_2} \right)^2 \right] E \left( \frac{b_1}{a_2} \right) - \left[ 1 + \left( \frac{a_1}{a_2} \right)^2 \right] E \left( \frac{a_1}{a_2} \right) - \left[ 1 - \left( \frac{b_1}{a_2} \right)^2 \right] K \left( \frac{b_1}{a_2} \right) + \left[ 1 - \left( \frac{a_1}{a_2} \right)^2 \right] K \left( \frac{a_1}{a_2} \right) \right\}.$$

Приведенное выражение позволяет непосредственно количественно определить величину емкости конденсаторов рассматриваемого типа при любых заданных значениях радиусов кольцевых электродов и диэлектрической проницаемости среды. Так, для одного из конкретных емкостных датчиков, описанных в [1], принимаем  $a_1=0,04$  м;  $b_1=0,06$  м,  $a_2=0,08$  м;  $b_2=0,1$  м. Тогда из (10) получаем следующее приближенное выражение для емкости такого датчика при его расположении на плоской границе двух сред с диэлектрическими проницаемостями  $\epsilon_1$  и  $\epsilon_2$ :

$$C \approx 2,314 (\epsilon_1 + \epsilon_2) b_2.$$

В заключение рассмотрим подобным же образом многоэлектродную систему, образованную из произвольного числа плоских коаксиальных колец. Как указано в [4], использование метода средних потенциалов при расчете частичных емкостей или коэффициентов электростатической индукции в системе многих тел приводит к более громоздким выражениям, чем при определении потенциальных коэффициентов. Поэтому, учитывая известную взаимосвязь всех указанных величин, целесообразно ограничиться расчетом потенциальных коэффициентов. Последние, как можно показать, определяются в данном случае следующими приближенными выражениями:

$$\alpha_{ii} \approx \frac{I_{ii}}{4\pi^2\epsilon (b_i^2 - a_i^2)^2}; \quad (11)$$

$$\alpha_{ij} \approx \frac{I_{ij}}{4\pi^2\epsilon (b_i^2 - a_i^2) (b_j^2 - a_j^2)}, \quad (12)$$

где  $I_{ii}$  и  $I_{ij}$  — параметры, определяемые формулами (2) и (3).

Таким образом, приведенные результаты позволяют приближенно определить значения емкостей в любых электростатических системах, образованных плоскими коаксиальными электродами, расположенными как в безграничной однородной среде, так и на плоской границе двух диэлектриков.

**Приложение.** При определении величин  $I_{ij}$  рассмотрим отдельно случаи, когда  $i=j$  и  $i>j$ .

В первом случае задача сводится к определению величины

$$I_{ii} = \int_{S_i} dS \int_{S_i} \frac{dS}{R_{ii}}, \quad \text{где } S_i \text{ — поверхность плоского кругового}$$

кольца с радиусами  $a_i$  и  $b_i$  ( $b_i > a_i$ ).

Вводя полярную систему координат  $(r, \theta)$  с центром в центре кольца, вычислим сначала  $\int_{S_i} \frac{dS}{R_{ii}}$  в произвольной точке

$r$  какого-либо радиуса, принятого за линию  $\theta=0$ . Тогда

$$\begin{aligned} \int_{S_i} \frac{dS}{R_{ii}} &= 2 \int_{a_i}^{b_i} r_1 dr_1 \int_0^\pi \frac{d\theta}{\sqrt{r^2 + r_1^2 - 2rr_1 \cos \theta}} = \\ &= 4 \int_{a_i}^{b_i} \frac{r_1}{r + r_1} K \left( \frac{2\sqrt{rr_1}}{r + r_1} \right) dr_1, \end{aligned}$$

где  $K$  — полный эллиптический интеграл первого рода. Пользуясь известным преобразованием Ландена

$$K \left( \frac{2\sqrt{k}}{1+k} \right) = (1+k) K(k),$$

где  $k < 1$ ,

получим

$$\frac{r_1}{r+r_1} K\left(\frac{2\sqrt{rr_1}}{r+r_1}\right) = \begin{cases} \frac{r_1}{r} K\left(\frac{r_1}{r}\right) & \text{при } r_1 < r; \\ K\left(\frac{r}{r_1}\right) & \text{при } r_1 > r. \end{cases} \quad (13)$$

Тогда

$$\int_{S_i} \frac{dS}{R_{ii}} = 4 \left[ \frac{1}{r} \int_{a_i}^r K\left(\frac{r_1}{r}\right) r_1 dr_1 + \int_r^{b_i} K\left(\frac{r}{r_1}\right) dr_1 \right].$$

После интегрирования с использованием выражений, приведенных в [6], находим, что

$$\int_{S_i} \frac{dS}{R_{ii}} = 4 \left\{ b_i E\left(\frac{r}{b_i}\right) + r \left[ K\left(\frac{a_i}{r}\right) - E\left(\frac{a_i}{r}\right) \right] - \frac{a_i^2}{r} K\left(\frac{a_i}{r}\right) \right\}, \quad (14)$$

где  $E$  — полный эллиптический интеграл второго рода.

После повторного интегрирования получим:

$$\int_{S_i} dS' \int_{S_i} \frac{dS}{R_{ii}} = 8\pi \left\{ b_i \int_{a_i}^{b_i} r E\left(\frac{r}{b_i}\right) dr + \int_{a_i}^{b_i} r^2 \left[ K\left(\frac{a_i}{r}\right) - E\left(\frac{a_i}{r}\right) \right] dr - a_i^2 \int_{a_i}^{b_i} K\left(\frac{a_i}{r}\right) dr \right\}. \quad (15)$$

Первый и третий из входящих в полученное выражение интегралов могут быть непосредственно вычислены с использованием выражений, приведенных в [6], и определяются в виде:

$$\begin{aligned} \int_{a_i}^{b_i} r E\left(\frac{r}{b_i}\right) dr &= b_i^2 \int_{a_i/b_i}^1 t E(t) dt = \\ &= \frac{b_i^2}{3} \left[ 2 - \left( 1 + \frac{a_i^2}{b_i^2} \right) E\left(\frac{a_i}{b_i}\right) + \left( 1 - \frac{a_i^2}{b_i^2} \right) K\left(\frac{a_i}{b_i}\right) \right]; \\ \int_{a_i}^{b_i} K\left(\frac{a_i}{r}\right) dr &= a_i \int_{a_i/b_i}^1 \frac{1}{t^2} K(t) dt = b_i E\left(\frac{a_i}{b_i}\right) - a_i. \end{aligned}$$

Для вычисления второго интеграла, входящего в правую часть (15), воспользуемся общей формулой

$$\int t^2 \left[ K\left(\frac{m}{t}\right) - E\left(\frac{m}{t}\right) \right] dt = \frac{m^2 t}{3} \left\{ \left[ \left(\frac{t}{m}\right)^2 - 1 \right] K\left(\frac{m}{t}\right) + \left[ 2 - \left(\frac{t}{m}\right)^2 \right] E\left(\frac{m}{t}\right) \right\} + \text{const}, \quad (16)$$

которая может быть получена путем подстановки в левую часть выражений для  $K$  и  $E$  и перемены порядка интегрирования.

Используя приведенные выражения, непосредственно получаем формулу (2), приведенную в тексте.

При вычислении величин  $I_{ij}$  ограничимся случаем, когда  $j < i$ , так как при обратном неравенстве может быть использовано соотношение  $I_{ij} = I_{ji}$ . Тогда аналогично предыдущему, используя (13), получаем, что

$$\int_{S_i} \frac{dS'}{R_{ij}} = 4 \int_{a_i}^{b_i} K\left(\frac{r}{r_1}\right) dr_1 = 4 \left[ b_i E\left(\frac{r}{b_i}\right) - a_i E\left(\frac{r}{a_i}\right) \right];$$

$$\int_{S_j} dS \int_{S_i} \frac{dS'}{R_{ij}} = 8\pi b^3_i \int_{a_j/b_i}^{b_j/b_i} t E(t) dt - a^3_i \int_{a_j/a_i}^{b_j/a_i} t E(t) dt.$$

Произведя здесь интегрирование с использованием [6], непосредственно приходим к выражению (3).

#### Список литературы

1. Матис И. Г., Озолс К. Д. Расчет электростатической емкости копланарных кольцевых электродов. — Изв. АН Латв. ССР. Сер. физ. и техн. наук, 1971, № 4.
2. Матис И. Г., Озолс К. Д. Расчет электростатической емкости копланарных кольцевых электродов с двухслойным или трехслойным диэлектриком. — Изв. АН Латв. ССР. Сер. физ. и техн. наук, 1971, № 5.
3. Ataka H. The capacity between a circular plate and a concentric outer ring plate. — Techn. Papers of the Inst. Electr. Eng. Japan, 1943, vol. 4.
4. Иосель Ю. Я., Кочанов Э. С., Струнский М. Г. Расчет электрической емкости. — Л.: Энергоиздат, 1981.
5. Поля Г., Сега Г. Изопериметрические неравенства в математической физике. — М.: Физматгиз, 1962.
6. Градштейн И. С., Рыжик И. М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. — М.: Физматгиз, 1962.

[24.11.81]

## ВНИМАНИЮ

### руководителей организаций и предприятий!

Энергоатомиздат (бывшее издательство «Энергия») сообщает, что прием заказов на плакаты по экономии тепловой и электрической энергии, а также по технике безопасности и охране труда при эксплуатации электроустановок и теплоэнергетического оборудования на 1983 год продолжается.

За получением бланк-заказов следует обращаться по адресу: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая набережная, 10, Энергоатомиздат, Отдел распространения.

Телефон для справок: 235-39-27.

Просим ускорить оформление заказов.

Издательство

## Задачи и возможности автоматизированного перспективного проектирования электроэнергетических систем<sup>1</sup>

(статья В. А. Веникова, «Электричество», 1982, № 4)

ЕРШЕВИЧ В. В., ЛЫСКОВ Ю. И., ШЛИМОВИЧ Д. Д., кандидаты техн. наук

В статье проф. В. А. Веникова своевременно ставится вопрос о необходимости более высоких темпов внедрения достижений научно-технического прогресса в развивающиеся электроэнергетические системы (ЭЭС). Ряд приведенных автором примеров, и в первую очередь состояние вопроса с внедрением статических источников реактивной мощности (ИРМ), указывает на неблагоприятное положение в этом деле. Можно было бы привести еще целый ряд примеров, иллюстрирующих сложившееся положение, и среди них с оборудованием, имеющим элегазовую изоляцию.

Соглашаясь с направленностью статьи на необходимость совершенствования и ускорения работ по обоснованию нового оборудования и новых технологий в электроэнергетике, нужно высказать несколько критических замечаний.

