

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

УДК 621.3.016.4:620.91

Новые способы получения электрической энергии

Чл.-корр. АН СССР Н. С. ЛИДОРЕНКО

Москва

Новые способы получения электрической энергии еще не вышли на дорогу большой энергетики, они развиваются в ряде технически развитых стран в связи с потребностью обеспечения электроэнергией автоматизированных нестационарных устройств (так называемая автономная энергетика). Однако уже сейчас часть направлений автономной энергетики (использование солнечной энергии; циклы непосредственного преобразования природного и некоторых видов синтезированного химического топлива) имеет перспективу и для целей большой энергетики.

Несмотря на скромные размеры единичных образцов, количество изготавливаемых ежегодно в мире автономных электрогенерирующих устройств огромно; оно исчисляется миллиардами экземпляров и их общая мощность существенно превосходит установленную электрическую мощность всех стационарных электростанций вместе взятых. Автономная энергетика начинается от детских электрифицированных игрушек, переносных радиоприемников, телевизоров, магнитофонов, многообразия конструкций малых передвижных электростанций и кончается энергоснабжением космических кораблей, межпланетных космических станций, автоматизированных систем для сбора информации в межпланетном пространстве, воздушном и водном океанах и мантии Земли, современных авиационных, корабельных и других транспортных средств, включая электромобили, луноход и т. п. (рис. 1—3).

Реализуемые в автономных электрогенерирующих устройствах схемы непосредственного преобразования энергии существенно отличаются от схем, используемых в стационарной энергетике (так называемых машинных схем преобразования энергии).

Схемы непосредственного преобразования энергии основаны на различных физических явлениях и эффектах, открытых в прошлом. Однако, несмотря

на это, разработка конкретных устройств требует огромного экспериментального материала, базируется на применении новейших разделов науки и техники (квантовой электродинамики, физики твердого тела, физики плазмы, теплофизики и термодинамики, химической кинетики и электрохимии и т. п.) и различных видов современной технологии (полупроводникового, плазменного, электрохимического или полимерного синтеза, вакуумных сублимационных и седиментационных процессов, порошковой металлургии и всех видов сварки, новейших методов сопряжения конструктивных узлов, деталей и элементов, часто обладающих несовместимостью параметров и т. п.).

Автономные электрогенерирующие устройства. Автономными называются компактные устройства,

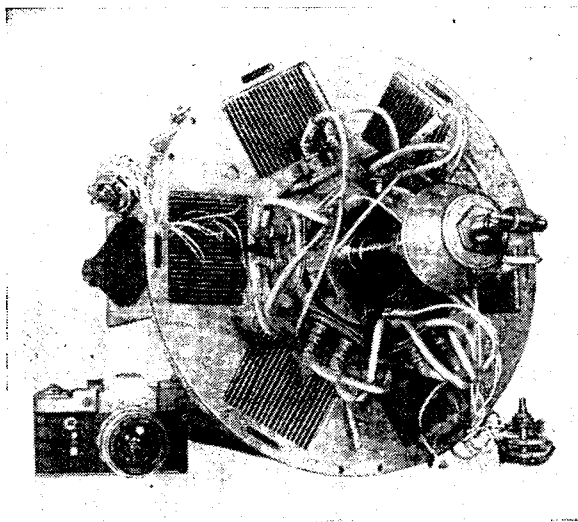


Рис. 1. Термоэлектрогенератор для питания аппаратуры радиорелейной линии связи и станций катодной защиты газопроводов в труднодоступных районах страны.

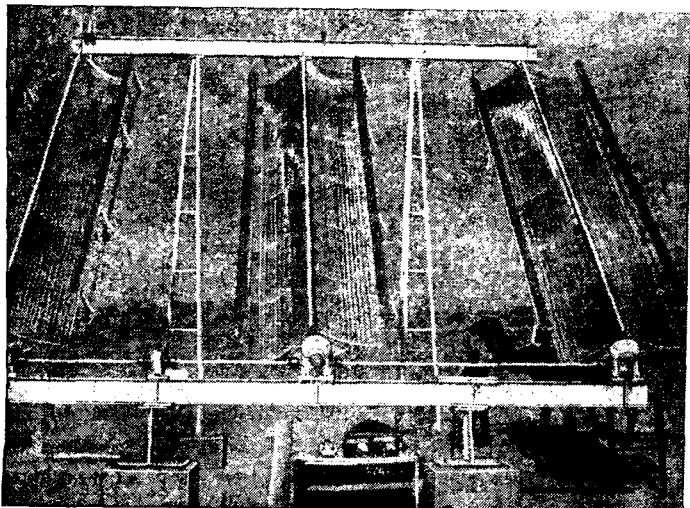


Рис. 2. Солнечная фотоэлектрическая установка мощностью 500 вт, используемая для привода водоподъемного насоса.

способные преобразовать в электрическую различные виды энергии: тепловую и механическую, химическую и электромагнитную, энергию ядерного распада и радиационного излучения.

По виду преобразуемой энергии автономные источники тока принято разделять на два типа: химические и физические. Химические источники генерируют электрический ток за счет энергии окислительно-восстановительных реакций химических реагентов (окислителя и горючего), содержащихся в их конструкции. К химическим источникам тока относятся: первичные источники тока (гальванические элементы и батареи), вторичные источники тока (аккумуляторы и аккумуляторные батареи), резервные источники тока (ампульные батареи, водо-, газо- и теплоактивируемые батареи) и, наконец, созданные в последние годы электрохимические генераторы.

Термогенераторы, термоэмиссионные генераторы, фотоэлектрические батареи, атомные батареи, электрогазодинамические, электростатические и другие подобные генераторы относятся к физическим источникам тока.

Несмотря на наличие общей цели, объединяющей все упомянутые схемы преобразования — цели получения электрической энергии, как было сказано, на сегодня не существует общей теории, связывающей все виды преобразования энергии, как не существует и прогнозирующей теории по каждому из видов непосредственного преобразования. Под прогнозирующей теорией нами понимаются такие методы количественной обработки исходных теоретических коэффициентов, постоянных или математических уравнений, которые привели бы к построению конкретной модели электрического генератора, например, как это сегодня обеспечивается уравнениями классической электродинамики при построении электрических машин, трансформаторов, и т. п., не требуя при этом в огромных масштабах дополнительных поисковых исследований, выявления новых экспериментальных закономерностей и разработки новых математических методов.

Известно, что традиционная электротехника со всеми ее практическими приложениями опирается на макроскопическую электродинамику, исследующую электронные взаимодействия в изотропных средах, электрические свойства которых не зависят от направления распространения электромагнитного поля (чистые металлы и диэлектрики, разреженные газы).

Макроскопическая электродинамика, являющаяся основой классической электротехники, как правило, не учитывает атомной структуры вещества, межмолекулярных связей, дефектов структуры и т. п.

На основе использования в основном законов классической электродинамики до последнего периода и строилось все многообразие технических применений электротехники, в том числе и генераторов электрической энергии.

Однако классическая электродинамика не может быть использована при создании устройств непосредственного преобразования энергии.

Полупроводниковая электроника, исследующая закономерности переноса электрона и его поля в электрически неоднородных твердых телах с анизотропией по диэлектрическим (ϵ) и магнитным (μ) свойствам подлинно революционизировала многие отрасли техники и явилась основой для создания термогенераторов и фотоэлектрических батарей.

Термоэлектрический метод преобразования. Твердое тело в полупроводниковой электронике используется как матрица для локализации вносимых средствами полупроводниковой технологии искажений в исходную электронную структуру его кристаллической решетки. Задаваемое параметрами технологии искажение исходной электронейтральности или ранее существовавшего закона распределения электрических зарядов, приводит к новому (желаемому) закону изменения энергетического спектра электронов в синтезируемой электрической схеме.

Многообразие вариантов применения полупроводников в современной технике вызвано возмож-

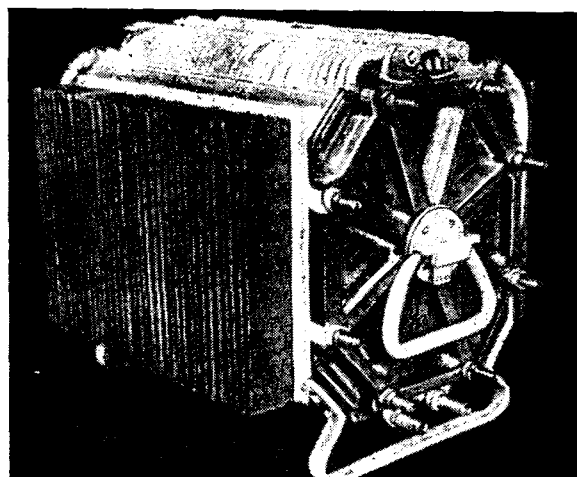


Рис. 3. Модуль электрохимического генератора с ионообменной мембраной.

ностью практического использования многообразия проявления свойств электрона в электрически неоднородной анизотропной среде.

Развитию традиционной полупроводниковой техники, например устройств преобразования информации, способствовало наличие теории — зонная модель и квантово-механический подход. Это можно было бы объяснить тем, что в конкретных схемах устройств преобразования информации имеется возможность использования внешних электрических полей в единицы или десятки электрон-вольт. Однако при термоэлектрическом преобразовании генерируются электрические поля, пропорциональные приложенному градиенту температур. Они составляют всего несколько тысячных долей вольта на градус и на единичном термоэлементе можно набрать не более десятых долей вольта. Использование полупроводниковых структур с энергетическими барьерами, соизмеримыми или превышающими эти величины, приводит к низким значениям к. п. д.

Исследователям приходится создавать системы с так называемыми полупроводниками с размытой запрещенной зоной проводимости, содержащей низкопотенциальные энергетические барьеры, величина которых соизмерима с энергией носителей. Это может быть достигнуто пока лишь на электронных переходах двух, трех, четырех и более атомных структур. Одноэлектронная модель, используемая в современной квантовой механике, не является достаточной для теоретического описания подобных сложных ситуаций электронного обмена. Поэтому эксперимент здесь является превалирующим при определении оптимальных путей решения проблемы.

По-видимому, следует признать, что в исследуемых процессах непосредственного преобразования мы сталкиваемся с более сложными моделями электронного обмена и электронного переноса, чем это может быть на сегодня прогнозируемо современной теорией.

Проанализируем некоторые пути оптимизации термоэлектрического преобразования. В упрощенной интерпретации физический смысл оптимизации термоэлектричества состоит в разработке искусственных (технологических) методов усиления «конкуренции» между тепловым и электромагнитным потоками в полупроводниковых полуветвях термоэлемента.

Советскими исследователями в последние годы разработана теория и методы внесения инертных добавок в ветви термоэлементов, эффективно рассеивающих фононы (кванты теплового потока), но не оказывающих существенного влияния на кинетику распространения электромагнитного поля. Следует отметить, что эта теория не вытекала из одноэлектронной квантомеханической модели. Получены также нелинейные фононэлектронные эффекты в тонких пленках, существенно улучшающие коэффициенты термоэлектрической добротности и термо-э. д. с. Исследуются эффекты, полученные в размерно-квантовых пленках системы типа: металл — диэлектрик — металл. Если уровень Ферми металла полуветви, имеющей наиболее высокую температуру, отличается от первого незаня-

того уровня на величину kT , то туннелирующий под действием градиента температур электрон имеет условия переноса на новый дискретный уровень.

Приведенные примеры новых методов синтеза потенциальных функций энергетических барьеров в анизотропных твердых средах, какими являются полупроводники, имеют перспективу существенного повышения коэффициента добротности термоэлектрических и электронно-охлаждающих материалов и конструкций с их использованием.

Преобразование солнечной энергии. Человечество еще и сегодня пользуется электроэнергией, полученной от Солнца через фотосинтез: органические топливные продукты (нефть и уголь) — тепловые машины — электрический генератор, с общим коэффициентом использования энергии Солнца около тысячной доли процента. С помощью достижений полупроводниковой техники удастся около 12% энергии прямого солнечного излучения преобразовывать непосредственно в электрическую, что во много тысяч раз превышает упомянутую природную схему преобразования. Это достижение следует признать значительным, если вспомнить, что в других областях, например в сфере преобразования информации, мы приблизительно на столько же порядков отстаем от возможных схем, диктуемых нам природой.

Научные и экономические проблемы, связанные с разработкой путей дальнейшего повышения коэффициента преобразования солнечной энергии, теоретический предел которого еще далеко не достигнут, требует как усиления исследования по новым схемам преобразования, так и разработки экономически целесообразных средств концентрации солнечного излучения.

Рассмотрим некоторые из еще нерешенных вопросов. Дальнейшее повышение коэффициента преобразования на кремниевых фотобатареях связано с поиском путей снижения коммутационных потерь в фотоэлементах и фотобатареях и потерь при рекомбинации носителей на дефектах структуры, что требует усовершенствования существующей технологии элементов, их конструкции и конструкции батарей.

Большой вклад в оптимизацию использования солнечной энергии может быть внесен средствами термостабилизации солнечных антенн. Известна высокая зависимость к. п. д. кремниевых фотоэлементов от температуры. Сегодня термостатирование осуществляется сооружением просветляющих покрытий как с лицевой, так и с тыльной стороны фотоэлементов, а также покрытиями, обеспечивающими и радиационную стойкость сооружения. Эти еще не решенные до конца актуальные научно-технические задачи требуют теоретической и инженерной оптимизации.

Трудной экономической проблемой являются рациональные методы получения солнечных батарей из тонкопленочного кремния, что существенно снизило бы расход этого еще дорогостоящего материала на 1 квт генерируемой мощности.

Актуальным является повышение коэффициента использования солнечной энергии на высокотемпературных фотоэлементах. По-видимому, СССР впервые в мировой практике использовал высоко-

температурные фотоэлементы из арсенида или фосфида галлия при зондировании Венеры в 1967, 1969 и 1971 гг. и на луноходе в 1970—1972 гг., где температура антенны достигала $+140^{\circ}\text{C}$. Информация об этом опубликована в прессе. Дальнейший путь повышения коэффициента использования энергии в этих системах состоит в рациональных инженерных решениях, прогнозируемых теорией оптимальных схем, использовании двойной ширины запрещенной зоны в структурах (гетеропереходы). Коэффициент полезного действия таких элементов превышает 15% от энергии солнечного потока.

Создание оптимальных гетероструктур, по нашему мнению, является актуальной проблемой теории и технологии фотоэлектрического преобразования.

Широкие экономические перспективы использования солнечной энергии, в том числе в большой (наземной) энергетике, содержатся в фотоэлементах пленочного типа.

Непосредственное накопление электрических зарядов под воздействием фотонов в пленочных элементах происходит в узкой зоне электронно-дырочного перехода полупроводникового элемента, занимающего толщину нескольких единиц микрон. Расход дорогостоящего полупроводникового материала на построение преобразующего элемента при освоении пленочной технологии снижается в десятки раз.

Аналогичные исследования проводятся и во Франции, США и других странах.