В статье не рассматривается существующая система проектирования развития ЭЭС: список использованной литературы не содержит работ, освещающих сложившуюся методологию проектирования, а цитируемые автором источники представляют собой ранее опубликованные критические замечания самого автора в адрес проектировщиков. Правильно ставя вопрос об ускорении внедрения достижений научно-технического прогресса в энергетику, автор достаточно произвольно, без конкретного анализа причин задержек внедрения новых технических решений устанавливает жесткую связь между методикой и организацией работ по проектированию энергосистем, с одной стороны, разработкой новых элементов ЭЭС, с другой. Следствием этого и явился необоснованный, на наш взгляд, вывод о необходимости «кардинального изменения подхода к прогнозированию и проектированию электроэнергетических систем».

В СССР существует достаточно стройный и четкий порядок выполнения проектных работ по развитию энергосистем [1 и 2]. Сложившаяся система проектирования развития ЭЭС, вопреки высказываниям автора, не игнорирует «физико-технического» подхода. Он предусматривает строгую иерархию всех выполняемых работ во временном и региональном аспектах: во взаимной увязке выпускаются работы, учитывающие перспективу от 4—5 до 20 лет и более, с рассмотрением зон, охватывающих территории начиная с отдельного города или промышленного узла до страны в целом с ее межгосударственными энергетическими связями. Работы на перспективу в 10 лет и более обязательно содержат разделы или тома, целиком посвященные формированию направлений технического прогресса в производстве, передаче и распределении электроэнергии, формулировке требований к новому оборудованию и определению объемов его использования. Определение расчетных стоимостных показателей на первой стадии базируется на анализе физико-технических свойств новых объектов и общеэкономических соотношений. На стадии рассмотрения конкретного объекта или установки при выполнении технико-экономического обоснования (или по новому порядку проектирования обосновывающих материалов), что уже не относится к проектированию энергосистем, определяется совместно с организациями-изготовителями так называемая лимитная цена на новое оборудование.

По вполне понятным причинам новые средства производства, передачи и распределения электрической энергии на первых этапах их внедрения зачастую требуют повышенных затрат по сравнению с традиционными решениями. Учитывая это, действующие нормативные документы [3] рекомендуют при сравнении вариантов выбирать более прогрессивные решения, даже в тех случаях, когда затраты по ним превосходят (но не более чем на 5%) затраты по традиционным вариантам.

За последние годы институтом «Энергосетьпроект» совместно с другими организациями было разработано и внедрено в проекты развития ЭЭС и отдельных электросетевых объектов большое число новых прогрессивных технических решений.

Прежде всего следует отметить создание и широкое освоение линий электропередачи напряжением 750 кВ, в том числе межгосударственной электропередачи СССР—ВНР. Начато внедрение линий 750 кВ с увеличенным радиусом расщепления фазы и сниженным межфазным расстоянием (число проводов в фазе 5 АС-400 или 5 АС-300, шаг расщепления 40 см, межфазовое расстояние 18 м), ведется строительство электропередач 1150 кВ, для которых разработаны и устанавливаются новые типы опор с конструкцией фазы из 8 проводов АС-300 или АС-330 и комплексы необходимого оборудования. Разработаны и внедрены системы защиты для ограничения внутренних перенапряжений до 2,1 для 750 кВ и 1,8—для 1150 кВ.

Начато проектирование комплекса управляемой межсистемной связи 220 кВ Северный Кавказ—Закавказье с использованием электромеханического преобразователя частоты.

Разработаны и серийно выпускаются цинкоокисные нелинейные ограничители перенапряжений с уровнем ограничения 1,8 для напряжений 110—750 кВ. Освоены и применяются выключатели-отключатели 750 кВ. Все более широкое применение находят в энергосистемах устройства для демпфирования электромагнитных и электромеханических процессов с использованием безэловых резисторов. Совершенствуется релейная защита и автоматика на основе применения полупроводниковых приборов и интегральных микросхем и т. д.

Однако объем новых решений, внедряемых в проекты и осуществляемых на практике в заданный период времени, например на пятилетку, ограничен сложившимися темпами воспроизводства в отрасли. Если во всех случаях отдавать предпочтение новым решениям с повышенными затратами, это повлечет за собой снижение объема строящихся объектов, а как следствие — снижение эффективности электроэнергетики и уменьшение средств для обеспечения научно-технического прогресса на ближайший период, что приведет к его резкому замедлению на неопределенное время.

Авторы настоящей заметки не склонны расценивать существующий порядок проектирования энергосистем как идеальный, но убеждены, что его изменения, а тем более кардинальные, должны опираться на глубокий анализ всех связанных с этим экономических, технических и организационных вопросов.

Следует отметить, что наряду со случаями отказа проектировщиков от внедрения новых решений в силу указанных выше причин, можно было бы привести целый ряд конкретных примеров неоправданной задержки внедрения новых технических решений вопреки рекомендациям проектов. Так, несмотря на наличие целого ряда обширных теоретических исследований, в том числе выполненных в МЭИ под руководством автора обсуждаемой статьи, несмотря на наличие достаточно большого числа конкретных предложений по схеме и конструктивному исполнению ИРМ (в работах большинства организаций министерств энергетики и электрификации и электротехнической промышленности они называются статическими компенсаторами реактивной мощности — СТК), несмотря на конкретные проектные решения, и, наконец, на обширный зарубежный опыт, практическое внедрение ИРМ—СТК находится в самой начальной стадии, что обусловлено прежде всего их высокой ценой, задаваемой Мин-электротехпромом, на которую проектировщики — энергетики влиять не могут. Единственный опытно-промышленный образец СТК мощностью 180 Мвар, созданный благодаря инициативе и энергии сотрудника Энергосетьпроекта Д. И. Азарьева, вводится

<sup>1</sup> Продолжение. Начало дискуссии см. «Электричество», 1982, № 10.



в текущем, 1982 г., на подстанции «Луч» в г. Горьком. Ход разработки конструктивных решений по серийным СТК мощностью 450 Мвар убедительно показывает, что они будут внедряться только в 12-й пятилетке.

Также неоправдано — уже из-за недостатка оборудования — задерживается практическое внедрение рекомендованных проектами конденсаторных батарей на подстанциях, а также создание районных центров противоаварийного управления на базе управляющих ЦВМ.

По нашему мнению, одной из причин недостаточно интенсивного использования новейших достижений науки и техники в энергосистемах является несовершенство организации опытно-конструкторских разработок и отсутствие мощной производственной базы для них.

Имеет место неоправданный разрыв между научными исследованиями, опытно-конструкторскими разработками новых технических решений и, самое главное, правильной оценкой их технико-экономических характеристик. Идеи создания новых устройств рождаются, как правило, в лабораториях научно-исследовательских институтов и вузов, которые обычно не обладают необходимой базой для проведения проектно-конструкторских разработок и тем более изготовления опытных образцов. Передача же теоретических разработок в промышленность осложняется необходимостью выдачи промышленности гарантий безусловной рентабельности разработки, соблюдения технологических требований конкретного предприятия, а также определения четкой программы производства и поставок изделия, что очень трудно, если не сказать невозможно, сделать на стадии теоретической разработки идеи. Следует отметить, что наиболее существенные разработки, отвечающие этим требованиям, как правило, включены в целевые комплексы научно-технические программы.

Дальнейший прогресс в практическом освоении новых технических решений может быть обеспечен путем более широкого включения научно-исследовательских организаций в состав научно-производственных или научно-проектных объединений, способных обеспечить весь необходимый цикл работ от идеи до головного образца изделия.

Научно-исследовательские организации должны работать над совершенствованием методов прогнозирования научно-технического прогресса, определение эффективности новых технических решений с учетом всего комплекса их воздействия не только на показатели производства, передачи и распределения электрической энергии и тепла, но и на социальные условия, на экологию, а также на развитие народного хозяйства в целом. Необходимо также конкретная разработка упомянутых в статье новых методов анализа эффективности больших развивающихся систем, применительно к электроэнергетике, однако с учетом экономических аспектов развития всего народного хозяйства.

#### ХОЛМСКИЙ Д. В., канд. техн. наук

В статье В. А. Веникова подняты злободневные вопросы организации и проведения технической политики. При этом, если представленные примеры и конкретные предложения целиком относятся к электроэнергетическим системам, то общие концепции статьи актуальны для любых технических систем и их элементов.

В настоящее время получили распространение задачи анализа технических систем и в меньшей мере — синтеза систем на основе элементов с известными технико-экономическими параметрами. Задача выбора и прогнозирования оптимальных параметров элементов, применяемых в технических системах, также в принципе известна, однако в основном решается конструкторами соответствующих элементов при недостаточном учете системных требований и соответственно экономических соображений.

Основные концепции статьи В. А. Веникова, на наш взгляд, заключаются, во-первых, в необходимости учета обратной связи, идущей от свойств и показателей разрабатываемых технических систем к требованиям на применяемые в системах, изготавливаемые промышленностью или назначенные к изготовлению элементы (оборудование), и, во-вторых, — в необходимости прогнозирования и перспективного проектирования указанных элементов с техническими и экономическими параметрами, обусловленными физико-техническими и технологическими функциональными свойствами элементов.

Решение перечисленных задач для электроэнергетических систем В. А. Веников предлагает возложить на проектировщиков схем перспективного развития. При этом в статье отмечено, что сложности многоаспектного подхода теперь снимаются благодаря внедрению в инженерную практику автоматизированного проек-

Следует сделать также ряд более частных замечаний по тексту статьи В. А. Веникова.

Во-первых, поднятые автором вопросы не связаны непосредственно с автоматизацией проектирования энергосистем, которая на своих первых стадиях, разрабатываемых по программе ГКНТ СССР и частично уже реализованных, нацелена на повышение эффективности хранения и переработки больших массивов информации [4]. Задачи же, связанные с новыми видами оборудования и технологиями, плохо формализуются и трудно поддаются автоматизации.

Во-вторых, нельзя считать правильным замечание автора об имевшей якобы место недооценке роли напряжения 20 кВ. Введение промежуточной ступени напряжения нельзя считать чем-то принципиально новым. Его оценка должна производиться с тех же позиций, что и соседних с ним уже освоенных напряжений. Отказ от дополнительной ступени напряжения являлся в данном случае результатом достаточно объективного технико-экономического анализа.

В третьих, неудачен тезис о том, что «... есть все основания считать, что напряжение электропередач переменного тока в ближайшее пятилетие может быть повышено до 1150—1200 кВ, а далее поднято до 1400—1800 кВ». Электропередачи 1150 кВ уже строятся и имеют достаточно ясные перспективы применения, что же касается более высокого номинального напряжения, то технико-экономический поиск величины его ведется в диапазоне 1800—2500 кВ, однако в настоящее время перспективы его применения не ясны.

В заключение хочется выразить пожелание, чтобы развернутая дискуссия была продолжена в плане содержательного изложения и обсуждения основных проблем физико-технического проектирования и прогнозирования развития энергосистем и их комплексного решения с учетом экономических условий развития народного хозяйства.

#### Список литературы

1. Справочник по проектированию электроэнергетических систем/ Под ред. С. С. Рокотьяна и И. М. Шапиро. — М.: Энергия, 1977.
2. Волькенану И. М., Зейлигер А. Н., Хабачев Л. Д. Экономика формирования электроэнергетических систем/ Под ред. А. А. Троицкого.
3. Руководящие указания и нормативы по проектированию развития энергосистем. — М.: Изд. СЦНТИ ОРГРЭС, 1973.
4. Ершечин В. В., Хабачев Л. Д. Первоочередные задачи автоматизации проектирования энергосистем. — Электричество, 1982, № 4.

тирования. Полностью принимая описанные выше основные концепции статьи, в то же время отметим следующие обстоятельства. В статье не содержится рекомендаций, какими именно методами пользоваться при решении описанных задач. Теоретически можно представить себе предельный случай, когда проектировщики уникальной системы заказывают для нее оборудование с уникальными же характеристиками. Однако в общем случае такой подход не обеспечивал бы унификации оборудования и экономический не был бы оправдан. Поэтому, если передавать решения упомянутых задач проектировщикам, то, по нашему мнению, они должны решаться не в схемах перспективного развития, а в технико-экономических докладах.

Для большинства технических систем основными проблемами все же являются постановка задач и разработка адекватных методов их решения. Вопрос о том, кто именно и на каком этапе будет решать задачи, видимо, может решаться по-разному в зависимости от специфики отрасли, к которой относятся рассматриваемые технические системы.

Основы методического подхода к решению задачи выбора оптимальных параметров элементов, предназначенных для применения в технических системах, с учетом возможных требований со стороны технических систем могут состоять в следующем.

Как известно, каждый объект технико-экономического анализа характеризуется множеством исследуемых параметров. Если таким объектом является техническая система, то эти параметры делятся на параметры системы (в число которых входят и параметры составляющих систему элементов) и параметры режима. Последние в зависимости от способа учета их в техни-

ко-экономических задачах можно разделить на параметры режима, непосредственно входящие в критерий эффективности, и параметры режима, учитываемые в ограничениях.

Параметры системы в процессе решения задач принимаются неизменными или изменяющимися дискретно. Параметры режима могут изменяться или варьироваться как непрерывные.

При дискретных изменениях параметров системы их определенному сочетанию может соответствовать экономический интервал параметра режима, входящего в критерий эффективности. В пределах экономического интервала данное сочетание параметров системы обеспечивает лучшие по выбранному критерию эффективности показатели, чем все другие сочетания параметров системы.

Для электроэнергетических систем в основном известны экономические интервалы мощностей, а также экономические интервалы ущербов и экономические области, в пределах которых как непрерывно изменяющиеся параметры режима рассматриваются и мощность и ущерб. С нашей точки зрения, при построении интервалов расчетный ущерб является более общим показателем, чем мощность, поскольку может рассматриваться не только в электроэнергетических, но и в любых технических системах. Другое дело, что в ряде случаев возможности определения ущербов отсутствуют, но для рассматриваемых задач именно в силу дискретности изменения параметров систем стремиться к большой точности определения ущербов обычно нет необходимости.

Естественно, что на основе экономических интервалов ущерба можно определить лишь параметры, определяющие надежность систем и их элементов. Однако это немало, поскольку надежность связана и с количественными, и с качественными показателями выпускаемой продукции и, следовательно, является весьма общей характеристикой объектов.

Существует ряд показателей надежности технических изделий и технических систем. Исходя из известного принципа «бритвы Оккама», что «не следует умножать число сущностей сверх необходимости» и учитывая неопределенность и изменчивость исходных данных решаемых задач, целесообразно ограничиться

в расчетах одним комплексным показателем надежности или, что иногда удобнее, показателем надежности. Например, это может быть общезвестный коэффициент готовности или однозначно связанный с ним коэффициент простоя. В литературе предлагается ряд зависимостей стоимости технических изделий от показателей их надежности. Не приводя и не анализируя их, лишь отметим, что соответствующие кривые зависимостей должны носить убывающий характер и проходить тем ниже, чем выше степень унификации элементов, т. е. чем более массовым является их выпуск.

Итак, представим себе, что имеется ряд дискретных точек зависимостей стоимости элемента рассматриваемого типа от его коэффициента простоя при различной степени его унификации. Далее необходимо синтезировать техническую систему, в состав которой входят элементы рассматриваемого типа. Отказы системы по причине отказов элементов, естественно, будут происходить реже и ликвидироваться быстрее, чем отказы самих элементов, так что коэффициент простоя системы по причине отказа элемента меньше, чем коэффициент простоя элемента, причем для синтезированной системы он может быть определен.

Теперь представим удельный ущерб при единичном значении коэффициента простоя в качестве варьируемого параметра режима и построим в зависимости от него сумму затрат в рассматриваемый элемент и ущербов, соответствующих разным дискретным значениям коэффициента простоя. Тогда будут иметь место экономические интервалы ущерба, причем различные при разной степени унификации показателей элементной надежности. На основе анализа соотношений между экономическими интервалами и возможных значений ущербов от отказов различных технологических объектов, связанных с рассматриваемой экономической системой, можно определить целесообразные характеристики надежности элементов с учетом целесообразной степени их унификации.

Выполнив аналогичные расчеты и построения для ряда технических систем, в состав которых входят элементы рассматриваемого типа, можно в конечном счете получить целесообразные параметры элементов с учетом требований технических систем, в которых эти элементы будут применяться.

#### ВАЙНШТЕЙН Л. В., канд. техн. наук

В статье В. А. Веникова рекомендуется при определении перспективы развития электроэнергетических систем, наряду со структурно-экономическим, применять и физико-технологическое прогнозирование. Под первым автор статьи понимает прогноз на основе заданных (известных на момент проектирования перспективы) технических и экономических характеристик элементов энергосистемы, а под вторым — характеристики этих же элементов, но с учетом их изменения в будущем, или даже характеристики новых элементов, которые возможно будут созданы и внедрены в рассматриваемый перспективный период.

Такой подход к разработке перспективного развития является принципиально правильным и возражений не вызывает.

Вместе с тем следует отметить, что многие аспекты этой проблемы требуют своего изучения и решения. Поэтому, если говорить о практической стороне вопроса, то следует проявлять определенную осторожность.

В этом свете отдельные положения статьи или не могут считаться бесспорными или могут рассматриваться лишь как постановочные и требующие дальнейшей проработки.

Автор статьи правильно считает, что инженеры, занимающиеся проектированием развития энергосистем, должны активно участвовать в процессе создания новой техники, выдвигая соответствующие требования к новому оборудованию. (Заметим, что обычно так и бывает.) Но нельзя безоговорочно согласиться с рекомендацией инженерам-проектировщикам идти на неизбежный риск и базировать проекты на оборудовании, которое еще не разработано или которое по своим показателям на сегодняшний день хуже применяемого оборудования.

В самом деле, ведь от момента принятия решения о необходимости строительства какого-либо энергетического объекта (электростанции, линии электропередачи, электроподстанции и т. д.) до ввода их в эксплуатацию проходит обычно от 3 до 10 лет. Ясно поэтому, что если речь идет о периоде, не превышающем 10 лет, следует ориентироваться на освоенное оборудование с известными характеристиками. Тут проектанты должны быть реалистами. В противном случае нельзя вести конкретное проектирование и обеспечить своевременное сооружение объектов. Другое дело, когда рассматривается более далекая перспектива, скажем, свыше 15 лет. Здесь при сравнении различных вариантов, образно говоря, надо и фантазировать.

Автор статьи рекомендует при прогнозировании определять эффективность вариантов «по некоторой мере успеха в достижении поставленных целей». Эффективность будущего оборудования, по мнению автора, необходимо оценивать по сопоставлению «улучшения работы системы в целом ... с усилиями на создание этого оборудования».

Как нетрудно видеть из приведенных цитат, методы, дающие возможность получить количественную оценку, в настоящее время отсутствуют.

Более того, насколько известно, до сих пор нет общепринятых критериев оптимального развития энергетических систем.

Поэтому, на наш взгляд, весьма актуальной задачей является разработка этих критериев и методов соответствующих расчетов. При этом следует поддержать очень важное принципиальное положение, содержащееся в статье В. А. Веникова, что «должна производиться комплексная оценка эффективности применяемых вариантов, а не только сопоставление сроков окупаемости и приведенных затрат», ибо в ряде научных работ и проектах сравнение производится только по этим показателям.

С некоторыми утверждениями статьи, носящими, правда, частный характер, согласиться нельзя.

Например, в статье говорится, что при сравнении вариантов развития электроэнергетических систем «2—3% разницы ... в цене считается решающим фактором для выбора». Реальная практика проектирования свидетельствует об обратном: столь малая разница находится в пределах точности расчетов, и на чашу весов в таких случаях кладутся обычно другие факторы.

Оценка отдельных примеров внедрения новой техники, данная в статье, по меньшей мере, спорна.

Говорить о преимуществах применения напряжения 20 кВ «вообще» неправомерно: важно знать, вместо какой ступени номинального напряжения оно будет использовано (6—10 или 35 кВ).

Вряд ли можно кого-нибудь упрекнуть в «недооценке роли в системе гидроаккумулирующих станций». В условиях все увеличивающихся трудностей в покрытии графа электрических нагрузок наряду с газовыми турбинами и маневренными блоками всегда рассматривались и ГАЭС.

ЦУКЕРНИК Л. В., доктор техн. наук

С принципиальной стороны неоспоримы соображения В. А. Веникова о необходимости в большей мере, чем это имеет место в настоящее время, учитывать при проектировании в области электроэнергетики перспективы и требования, связанные с научно-техническим прогрессом. Приведенные в статье конкретные примеры, независимо от того, являются ли они также бесспорными или дискуссионными, выявляют особенности обсуждаемой проблемы.

Прежде всего, эта проблема актуальна не только для электроэнергетики, а относится ко всем отраслям народного хозяйства. При этом эффективность (в основном правильные направления и быстрые темпы реализации) научно-технического прогресса в одной отрасли существенно влияет на ряд других отраслей. Примеры, о которых говорится в статье, относятся к электроэнергетике, но они непосредственно связаны с задачами, которые должны быть решены, например, электропромышленностью, а последние, в свою очередь, обусловлены задачами, которые должны быть поставлены перед отраслями, обеспечивающими необходимые новые материалы и новое оборудование для электропромышленности и т. д.