Пленки удается получить пока на двойных и тройных полупроводниковых структурах типа CdS, CdTe и др. Средний к. п. д. их существенно ниже, чем у кремниевых элементов и достигает 6—7%.

Проблемами являются обеспечение на пленочных батареях стабильного ресурса в течение многих тысяч часов, что, например для кремния, уже давно решено. Эта стабильность важна особенно для наземных условий эксплуатации.

Оригинальным советским достижением в области фотоэлектричества является устройство «фотовольт». Его конструкция и технология запатентована в США, Японии и других странах. «Фотовольт» — устройство, объединяющее множество дырочно-электронных переходов, связанных общей базой, и обладающее аддитивными свойствами последовательных цепей. «Фотовольт» способен оптимально преобразовывать концентрированное (особенно когерентное) излучение с высокой добротностью. Это его свойство имеет прямое отношение к перспективам лазерной связи и лазерной энергетике, а также к возможному использованию энергии термоядерного синтеза, которая, если ее удастся осуществить, будет связана с преобразованием именно лучистой энергии различного спектрально-диапазона.

Принципиально «Фотовольт» может конкурировать и с термоэмиссионным преобразованием. Энергию атомного реактора можно использовать не только в виде тепла, как это делается во всем мире сегодня, но и «высвечивать» фотонами, энергия которых через «фотовольт» может быть преобразована в электрическую.

Электрохимические генераторы. Получение электрической энергии непосредственно из химической реакции окисления природного или синтезированного топлива, как правило, осуществляется при постоянной температуре, в связи с чем соответствующие ограничения в к. п. д. циклом Карно не вводятся. В теоретическом плане эта задача куда более сложная, чем рассмотренные модели фотоэлектрического или термоэлектрического преобразования.

Аналогию можно провести, если попробовать мысленно разделить дырочно-электронный переход, например фотоэлемента, по его границе, раздвинув границу дырочно-электронного перехода так, чтобы заполнить ее раствором ионов. Модель имела бы сходство с плазменным термоэмиссионным диодом, в котором также имеются катод, анод и плазма, размещенная в межэлектродном зазоре.

Прогноз кинетики электронного переноса в такой системе не поддается количественной интерпретации. Задача несколько упрощается, когда катод и анод состоят из проводящих или полупроводящих материалов, как это имеет место в традиционных химических источниках тока, хотя кинетика электронного обмена в аккумуляторах или гальванических элементах также не прогнозируется современной теорией.

Однако в электрохимических генераторах возникают новые проблемы: отвода электрических зарядов от топлива и окислителя при условии, когда оба они являются газообразными или жидкими, диэлектриками, как это имеет место, например, в водородно-кислородном электрохимическом генераторе. Исследуемая модель здесь еще менее пригодна для построения прогнозирующей теории, чем при физических методах преобразования. Схематичный анализ аспектов проблемы может быть проиллюстрирован сопоставлением двух методов использования энергии химической реакции.

Функциональная схема двигателя, обеспечивающего тягу за счет кинетической энергии продуктов сгорания и работающего на водороде и кислороде (т. е. использующего ту же химическую реакцию, что в электрохимическом генераторе), сводится к управлению подачей исходных продуктов (окислителя и горючего) в зону реакции, обеспечению конструктивными средствами и регулируемых обратной связью оптимальных расходов компонент (гидродинамика) и оптимального их удаления (газовая динамика).

В электрохимическом генераторе (ЭХГ), помимо газодинамических (подача газовых компонент) и гидравлических (отвод продуктов реакции) трактов, действует тракт отвода электромагнитного поля. Релаксация электромагнитного поля, связанная с переменным графиком нагрузки, порождает локальное тепловыделение, затрудняющее поддержание в системе требующейся изотермичности.

Нелинейные эффекты в этих процессах вызывают необратимые потери и согласно уравнению Нернста пропорциональны логарифму градиентов термофизических или электрофизических потенциалов. До сих пор не существует надежного метода расчета всей энергетической системы в целом.

С точки зрения газо- и гидродинамики мы имеем дело со сложными и малоизученными течениями в узких щелях и капиллярах при малых числах Рейнольдса. С точки зрения общих моделей переноса энергии и вещества речь идет о сложной многослойной, многокомпонентной системе, в которой нельзя пренебрегать эффектами второго порядка: зависимостью коэффициентов переноса от концентраций, неравенствами между активностями и концентрациями компонентов, наличием эффектов термодиффузии, неизотермичностью системы как в молекулярно-кинетическом аспекте, так и на электронном уровне.

Можно проследить следующие современные тенденции в исследованных ЭХГ:

использование имеющихся достижений по тонкослойным активированным электродам для построения на их основе электрохимических генераторов в целях увеличения ресурса и соответственно повышения надежности, весовой оптимизации и сохранения хороших вольт-амперной характеристики и к. п. д.;

концентрация усилий по высокотемпературным электрохимическим генераторам, использующим природное топливо;

расширение исследований по неплатиновым катализаторам;

расширение исследований по регенеративным электрохимическим циклам;

разработка общей теории катализа электрохимических реакций и теории переноса электрона в растворе, имеющих непосредственное отношение к построению схем ЭХГ;

расширение исследований по новым высокоактивным электрохимическим системам и др.

В настоящее время есть варианты описания электродных процессов. С точки зрения энергетического аспекта проблемы химическую реакцию между окислителем и горючим в электрогенерирующих устройствах можно рассматривать как электронный процесс. Результатом химической реакции является переток электронов внутри молекулярных структур с уровней, где они обладали большим запасом энергии (уровни энергий электронов, расположенных на валентных орбитах исходных продуктов реакции), на уровни с меньшим запасом энергии (валентные электронные уровни конечных продуктов реакции). Таким образом, при химических реакциях образуются новые молекулярные структуры (продукты реакции) из ранее существовавших молекулярных структур (реагирующих веществ).

Если реакция неорганизованная (с точки зрения коммутации и отведения электрических зарядов), между продуктами происходит хаотический обмен электронами. Выделяющаяся энергия за счет соударений между молекулами расходуется на повышение кинетической энергии реагирующих молекул — конечных продуктов реакции (тепловой процесс), а также рассеивается в виде излучения.

Проблемой теоретических, конструкторских и технологических исследований «является обеспечение рационального протекания химического процесса через такие промежуточные акты реакции (например, удовлетворяющие скорости токосъема

или кинетике подвода и отвода продуктов реакции, предварительной ионизации или оптимальным условиям катализа и др.), которые могли бы привести к минимальным потерям энергии при перетоках электронов в реальной конструкции генератора перед выводом их во внешнюю электрическую цепь.

Одной из актуальных проблем конструирования ЭХГ является обеспечение возможно более полного использования потенциала процесса, соответствующего свободной энергии химической реакции (приближение рабочего напряжения генератора к его э. д. с.). Величина свободной энергии при химических реакциях не превышает долей или единиц электрон-вольт. Малые градиенты потенциала и приводят, как и в случае физических преобразователей (фото- и термоэлектричества), к затруднениям в быстрой разработке рациональных средств использования этой энергии.

На пути электронных переходов возникают энергетические барьеры, например в случае твердотельных электродов это граница «твердая фаза — раствор», а также барьеры при переносе электрона через многослойные промежуточные среды и раствор. Электронные свойства обеих твердых фаз и их границ в процессе генерирования энергии при изменении нагрузки меняются по законам, не учитываемым современной теорией. Переток электрических зарядов (ионов) через систему, представляющую собой, как правило, многослойную среду, происходит при нестационарных условиях переноса энергии и вещества и часто сопровождается разрывами сплошности и соответствующими скачками коэффициентов переноса (при нелинейных граничных условиях).

Как было сказано, современная теория не охватывает решения всех аспектов рассматриваемой проблемы. Химическая термодинамика дает возможность теоретически оценить лишь запасы энергии в исходных продуктах и потенциал процесса.

Однако отсутствуют количественные методы, позволяющие рассчитывать рабочее напряжение источников тока, количественно предсказывать фактические расходные коэффициенты топлива и окислителя, к. п. д. реакции или прогнозировать вероятность ее протекания. Поэтому большое количество выгодных с точки зрения термодинамики исходных химических реакций до сих пор еще остаются нереализованными.

Достижения последних трех лет, выражающиеся в создании в США и в СССР первых промышленных образцов водородно-кислородных генераторов, по нашему мнению, могут быть квалифицированы лишь как введение в проблему непосредственного преобразования химической энергии природных и синтезированных видов топлива в электрическую.

Вывод. Современные аспекты исследований различных принципов генерирования электромагнитного поля справедливо относятся к новым актуальным проблемам. Сама проблема составляет новый раздел электротехники, которая с учетом изложенного и может быть определена как наука и техника, базирующаяся на многообразии свойств электрона и его поля, распространяющихся при определенных условиях, в различных средах.

Условия возникновения электромеханического резонанса в сложных электрических системах

Доктор техн. наук А. А. ХАЧАТУРОВ

Москва

Переходные электромеханические процессы в сложных электрических системах наиболее трудно поддаются аналитическому исследованию вследствие того, что они описываются большим числом нелинейных дифференциальных уравнений, общие методы решения которых отсутствуют. На практике при анализе сложных систем обычно ее заменяют простой системой или находят приближенное решение для сложной системы с учетом ряда допущений, влияние которых требует дополнительного анализа.

Разработка аналитических методов исследований сложных систем представляет актуальную задачу, имеющую важное теоретическое и практическое значение, поскольку сложные системы обладают рядом особенностей, без знания которых нельзя обеспечить надежную и устойчивую параллельную работу их в установившихся и переходных режимах. Главной особенностью сложных систем является возможность возникновения дополнительных нарушений устойчивости при появлении асинхронного хода в системе.

Одной из причин дополнительных нарушений устойчивости может быть электромеханический резонанс, проявляющийся в увеличении амплитуды взаимных колебаний углов синхронно работающих генераторов вплоть до нарушения устойчивости между ними [Л. 1—4].

Исследованию электромеханического резонанса в сложных системах посвящено ряд работ [Л. 5—7]. Характерным направлением этих работ является разработка таких моделей простых систем, с помощью которых можно имитировать асинхронный ход в сложной системе и установление соответствия между возмущением, создаваемым асинхронным ходом, в реальной сложной системе и возмущением, действующим в простой системе.

В статье рассматривается аналитическая методика исследования электромеханического резонанса в сложной электрической системе, основанная на решении методом гармонического баланса уравнения движения трехмашинной системы, обладающей всеми важными с рассматриваемой точки зрения качествами сложной системы, главными из которых являются: возможность появления многократного асинхронного хода; влияние генераторов, работающих в режиме асинхронного хода на ре-

жим синхронно работающих генераторов; возможность возникновения электромеханического резонанса.

Расчетные выражения. Аналитическое исследование проведено при следующих допущениях, обычно используемых при анализе асинхронных режимов [Л. 1]: эквивалентные генераторы электрических систем замещаются постоянными э. д. с. за некоторыми реактивностями, определяемыми типом АРВ (без учета электромагнитных переходных процессов в контурах роторов); нагрузки учитываются постоянными сопротивлениями, асинхронные моменты учитываются слагаемыми, линейными по взаимным скольжениям; не учитываются дополнительные углы взаимных сопротивлений ($\alpha_{ij}=0$).

При принятых условиях уравнение движения исследуемой системы имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} T_{ji} \ddot{s}_i + \sum_{j=1}^3 D_{ij} \dot{s}_j &= M_{Ti} - M_{ii} - \sum_{j=1}^3 M_{ij} \sin \delta_{ij}; \\ \dot{\delta}_i &= s_i, \end{aligned} \right\} (1)$$

где M_{Ti} , M_{ii} , T_{ji} — соответственно момент турбины, собственный момент и постоянная инерции i -го генератора; δ_i , s_i — угол и скольжение i -го генератора; M_{ij} , D_{ij} — амплитуда взаимного момента и демпферный коэффициент между i -м и j -м генераторами, действующий на i -й генератор.

При установившемся асинхронном режиме генератора Г1 (рис. 1) по отношению к генератору Г2 с постоянным скольжением $s_{12} = \omega_{12}$ изменение взаимных углов генераторов Г2 и Г3, работающих синхронно, определится уравнением, получаемым из (1) после преобразования и нормирования времени [Л. 4]:

$$\frac{d^2 \delta_{23}}{d\tau^2} + D \frac{d\delta_{23}}{d\tau} + \sin \delta_{23} = c + a \sin \alpha\tau - b \cos \delta_{23} \sin \alpha\tau - b \sin \delta_{23} \cos \alpha\tau, \quad (2)$$

где

$$\begin{aligned} \tau &= \omega_0 t; \quad \delta_{12} = \alpha\tau; \\ \omega_0 &= \sqrt{\frac{M_{23}}{T_{J23}}}; \quad \alpha = \frac{\omega_{12}}{\omega_0}; \quad c = \frac{\Delta M_2 T_{J3} - \Delta M_3 T_{J2}}{M_{23} (T_{J2} + T_{J3})}; \\ a &= \frac{T_{J3} M_{12}}{(T_{J2} + T_{J3}) M_{23}}; \quad b = \frac{T_{J2} M_{13}}{(T_{J2} + T_{J3}) M_{23}}; \\ D &= \frac{\omega_0 (D_{23} T_{J3} + D_{32} T_{J2})}{M_{23} (T_{J2} + T_{J3})}. \end{aligned}$$

Нелинейное дифференциальное уравнение (2) решается методом гармонического баланса. Определяется периодическое решение (2) с учетом основной гармоники колебаний в виде:

$$\delta_{23} = \delta_0 + X \sin(\alpha\tau + \varphi), \quad (3)$$

где δ_0 — постоянная составляющая; X — амплитуда 1-й гармоники колебания угла; φ — угол сдвига между 1-й гармоникой возмущения и решения.

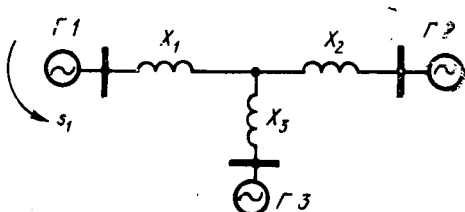


Рис. 1. Принципиальная схема исследуемой системы.

С учетом соотношений

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\delta_{23}}{d\tau} &= \alpha X \cos(\alpha\tau + \varphi); \\ \frac{d^2\delta_{23}}{d\tau^2} &= -\alpha^2 X \sin(\alpha\tau + \varphi) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

выражение (2) примет вид:

$$\begin{aligned} &\alpha^2 X \sin(\alpha\tau + \varphi) + DaX \cos(\alpha\tau + \varphi) + \\ &+ \sin[\delta_0 + X \sin(\alpha\tau + \varphi)] = c + a \sin \alpha\tau - \\ &- b \cos[\delta_0 + X \sin(\alpha\tau + \varphi)] \sin \alpha\tau - \\ &- b \sin[\delta_0 + X \sin(\alpha\tau + \varphi)] \cos \alpha\tau. \end{aligned} \quad (5)$$

Постоянная c , выраженная через начальный угол $c = \sin \delta_{230}$ характеризует исходный угол равновесия между генераторами Г2 и Г3 при асинхронном ходе генератора Г1.