Таким образом, обсуждаемая проблема является типичной межотраслевой и многоотраслевой. Ее необходимо решать в масштабе народно-хозяйственного планирования в целом.

Наряду с этим выявляется необходимость совершенствования прогнозирования научно-технического прогресса в следующих направлениях:

повышение оперативности и полноты учета научных и технологических достижений в СССР, в странах-участницах СЭВ и в других странах;

организация отраслевой и межотраслевой систематической экспертной оценки перспективности и актуальности реализации (с адресацией к соответствующим отраслям народного хозяйства) научных и технологических достижений с учетом наличия или отсутствия опыта подобной реализации, наличия проблемно-ориентированных или конкретно сформулированных запросов различных отраслей и т. п.;

внутриотраслевая доработка указанных выше экспертных оценок с их детализацией в отношении возможных сроков реализации, стоимостных и других показателей (ориентировочные цены на новую продукцию, необходимые капиталовложения, потребность в межотраслевой кооперации и т. п.);

ускорение рассмотрения соответствующих вопросов в ГНТК СССР и в Госплане СССР и подготовка при необходимости решений директивных органов;

организация систематической, оперативной информации, обрабатываемой средствами автоматизированных систем управления и проектирования, о результатах прогнозирования реализации технического прогресса и запросов отраслей (с указанными выше оценками и показателями), с доведением этой информации до проектно-конструкторских организаций и производственных объединений.

Естественно, из изложенного вытекает необходимость совершенствования и методической регламентации механизма экспертных оценок, указанных выше. Это непосредственно относится к деятельности научных советов академий, ГНТК СССР, а также научно-технических советов министерств и ведомств.

Такой представляется, примерно, программа мероприятий для претворения в жизнь принципиально правильных соображений, высказанных в статье В. А. Веникова.

ЩЕРБИНА Ю. В., доктор техн. наук

Ценность статьи В. А. Веникова обусловлена тем обстоятельством, что она инициирует широкое обсуждение очень важного вопроса — путей формирования наиболее прогрессивной технической политики в развитии отрасли. Автор статьи правильно вскрывает существенные недостатки в проектировании Единой электроэнергетической системы страны и определяет пути их преодоления. Совершенно справедливо в качестве примеров упомянуты статические ИРМ, ГАЭС и др. Этот перечень можно продолжить.

Еще в начале 50-х годов В. Г. Холмский, Н. А. Мельников, Х. Ф. Фазылов исследовали свойства электрических неоднородных сетей и показали необходимость принудительного распределения потоков мощностей в них. Тем не менее до сих пор промышленностью не выпускаются регулирующие трансформаторы для перераспределения мощностей в сетях 220 кВ и ниже. Не применяются установки продольной емкостной компенсации, забыв возможность продольной индуктивной компенсации. По ряду причин недостаточно используется поперечное регулирование в сетях 750/330 кВ.

В последние годы начала получать широкое распространение практика перевода электрически неоднородных транзитов в сетях 110—220 кВ на разомкнутые схемы эксплуатации. Во многих случаях это существенно снижает потери электроэнергии и (при установке АВР) практически не ухудшает, а во многих случаях даже улучшает надежность электроснабжения. Однако из-за отсутствия оборудования для компенсации неоднородности электрических сетей и для регулирования потоков мощностей в них эксплуатационным подразделением Минэнерго УССР приходится применять разомкнутые схемы также и в тех случаях, когда это приводит к снижению надежности. Случались просчеты проектных организаций в конструктивном исполнении электростанций, линий электропередач и др.

Сторонники концепции проектирования, названной В. А. Вениковым «безопасной», могут сказать, что дело не в принципиальной неадекватности их позиций, а в дефиците «руководящей информации». Например, положение со статическими ИРМ сегодня было бы иным, если бы в свое время некоторая вышестоящая инстанция потребовала использовать в проектах не «отчетную», а «прогнозируемую» стоимость элементов энергосистем, а другая вышестоящая инстанция сообщила проектным институтам однозначные «прогнозируемые» стоимости не менее чем на 15—20 лет вперед. Аналогично можно сказать, что сегодня мы имели бы достаточно ГАЭС, если бы еще более вышестоящая инстанция своевременно распорядилась их строить несмотря на «кажущуюся» неэффективность.

Не требует доказательств утверждение, что ответственность за техническую политику и за конечные результаты ее применения несут проектные институты отрасли, которые располагают для этого необходимой информацией, квалифицированными кадрами и достаточными полномочиями. Они же готовят информацию, предопределяющую соответствующие решения вышестоящих органов.

«Безопасная» концепция, против которой полемически направлена обсуждаемая статья, предполагает жесткую алгоритмизацию мышления на основе спущенных свыше нормативов, преискурантов, руководящих материалов, методик, инструкций и т. п. Инженер-проектировщик, воспитанный в духе этой концепции, отвечает за правильность применения алгоритма, но не за конечный результат. Это действительно «безопасно» для самого проектировщика, но зачастую не обеспечивает правильность инженерных решений и поэтому наносит вред отрасли и народному хозяйству в целом.

К сожалению, такой подход действительно культивируется в проектных институтах электроэнергетического профиля. Не следует думать, что среди ведущих проектировщиков в электроэнергетике СССР не было людей, способных в каждом из упомянутых случаев принять правильное и дальновидное решение. Но они были связаны нормативами, методиками и другими формами «руководящей информации», содержащими естественные недоработки. Абсолютная истина, как известно, недостижима.

С философских позиций приходится согласиться с фактом, что социально-экономический и технический прогресс невозможен без отдельных просчетов и ошибок. Объективные законы развития техники и экономики проявляются через массу случайностей, часть которых неминуемо оказывается достаточно неприятной. Правильная техническая политика должна оптимизировать долю просчетов и ошибок — другими словами, в любой ситуации определять степень «разумного риска» и смело осуществлять этот «разумный риск».

Автор статьи совершенно правильно указывает, что практическим инструментом совершенствования технической политики в развитии электроэнергетики СССР должны стать системы автоматизации проектирования. По-видимому, к этому необходимо добавить требование совершенствования организационных взаимоотношений между проектными организациями и другими подразделениями Минэнерго УССР.

К сожалению, в настоящее время проектные организации в недостаточной мере отвечают за конечный результат реализации проекта. Значительное количество просчетов и ошибок проявляется при строительстве, монтаже, наладке и в эксплуатации.

УДК 621.315.61:01

## ТАРЕЕВ Б. М. ФИЗИКА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ. УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ ДЛЯ СТУДЕНТОВ ВУЗОВ. М.: ЭНЕРГОИЗДАТ, 1982, 320 с.

Учебное пособие является в значительной степени переработкой одноименной монографии, изданной в 1973 г. Уже тогда книга явилась итогом громадного опыта автора в деле преподавания электро- и радиоматериаловедения и редактирования научной литературы в области электроизоляционной, кабельной и конденсаторной техники. В 1975 и 1979 гг. в издательстве «Мир» вышли переводы книги на английский язык, а в 1978 г. — на испанский. Рецензируемое учебное пособие характеризует высокий научный и технический уровень и высокое педагогическое мастерство автора в изложении книги.

Отметим также, что подготовка инженеров в области электроизоляционной, кабельной и конденсаторной техники по дневной и вечерней формам обучения осуществляется в 13 вузах страны, а курс «Электротехнические материалы» входит в учебные планы многих специальностей.

Книга содержит семь глав, в которых последовательно рассматриваются электрические свойства веществ, их электропроводность, поляризация диэлектриков, диэлектрические потери, термические, радиационные и влажностные свойства диэлектриков. Автор исключил из рассмотрения разделы ранее изданной монографии: пробой диэлектриков и нелинейные диэлектрики, как заслуживающие подробного изложения в отдельных книгах. Это позволило, не увеличивая объема книги, ввести главу «Электрические свойства веществ (общие сведения)», в которой достаточно полно раскрываются связи между электрической проводимостью, диэлектрической проницаемостью и техническими характеристиками электротехнического изделия, а также дается оценка изменений параметров материалов и их компонентов.

В учебном пособии отражены весьма важные, на наш взгляд, новые вопросы.

В главе «Электропроводность веществ» приведены соотношения, позволяющие определять природу электронной (дырочной) электропроводности по коэффициенту Холла, большее внимание уделено электропроводности полупроводников, приведены новые экспериментальные данные в области криопроводимости и переработано рассмотрение процессов ионной и молионной электропроводности жидких диэлектриков, а также ионной и электронной электропроводности твердых диэлектриков.

В главе «Поляризация диэлектриков» приведены соотношения, позволяющие оценить временные изменения поляризации и рассчитать времена релаксации частиц, ответственных за медленные виды поляризации, дан вывод поправки Дебая к уравнению Клаузиуса — Мосотти. Рассмотрены зависимость диэлектрической проницаемости от давления, помещены оригинальные расчеты термокомпенсации емкости конденсаторов и новые формулы расчета диэлектрической проницаемости композиционных диэлектриков. Больше внимание уделено рассмотрению возникающих в электрическом поле механических сил в диэлектрике, а также электрокапиллярных явлений.

Глава «Диэлектрические потери» дополнена описанием исследования диэлектрических потерь с помощью диаграммы Коула — Коула и соотношений Крамерса — Кронига. Приведены соотношения, связывающие диэлектрическую проницаемость и коэффициент диэлектрических потерь для резонансной поляризации, а также новые экспериментальные зависимости диэлектрических потерь от температуры, влажности, напряженности. Даны подробные расчеты диэлектрических потерь в композиционных диэлектриках.

В главе «Термические свойства диэлектриков» введено более подробное рассмотрение увеличения теплоотдачи в электрическом поле от нагретого проводника в электроизоляционную жидкость.

Существенно дополнена глава «Радиационные свойства диэлектриков», в которой теперь рассматриваются обратимые радиационные изменения в диэлектриках, явление термостимулированной деполяризации, поглощение излучения веществом.

Глава «Влажностные свойства диэлектриков» дополнена новыми экспериментальными данными диффузионных параметров ряда полимеров.

Учебное пособие написано с присущим Б. М. Тарееву умением четко и доступно широкому кругу читателей излагать сложные вопросы физики диэлектриков, в нем содержится много новых экспериментальных данных, удобных для расчета формул, поэтому книга необходима не только для подготовки инженеров-электриков в вузах, но может также служить весьма ценным пособием для широкого круга специалистов электроизоляционной, кабельной, конденсаторной и электромашиностроительной промышленности.