В соответствии с методом гармонического баланса после разложения синуса и косинуса суммы на составляющие с помощью функций Бесселя нулевого и первого порядка $J_0(X)$ и $J_1(X)$ из (5) приравниванием постоянного члена и коэффициентов при $\sin \alpha\tau$ и $\cos \alpha\tau$ отдельно к нулю получается:

$$\left. \begin{aligned} J_0(X) \sin \delta_0 &= c + bJ_1(X) \sin(\delta_0 - \varphi); \\ -\alpha^2 X \cos \varphi - DaX \sin \varphi + 2J_1(X) \cos \delta_0 \cos \varphi &= \\ &= a - bJ_0(X) \cos \delta_0; \\ -\alpha^2 X \sin \varphi + DaX \cos \varphi + 2J_1(X) \cos \delta_0 \sin \varphi &= \\ &= -bJ_0(X) \sin \delta_0. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Зависимость между амплитудой колебаний и частотой внешней возмущающей силы получается непосредственно из (7). Приравнивание модулей левой и правой частей (7) дает:

$$\begin{aligned} &[-\alpha^2 X + \cos \delta_0 2J_1(X)]^2 + [DaX]^2 = \\ &= [a - b \cos \delta_0 J_0(X)]^2 + [-b \sin \delta_0 J_0(X)]^2. \end{aligned} \quad (8)$$

Решение данного уравнения относительно α^2 приводит к виду:

$$\begin{aligned} \alpha^2 &= \alpha_c^2 - \frac{D^2}{2} \pm \\ &\pm \sqrt{\left(\frac{a}{X}\right)^2 + \left(\frac{D^2}{2}\right)^2 - \alpha_c^2 D + \frac{b^2 J_0^2(X)}{X^2} - ab \alpha_c^2 \frac{J_0(X)}{X J_1(X)}}. \end{aligned} \quad (9)$$

Здесь α_c — собственная частота свободных колебаний:

$$\alpha_c^2 = \frac{2J_1(X)}{X} \cos \delta_0. \quad (10)$$

Из уравнения (6) баланса постоянной составляющей имеем:

$$\sin \delta_0 = \frac{c}{J_0(X) - bJ_1(X) \frac{\sin(\delta_0 - \varphi)}{\sin \delta_0}}. \quad (11)$$

Последнее выражение существенно упрощается, если пренебречь влиянием угла φ . Тогда (11) устанавливает зависимость среднего значения угла от амплитуды колебания X и исходного значения угла δ_{230} :

$$\sin \delta_0 = \frac{c}{J_0(X) - bJ_1(X)}. \quad (12)$$

При исходном угле $\delta_{230} = 0$ ($c = 0$), как следует из (6), угол $\varphi = 0$, так как угол $\delta_0 = 0$. Условие $c = 0$

соответствует случаю, когда наиболее трудно вызвать резонансное раскачивание, так как амплитуда колебания угла δ_{23} должна быть увеличена от нуля до π . Расчеты показали, что влиянием φ можно пренебречь и при $c \neq 0$.

Уравнение (12) имеет решение при условии, когда

$$J_0(X) - bJ_1(X) \geq c. \quad (13)$$

Невыполнение неравенства (13) означает отсутствие периодического решения, что физически соответствует нарушению синхронизма между Г2 и Г3. Предельный режим наступает при достижении равенства в (13), т. е. при $\delta_0 = \pi/2$. Соответствующее этому режиму критическое значение амплитуды колебаний $X_{кр}$ определяется из (12), которое приводится к виду:

$$\sin \delta_{230} = J_0(X) - bJ_1(X). \quad (14)$$

Таким образом, совместное решение уравнений (9), (14) дает возможность вычислить параметры колебаний угла δ_{23} в функции скольжения асинхронно работающего генератора Г1 и тем самым определить возможность нарушения или сохранения синхронизма в рассматриваемой системе.

Определение резонансных кривых. Определение возможности возникновения электромеханического резонанса в системе при наличии установившегося асинхронного хода в ней сводится к построению амплитудно-частотной характеристики, устанавливающей зависимость между амплитудой колебаний углов синхронно работающих генераторов X и скольжением асинхронно работающего генератора s_{12} , по которой определяется область устойчивости в этих координатах.

Указанная зависимость, построенная по приведенным выше выражениям для конкретной энергосистемы, принципиальная схема которой изображена на рис. 1, представлена графиками на рис. 2 и 3. Рассматриваемая энергосистема состоит из турбогенераторов, оснащенных АРВ пропорционального действия. Построения на рисунках выполнены при различных начальных условиях и различных значе-

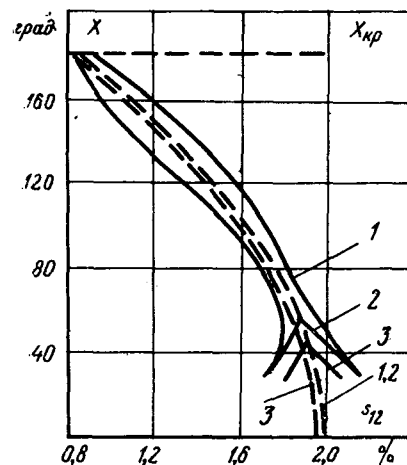


Рис. 2. Резонансные кривые энергосистемы при асинхронном ходе генератора Г1 ($\delta_{230} = 0$; $a = 0,224$; $b = 0,35$).

1 — $D_{23} = D_{32} = 0$; 2 — $D_{23} = D_{32} = 2$;
3 — $D_{23} = D_{32} = 5$.

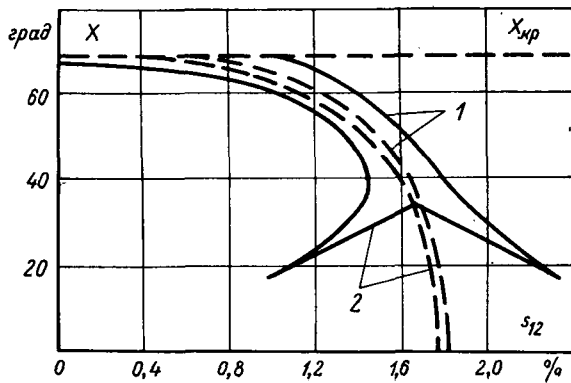


Рис. 3. Резонансные кривые энергосистемы при асинхронном ходе генератора Г1 ($\delta_{230}=30^\circ$, $a=0,224$; $b=0,35$).

1 — $D_{23}=D_{32}=8$; 2 — $D_{23}=D_{32}=10$.

ниях демпферных коэффициентов D_{23} , численно равных коэффициенту успокоения двухмашинной системы [определяемому опытным путем по затуханию свободных колебаний или по характеристике среднего асинхронного момента $M_{ac}(s)$].

Резонансные кривые на рис. 2 построены до значений $X=180^\circ$, так как для разгруженной электропередачи ($\delta_{230}=0$) критический угол составляет 180° . Резонансное нарушение устойчивости в этом случае может иметь место только при отсутствии демпфирования. При наличии же небольшого демпфирования $D_{23}=2$, что, как известно, соответствует демпфированию, определяемому регулирующим эффектом нагрузки, нарушения устойчивости не может быть ни при каком скольжении s_{12} .

С увеличением загрузки электропередачи вероятность возникновения резонансного нарушения устойчивости возрастает. Для исходного угла $\delta_{230}=30^\circ$ (рис. 3) величина $X_{кр}$ согласно расчету составляет 70° и для сохранения устойчивости требуется достаточно большой успокоительный момент. Расчеты показали, что устойчивость сохраняется при $D_{23}=10$. При меньших значениях D_{23} устойчивость между генераторами 2 и 3 при асинхронном ходе генератора Г1 может быть нарушена.

Расчеты, выполненные для других систем, показали аналогичный характер резонансных областей.

Анализ полученных результатов показал, что в электрических системах при установившемся асинхронном ходе существует опасность резонансного нарушения устойчивости между синхронно работающими генераторами тем большая, чем больше исходный угол между ними δ_{230} . В пределе при угле $\delta_{230}=\pi/2$ величина $X_{кр}=0$.

Ограничивающим развитием резонансных колебаний является успокоительный момент. При определенных значениях успокоительных моментов резонансные колебания оказываются настолько ограниченными, что не представляют опасности с точки зрения нарушения устойчивости. Следовательно, наличие хорошего успокоения в системе, обусловленного автоматическим регулированием возбуждения или асинхронными моментами, является существенным препятствием для возникновения электромеханического резонанса в системе.

Следует отметить, что резонансные кривые в нелинейных системах оказываются смещенными в область малых скольжений по сравнению с линейными системами. Это является положительным свойством нелинейных электрических систем, поскольку при небольших скольжениях увеличивается вероятность ресинхронизации асинхронно работающего генератора и тем самым ликвидации асинхронного хода в системе вообще.

Расчеты резонансных кривых, выполненные на основе линейной теории колебаний (по линеаризованным уравнениям), как известно, такого сдвига не дают (см. рис. 4). Поэтому результаты их могут оказаться более пессимистическими, чем это есть на самом деле. Более того, расчеты, основанные на линейной модели электрической системы при больших колебаниях, могут дать качественно неверный результат, как это следует из сопоставления расчетов по нелинейным (рис. 2) и линеаризованным уравнениям (рис. 4).

Устойчивость синхронных двигателей при асинхронном режиме в системе. Принятая в основу исследований математическая модель и полученные для нее выражения оказываются пригодными также для анализа устойчивости узлов нагрузки с синхронными двигателями при асинхронном режиме в системе.

Устойчивость синхронных двигателей, как известно, определяется зависимостью $U_{min}=f(s)$, которая имеет резонансный характер [Л. 8]. Поскольку в основе нарушения устойчивости синхронного двигателя при асинхронном режиме в системе лежит электромеханический резонанс, то представляется возможным применить разработанную выше методику для анализа устойчивости синхронного двигателя, рассматривая его как одну из синхронно работающих машин.

На рис. 5 приводятся результаты расчетов устойчивости эквивалентного синхронного двигателя мощностью 50 Мвт , питающегося от двух мощных энергосистем, между которыми возник устойчивый асинхронный режим. Расчеты прове-

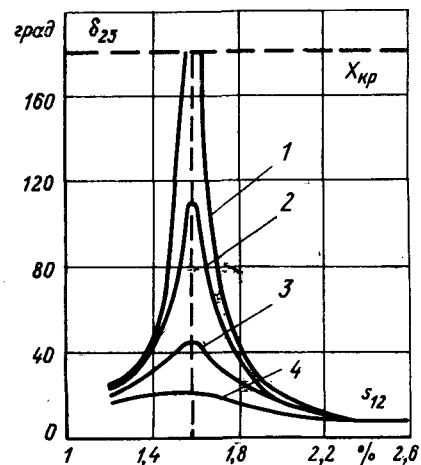


Рис. 4. Резонансные кривые той же энергосистемы при асинхронном ходе генератора Г1 (расчет по линеаризованным уравнениям; $\delta_{230}=0$).

1 — $D_{23}=D_{32}=1$; 2 — $D_{23}=D_{32}=2$; 3 — $D_{23}=D_{32}=5$; 4 — $D_{23}=D_{32}=10$.

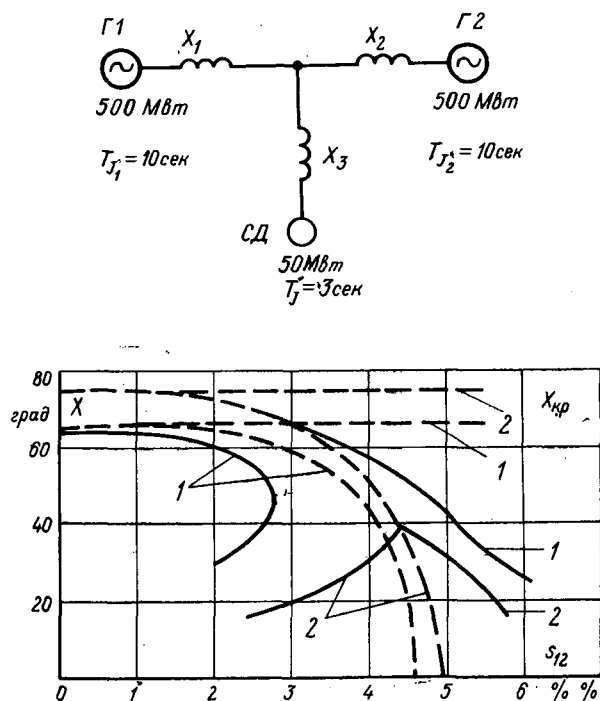


Рис. 5. Расчетная схема (а) и резонансные кривые (б) синхронного двигателя СД при асинхронном ходе в системе ($\delta_{130} = 30^\circ$).
1 — $x_1 = 0,045$; $x_2 = 0,105$; $x_3 = 0,28$; $D_{31} = 10 (U_{min} = 0,4)$; 2 — $x_1 = 0,03$; $x_2 = 0,12$; $x_3 = 0,28$; $D_{31} = 15 (U_{min} = 0,6)$.

дены для двух точек присоединения синхронных двигателей, соответствующих двум значениям минимального напряжения в узле нагрузки: $U_{min} = 0,6$, когда устойчивость заведомо сохраняется и $U_{min} = 0,4$, когда устойчивость может быть нарушена (по данным экспериментов на АВМ для аналогичной схемы). Эти расчеты показали, что резонансное нарушение устойчивости синхронного двигателя наступает при скольжениях 2,5—3% (так же, как и в расчетах на АВМ). При этом с удалением узла нагрузки от центра качаний устойчивость сохраняется; при приближении к центру качаний — устойчивость нарушается.

Следует отметить, что при аналитическом определении устойчивости синхронных двигателей по резонансным кривым существенное значение на характер последних имеют демпферные коэффициенты. Определенные на основании статической характеристики асинхронного момента синхронного двигателя демпферные коэффициенты здесь оказываются завышенными. Хорошее совпадение результатов аналитических расчетов с данными исследований на АВМ получается при снижении демпферных коэффициентов двигателей, полученных по статической характеристике $M_{ac}(s)$ примерно вдвое, что обусловлено отличием динамических характеристик от статических и отсутствием ограничений по моменту при аналитическом расчете.

Явление прохождения через резонанс. Аналитическая методика расчета электромеханического резонанса предполагает бесконечно медленное изменение скольжения при асинхронном режиме в системе.

В реальных условиях эксплуатации скольжение асинхронного хода изменяется с конечной скоростью. Поэтому представляет интерес исследование явления электромеханического резонанса с учетом конечной скорости изменения скольжения. На АВМ для рассматриваемой системы были выполнены исследования электромеханического резонанса при различных значениях начальных углов и демпферных коэффициентов. Эти исследования показали значительное снижение амплитуды колебаний углов синхронно работающих генераторов при изменениях скорости прохождения генератором Г1 через резонансную область. При скорости прохождения через резонансную область превышающей 0,25% скольжения в секунду, нарушения устойчивости между генераторами Г2 и Г3 не происходили даже при минимальных коэффициентах демпфирования $D_{23} = D_{32} = 1$ и $\delta_{230} = 30^\circ$. При этих заведомо малых коэффициентах демпфирования нарушения устойчивости имели место только при скорости изменения скольжения генератора Г1, равной 0,16% в секунду и меньше.

Таким образом, аналитическая методика расчета электромеханического резонанса, не учитывающая скорость изменения скольжения в системе, дает результат с запасом [Л. 4 и 5].

Одновременно на АВМ исследовалось влияние регуляторов скорости турбин на развитие резонансных колебаний как при медленном изменении скольжения, так и быстрых его изменениях. Эти исследования показали, что учет регуляторов скорости турбин не вносит заметных погрешностей в результаты расчетов, поэтому исследования электромеханического резонанса могут быть выполнены без учета их действия.

Выводы. 1. В сложных электрических системах при определенных условиях возможно возникновение явлений электромеханического резонанса, сопровождаемого неограниченным увеличением угла между синхронно работающими генераторами вплоть до нарушения устойчивости. Причиной возникновения электромеханического резонанса является наличие внешней возмущающей силы, действующей на синхронно работающие машины и вызванной асинхронным ходом в системе.

2. Резонансные колебания существенно ограничиваются демпферными моментами генераторов. При определенных значениях демпферных моментов эти колебания оказываются ограниченными и не представляют опасности с точки зрения нарушения синхронизма.

3. Области устойчивой работы генераторов при асинхронном режиме в системе существенно зависят от начального значения угла между синхронно работающими генераторами. Чем меньше значение исходного угла, тем при меньшем значении демпферного момента устойчивость сохраняется.

4. Резонансные кривые электрических систем характеризуются смещением амплитуды колебаний угла в область малых скольжений, что является благоприятным фактором с точки зрения ресинхронизации асинхронно работающего генератора с остальными синхронно работающими до проявления опасных явлений раскачивания из-за резонанса.

5. Ограничению резонансных колебаний в значительной степени способствуют изменения скорости возмущающей силы. При относительно большой скорости изменения возмущающей силы в системе нарушения устойчивости не наблюдаются даже при малых значениях демпферных коэффициентов.

6. Анализ работы синхронных двигателей при асинхронном ходе в системе может быть выполнен на основе методики электромеханического резонанса, так как нарушение устойчивости синхронных двигателей в этих режимах имеет резонансный характер.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Веников В. А. Переходные электромеханические процессы в электрических системах. М., «Высшая школа», 1970.

2. Савалов С. А. Режимы электропередач 400—500 кв. М., «Энергия», 1967.

3. Литкенс И. В. Определение запаса статической устойчивости послеаварийного режима и пути его увеличения.— «Электричество», 1969, № 4, с. 9—18.

4. Хачатуров А. А. Электромеханический резонанс в сложных системах. Труды ВНИИЭ, вып. 37. М., «Энергия», 1970.

5. Литкенс И. В., Пуго В. И. Асинхронный ход в сложной системе, как гармоническое возмущение синхронной машины.— «Электричество», 1971, № 11, с. 9—15.

6. Литкенс И. В., Пуго В. И. Исследование синхронной устойчивости генератора при наличии установившегося асинхронного хода в системе.— Изв. АН Латв. ССР, серия физико-технических наук, 1970, № 5.

7. Ледянкин Д. П., Помазкин В. П. Экспериментальная проверка математической модели для оценки устойчивости генератора при асинхронном ходе в системе.— Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1971, № 1.

8. Гуревич Ю. Е., Хачатуров А. А. Исследование устойчивости работы синхронных двигателей при асинхронном режиме в системе.— «Электричество», 1965, № 3, с. 35—42.

[18.2.1972]



УДК 62—784.37

Анализ и синтез схемы устройства защитного отключения с самоконтролем исправности

Инж. А. Х. СЛОБОДКИН

Всесоюзный НИИ релейной защиты

Широкая электрификация различных производственных процессов делает проблему электробезопасности в сети напряжения 380/220 в особенно актуальной. В связи с этим ставится задача создания аппаратуры защитного отключения, которая обеспечит возможно меньшую вероятность поражения человека при высокой надежности электрооборудования и низкой стоимости эксплуатации.

Существующая аппаратура защитного отключения в ряде конструктивных исполнений представляет реле утечки [Л. 1] и коммутационный аппарат (контактор, автоматический выключатель и т. п.). Для реле утечки характерны:

высокая степень рассредоточенности по объектам, вследствие чего централизованное обслуживание, профилактические работы и обнаружение отказавших реле будут носить случайный характер; массовость и отсутствие экономического эффекта (при основном назначении — повышении безопасности обслуживания электроустановок) обуславливают требование минимальной стоимости при прочих равных условиях;

дежурный режим работы, при котором реле должно сохранять готовность к работе (работа реле происходит лишь при аварийной ситуации в течение долей секунды);

продолжительность эксплуатации определяется не моментом отказа и даже не моментом обнаружения отказа, а началом восстановительных работ по замене реле.

Отмеченные особенности эксплуатации реле утечки практически исключают применение резервирования для повышения надежности. Кроме того, эксплуатация реле с постоянным резервом без систематической профилактики не исключает по-

очередного отказа обоих реле. Вероятность таких отказов стремится к единице по мере старения аппаратуры [Л. 2].

Рассматриваемые реле относятся к категории восстанавливаемой аппаратуры, поэтому наиболее целесообразно свести повышение надежности ее к уменьшению времени обнаружения отказа, т. е. к самоконтролю исправности реле.

Под самоконтролем будем понимать свойство аппаратуры контролировать потерю работоспособности путем автоматической фиксации возникающих в ней отказов. Так как фиксация отказа возможна либо отключением защищаемого участка сети, либо включением сигнализации без отключения сети, то будем различать самоконтроль на отключение и самоконтроль на сигнал [Л. 3].

Количественная оценка самоконтроля. Рассмотрим в общем виде электронное устройство с числом N различных элементов схемы (рис. 1). На каждый элемент схемы постоянно действуют различные факторы (атмосферное давление, механические и электрические нагрузки, окружающая среда и т. д.), которые с течением времени приводят к отказу данного элемента. Рассматривая только полные отказы элементов¹, можно выделить два состояния любого i -го элемента: отказа нет ($a_i=0$) и отказ есть ($a_i=1$). При отказе ($a_i=1$) выходной параметр Y может изменить свое первоначальное значение. Следовательно, a_i действует на выходной параметр Y аналогично входному сигналу $X_{вх}$ и может рассматриваться как сигнал отказа. Все устройство при этом можно представить как многоходовое с общим числом входов, равным $1+N$.

¹ Этот вид отказов в настоящее время является общепринятым при расчетах надежности электронной аппаратуры.

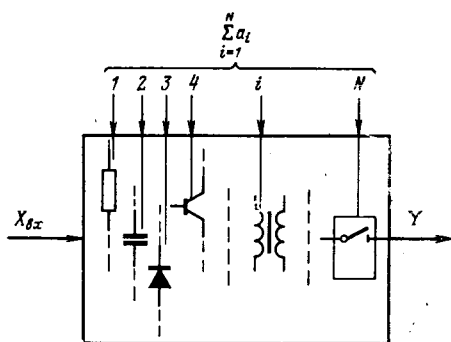


Рис. 1.

Изменение выходного параметра под влиянием отказа i -го элемента, т. е. реакция выхода на отказ R_i может быть выражена по аналогии с коэффициентом передачи:

$$R_i = \frac{|\Delta Y|}{\Delta a_i} = \frac{|Y_{a_i} - Y_{нач}|}{\Delta a_i} \quad (1)$$

Для устройств, содержащих звено с релейной характеристикой, выходной параметр может принимать значения 0 или 1. В этом случае реакция выхода может быть выражена функцией sign от тока (или напряжения) на входе релейного звена:

$$R_i = \text{sign} \frac{|I_{a_i} - I_{нач}|}{\Delta a_i} \quad (2)$$

при $|I_{a_i} - I_{нач}| \geq |I_{ср} - I_{нач}|$, где I_{a_i} — ток на входе релейного звена при отказе i -го элемента, т. е. при $a_i = 1$; $I_{нач}$ — ток на входе релейного звена до отказа i -го элемента, т. е. при $a_{iнач} = 0$; $I_{ср}$ — ток срабатывания (возврата) релейного звена; $\Delta a_i = a_i - a_{iнач} = 1$ — приращение сигнала отказа по i -му входу при возникновении неисправности i -го элемента.

Рассматривая схемы с релейной характеристикой, можно констатировать, что при поочередных отказах любого вида всех N элементов схемы отказы некоторой части элементов дадут $R_i = 1$, а остальные части — $R_i = 0$. Изменение выходного параметра при $R_i = 1$ является автоматической фиксацией отказа в схеме реле. Очевидно, чем большее число элементов схемы приводит при отказах к $R_i = 1$, тем больше вероятность заметить появление отказа и произвести замену реле. Поэтому количественную оценку совершенства схемы с точки зрения самоконтроля можно вести с помощью показателя самоконтроля

$$P = \frac{\sum_{i=1}^N R_i}{W}, \quad (3)$$

где R_i — реакция выхода i -го элемента схемы; W — число возможных отказов схемы.

Фиксация отказов в схеме реле путем отключения защищаемой электроустановки (самоконтроль на отключение) снижает надежность электроснабжения и в ряде случаев не желательна. В этом отношении предпочтительнее самоконтроль по сигнал, при котором фиксация отказа осуществляется

включением сигнализации без отключения защищаемого объекта. Отсюда следует, что выходной параметр реле с самоконтролем на сигнал должен отражать три устойчивых состояния: реле готово к работе, реле сработало и реле неисправно. Для выражения этих трех состояний необходимо минимум два двоичных разряда, что может быть реализовано в виде двух релейных выходов $Y_{раб}$ и $Y_{сигн}$.

В соответствии с количеством выходов необходимо определять показатель самоконтроля по каждому выходу $P_{раб}$ и $P_{сигн}$. При этом $P_{раб}$ характеризует самоконтроль на отключение, а $P_{сигн}$ — на сигнал. Заметим, что идеальным с точки зрения самоконтроля следует считать $P_{раб} = 0$ и $P_{сигн} = 1$.

В практике могут быть случаи, когда по условиям безопасности недопустима даже кратковременная эксплуатация электроустановки при отказавшем реле защиты. В таких случаях необходимо иметь возможно более высокий показатель самоконтроля на отключение. Это достигается включением выходов $Y_{раб}$ и $Y_{сигн}$ по схеме ИЛИ. При таком включении показатель самоконтроля на отключение определяется как объединение двух множеств, т. е.

$$P_{откл} = P_{раб} \cup P_{сигн} \quad (4)$$

Показатель самоконтроля сложных структурных схем. Рассмотрим результирующий показатель самоконтроля при последовательном и параллельном соединении двух звеньев с заданными показателями самоконтроля.

Пусть показатель самоконтроля первого звена $P_1 = \frac{\sum_{i=1}^{N_1} R_i}{W_1}$, а второго — $P_2 = \frac{\sum_{i=1}^{N_2} R_i}{W_2}$. В тех случаях,

когда отказы в одном звене не приводят к отказам в цепях другого звена, сумма реакций выхода сложной схемы

$$\sum_{i=1}^{N_1+N_2} R_i = \sum_{i=1}^{N_1} R_i + \sum_{i=1}^{N_2} R_i \quad (5)$$

и показатель самоконтроля

$$P_{\Sigma} = \frac{\sum_{i=1}^{N_1+N_2} R_i}{W_1 + W_2} = \frac{W_1 P_1 + W_2 P_2}{W_1 + W_2} \quad (6)$$

Распространяя этот вывод на n звеньев, получаем более общее выражение для показателя самоконтроля сложной структурной схемы:

$$P_{\Sigma} = \frac{W_1 P_1 + W_2 P_2 + \dots + W_n P_n}{W_1 + W_2 + \dots + W_n} = \frac{\sum_{j=1}^n W_j P_j}{\sum_{j=1}^n W_j} \quad (7)$$

Таким образом, показатель самоконтроля нескольких звеньев представляет «среднее взвешенное» показателей самоконтроля отдельных звеньев.

Вероятность действия самоконтроля. Пусть имеется реле с $P < 1$, собранное из N элементов с равными интенсивностями отказов $\lambda_1 = \lambda_2 = \dots = \lambda_N$. Так как в этом случае отказы всех элемен-

тов равновероятны, то вероятность того, что отказ привел к $R_i=1$, если известно, что отказ состоялся,

$$P' = P = \frac{\sum_{i=1}^N R_i}{W}, \quad (8)$$

где P' — вероятность действия самоконтроля, т. е. вероятность отказа элемента с реакцией выхода $R_i=1$.

В реальной аппаратуре это условие, как правило, не выполняется, так как устройство содержит различные типы элементов с различными коэффициентами нагрузки. Поэтому выражение (8) приводит к значительным числовым ошибкам.

Устранить эту ошибку можно искусственным приведением λ -характеристик всех элементов к какой-либо заранее выбранной величине λ_0 . Для этого разобьем всю совокупность элементов на группы с равными числовыми значениями λ . В результате такой группировки получим N_1 элементов с интенсивностью отказов λ_1 , затем N_2 с λ_2 и т. д. до N_k с λ_k . Заменяем каждую группу реальных элементов эквивалентной по надежности группой G условных элементов:

$$G_1 = \frac{N_1 \lambda_1}{\lambda_0}, \quad G_2 = \frac{N_2 \lambda_2}{\lambda_0} \text{ и т. д.}$$

Общее число условных элементов

$$G = G_1 + G_2 + \dots + G_k = \frac{1}{\lambda_0} \sum_{j=1}^k N_j \lambda_j. \quad (9)$$

Если в каждой группе условных элементов имеется часть элементов, охваченных самоконтролем, т. е. $G_{1\text{ск}} \subset G_1, G_{2\text{ск}} \subset G_2, \dots, G_{n\text{ск}} \subset G_n, \dots$, то общее число условных элементов, приводящих при отказах к $R_i=1$,

$$G_{\text{ск}} = G_{1\text{ск}} + G_{2\text{ск}} + \dots + G_{n\text{ск}} = \frac{1}{\lambda_0} \sum_{j=1}^k N_{j\text{ск}} \lambda_{j\text{ск}}. \quad (10)$$

В выражении (10) $\lambda_{j\text{ск}}$ представляет частоту появления такого вида отказа, который приводит к действию самоконтроля. Например, если короткое замыкание (пробой) i -го конденсатора в схеме реле дает $R_i=1$, а разрыв его цепи — $R_i=0$, то $\lambda_{j\text{ск}}$ определяет интенсивность отказа конденсатора вида «короткое замыкание». Очевидно, что для любого элемента справедливо $0 < \lambda_{\text{ск}} \leq \lambda$.