Костюков Н. С., Валеев Х. С., Воробьев А. С., Колчин В. В.

Масса «руководящей информации», к сожалению, не страхует от ошибок, если каждый проектировщик не проявляет должной ответственности, квалификации, самостоятельности, инженерной и гражданской смелости. Часть ошибок и просчетов удастся устранить, но некоторые из них остаются надолго и наносят значительный вред.

В основе организации проектирования электроэнергетики СССР, на наш взгляд, должны лежать три условия.

1. Высокая личная ответственность проектировщика не за стоимостные показатели проекта и не за соблюдение руководящих указаний, а за конечный народнохозяйственный результат.

2. Обязанность проектировщика осуществлять для оптимизации конечного народнохозяйственного результата широкий научный и технический поиск и принимать в пределах предоставленных ему полномочий инженерные решения, включающие разумный инженерный риск.

3. Широкие возможности сбора, переработки и творческого использования конкретной информации по каждому объекту и их совокупностям, предоставляемые проектировщику системой автоматизации его работы.

Сложившаяся система проектирования в электроэнергетике носит слишком регламентированный характер. На определенном этапе это было прогрессивным направлением развития, но в настоящее время все в большей мере начали диалектически проявляться существенные недостатки.

Проектирование энергосистем должно иметь богатую творческую основу. Три названных условия должны придать системе проектирования свойства адаптивности и многокритериальной оптимизации решений, обеспечить повсеместное физико-технологическое прогнозирование и массовый научно-технологический поиск. Только таким путем можно правильно формировать тенденции технической политики.

## Уважаемый читатель!

Редакция журнала «Электричество» информирует о книгах, выпускаемых Энергоиздатом в 1983 г.

С аннотациями на перечисленные книги можно ознакомиться в плане выпуска литературы издательства на 1983 г., который имеется во всех книжных магазинах.

Номера позиций по плану указаны в скобках.

### Научная и производственно-техническая литература Общие вопросы

Анализ производственно-хозяйственной деятельности энергетических предприятий / Л. Д. Алабьева, Л. И. Албетова, Б. И. Пекин и др.; Под ред. М. А. Саркисова, Р. Е. Лещинера. — 11 л. (№ 1).

Кини Р. Размещение энергетических объектов: Пер с англ. — 25 л. (№ 2).

Олейникова Л. Д. Единицы физических величин в энергетике: Точность воспроизведения и передачи. Справочное пособие — 15 л. (№ 3).

Современные проблемы энергетики / Под ред. Д. Г. Жимина. — 20 л. (№ 4).

Шефтер Я. И. Использование энергии ветра. — 2-е изд., перераб. и доп. — 13 л. (№ 5).

### Серия «Экономия топлива и электроэнергии»

Головкин И. П. Улучшение коэффициента мощности преобразовательной подстанции повышенной частоты. — 5 л. (№ 6).

Ильяшов В. П. Конденсаторные установки промышленных предприятий. — 2-е изд., перераб. и доп. — 16,5 л. (№ 7).

Копытов Ю. В., Чуланов Б. А. Экономия электроэнергии в промышленности: Справочник. — 2-е изд., перераб. и доп. — 6,5 л. (№ 8).

Красник В. В. Автоматические устройства по компенсации реактивной мощности в электросетях предприятий. — 2-е изд., перераб. и доп. — 8 л. (№ 9).

Потери электроэнергии в электрических сетях энергосистем / В. Э. Воротицкий, Ю. С. Железко, В. Н. Казанцев и др.; Под ред. В. Н. Казанцева. — 20,5 л. (№ 10).

Рей Д. Экономия энергии в промышленности: Пер. с англ. — 20 л. (№ 11).

Эффективное использование топливно-энергетических ресурсов / Под ред. Д. Б. Вольфберга. — 15 л. (№ 12).

### ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКА

#### Учебная литература для вузов

Электроэнергетические системы в примерах и иллюстрациях. / Ю. Н. Астахов, В. А. Веников, В. В. Ежков и др.; Под ред. В. А. Веникова. — 31 л. (№ 74).

#### Учебная литература для техникумов

Мандрыкин С. А., Филатов А. А. Эксплуатация и ремонт электрооборудования станций и сетей. — 2-е изд., перераб. и доп. — 21 л. (№ 75).

Технология содержания линий электропередачи / С. В. Крылов, И. А. Мерман, М. А. Реут и др. — 26 л. (№ 76).

### Научная и производственно-техническая литература Линии электропередачи и электрические сети

Анастасиев П. Н., Коляда А. В., Проэктор Е. Г. Защита линий электропередачи от коррозии и загрязненности атмосферы. — 2-е изд., перераб. и доп. — 10 л. (№ 77).

Виноградов Д. Е. Строительство линий электропередачи 35—500 кВ с тяжелыми трассами. — 2-е изд., доп. — 15,5 л. (№ 78).

Выбор и изыскания трасс воздушных линий электропередачи / Ю. Н. Шумихин, П. В. Большаков, А. Л. Куклинский и др.; Под ред. Ю. Н. Шумихина. — 12,5 л. (№ 79).

Гордон С. В. Сооружение линий электропередачи. — 3-е изд., перераб. и доп. — 25 л. (№ 80).

Марфин И. И. Строительство линий электропередачи сельскохозяйственного назначения. — 2-е изд., перераб. и доп. (Серия «Промышленность селу») — 12 л. (№ 81).

Проектирование линий электропередачи сверхвысокого напряжения / Г. Н. Александров, С. В. Крылов, Т. В. Лисочкина и др.; Под ред. Г. Н. Александрова. — 31 л. (№ 82).

Уиди Б. Кабельные линии высокого напряжения: Пер. с англ. — 18 л. (№ 83).

Шалыт Г. М., Айзенфельд А. И., Малый А. С. Определение мест повреждения линий электропередачи по параметрам аварийного режима / Под ред. Г. М. Шалыта. — 2-е изд., перераб. и доп. — 12,5 л. (№ 84).

### Электрические станции и подстанции

Кожемякин В. А., Рымарь А. Н. Гидрогенераторы: повреждение, ремонт. — 18,5 л. (№ 85).

Хазан С. И. Турбогенераторы: повреждения и ремонт / Под ред. П. И. Устинова — 3-е изд., перераб. и доп. — 29 л. (№ 86).

### Режимы работ энергетических систем

Совалов С. А. Режимы Единой энергосистемы. — 27 л. (№ 87).

Управление мощными энергообъединениями / Н. И. Воропай, В. В. Ершевич, Я. Н. Лугинский и др.; Под ред. С. А. Совалова. — 21 л. (№ 88).

Автоматизация электроэнергетических систем. Релейная защита Белоус Б. П. Эксплуатация средств диспетчерского и технического управления в энергосистемах. — 11,5 л. (№ 89).

Применение вычислительных методов в энергетике. — 8 л. (№ 90).

Гельфанд Я. С. Выпрямительные блоки питания и зарядные устройства в схемах релейной защиты. — 10 л. (№ 91).

Кужеков С. Л., Синельников В. Я. Защита шин электростанций и подстанций. — 10 л. (№ 92).

Лысенко Е. В. Функциональные элементы релейных устройств на интегральных микросхемах. — 8 л. (№ 93).

Павлов Г. М., Ванин В. К. Релейная защита на элементах вычислительной техники. — 15,5 л. (№ 94).

### Техника высоких напряжений

Колечицкий Е. С. Расчет электрических полей устройств высокого напряжения. — 10 л. (№ 95).

Мерхалев С. Д., Соломоник Е. А. Выбор и эксплуатация изоляций в районах с загрязненной атмосферой. — 10,5 л. (№ 96).

Рябов Б. М. Измерение высоких импульсных напряжений. — 10,5 л. (№ 97).

Шваб А. Измерения на высоком напряжении: Измерительная аппаратура и методы измерений. Пер с нем. — 15 л. (№ 98).

#### Библиотека электромонтера

Андриевский Е. Н. Секционирование и резервирование сельских электросетей. — (Серия «Промышленность селу»). — 6 л. (№ 99).

Азбукин Ю. И. Повышение эффективности эксплуатации турбогенераторов. — 5 л. (№ 100).

Мандрыкин С. А. Ремонт электродвигателей. — 2-е изд. перераб. и доп. — 5 л. (№ 101).

Филатов А. А. Ликвидация аварий в главных схемах электрических соединений станций и подстанций. — 6 л. (№ 102).

Бажанов С. А. Маслонаполненные трансформаторы тока. — 5 л. (№ 103).

Голубев М. Л. Защита вторичных цепей от коротких замыканий — 4,5 л. (№ 104).

Малышев А. И. Наладка и эксплуатация каналов телемеханики по воздушным линиям. — 5 л. (№ 105).

Юриков П. А. Защита линий электропередачи от грозových перенапряжений. — 5 л. (№ 106).

Резинский С. Р., Евзеров И. Х., Лобковский В. С. Преобразователи на тиристорных блоках БВП для электроприводов постоянного тока. — 6 л. (№ 107).

Белоцерковец В. В., Боязный Я. М. Малая механизация электромонтажных работ. — 3-е изд., перераб. и доп. (№ 108).

Коптев А. А. Приемка зданий и сооружений под монтаж электрооборудования. — 6 л. (№ 109).

Труб И. И. Обслуживание индукционных счетчиков и цепей учета в электроустановках. — 2-е изд., перераб. и доп. — 4,5 л. (№ 110).

### ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭНЕРГЕТИКА

#### Учебная литература для вузов

Охрана труда в электроустановках / Б. А. Князевский, Т. П. Марусова, Н. А. Чекалин и др. — 3-е изд., перераб. и доп. — 25 л. (№ 111).

#### Справочная литература

Зотов Б. К., Починков П. Г. Монтаж вторичных цепей электроустановок: Справочник для электромонтажников / Под ред. А. Д. Смирнова, Б. А. Соколова, А. Н. Трифонова. — 10 л. (112).  
Смирнов А. Д., Антипов К. М. Справочная книжка энергетика. — 4-е изд., перераб. и доп. — 29 л. (№ 113).

Электромонтажные устройства и изделия: Справочник. — 22 л. (№ 114).

#### Научная и производственно-техническая литература

##### Электрооборудование и электроснабжение промышленных предприятий

Аракелян М. К., Вайнштейн Л. И. Электробезопасность в жилых зданиях. — 6 л. (№ 115).

Гельман Г. А. Автоматизированные системы управления электроснабжением промышленных предприятий. — 15,5 л. (№ 116).

Ермилов А. А. Основы электроснабжения промышленных предприятий. — 4-е изд., перераб. и доп. — 26 л.

Кавровский Г. А. Электрооборудование и окружающая среда: Выбор и защита. — 16,5 л. (№ 118).

Коструба С. И. Измерения электрических параметров земли и заземляющих устройств. — 2-е изд., перераб. и доп. — 10 л. (№ 119).

Правила применения и испытания средств защиты, используемых в электроустановках. — 4 л. (№ 120).

Тулчин И. К., Нудлер Г. И. Электрические сети жилых и общественных зданий. — 21 л. (№ 121).

### ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

#### Учебная литература для вузов

Гуторов М. М. Основы светотехники и источники света. — 2-е изд., перераб. и доп. — 22 л. (№ 122).

Касаткин А. С., Немцов М. В. Электротехника. — 4-е изд., перераб. — 35 л. (№ 123).

Пешков И. Б. Обмоточные провода. — 21 л. (№ 124).

Соколов М. М., Грасевич В. Н. Электрооборудование механизмов электротермических установок. — 18 л. (№ 125).

#### Учебная литература для техникумов

Денисов В. П., Мельников Ю. Ф. Технология и оборудование производства электрических источников света. — 24,5 л. (№ 126).

Пляскин П. В., Буханов Ю. А., Федоров В. В. Основы конструирования электрических источников света. — 22 л. (№ 127).

Электрические печи сопротивления и дуговые печи / М. Б. Гутман, Л. С. Кацевич, М. С. Лейканд и др. — 21,5 л. (№ 128).

#### Справочная литература

Домбровский В. В. Справочное пособие по расчету электромагнитного поля в электрических машинах. — 18,5 л. (№ 129).

Лившиц П. С. Справочник по щеткам электрических машин. — 15 л. (№ 130).

Марголин Ш. М., Гуров А. С. Функциональные узлы схем автоматического управления. — 8 л. (№ 131).

Раушенбах Г. Справочник по проектированию солнечных батарей. Пер. с англ. — 25 л. (№ 132).

Справочник по средствам автоматики / Под ред. В. Э. НIZE и И. В. Антика. — 65 л. (№ 133).

Электросварочное оборудование: В 2-х т. Т. 1. Оборудование для сварки плавлением. Под ред. В. В. Смирнова. — 40 л. (№ 134).

Электротехнические материалы / В. Б. Березин, А. М. Хайкин, Г. А. Рыков, Н. С. Прохоров. — 3-е изд., перераб. и доп. — 48 л. (№ 135).

#### Научная и производственно-техническая литература

##### Общие вопросы

Герасимов В. Г., Ключев В. В., Шатерников В. Е. Методы и приборы электромагнитного контроля промышленных изделий. — 15,5 л. (№ 136).

Гальваномангнитные преобразователи в измерительной технике / В. В. Брайко, И. П. Гринберг, Д. В. Ковальчук, С. Г. Таранов. — 23 л. (№ 137).

Гордеев Л. С., Стриблинг С. И., Шрайфельд Т. Я. Светолучевая регистрация. — 9 л. (№ 138).

Киншт Н. В., Герасимова Г. Н., Кап М. А. Диагностика электрических цепей. — 12,5 л. (№ 139).

Лившиц А. Л., Отто М. Ш. Импульсная электротехника. — 24 л. (№ 140).

Основы функционально-стоимостного анализа в электротехнической промышленности / В. С. Василенок, В. А. Глезер, Е. А. Грампи и др. — 15 л. (№ 141).

Сочнев А. Я. Расчет напряженности поля методом непосредственного определения. — 8 л. (№ 142).

Цифровая осциллография / А. М. Баркутов, И. П. Гиривенко, Е. М. Прошин, В. И. Рязанов. — 14,5 л. (№ 143).

#### Электрические машины и трансформаторы

Абрамович Б. Н., Круглый А. А. Возбуждение, регулирование и устойчивость синхронных двигателей. — 10,5 л. (№ 144).

Борисенко А. И., Костиков О. Н., Яковлев А. И. Охлаждение электрических машин общего назначения. — 20 л. (№ 145).

Данку А., Фаркаш А., Надь Л. Электрические машины: Сборник задач и упражнений; Пер. с венг. — 24 л. (№ 146).

Курбатова Г. С. Электродвигатели для сельского хозяйства. — (Серия «Промышленность селу») — 5,5 л. (№ 147).

Могильников В. С., Олейников А. С., Стрельников А. Н. Асинхронные электродвигатели с двухслойными роторами и их применение. — 7,5 л. (№ 148).

Счастливый Г. Г., Семак В. Г., Федоренко Г. М. Погружные асинхронные электродвигатели. — 10 л. (№ 149).

Терзян А. А. Автоматизированное проектирование электрических машин — 13 л. (№ 150).

Электромагнитные процессы в торцевых частях электрических машин / А. И. Вольдек, Я. Б. Данилевич, В. И. Косачевский, В. И. Яковлев. — 15,5 л. (№ 151).

Ямамура С. Теория линейных асинхронных двигателей: Пер. с англ. — 13,5 л. (№ 152).

#### Электрические аппараты

Афанасьев В. В., Якунин Э. Н. Приводы к выключателям и разъединителям высокого напряжения. — 15,5 л. (№ 153).

Электрические аппараты на напряжение 1140 В / А. И. Быков, А. М. Убийко, В. С. Дзюбан и др. — 10 л. (№ 154).

#### Электрические материалы и кабельные изделия

Варденбург А. К., Пилипосян П. М. Электрическая напыленная изоляция. — 9 л. (№ 155).

Кабели и провода для атомных энергетических установок. — 11,5 л. (№ 156).



Кан К. Н., Николаевич А. Ф., Славянинова Е. Л. Проектирование и технология герметизирующей изоляции элементов электротехнической и электронной аппаратуры. — 10,5 л. (№ 157).

Липштейн Р. А., Шахнович М. И. Трансформаторное масло. — 3-е изд., перераб. и доп. — 21 л. (№ 158).

Притыкин Л. М., Драповский М. Г., Паркшейн Х. Р. Клей и их применение в электротехнике. — 7,5 л. (№ 159).

### Электропривод

Автоматизированный электропривод, силовые полупроводниковые приборы, преобразовательная техника; (Актуальные проблемы) / Под ред. Н. Ф. Ильинского, И. А. Гепмана, М. Г. Юнькова. — 31 л. (№ 160).

Гайдукевич В. И., Титов В. С. Случайные нагрузки силовых электроприводов. — 12 л. (№ 161).

Глазенок Т. А., Хрисанов В. И. Полупроводниковые системы импульсного асинхронного электропривода малой мощности. — 12,5 л. (№ 162).

Делекторский Б. А., Тарасов В. Н. Управляемый гистерезисный привод. — 10 л. (№ 163).

Егоров В. Н., Шестаков В. М. Динамика систем электропривода. — 15,5 л. (№ 164).

Системы подчиненного регулирования приводов переменного тока с вентиляными преобразователями / О. В. Слежановский, Л. Х. Дацковский, И. С. Кузнецов и др. — 16 л. (№ 165).

Электроприводы в АСУ ТП / Л. М. Вишневский, Г. Н. Дубинский, Л. Г. Левин, В. Б. Рабинович. — 8 л. (№ 166).

### СВЕТОТЕХНИКА

Гуревич М. М. Фотометрия: Теория, методы и приборы. — 2-е изд., перераб. и доп. — 19,5 л. (№ 167).

### ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Тиристорные преобразователи повышенной частоты электротехнических установок / Е. И. Беркович, Г. В. Ивенский, Ю. С. Иоффе и др. — 2-е изд. доп. — 15,5 л. (№ 168).

### ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Герберг А. Е., Вишневский Г. И. Многосигнальные видиконы: (Для прикладных и бытовых камер). — 12,5 л. (№ 169).

Груничев А. С., Веденев Ю. З., Елкин В. М. Надежность электрорадиоизданий при хранении. — (Серия «Надежность и качество»). — 10,5 л. (№ 170).

Казьмерековский М., Вуйцак А. Схемы управления и измерения в промышленной электронике: Пер. с польск. — 15 л. (№ 172).

Климов А. К., Лопухин В. А., Шеханов Ю. Ф. Регулировка электронной аппаратуры в микронэлектронном исполнении. — 8 л. (№ 172).

Лунд П. Прецизионные печатные платы: Конструирование и производство. Пер с англ. — 24 л. (№ 173).

### ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЯ

Закс М. И. Справочные выпрямители. — 10,5 л. (№ 174).

Квятковский С. Ф. Эксплуатация и ремонт электроплит. — 3,5 л. (№ 175).

Петров Ю. Б. Индукционная плавка окислов. — 6 л. (№ 176).

Сасса В. С. Футеровка индукционных плавильных печей и миксеров. — 7,5 л. (№ 177).

Шевцов М. А., Бородачев А. С. Развитие электротермической техники / Под ред. акад. А. Ф. Белова. — 12,5 л. (№ 178).

### АВТОМАТИКА, ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

#### Учебная литература для вузов

Агаханян Т. М. Интегральные микросхемы. — 29 л. (№ 179).

Колосов В. Г., Мелехин В. Ф. Проектирование узлов и систем автоматики и вычислительной техники. — 18,5 л. (№ 180).

Кушнир Ф. В. Электрорадиоизмерения. — 21 л. (№ 181).

Левшина Е. С., Новицкий П. В. Электрические измерения физических величин: В 2-х т. Т. I. Измерительные преобразователи. — 24 л. (№ 182).

Терехов В. А. Задачник по электронным приборам. — 2-е изд., перераб. и доп. — 16,5 л. (№ 183).

### Справочная литература

Джонсон Д. Е., Джонсон Дж. Р., Мур Г. П. Справочник по активным фильтрам: Пер. с англ. — 13,5 л. (№ 184).

Емельянов А. И., Капник О. В. Проектирование систем автоматизации технологических процессов: Справочное пособие по содержанию и оформлению проектов. — 3-е изд., перераб. — 46,5 л. (№ 185).

Нестеренко Б. К. Интегральные операционные усилители: Справочное пособие по применению. — 9 л. (№ 186).

Справочник по электроизмерительным приборам / К. К. Илюнин, Д. И. Леонтьев, Л. И. Набебина и др.; Под ред. К. К. Илюнина. — 77 л. (№ 187).

Хофман Д. Техника измерений и управление качеством: Справочная книга: Пер. с нем. — 50 л. (№ 188).

### Научная и производственно-техническая литература Электроника, автоматика и телемеханика

#### Общие вопросы

Волгин Л. И. Аналоговые операционные преобразователи для измерительных приборов и систем. — 13,5 л. (№ 189).

Капелини В., Константинодис А. Дж., Эмилиани П. Цифровые фильтры и их применение: Пер с англ. — 27 л. (№ 190).