Пользуясь величинами $G_{\text{ск}}$ и G можно определить вероятность действия самоконтроля при появлении первого отказа:

$$P' = \frac{\sum_{j=1}^k N_{j\text{ск}} \lambda_{j\text{ск}}}{\sum_{j=1}^k N_j \lambda_j}. \quad (11)$$

Из (11) видно, что вероятность действия самоконтроля P' представляет собой приведенный (к некоторому общему λ_0) показатель самоконтроля P .

Выше отмечалось, что показатель самоконтроля по (3) характеризует принципиальную схему уст-

ройства с точки зрения самоконтроля и поэтому может быть назван схемным показателем самоконтроля. Приведенный показатель самоконтроля по (11) характеризует вероятность действия самоконтроля при эксплуатации и может быть назван эксплуатационным показателем самоконтроля. Эти названия отражают и область применения этих показателей. На этапе разработки принципиальной схемы и ее оценки следует применять схемный показатель самоконтроля P , а при оценке эффективности в эксплуатации целесообразно пользоваться эксплуатационным показателем самоконтроля P' .

Величина $\sum_{j=1}^k N_j \lambda_j$ в выражении (11) представляет суммарную интенсивность отказов всех элементов устройства и определяется при расчете надежности.

Величина $\sum_{j=1}^k N_{j\text{ск}} \lambda_{j\text{ск}}$ определяется аналогично, но

учитывает результаты исследования схемы на реакции выхода всех элементов, которое осуществляется на стадии разработки схемы путем имитации отказов поочередно для каждого элемента исследуемой схемы.

Параметры элементов схемы при отказах. Двухполюсные элементы схем (сопротивления, конденсаторы, диоды, обмотки дросселей и т. д.) при полных внезапных отказах, т. е. при $a_i=1$, могут быть либо замкнуты накоротко ($z_i=0$), либо представлять разрыв для тока ($z_i \rightarrow \infty$). Это может быть выражено зависимостью

$$z_i = \frac{1 \pm |a_i|}{1 \mp |a_i|} z_{i\text{ном}}, \quad (12)$$

где $z_{i\text{ном}}$ — номинальное значение сопротивления элемента при отсутствии отказа (при $a_i=0$).

Для $n_{(2)}$ двухполюсных элементов число возможных отказов с учетом (12) будет $2n_{(2)}$. Для элементов, имеющих более двух выводов, необходимо учитывать оба вида отказа для каждой токовой цепи. Транзисторы, например, могут иметь пробой (замыкание) переходов база — эмиттер, база — коллектор, коллектор — база — эмиттер, а также разрыв каждой из этих трех цепей. В итоге каждый транзистор, как и любой элемент схемы с тремя токоподводящими выводами (тиристор, потенциометр и т. п.), увеличивает число возможных отказов на шесть отказов.

Кроме перечисленных элементов в схемах часто применяются трансформаторы, представляющие собой многополюсные элементы. Для m -обмоточного трансформатора с учетом межобмоточных замыканий число возможных отказов

$$2m + (m-1) = 3m-1. \quad (13)$$

Полное число отказов схемы является функцией количества и вида примененных в схеме элементов и равно

$$W = 2n_{(2)} + 6n_{(3)} + \sum_{j=0}^{n_{(m)}} (3m-1)_j, \quad (14)$$

где $n_{(2)}$ и $n_{(3)}$ — число двух- и трехполюсных элементов; $n_{(m)}$ — число m -обмоточных трансформаторов.

В тех случаях, когда межобмоточные замыкания не нарушают работу устройства, т. е. не являются отказами в общепринятом понимании [Л. 4], число возможных отказов равно:

$$W = 2n_{(2)} + 6n_{(3)} + \sum_{j=0}^{n_{(m)}} (2m)_j. \quad (15)$$

Многополюсные элементы (транзисторы, трансформаторы и т. п.) в отличие от двухполюсных имеют кроме параметра z_i для каждой его пары полюсов еще один параметр — коэффициент передачи². Для транзисторов таким параметром является коэффициент усиления β , для трансформаторов — коэффициент взаимной индукции M . Характерной особенностью этих параметров является однозначность их величины при любом виде полного отказа в любой цепи данного элемента. Это означает, что хотя для каждой цепи многополюсника справедливо выражение (12) и z_i может принять значение 0 или ∞ при отказе, но коэффициенты β и M при любом отказе принимают нулевое значение.

Это свойство параметров β и M может быть выгодно использовано для улучшения показателя самоконтроля схем.

Синтез структурной схемы с самоконтролем исправности. Выше показано, что для осуществления самоконтроля на сигнал реле должно иметь кроме основного выхода $Y_{\text{раб}}$ еще дополнительный сигнальный выход $Y_{\text{сигн}}$. При этом рабочий выход должен реагировать только на сигнал $X_{\text{вх}}$, а сигнальный выход — только на сигналы отказов a_i ; возможно большего (в пределе всех) числа элементов схемы.

Уже из этого следует, что сигнал, несущий информацию о состоянии схемы к выходу $Y_{\text{сигн}}$, должен проходить по возможности через большее число каскадов и элементов схемы. Поэтому в структурной схеме сигнальное звено необходимо располагать после звена с основным выходом $Y_{\text{раб}}$ и использовать для управления $Y_{\text{сигн}}$ часть информации сигнала, прошедшего от входа $X_{\text{вх}}$ до выхода $Y_{\text{раб}}$.

Для получения селективности выходов $Y_{\text{раб}}$ и $Y_{\text{сигн}}$ необходимо, чтобы от входа X сигнал нес информацию к выходам как о $X_{\text{вх}}$, так и о $\sum a_i$, т. е. сигнал должен быть функцией двух переменных:

$$\psi = \psi \left(X_{\text{вх}}, \sum_{i=1}^N a_i \right). \quad (16)$$

В качестве такого сигнала в электронных схемах может быть использован переменный ток (напряжение), который может нести информацию величиной амплитуды I_m и длительностью периода T_0 .

Некоторая зависимость параметров I_m и T_0 между собой определяет их роль в передаче информации о $X_{\text{вх}}$ и a_i . Пусть в результате отказа ($a_i=1$) в схеме амплитуда импульсов уменьши-

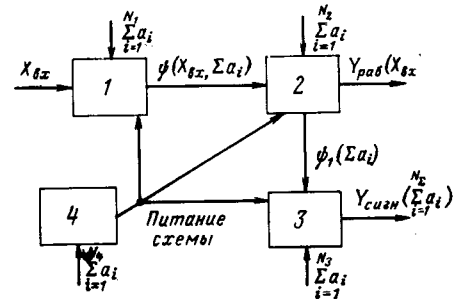


Рис. 2.

лась до нуля ($I_m \rightarrow I_{a_i} = 0$). Тогда по (2) имеем:

$$R_i = \text{sign} \frac{|I_{a_i} - I_{\text{нвч}}|}{a_i} = 1.$$

Период T_0 представляет собой интервал между соседними импульсами, поэтому при $I_m \rightarrow I_{a_i} = 0$ будет $T_0 \rightarrow T_{a_i} = \infty$. При этом реакция на выходе звена, реагирующего на изменение T_0 ,

$$R_i = \text{sign} \frac{|T_{a_i} - T_0|}{a_i} = 1,$$

но проявится она через время $T_{a_i} = \infty$. Следовательно, в этом случае $R_i = 0$. Это означает, что при отказе, приведшем к исчезновению импульсов, на одном выходе будет $R_i = 1$, а на другом $R_i = 0$. Эти положения позволяют составить структурную схему реле с самоконтролем на сигнал (рис. 2). Схема состоит из следующих функциональных звеньев:

1 — генератор импульсов, собственная частота которого $f_0 = 1/T_0$ модулируется входным сигналом $X_{\text{вх}}$;

2 — измеритель периода T_0 следования импульсов (реле частоты) с релейной выходной характеристикой;

3 — релейный орган, реагирующий только на переменную составляющую тока генератора 1, т. е. на I_m ;

4 — источник питания всей схемы.

Самоконтроль на отключение в данной схеме реализуется двумя путями. Один из них сводится к построению схемы без звена, реагирующего на изменение T_0 (звено 2). В этом случае коммутационный аппарат включается на выход звена 3, являющийся в данном случае рабочим выходом. Другой путь был отмечен выше и заключается в соединении выходов $Y_{\text{раб}}$ и $Y_{\text{сигн}}$ по схеме ИЛИ. Этот вариант повышает показатель самоконтроля.

Принципиальная схема реле с самоконтролем. Один из возможных вариантов схемной реализации описанной структуры представлен на рис. 3. В качестве управляемого генератора применен релаксационный генератор на туннельном диоде Д1. В состав генератора входят сопротивления $R1, R2$ и датчик тока утечки $Tr1$ с обмоткой $w2$. Период собственных колебаний T_0 генератора модулируется сигналом с обмотки $w2$, который пропорционален векторной сумме токов во всех первичных проводниках этого трансформатора.

В состав измерителя длительности периода (звено 2) входят: входной ключ ($T1$), зарядно-разрядный времязадающий контур ($R4-C1-R5$),

² Для m -обмоточного трансформатора таких коэффициентов будет $m-1$, т. е. для каждой вторичной обмотки.

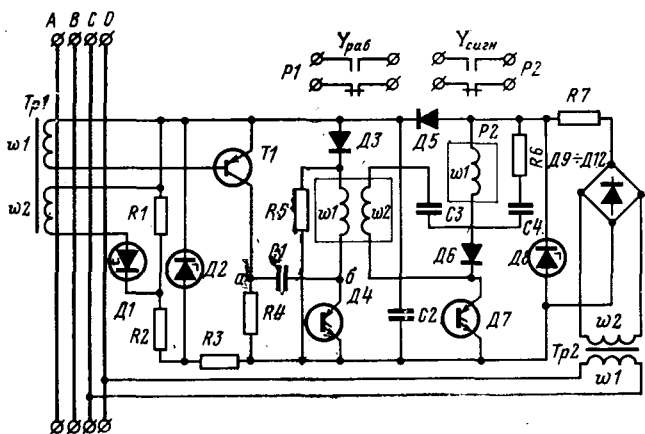


Рис. 3.

выходной ключ (D4), вспомогательный диод (D3) и выходное реле (P1). Контакты реле P1 представляют собой основной выход Y_{раб} схемы.

Необходимое условие правильной работы этой схемы запишется в виде: $E < U_{д.вкл} < 2E$, где E — напряжение питания, $U_{д.вкл}$ — напряжение переключения динистора D4.

Измеритель длительности периода работает следующим образом. Во время паузы между импульсами напряжения входной ключ T1 закрыт и к динистору D4 приложено напряжение E, значение которого недостаточно для включения динистора. Одновременно происходит заряд конденсатора C1 с постоянной времени $\tau \approx R4 \cdot C1$. Такое состояние является устойчивым и может существовать длительно.

Импульс входного напряжения с обмотки w1 трансформатора Tr1 открывает транзистор T1, в результате к динистору D4 прикладывается напряжение $U = E + U_c$, где U_c — зависит от длительности заряда, т. е. от времени пребывания T1 в закрытом состоянии. Поэтому при малой длительности интервала между импульсами генератора динистор не включается; включение происходит при увеличении интервала между импульсами. На рис. 4 на графике $U_c(t)$ приведена зависимость напряжения U_c на конденсаторе C1, которая условно изображена линейной.

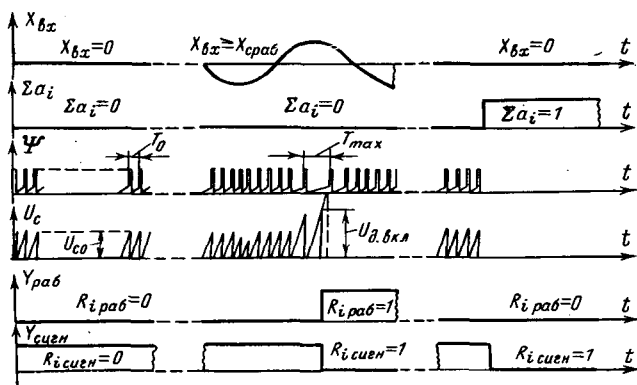


Рис. 4.

Сигнализатор отказов (звено 3) состоит из динистора D7, сигнального реле P2, цепи управления D6, C3 обмотки w2 реле P1 и цепи гашения R6, C4. Питание схемы осуществляется несглаженным выпрямленным напряжением, что в сочетании с R6 и C4 обеспечивает гашение динистора D7 через каждые 10 мсек. Включение динистора D7 производится импульсами э. д. с., которые индуктируются в обмотке w2 реле P1 разрядными токами конденсатора C1, протекающими по цепи T1—C1—w1—R5. При исправности всех цепей схемы реле P2, образуя своими контактами сигнальный выход Y_{сигн}, постоянно находится в притянутом состоянии. Появление в схеме отказа, следствием которого является исчезновение импульсов в обмотке w2 реле P1, делает невозможным включение динистора D7. В результате катушка реле P2 обесточивается и на сигнальном выходе фиксируется реакция на отказ $R_i = 1$.

Элементы D2, R3, C2, D5, P7, D8—D12 и Tr2 обеспечивают питание схемы (звено 4).

Кривые процессов, происходящих в схеме при ее работе, изображены на временной диаграмме рис. 4.

По результатам испытаний схемы на реакции выхода при отказах (см. таблицу) получены следующие значения схемных показателей самоконтроля (в таблице столбцы 1 и 2 — Y_{раб}, а 3 и 4 — Y_{сигн}):

$$P_{раб} = \frac{3}{66} = 0,045; P_{сигн} = \frac{58}{66} = 0,88;$$

$$P_{откл} = \frac{59}{66} = 0,894.$$

Для сравнения сопоставим схемные показатели самоконтроля аналогичной по назначению аппаратуры, описанной в [Л. 1, 5 и 6]:

$$\text{по [Л. 1]} P_{раб} = P_{откл} = 0,24; P_{сигн} = 0;$$

$$\text{по [Л. 5]} P_{раб} = P_{откл} = 0,22; P_{сигн} = 0;$$

$$\text{по [Л. 6]} P_{раб} = P_{откл} = 0,70; P_{сигн} = 0.$$

Элементы схемы	Реакция выхода на отказ i-го элемента				Элементы схемы	Реакция выхода на отказ i-го элемента			
	Разрыв	Короткое замыкание	Разрыв	Короткое замыкание		Разрыв	Короткое замыкание	Разрыв	Короткое замыкание
R1	0	0	1	1	D7	0	0	1	0
R2	0	0	1	1	D8	1	0	1	1
R3	0	0	1	1	D9	0	0	1	1
R4	0	0	1	1	D10	0	0	1	1
R5	0	0	1	1	D11	0	0	1	1
R6	0	0	0	1	D12	0	0	1	1
R7	0	0	1	0	T1 б-э	0	0	1	1
C1	0	0	1	1	б-к	0	0	1	1
C2	1	0	1	1	к-э	0	0	1	1
C3	0	0	1	1	Tr1 w1	0	0	1	1
C4	0	0	0	0	w2	0	0	1	1
D1	0	0	1	1	P1 w1	0	0	1	1
D2	0	0	1	1	w2	0	0	1	1
D3	0	0	1	0	P2 w1	0	0	1	1
D4	0	1	0	1	Tr2 w1	0	0	1	1
D5	0	0	1	0	w2	0	0	1	1
D6	0	0	1	1					

Измерительный тензопреобразователь постоянного тока высокого напряжения

Проф. Г. В. БУТКЕВИЧ и инж. С. Б. БУНЯТОВ

Московский энергетический институт

Научно-технические исследования, проводимые при создании измерительных трансформаторов постоянного тока высокого напряжения, относительно сложны и приводят часто к созданию громоздких, тяжелых и дорогих конструкций [Л. 1—3].