Коган Л. М. Полупроводниковые светоизлучающие диоды. — 13,5 л. (№ 191).

Найденев А. И., Новопольский В. А. Электроннолучевые осциллографы. — 15,5 л. (№ 192).

Полонников Д. Е. Операционные усилители: Принципы построения, теория, схемотехника. — 15,5 л. (№ 193).

### КИБЕРНЕТИКА

Лактин Г. А. Управление в научном учреждении. — 13 л. (№ 194).

Типовые линейные модели объектов управления / С. А. Анисимов, И. С. Зайцева; Н. С. Райбман, А. А. Яралов; Под ред. Н. С. Райбмана — 16 л. (№ 195).

Шапиро Д. И. Принятие решений в системах организованного управления: Использование расплывчатых категорий. — 11 л. (№ 196).

### АВТОМАТИКА

Автоматизация настройки систем регулирования / В. Я. Ротач, В. Ф. Кузицин, А. С. Ключев и др.; Под ред. В. Я. Ротача. — 14,5 л. (№ 197).

Гальперин М. В. Квантование времени в информационных системах. Метод обобщенного текущего среднего. — 7 л. (№ 198).

Дидук Г. А. Машинные методы исследования автоматических систем — 10 л. (№ 199).

Дмитриев А. К. Распознавание отказов в системах электроавтоматики. — 7 л. (№ 200).

Ключев А. С., Глозов Б. В., Миндин М. Б. Техника чтения схем автоматического управления и технологического контроля / Под ред. А. С. Ключева. — 2-е изд., перераб. и доп. — 22 л. (№ 201).

Коган Л. М. Оптимизация надежности АСУ ТП при проектировании. — 7 л. (№ 202).

### Электронная вычислительная техника

Алиев Т. М., Тер-Исраелов Г. С., Тер-Хачатуров А. А. Вероятностные измерительно-вычислительные устройства. — 10,5 л. (№ 203).

Григорьев В. Л. Программное обеспечение микропроцессорных систем. — 10,5 л. (№ 204).

Каган Б. М., Мкртумян И. Б. Основы эксплуатации ЭВМ. — 20 л. (№ 205).

Левенталь Л. Э. Введение в микропроцессоры: Программное обеспечение, аппаратные средства, программирование: Пер. с англ. — 27 л. (№ 206).

Майоров С. А., Очин Е. Ф., Романов Ю. Ф. Оптические аналоговые вычислительные машины. — 10,5 л. (№ 207).

Мячев А. А. Системы ввода — вывода ЭВМ — 10,5 л. (№ 208).



Прангишвили И. В., Виленкин С. Я., Медведев И. Л. Матричные вычислительные системы с общим потоком команд. — 17 л. (№ 209).

Серия «Применение вычислительных машин в исследованиях и управлении производством»

Диалоговые системы в АСУ / В. М. Брябрин, Ю. Я. Любарский, Л. И. Микумоч и др.: Под ред. Д. А. Поспелова. — 12 л. (№ 210).

Наумов Б. Н., Кеслер Э. Я., Левин Н. А. Алгоритмы оптимизации и автоматизации проектирования АСУ. — 11 л. (№ 211).

Ступни Ю. В. Методы автоматизации физических экспериментов и установок на основе ЭВМ. — 20 л. (№ 212).

#### Библиотека по автоматике

##### Общие вопросы

Амромин С. Д., Некрасов Л. П. Измерительные информационные системы с частотным развертывающим преобразованием. — 6 л. (№ 213)

Зельдин Е. А. Триггеры. — 6 л. (№ 214).

Мишин А. Т., Логинов А. С. Инфранизкочастотные усилители бионапряжений с гальваническим разделением входа от выхода — 5 л. (№ 215).

## АВТОМАТИКА И ТЕЛЕМЕХАНИКА

Бирюков Б. В., Данилов М. А., Кивилис С. С. Средства испытаний расходомеров. — 7 л. (№ 216).

Востриков Ю. Я. Дистанционные измерительные системы с дифференциально-трансформаторными преобразователями перемещений. — 7 л. (№ 217).

Лаптев В. И. Барботажно-пьезометрические методы контроля физико-химических свойств жидкостей. — 6 л. (с. 112). — Издание распространяется по подписке. Подписка будет производиться до 31 декабря 1982 г. книжными магазинами и отделами подписных изданий. В скобках указано номер страницы по плану.

Лиманов И. А. Электромагнитные преобразователи информационных систем. — 6 л. (№ 218).

Масюренко Ю. А. Логометрические преобразователи с автоматической коррекцией погрешностей. — 7 л. (№ 219).

Фарзанс Н. Г., Илясов Л. В., Азим-Заде А. Ю. Автоматические детекторы газов и жидкостей. — 2-е изд., перераб. и доп. — 7 л. (№ 220).

## ИНФОРМАТИКА

Денисов А. А. Информационные основы управления. — 6 л. (№ 221).



### РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Евсеев Б. Н. (зам. главного редактора), Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ильинский Н. Ф., Комельков В. С., Костенко М. В., Лабунцов В. А., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Лизунов С. Д., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Сабинин Ю. А., Слежановский О. В., Совалов С. А., Тареев Б. М., Тиходеев Н. Н., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шакарян Ю. Г., Шаталов А. С., Шилин Н. В.

Научные редакторы: А. Б. Желдыбин, Б. Д. Макашкин

Адреса редакции: 103012, Москва, К-12, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.

101000, Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648

Адрес для телеграмм: МОСКВА, 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор О. Д. Кузнецова

Сдано в набор 14.09.82

Подписано в печать 10.11.82

T-20912

Формат 60 × 90<sup>1/8</sup>

Печать высокая

Усл. печ. л. 10

Усл. кр.-отт. 10,5

Уч.-изд. л. 13,5

Тираж 5891 экз.

Заказ 230

Энергоиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10  
Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

# СОДЕРЖАНИЕ

Бородин И. Ф. — Электротехнология в сельском хозяйстве	1
Александров Г. Н., Подпorkин Г. В. — Повышение электрической прочности воздушных промежутков провод—земля	7
Мусин А. К., Тимофеева Г. Г. — Восстановление электрической прочности вакуумных и газоразрядных промежутков низкого давления	10
Данько В. Г., Милых В. И., Станкевич А. И. — Вихревые токи в низкотемпературной зоне криостата двигателя постоянного тока	14
Власов Е. Н., Ходжаев К. Ш. — Нестационарные процессы синхронного генератора, питающего индуктивный накопитель энергии	19
Лоос А. В., Лукутин А. В., Чучалин А. И. — Исследование намагничивающего действия реакции якоря в синхронных импульсных генераторах	24
Варлей В. В. — Вопросы теории рабочих процессов электромагнитной муфты-редуктора	28
Евланов В. С. — Модель линейных индукционных машин	33
Зборовский И. А. — Двенадцатифазный преобразователь с делительным реактором-трансформатором	36
Малинин Л. И., Малинин В. И. — Пути улучшения технических характеристик импульсных электроприводов постоянного тока	42

Из опыта работы	
Здрок А. Г. — Исследование работы трехфазного выпрямителя с реверсом тока для заряда аккумуляторных батарей	47
Тарасов В. Н. — Электромагнитные и электромеханические процессы при перевозбуждении гистерезисного двигателя	49
Гортинский В. В., Хвалов Б. Г. — Управление электроприводом вибрационных машин	52
Сообщения	
Журавлев Э. Н., Ярославский В. Н. — О выборе формы электродов высоковольтного оборудования	54
Могильников В. С., Мартынов В. Н. — Анализ работы асинхронного двигателя при пульсирующей нагрузке	57
Готовцев Н. П., Федосов М. И. — Расчет магнитного поля в сверхпроводниковых униполярных электрических машинах	59
Журавлев Ю. Н. — Электромагнитные силы в радиально-упорном коническом электромагнитном подшипнике	61
Вологдин В. В., Найденов А. Ф. — О расчете взаимной индуктивности соосных круговых контуров	63
Шафоростов В. Я., Петренко Л. Г. — Вибрации обкладок конденсаторов при переменном напряжении	64
Иоссель Ю. Я. — Оценка емкостей в системах коаксиальных кольцевых электродов, расположенных на плоской границе двух диэлектрических сред	66
Дискуссии	70
Библиография	74

## CONTENTS

Electrical Technology in Agriculture — I. F. Borodin	1
Increasing the Electric Withstand Strength of Line-to-Ground Clearances in Air. — G. N. Alexandrov, G. V. Podporkin	7
Restoring the Electric Withstand Strength of Vacuum and Low-Pressure Gas-Discharge Gaps — A. K. Musin, G. G. Timofeyeva	10
Eddy Currents in the Low-Temperature Zone of a D. C. Motor Cryostat — V. G. Danko, V. I. Mikh, A. I. Stankevitch	14
Non-Steady-State Processes in a Synchronous Generator Feeding an Inductive Energy Accumulator — E. N. Vlasov, K. S. Hodjajev	19
A Study of the Magnetizing Effect of the Armature Reaction in Synchronous Pulse Generators — A. V. Loos, A. V. Lukutin, A. I. Chuchalin	24
On the Theory of Electromagnetic Reducer-Coupling Performance — V. V. Varley	28
A Model for Linear Induction Machines — V. S. Yevlanov	33
A Twelve-Phase Converter With a Dividing Reactor-Transformer — I. A. Zborovski	36
Ways for Improving the Technical Characteristics of D. C. Impulse Drives — L. I. Malinin, V. I. Malinin	42
FROM OPERATING EXPERIENCE	
A Study of the Performance of a Three-Phase Rectifier With Current Reversal for Charging Storage Batteries — A. G. Zdrok	47

Electromagnetic and Electromechanical Processes for Overexcitation of an Hysteresis Motor — V. N. Tarasov	49
Control of the Electric Drive for Vibrating Machines — V. V. Gortinski, B. G. Khvalov	52
REPORTS	
On Selecting the Shape of Electrodes for High-Voltage Equipment — E. N. Djuravlyev, V. N. Yaroslavski	54
Analysis of the Performance of an Induction Motor With a Pulsating Load — V. S. Mogilnikov, V. N. Martinov	57
Calculating the Magnetic Field in Superconducting Unipolar Electric Machines — N. P. Gotovtsev, M. I. Fedosov	59
Electromagnetic Forces in Electromagnetic Tapered Radial-Thrust Bearings — U. N. Djuravlyev	61
On Calculating the Mutual Inductance of Round Coaxial Circuits — V. V. Vologdin, A. F. Naidenov	63
Vibration of Capacitor Plates for an A. C. Voltage — V. J. Shaphorostov, L. G. Petrenko	64
Evaluating the Capacitances in Systems of Coaxial Ring-Shaped Electrodes Located in the Boundary Plane Between Two Dielectric Media — U. J. Yossel	66
DISCUSSIONS	70
BIBLIOGRAPHY	74

УДК 63.621.311

Электротехнология в сельском хозяйстве. Бородин И. Ф. — «Электричество», 1982, № 11.  
 Дан обзор состояния и рассмотрены задачи внедрения электротехнологических приемов в сельское хозяйство. Библ. 9.