Например, при использовании метода Крёмера (дресселей насыщения) изоляция между первичной и вторичной обмотками должна выдерживать полное испытательное напряжение. При рабочем напряжении 750—1 000 кВ размеры и вес этой изоляции становятся чрезвычайно велики, а изготовление ее связано со значительными технологическими трудностями.

К достаточно дорогим и сложным решениям приводит также использование электронно-оптических устройств с применением эффекта Фарадея (вращение магнитным полем плоскостей поляризации некоторых прозрачных тел). Применение такого рода устройств может встретить известные трудности при эксплуатации.

Ниже предлагается описание устройства измерения постоянного тока при высоком напряжении, основанного на принципе электромагнитного тензодатчика.

В такого рода устройствах измеряемый (первичный) ток создает силовой сигнал, который передается на потенциал земли, где снова преобразуется в электрический ток (вторичный). Система передачи возникающей от тока силы может быть осуществлена или с помощью предварительно напряженной (натянутой) жесткой тяги (стержня или нити), или с помощью изолирующей жидкости, находящейся в изоляционной трубке, связывающей силовую часть, находящуюся под высоким потенциалом, с тензодатчиком. В последнем случае следует говорить уже не о передаче силы, а о передаче давления, что позволяет несколько иначе подходить к разработке систем, передающих сигнал.

Измерительный тензопреобразователь тока с жесткой связью. На рис. 1 изображена принципиальная схема такого преобразователя. Группа элементов I находится на высоком потенциале, а группа II — на потенциале земли. При протекании тока i_1 в проводе высокого напряжения между электромагнитом I и якорем 2 возникает сила. Если при этом магнитная система не насыщена, то между возникающей силой и током имеет место

квадратичная зависимость. В ряде случаев, однако, для определенных систем тензодатчиков желательнее иметь пропорциональную зависимость между силой и током. Для получения такой зависимости между силой и током были исследованы различные способы, наиболее удачным из которых является комбинация шлицевания сердечника и внесение в зазор электромагнита тонких штифтов или пластин (см. ниже).

Возникающая между сердечником и якорем сила передается с помощью тяги 4 на тензодатчик 7, находящийся на потенциале земли. Нижний фланец 6, к которому тягой прижимается тензодатчик 7, укрепляется на конце распорной трубки 5. Предложенное устройство с применением распорной трубки позволяет избавиться от погрешностей, вызываемых колебаниями окружающей температуры при условии, если распорная трубка и тяга выполняются из одного и того же материала (например стекло-эпоксида). Следует иметь в виду, что распорная трубка всегда работает на сжатие, в то время как тяга на растяжение. Таким образом, при больших длинах (10—12 м) распорная трубка будет стремиться продольно изгибаться, чему, однако, будет препятствовать фарфоровая рубашка (трубка), в которой располагаются распорная трубка и тяга. Нижний кожух, где помещаются элементы узла II (рис. 1) крепится на фланце фарфоровой трубки, не нагружая ни тяги, ни трубки, благодаря чему исключается возникновение каких-либо дополнительных усилий на тензодатчик, кроме сил, создаваемых током шины i_1 .

Таким образом, при принятой схеме удастся получить, несмотря на большую длину, довольно жесткую и стабильную систему связи между верхним узлом I и нижним узлом II, не зависящую от термических и

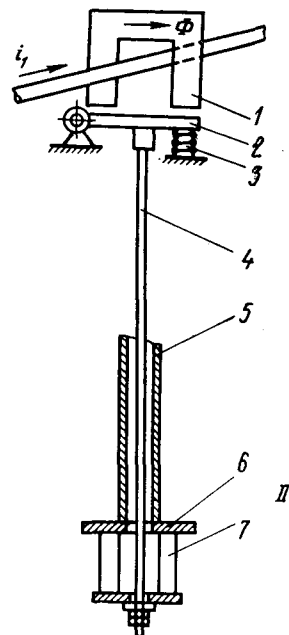


Рис. 1.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Коструба С. И., Никольский О. К., Слободкин А. Х., Король В. Ф. Защитно-отключающие устройства в электроустановках до 1 000 в с глухозаземленной нейтралью. — «Промышленная энергетика», 1971, № 3, с. 23—25.
2. Базовский И. Надежность (теория и практика). М., «Мир», 1965, 373 с.
3. Слободкин А. Х. Самоконтроль в устройствах защитного отключения. — «Промышленная энергетика», 1970, № 10, с. 7—9.

4. Сотсков Б. С. Основы теории и расчета надежности элементов и устройств автоматики и вычислительной техники. М., «Высшая школа», 1970, 271 с.

5. Орлов И. И. Защитно-отключающие устройства. НИИ информатики Стройдоркомунмаш, серия IV, 1967.

6. Шипунов Н. В., Панов Б. П. Устройство защитного отключения на токе нулевой последовательности с самоконтролем. — «Промышленная энергетика», 1969, № 1, с. 28—29.

всякого рода механических воздействий на верхней и нижней корпуса преобразователя (при подвеске системы, при растяжках против ветровых раскачиваний аппарата и других монтажных мерах).

Весьма важным элементом в рассматриваемом устройстве является тензодатчик. Желательно, чтобы тензодатчик в измерительном преобразователе тока обладал возможно меньшей деформацией (ходом) при изменении силы в широких пределах, чтобы не вызывать больших перемещений тяги и якоря, а следовательно, и изменения зазора электромагнита. При отсутствии деформации тензодатчика собственные колебания передающей системы определяются в основном упругостью стержня и массой якоря.

Очевидно, чем выше частота собственных колебаний передающей системы, тем выше частотная разрешающая способность всего устройства.

Для обеспечения стабильного состояния всей системы передачи силы, включая и тензодатчик, необходим так называемый «предварительный натяг» передающей системы и тензодатчика, который легко может быть скомпенсирован с помощью мостовой схемы тензодатчика. Предварительный натяг тяги при правильном положении якоря электромагнита достигается с помощью пружины \mathcal{Z} и гаек, находящихся на нижнем нарезанном конце тяги. Пружина \mathcal{Z} является весьма важным элементом и должна быть так выбрана, чтобы в нормальном сжатом положении она развивала силу, необходимую для уравнивания веса якоря и тяги, и обеспечивала бы еще достаточный предварительный натяг передающей тяги (5—10 кг). Таким образом, при появлении тока в первичной цепи возникающая сила не будет затрачиваться на преодоление веса передающей системы, а будет непосредственно передаваться на тензодатчик, вызывая разбаланс моста и появление тока во вторичной цепи i_2 .

Если характеристика магнитной системы преобразователя будет обладать линейной зависимостью, т. е. $F \equiv i_1$, а тензодатчик будет иметь между током выхода i_2 и силой также линейную зависимость $i_2 \equiv F$, то, очевидно, при этом будет обеспечена линейная (пропорциональная) связь между первичным и вторичным токами, что весьма важно для осуществления такого рода трансформаторов постоянного тока.

На выходе тензодатчика может иметь место сравнительно небольшой ток (миллиамперы), который необходимо усилить с помощью магнитных или полупроводниковых усилителей приблизительно до одного ампера. На выходе тензодатчика желательно иметь по возможности больший ток для того, чтобы освободиться от усилителя совсем или иметь усилитель с небольшим коэффициентом усиления. Это упрощает и удешевляет аппарат.

Существуют конструктивно более сложные тензодатчики, для которых справедлива зависимость:

$$i_{\text{вых}} = c_1 \sqrt{F} = i_2.$$

Применение таких датчиков позволило бы применять электромагниты с квадратичной зависимостью между электромагнитной силой и током

в первичной цепи:

$$F = c_2 i_1^2.$$

Сочетание таких зависимостей обеспечило бы прямую связь между токами в первичной и вторичной цепях без применения каких-либо мер для спрямления токо-силовой характеристики электромагнита:

$$i_2 = c_1 \sqrt{c_2} i_1 = \text{const}$$

или

$$i_1 = k i_2.$$

Такого рода датчики будут также исследованы в отношении возможности их применения в данных конкретных условиях.

Экспериментальное исследование измерительного тензопреобразователя с жесткой связью. Предварительные исследования устройства тензопреобразователя постоянного тока проводились на лабораторном образце, в котором были представлены почти все основные элементы реального образца, кроме тяги, которая была укорочена.

На этом макете было произведено довольно подробное исследование магнитно-силовой системы в целях обеспечения линейной зависимости между токами в первичной и вторичной цепях: $i_1 = k(i_2)$. Это означает, что, если выбрана система тензодатчика с зависимостью между силой и током на выходе, приближающейся к линейной, то, очевидно, для обеспечения линейной зависимости между токами преобразователя должна быть достигнута также линейная зависимость для электромагнита между первичным током i_1 и электромагнитной силой F (токо-силовая характеристика).

На рис. 2 приведена токо-силовая характеристика электромагнита, у которого отсутствуют какие-либо специальные меры для спрямления этой зависимости. В области рабочих токов сердечник электромагнита не насыщен и поэтому токо-силовая характеристика близка к квадратичной (кривая oab):

$$F = k_1 i_1^2.$$

Весьма желательно спрямить токо-силовую характеристику электромагнита, т. е. получить зависимость типа oac и по возможности приближающуюся к прямой $F = k_2 i_1$, проходящей через начало координат (рис. 2). Таким образом, в зоне I эта

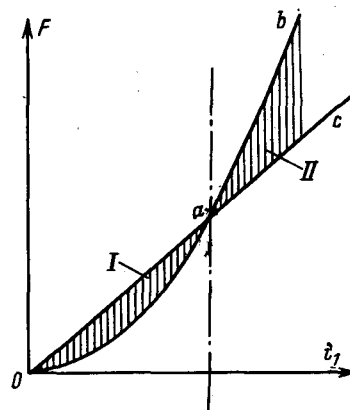


Рис. 2.

спрямленная зависимость окажется выше квадратичной, а в зоне II — ниже ее. Такое положение может быть достигнуто за счет сокращения зазора электромагнита (повышения магнитной проводимости) в зоне I и увеличения эквивалентного зазора (снижения общей проводимости) в зоне II. Изменение проводимостей в зонах I и II должны осуществляться без каких-либо перемещений элементов электромагнита.

Были испробованы различные способы воздействия на токо-силовую характеристику электромагнита, наиболее простыми и надежными оказались следующие.

1. В области малых токов (зона I) наиболее эффективным мероприятием оказалась установка в рабочем зазоре электромагнита тонких ферромагнитных пластинок или штифтов (рис. 3). Таким образом, при малых токах, когда пластинки (или штифты) еще не насыщены, средняя индукция в зазоре возрастает, а следовательно, возрастает и тяговая сила при том же токе в первичной цепи. С возрастанием тока в первичной цепи преобразователя возрастает и магнитный поток Φ , пластинки (или штифты) насыщаются и относительное влияние их начинает падать. Манипулируя пластинами различной высоты, квадратичное нарастание силы от тока можно исключить и получить более спрямленную зависимость. При больших токах, однако, эта новая зависимость будет приближаться в пределе к зависимости, получающейся без корректировок (кривая *oab*), т. е. к квадратичной.

2. В области больших токов необходимо обеспечить снижение магнитной проводимости по сравнению с исходной. Наиболее простым средством понижения магнитной проводимости является введение в магнитную цепь электромагнита магнитно-зашунтированных шлицев, как это показано на рис. 4. Варьируя шлицами различной глубины и ширины, можно обеспечить определенную закономерность уменьшения общей проводимости электромагнита, а следовательно, и нарастания силы притяжения якоря с ростом первичного тока i_1 .

В области малых токов (зона I на рис. 2) шунтирующие перемычки шлицев еще не насыщаются и характеристика $F=f(i_1)$ здесь определяется вставками в зазор из тонких пластин или штифтов.

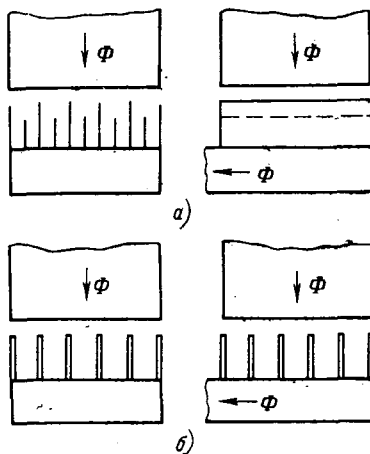


Рис. 3.

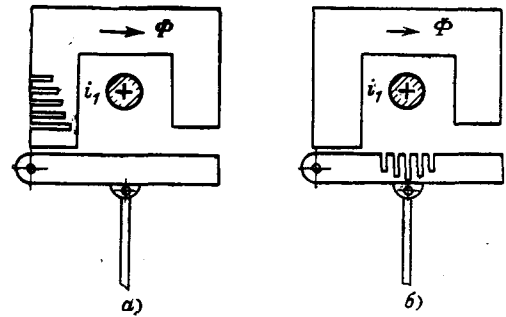


Рис. 4.

В области II начинают насыщаться шунты шлицев и последовательно к начальному воздушному зазору добавляются дополнительные зазоры — шлицы в порядке убывания их глубины. Применяя различные закономерности нарастания ширины шунтов (убывания глубины шлицев), можно обеспечить различные закономерности $F=f(i_1)$.

На рис. 5 показаны экспериментальные зависимости вторичного тока i_2 от первичного i_1 , полученные с помощью тензодатчиков сопротивления. Характеристика 1 снята без специальных мер по спрямлению зависимости $i_2=f(i_1)$. Характеристика 2 получена при введении в магнитную цепь электромагнита магнитно-зашунтированных шлицев и установкой в рабочий зазор электромагнита тонких ферромагнитных пластинок. Как видно из рис. 5, в этом случае имеет место неполное, но довольно хорошее спрямление зависимости $i_2=f(i_1)$.

Хорошее спрямление токо-силовой характеристики можно получить, применяя в качестве одного из взаимодействующих элементов постоянный магнит. Однако при этом, во-первых, усложняются измерительная и передающая системы и, во-вторых, вводится элемент, который в условиях сильных колебаний температуры, напряженности магнитных полей, старения и т. п. может дать дополнительные погрешности. Путь спрямления токо-силовой характеристики электромагнита без применения постоянных магнитов, т. е. с помощью насыщающихся частей магнитной цепи (пластин в зазоре и шли-

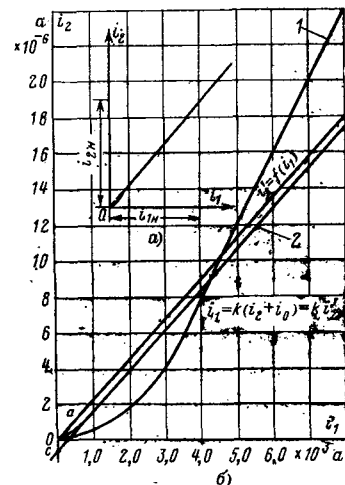


Рис. 5.

цев в магнитной цепи), кажется нам более совершенным и надежным, хотя отработка его в первых опытных образцах потребовала большого количества опытов и времени.

Если обратиться опять к рис. 5, то можно видеть, что идеальная прямая связь $i_2 = f(i_1)$ все же еще не получена. В начале этой функции имеется отклонение от прямой, проходящей через начало координат. Если продолжить прямую ab до пересечения с осью ординат, то прямая отсечет отрезок $oc(i_0)$, величина которого соответствует не более 10% номинального вторичного тока $i_{2н}$. Таким образом, в начале кривой могут иметь место некоторые искажения результатов измерений. Для того, чтобы в остальной части прямой можно было бы оперировать с постоянным значением коэффициента трансформации k , к измеряемому значению тока i_2 следует добавлять постоянное значение тока i_0 , которое соответствует отрезку, отсекаемому на оси ординат, т. е. имеем:

$$i_1 = k(i_2 + i_0) = ki'_2,$$

где i'_2 — приведенный вторичный ток (рис. 5).

Кривые на рис. 5,б были получены при различных режимах: при возрастании тока и его уменьшении, при многократных повторениях этих циклов.

Значения тока i_2 при всех значениях i_1 и направлениях его изменения довольно хорошо укладываются на прямую $i_2 = f(i_1)$, и здесь можно говорить о погрешностях в измерении при номинальных токах 2 000—4 000 а не более 1,5%, возникающих за счет отклонения значения i_2 от некоторого среднего значения.

Как показали дальнейшие исследования, получение спрямленной характеристики $i_2 = f(i_1)$, близкой к $i'_2 = f(i_1)$, возможно без необходимости добавления постоянного значения тока i_0 во вторичной цепи. В начальной части этой спрямленной кривой, нанесенной на рис. 5,а, остается небольшой изгиб в области до 10% от $i_{1н}$. Однако искажения в этой области могут считаться несущественными при измерении постоянных токов. Таким образом, спрямление характеристик $i_2 = f(i_1)$ может быть достигнуто теми или иными предложенными способами в широких пределах изменения первичного тока и с достаточной для практических целей точностью.

Размеры сердечника электромагнита должны выбираться так, чтобы насыщение системы наступало при токах перегрузки около $(5-7)i_{1н}$. В этих пределах может быть сохранено постоянство коэффициента трансформации. Однако при больших кратностях первичного тока (токах короткого замыкания) может проявляться насыщение магнитной системы измерительного преобразователя.

Для рассматриваемой системы важно оценить, хотя бы для 1-й гармоники, частоту свободных колебаний тяги с якорем на конце. Оценка свободных продольных колебаний позволяет судить о том, какие частоты вынужденных колебаний могут быть переданы без существенного искажения. Применительно к измерительному тензопреобразователю постоянного тока интересно оценить возможность передачи во вторичную цепь колебаний в токе при

наложении на постоянный ток переменной составляющей, а также быстрых изменений постоянного тока при различных переходных процессах (включение, отключение и пр.). В [Л. 4] имеются решения задачи о свободных колебаниях для стержня в продольном направлении, когда его один конец жестко закреплен, а второй свободен.

Частота собственных колебаний свободного конца стержня, например при внезапном сбросе растягивающей силы, может быть оценена с помощью выражения:

$$\omega_0 = \frac{\pi}{l} \sqrt{\frac{Eg}{\gamma}} \quad \left. \begin{array}{l} \text{или} \\ f_0 = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{Eg}{\gamma}} \end{array} \right\} \quad (1)$$

где l — длина стержня, см; E — модуль упругости, кг/см²; g — ускорение силы тяжести, см/сек²; γ — удельный вес материала стержня, кг/см³.

Выражение (1) не учитывает сосредоточенной массы на конце свободного стержня, но учитывает массу самого стержня.

Если же на конце тяги имеется масса (якорь электромагнита), то для частоты свободных колебаний такой системы получим:

$$f_{0m} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{ESg}{Ql}}, \quad (2)$$

где Q — вес груза на конце стержня, кг; S — сечение стержня, см².

Выражение (2) справедливо, если не учитывать массу самого стержня.

Если подставить в (1) и (2) значения: $l = 1\,000$ см, $E = 5 \cdot 10^5$ кг/см², $g = 981$ см/сек², $\gamma = 0,002$ кг/см³ [Л. 5], $F = 2$ кг, $S = 1,13$ см², то получим: $f_0 \approx 250$ гц; $f_{0m} \approx 85$ гц.

В системе измерительного преобразователя постоянного тока передача высокочастотных явлений будет способствовать предварительный натяг передающей тяги. Можно полагать, что накладывающиеся процессы до 200 гц, по-видимому, будут передаваться во вторичную цепь без существенных искажений. Окончательное заключение можно будет сделать после испытания опытного образца с длиной тяги, близкой к натуральной (8—10 м).

Измерительный преобразователь тока с жидкостной связью. Очень простая система измерителя может быть получена при применении в качестве связи жидкостного столба. Схематическое изображение такого устройства показано на рис. 6.

Первичный провод с током i_1 охватывается электромагнитом 2, состоящим из двух половин, связанных через шарнир 1. Под действием тока i_1 между полюсами электромагнита возникает сила F , пропорциональная квадрату тока i_1 . Эта сила сжимает упругий баллончик, заполненный жидкостью. Аналогичный баллончик имеется в системе тензодат-

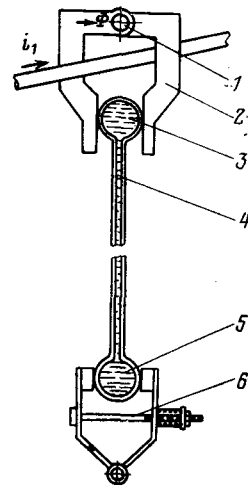


Рис. 6.

чика 5. Баллоны 3 и 5 соединяются трубкой 4 и все заполняются изолирующей жидкостью. Важно, чтобы коэффициент теплового расширения этой жидкости был подобран по возможности малым и равным коэффициенту теплового расширения материала трубок и баллонов.

При появлении силы F баллон будет слегка деформироваться. В местах соприкосновения полюсов электромагнита и баллонов возникают площадки упругой деформации S , величина которых будет связана с силой и давлением жидкости следующим образом:

$$F = S\sigma,$$

где σ — давление жидкости, $кг/см^2$.

Если площадка S остается постоянной, то передаваемое давление изменяется пропорционально силе F .

Однако в ряде форм баллонов площадки сжатия S не будут оставаться постоянными, и, следовательно, передаваемое давление не будет следовать за силой. В этом случае можно обеспечить линейную связь между силой и давлением за счет формы баллонов.

В системе жидкостного преобразователя трубка может спускаться свободно без натяга. Предварительное давление во всей системе может регулироваться с помощью винта b (рис. 6). Для получения системы с возможно малым ходом необходимо особенно внимательно следить за заполнением гидравли-

ческой системы жидкостью с тем, чтобы в ней не оставалось воздушных включений и пузырей. Преобразователь тока с жидкостной связью не исследовался, но он может дать довольно простое инженерное решение.

Вывод. Проведенные исследования показали, что на принципе передачи силового сигнала от измеряемого тока можно создать преобразователь постоянного тока при высоком напряжении и при хороших экономических показателях (малый вес, малая трудоемкость, легко осуществляемая подвесная система). По предварительным соображениям измерительный преобразователь на 4000 а и напряжении 1000 кв (провод — земля) может быть получен при общем весе одного полюса около 200—250 кг.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Толстов Ю. Г. Измерительные трансформаторы постоянного тока. М.—Л., Госэнергоиздат, 1951, 119 с.
2. Белицкая М. С., Лиманов Е. А. Трансформаторы постоянного тока и напряжения. М.—Л., «Энергия», 1964, 236 с.
3. Афанасьев В. В., Зубков В. П., Крастина А. Д. Оптикоэлектронные трансформаторы тока.—«Электричество», 1970, № 7, с. 18—24.
4. Тимошенко С. П. Теория колебаний в инженерном деле, М.—Л., ГНТИ, 1932, 344 с.
5. О перспективах применения стеклопластиков в высоковольтной технике.—«Электричество», 1969, № 5, с. 46—49.— Авт.: Г. Н. Александров, Т. К. Маринец, Э. П. Соловьев и др.

[19.5.1972]



УДК 621.314:538.4

Рабочие характеристики инвертора МГД-генератора при нулевой и бесконечной величине индуктивности сглаживающего реактора

Канд. техн. наук В. И. ПИЩИКОВ, Г. Г. ЗЕЗЮЛЬКИН и К. К. КРУТИКОВ

Смоленский филиал МЭИ

Практическая реализация магнитогидродинамического метода непосредственного преобразования тепловой энергии в электрическую [Л. 1] требует уже в настоящее время тщательного анализа влияния многочисленных термодинамических и электрических параметров на качество вырабатываемой энергии. Отсутствие метода анализа термодинамического цикла и инверторной установки как единой системы в целом и недостаточное количество экспериментальных результатов заставляет при решении этого вопроса проводить многовариантные расчеты при целом ряде допущений, прибегать к физическому и математическому моделированию.

Значительный интерес представляет исследование влияния индуктивности сглаживающего реактора L_d , включенного в цепь электродов МГД-генератора, на энергетические показатели и форму инвертируемого в сеть тока. Аналогичные вопросы

рассматриваются в [Л. 2], однако при исследовании рабочих характеристик активные сопротивления в цепи инвертора принимаются равными нулю. Из физических соображений следует ожидать, что наличие достаточно большого активного сопротивления в цепи инвертора, характеризующего собою величину, обратную проводимости плазмы, в определенной степени отражается на рабочих характеристиках инвертора.

В статье рассмотрены условия опрокидывания инвертора, энергетические показатели на стороне переменного тока (зависимость активной инвертируемой мощности и $\cos\phi$ от угла регулирования), гармонический состав инвертируемого в сеть переменного тока при двух значениях индуктивности сглаживающего реактора $L_d = \infty$ и $L_d = 0$ с учетом существенно малой величины проводимости плазмы.

Анализ указанных вопросов проводился для статического режима МГД-генератора фарадеевского типа, связанного с трехфазной системой рядом многообмоточных трансформаторов, подключенных к плечам инверторных мостов. Источником энергии постоянного тока для каждого инверторного моста служит пара электродов МГД-генератора. Отдельное звено многоэлементной инверторной установки представлено на рис. 1, где E_0 — э. д. с. на электродах в заданном сечении канала; r_0 — сопротивление плазмы в заданном сечении канала; L_d — индуктивность сглаживающего реактора.

При анализе были приняты допущения:

влияние электрических процессов в инверторной установке на характер течения плазмы не учитывается, что выражается независимостью параметров E_0 и r_0 от инвертируемого тока i_d ;

активное сопротивление обмоток трансформатора и сопротивление тиристоров в прямом направлении равны нулю;

сопротивление тиристоров в обратном направлении принимается равным бесконечно большому значению;

характеристика трансформатора линейна (магнитная система не насыщена).

Анализ электромагнитных процессов в инверторе МГД-генератора при условии $0 \leq L_d < \infty$ значительно усложняется по сравнению с условием $L_d = \infty$ [Л. 3], так как в этом случае требуется решение трансцендентных уравнений. Вместе с тем сравнительный анализ результатов только при двух крайних значениях $L_d = 0$ и $L_d = \infty$ представляет определенный интерес, так как позволяет оценить степень влияния величины L_d на целый ряд показателей, характеризующих качество инвертируемой в сеть энергии, а также определяющих область устойчивой работы инвертора.

Электромагнитные процессы в схеме на рис. 1 описываются известной системой уравнений [Л. 4], с помощью которой можно получить уравнения для отдельных интервалов времени, когда одновременно горят два или три вентиля. Так, для интервала коммутации, когда горят три вентиля (например 5, 4 и 6), имеем:

$$\begin{cases} \left(\frac{3}{2} x_s + x_d \right) \frac{di_d}{d\theta} + i_d r_0 = - \left(\frac{e_{2a} + e_{2b}}{2} \right) + e_{2c} + E_0; \\ x_s \frac{di_{2a}}{d\theta} = \frac{e_{2a} - e_{2b}}{2} - \frac{x_s}{2} \frac{di_d}{d\theta}; \\ i_{2a} + i_{2b} = -i_d; \\ -u_d = \frac{e_{2a} + e_{2b}}{2} - e_{2c} + \frac{3}{2} x_s \frac{di_d}{d\theta}. \end{cases}$$

В рабочем интервале, следующем за рассмотренным интервалом коммутации, горят два вентиля (5 и 6), и уравнения имеют вид:

$$\begin{aligned} (2x_s + x_d) \frac{di_d}{d\theta} + i_d r_0 &= e_{2c} - e_{2b} + E_0; \\ i_{2c} &= i_d; \quad i_{2b} = -i_d; \\ -u_d &= e_{2b} - e_{2c} + 2x_s \frac{di_d}{d\theta}, \end{aligned}$$

где x_s — суммарная реактивность рассеяния фазы, включающая сопротивление рассеяния схемной обмотки и приведенное к схемной обмотке сопротивление рассеяния сетевой обмотки трансформатора;

$$e_{2a} = E_{2m} \sin \theta;$$

$$e_{2b} = E_{2m} \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right);$$

$$e_{2c} = E_{2m} \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right).$$

Задача интегрирования полученных линейных дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами сводится к нахождению постоянных интегрирования, входящих в решение этих уравнений. Их нахождение возможно из условий сопряжения процессов на границах отдельных интервалов.

Длительности интервалов коммутации и рабочего интервала также подлежат определению. В установившемся режиме сумма интервалов коммутации и рабочего интервала постоянна и составляет $\pi/3$ для мостовой схемы.

При заданных условиях работы, т. е. значениях E_0 ; E_{2m} ; r_0 ; x_s ; x_d ; β , решение полученных выше систем уравнений дает выражения для мгновенных значений токов и напряжений и позволяет вычислить необходимые средние значения. Следует отметить, что основная трудность расчетов состоит в определении угла коммутации при заданных параметрах; E_0 ; E_{2m} ; r_0 ; x_s ; x_d ; β , так как для этого приходится численным или графическим методом решать трансцендентное уравнение. По результатам вычислений целесообразно построить графики $\gamma(\beta)$ вплоть до опрокидывания при различных параметрах.