УДК 621.315.145

Повышение электрической прочности воздушных промежутков провод — земля. Александров Г. Н., Подпоркин Г. В. — «Электричество», 1982, № 11.  
 Приведена методика и результаты оптимизации конструкции расщепленного провода, базирующейся на условии обеспечения максимальной электрической прочности промежутка «провод — земля». Этот промежуток выбран потому, что он обладает наиболее простой конфигурацией электрического поля и в то же время в значительной мере определяет технико-экономические показатели линии электропередачи. Увеличение электрической прочности промежутка достигается за счет использования экранирующего эффекта объемного заряда, образующегося в стримерных зонах вблизи составляющих расщепленного провода в процессе развития разряда. Библ. 3.

УДК 621.314.27.001.24

Восстановление электрической прочности вакуумных и газоразрядных промежутков низкого давления. Мусин А. К., Тимофеев Г. Г. — «Электричество», 1982, № 11.  
 Рассматриваются процессы восстановления электрической прочности (ВЭП) вакуумных промежутков, заполненных после погасания вакуумной дуги эрозийным облаком и остаточной плазмой. Показано, что при достаточно разреженном межэлектродном облаке время ВЭП определяется разлетом заряженных частиц и при обычно используемых электродах не превышает  $10^{-5}$  с. В достаточно плотном остаточном газе процесс ВЭП затягивается и слабо зависит от присутствия ионизованной компоненты. Вычисленные значения времени ВЭП согласуются с результатами экспериментов. Библ. 8.

УДК 621.313.29.014.4.001.24

Вихревые токи в низкотемпературной зоне криостата криодвигателя постоянного тока. Даныко В. Г., Милых В. И., Станкевич А. И. — «Электричество», 1982, № 11.  
 Предложена методика расчета вихревых токов и тепловыделений в каркасе сверхпроводящей обмотки возбуждения мощного криодвигателя постоянного тока при работе его в реверсивном режиме. Результаты расчета позволяют заключить, что потери мощности в каркасе не достигают опасного уровня и оказываются существенно меньше других видов теплоток в низкотемпературную зону криостата. Библ. 11.

УДК 621.313.32.018.782.3.001.24

Нестационарные процессы синхронного генератора, питающего индуктивный накопитель энергии. Власов Е. Н., Ходжаев К. Ш. — «Электричество», 1982, № 11.  
 Рассматривается динамика синхронных генераторов, нагруженных через выпрямитель на активно-индуктивную нагрузку, при переменной угловой скорости вращения. Проведено преобразование уравнений системы с помощью асимптотических методов нелинейной механики и составлены уравнения медленных нестационарных процессов, существенно более простых, чем исходные. Излагаются некоторые результаты интегрирования полученных уравнений в случае, когда генератор работает за счет кинетической энергии предвращательно раскрученного маховика, механически связанного с ротором. Библ. 7.

УДК 621.313.322.013.4.001.24

Исследование намагничивающего действия реакции якоря в синхронных импульсных генераторах. Лоос А. В., Чучалин А. И., Лукутин А. Б. — «Электричество», 1982, № 11.  
 Предложен аналитический метод расчета магнитного поля в активном объеме синхронного импульсного генератора для расчета переходных режимов его работы. На основании решения краевой задачи расчета магнитного поля получены аналитические зависимости потокоцеплений контуров от токов с учетом нелинейных свойств железа магнитопровода. Теоретически показано импульсное увеличение основного магнитного потока при несимметричном коротком замыкании синхронного импульсного генератора. Библ. 6.

УДК 538.312:621-58.001.5

Вопросы теории рабочих процессов электромагнитной муфты-редуктора. Варлей В. В. — «Электричество», 1982, № 11.  
 Приводится определение энергии магнитного поля в области зазора между ведущим и ведомым роторами электромагнитного механизма, обеспечивающего кинематическую связь валов посредством пондеромоторного взаимодействия в магнитном поле и одновременное редуцирование частоты вращения ведущего ротора. С использованием принципа возможных перемещений установлены коэффициенты электромагнитных величин характеризующих рабочие процессы рассматриваемой электромагнитной муфты — редуктора. На основании этого определения предельного угла нагрузки и коэффициента, характеризующего величину, реализуемого электромагнитного момента в исследуемом механизме из условия обеспечения сцепления на поверхности качения ведомого ротора. Численные значения указанных коэффициентов установлены в функции величин, характеризующих геометрию активной зоны муфты — редуктора. Библ. 7.

УДК 621.313.333.538.4

Модель линейных индукционных машин. Евланов В. С. — «Электричество», 1982, № 11.  
 Рассматривается модель линейных индукционных машин, в которой граничные условия задаются в виде токового настила каждой фазы на поверхности индуктора в интервале, соответствующем распределению проводников с токами данной фазы. Определяются поля при однофазном и трехфазном питании индуктора. Анализ электромагнитной силы показал, что линейную трехфазную машину можно представить как каскад одной трехфазной, двух двухфазных и двух однофазных машин, работающих на один вторичный элемент. Библ. 14.

УДК 621.314.6.001.24

Двенадцатифазный преобразователь с делительным реактором-трансформатором. Зборовский И. А. — «Электричество», 1982, № 11.  
 Выведены и проанализированы уравнения внешней характеристики, выражения для типовой мощности преобразователя с трансформаторной связью между фазными или линейными токами вентиляемых обмоток трансформаторов. Уравнения внешней характеристики обобщены для трех схем двенадцатифазных преобразователей. Произведено сравнение типовой мощности уравнильного реактора с делительным реактором-трансформатором. Даны практические рекомендации в отношении коэффициента мощности, жесткости внешней характеристики, установившегося выпрямленного тока при внешнем к. з. Библ. 9.

УДК [62-83:621.3.024].001.5

Пути улучшения технических характеристик импульсных электроприводов постоянного тока. Малинин Л. И., Малинин В. И. — «Электричество», 1982, № 11.  
 Анализируются основные технические характеристики импульсных электроприводов постоянного тока: удельный момент привода, удельный момент электромеханического узла, добротность привода и удельная приемистость. Рассмотрены методы улучшения характеристик за счет применения высокоскоростных малонерционных двигателей, путем повышения частоты коммутации преобразователей и компаундирования двигателей постоянного тока. С учетом существующих ограничений на частоты коммутации преобразователей для малонерционных приводов с целью улучшения характеристик рекомендуется компаундировать исполнительные двигатели. Библ. 10.

УДК 621.314.5:621.355.16

Исследование работы трехфазного выпрямителя с реверсом тока заряда аккумуляторных батарей. Здрок А. Г. — «Электричество», 1982, № 11.  
 Рассматривается работа трехфазного выпрямителя реверсивного тока, в котором два плеча шунтированы электрическими емкостями. Исследовано изменение структуры схемы на отдельных интервалах периода напряжения источника. Приведены результаты экспериментальных исследований заряда аккумуляторных батарей реверсивным током. Библ. 6.

УДК 621.319.7.001.24

О выборе формы электродов высоковольтного оборудования. Журавлев Э. Н., Ярославский В. Н. — «Электричество», 1982, № 11.  
 Рассмотрена задача синтеза электростатического поля и, в частности, построения системы электродов с постоянной напряженностью поля на поверхности. Предложен алгоритм построения подобных электродов, основанный на применении метода эквивалентных зарядов. Возможности алгоритма иллюстрируются в приложении к системам электродов «острие — плоскость» и «стержень в соосном отверстии». Библ. 9.

УДК 621.313.333.001.24

Анализ работы асинхронного двигателя при пульсирующей нагрузке. Могильников В. С., Мартынов В. Н. — «Электричество», 1982, № 11.  
 Получены основные зависимости для определения максимальных отклонений тока статора, частоты вращения ротора, угла отклонения ротора, а также резонансной частоты при пульсирующей нагрузке с учетом электромагнитных переходных процессов на основе анализа физических явлений, происходящих в двигателе, без решения уравнений Горева — Парка. Приведенные формулы позволяют просто анализировать работу асинхронного двигателя не только качественно, но, в определенных пределах, и количественно. Данные расчета сопоставляются с опытными данными. Библ. 5.

УДК 621.82:538.311.001.24

Электромагнитные силы в радиально-упорном коническом электромагнитном подшипнике. Журавлев Ю. Н. — «Электричество», 1982, № 11.  
 Получены аналитические выражения для электромагнитных сил, действующих со стороны радиально-упорного конического электромагнитного подшипника на ротор при малых перемещениях последнего. Рассматривается наиболее распространенный тип подшипника, имеющий восемь одинаковых полюсов и четыре электромагнитных контура с токами. Учтены потоки рассеяния полюсов. Расчетные результаты подтверждены опытными данными. Библ. 6.

УДК 538.522.22.001.24

О расчете взаимной индуктивности соосных круговых контуров. Огольдин В. В., Найденков А. Ф. — «Электричество», 1982, № 11.  
 Предложена единая во всей области изменения параметров задачи формула для расчета взаимной индуктивности соосных круговых контуров, полученная на основе приближений многочленами и гарантирующая требуемую точность вычислений. Библ. 6.

УДК 621.319.4-752

Вибрации обкладок конденсаторов при переменном напряжении. Шафоров В. Я., Петренко Л. Г. — «Электричество», 1982, № 11.  
 Экспериментально выявлено влияние вибраций обкладок на срок службы конденсаторов при переменном напряжении и проведен расчет амплитуды и резонансных частот колебаний обкладок плоского конденсатора под воздействием кулоновских и электродинамических сил. Предложены способы уменьшения амплитуды вибраций обкладок конденсаторов. Библ. 2.

УДК 621.3.011.4.001.24

Оценка емкостей в системах коаксиальных кольцевых электродов, расположенных на плоской границе двух диэлектрических сред. Иосель Ю. Я. — «Электричество», 1982, № 11.  
 Рассмотрен вопрос о вычислении емкостей кольцевых электродов, расположенных в двуслойной среде. Применен известный метод средних потенциалов, причем результаты доведены до замкнутых формул для емкостей при различных вариантах соединения электродов. Выполнено сравнение предложенных формул с выражениями из работ других авторов, рассматривавших частные случаи поставленной в данной статье задачи. Библ. 6.