Анализ условия опрокидывания значительно усложняется по сравнению со случаем $L_d = \infty$. В отличие от рабочего угла коммутации критический угол коммутации γ_k может быть получен аналитически и для случая $L_d \neq \infty$ как функция угла регулирования $\gamma_k = \beta_k$ [Л. 4] не зависит от параметров схемы, то в случае $L_d < \infty$ условие опрокидывания определяется соотношением: $\gamma_k = \gamma(r_0; x_s; x_d; \beta_k)$. Расчетные формулы, описывающие все важнейшие характеристики инвертора при любом значении L_d представлены в приложении.

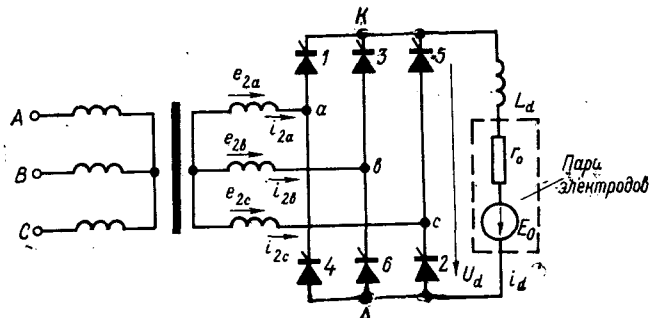


Рис. 1.

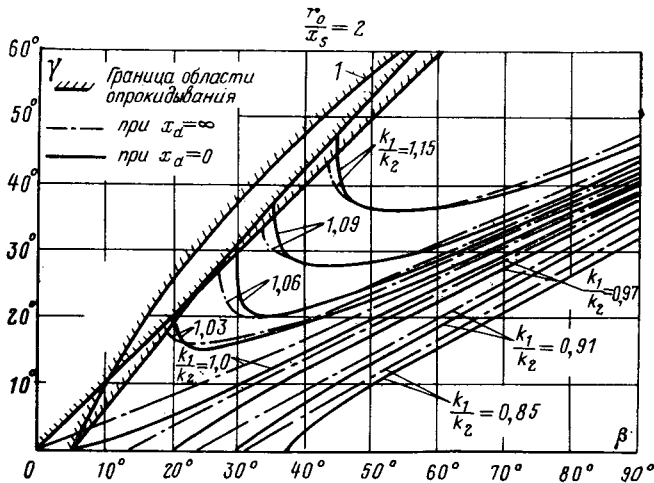


Рис. 2.

Анализ показывает, что режим работы преобразовательной установки определяется четырьмя независимыми параметрами:

$$\frac{K_1}{K_2}; \frac{r_0}{x_s}; \frac{x_d}{x_s}; \beta,$$

где

$$\frac{K_1}{K_2} = \frac{E_0}{2,34E_2}.$$

Параметры r_0/x_s и x_d/x_s определяются конструкцией инверторной установки и режимом работы канала МГД-генератора, а параметры K_1/K_2 и β задаются системой регулирования угла β и коэффициентом трансформации инверторного трансформатора. Как показано в [Л. 3], параметр r_0/x_s в реальных установках с МГД-генераторами можно ожидать равным двум и более в номинальном режиме.

Результаты анализа влияния $x_d = \omega L_d$ на угол коммутации в области устойчивой работы инвертора представлены на рис. 2. Можно отметить, что возрастание r_0/x_s при $x_d = 0$ приводит к расширению области устойчивой работы за счет того, что опрокидывание инвертора наступает при $\gamma_K > \beta_K$ (кривая 1 на рис. 2 при $r_0/x_s = 5$). Увеличение значения x_d приводит к тому, что влияние параметра r_0/x_s на изменение области устойчивой работы становится более слабым, и при $x_d = \infty$ вообще отсутствует, так как в этом случае условие опрокидывания вырождается в известное соотношение $\gamma_K = \beta_K$.

Анализ энергетических показателей на стороне переменного тока для инвертора МГД-генератора при $L_d < \infty$ по сравнению со случаем $L_d = \infty$ [Л. 3] значительно затруднен ввиду сложности аналитического выражения мгновенного значения тока трансформатора. Кроме того, для случая $L_d < \infty$ соотношение $i_{2a}(t) = i_{2a}(T/2 - t)$ не выполняется (рис. 3). Поэтому сдвиг между 1-й гармоникой тока и напряжением невозможно найти из простых геометрических соображений, как это делалось в случае $L_d = \infty$ и при допущении о линейности коммутации [Л. 3]. По этой причине синусоидальные и косинусоидальные составляющие основной гармоники тока были вычислены приближенно с применением

интегрирования функций вида $f(t) \sin \omega t$ и $f(t) \cos \omega t$ по методу Симпсона. Значения функции $f(t)$ на границах и в середине каждого из пяти интервалов интегрирования предварительно определялись по точным формулам для тока фазной обмотки трансформатора i_{2a} .

Приближенное аналитическое определение основной гармоники тока дало хорошее совпадение (различие менее 2%) с графоаналитическим расчетом, примененным при гармоническом анализе. Расчетные формулы для $\cos \phi$, синусоидальной и косинусоидальной составляющих основной гармоники тока даны в приложении [формулы (8) и (9)]. По результатам расчета для $x_d = 0$ и $x_d = \infty$ построены графики $\cos \phi(\beta)$ и $P_{инв}^*(\beta)$ (рис. 4).

Анализ полученных зависимостей показывает, что значение $\cos \phi$ уменьшается при $x_d = 0$ по сравнению с $x_d = \infty$ при любых параметрах K_1/K_2 . Это ухудшение тем значительнее, чем меньше угол регулирования β . Активная инвертируемая мощность $P_{инв}^*$ при заданном β также зависит от величины x_d . Характерным для любых значений K_1/K_2 является наличие области углов регулирования, в которой активная мощность при $x_d = 0$ выше, чем при $x_d = \infty$. Следует подчеркнуть, что область рабочих углов почти целиком совпадает с областью, где наблюдается указанное явление.

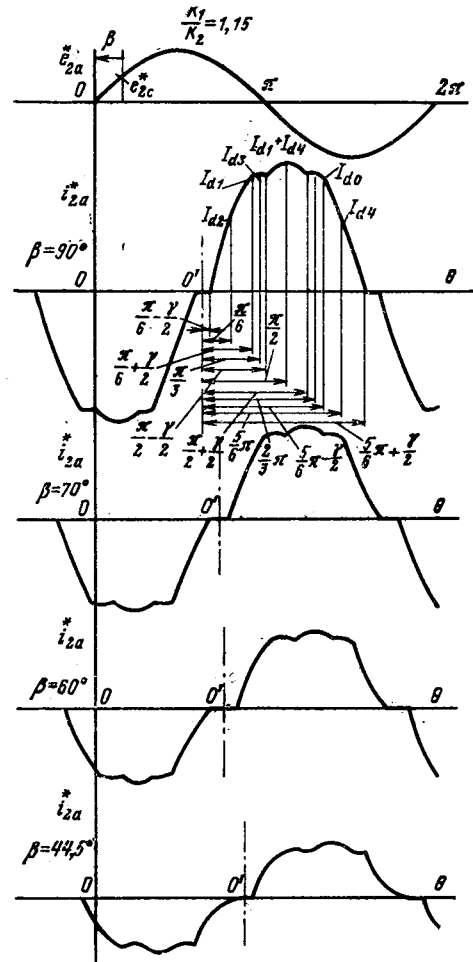


Рис. 3.

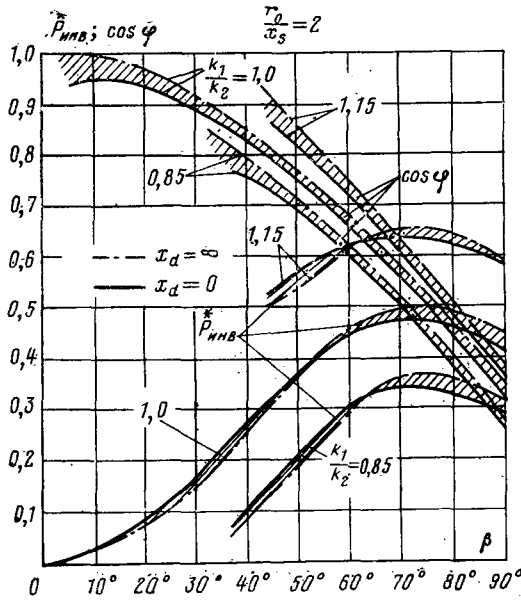


Рис. 4.

Увеличение параметра K_1/K_2 (например, изменением коэффициента трансформации инверторного трансформатора) до значений, больших единицы, благоприятно сказывается на гармоническом составе тока как при $x_d = \infty$, так и при $x_d = 0$. Процентное содержание 5-й и 7-й гармоник при $K_1/K_2 > 1$ и различных x_d остается примерно на одном довольно низком уровне по сравнению с условием $K_1/K_2 \leq 1$. Характер изменения 7-й гармоники тока при регулировании β для $K_1/K_2 \leq 1$ и $x_d = 0$ имеет более сложный вид по сравнению с 5-й гармоникой. Можно отметить резкое увеличение 7-й гармоники при приближении к режиму прерывистых токов при малых углах β . Однако этот режим для мощной преобразовательной установки маловероятен. В области рабочих углов β имеется режим, где 7-я гармоника достигает максимума, уровень которого определяется параметром K_1/K_2 .

Проведенный качественный анализ для отдельных гармоник тока еще не позволяет сравнить искажение инвертируемого переменного тока при двух крайних условиях $x_d = \infty$ и $x_d = 0$.

Для количественной оценки был использован коэффициент гармоник в инвертируемом токе:

Энергетические зависимости $\cos \varphi(\beta)$ и $\bar{P}_{инв}(\beta)$ при $r_0/x_s = 2$ изменяются незначительно при изменении x_d от нуля до бесконечности. Так, это различие не превышает 2—5% для $\cos \varphi$ и 4—8% для $\bar{P}_{инв}$ в области рабочих углов регулирования. Анализ показывает, что с ростом значений r_0/x_s эти различия становятся более значительными.

$$K = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \frac{A_k^2}{A_1^2}}$$

где A_k — амплитуда k -й гармоники; A_1 — амплитуда 1-й гармоники.

Гармонический анализ инвертируемого в сеть переменного тока i_{2a} для случая $x_d = \infty$ достаточно полно описан в [Л. 4]. Условие $x_d = \infty$ и допущение о линейности коммутации позволяет получить довольно простые аналитические выражения для коэффициентов разложения тока в ряд Фурье. При конечном x_d гармонический анализ тока связан с большими трудностями ввиду громоздкости аналитических выражений для тока i_{2a} . Поэтому был применен графоаналитический метод как самый простой и достаточно точный. Период тока разбивался на 48 равных интервалов. При проведении гармонического анализа ограничивались определением 1-й, 5-й и 7-й гармоник, т. е. ближайших из имеющихся в токе i_{2a} .

Результаты анализа (рис. 5) позволяют сравнить 1-ю, 5-ю и 7-ю гармоники тока при двух крайних условиях $x_d = \infty$ и $x_d = 0$. Как при $x_d = \infty$, так и при $x_d = 0$ гармонический состав зависит от угла регулирования, причем при возрастании β можно отметить уменьшение процентного содержания высших гармоник в токе. Однако зависимость гармонического состава от угла регулирования при $x_d = \infty$ значительно более слабая, чем при $x_d = 0$.

При $K_1/K_2 \leq 1$ и $x_d = 0$ изменение угла β от 90° в сторону уменьшения приводит к резкому возрастанию процентного содержания 5-й гармоники в токе, особенно при малых β , где оно может достигать 50—60%.

В том случае, когда $x_d = \infty$, процентное содержание 5-й гармоники при любом β не превосходит 20% и при изменении β меняется незначительно.

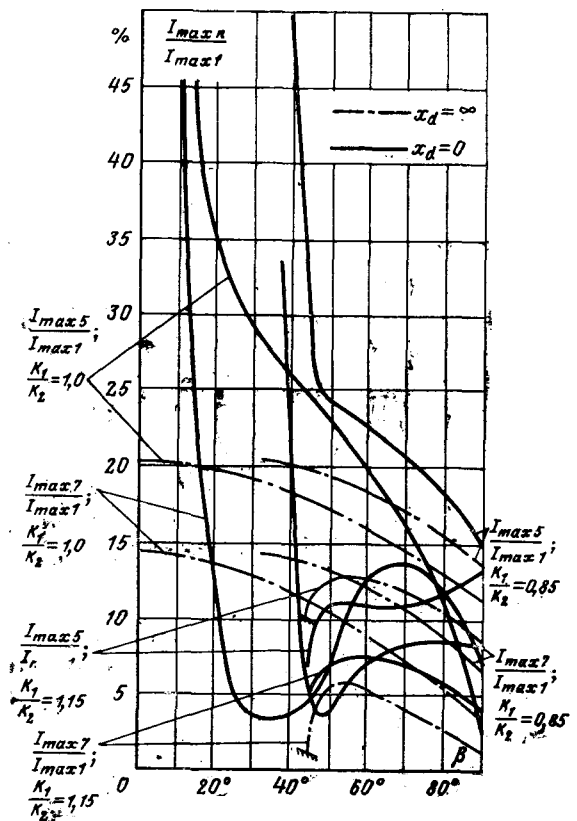


Рис. 5.

С помощью коэффициента K было проанализировано отношение $\frac{K_{x_d=\infty}}{K_{x_d=0}}$ во всем диапазоне углов β при различных значениях параметра K_1/K_2 . Можно отметить, что при $K_1/K_2 \leq 1$ в диапазоне $\beta = 15 - 70^\circ$ отношение $\frac{K_{x_d=\infty}}{K_{x_d=0}} = 0,6 - 0,9$, т. е. при $x_d = \infty$ инвертируемый переменный ток искажен меньше, чем при $x_d = 0$.

При значениях $K_1/K_2 > 1$ разница в искажении тока становится менее заметной (например, при $K_1/K_2 = 1,15$ отношение $\frac{K_{x_d=\infty}}{K_{x_d=0}} = 0,9 - 1$).

Приложение. В интервале коммутации $\left(\frac{5\pi}{6} - \beta\right) \leq \theta \leq \left(\frac{5\pi}{6} - \beta + \gamma\right)$ мгновенное значение фазного тока схемной обмотки инверторного трансформатора определяется выражением:

$$i_{2a}^* = K_2 \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \beta - \frac{1}{K_2} \frac{1}{2} I_{d0}^* (1 + A) - \frac{3}{4} B \sin(\theta + \varphi) + \frac{3}{4} B \sin\left(\frac{5\pi}{6} - \beta + \varphi\right) A - \frac{K_1}{K_2} \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \frac{1}{\frac{r_0}{x_s}} (1 - A) \right] \quad (1)$$

где

$$A = \exp - \frac{\frac{r_0}{x_s}}{\frac{3}{2} + \frac{x_d}{x_s}} \left(\theta - \frac{5\pi}{6} + \beta \right);$$

$$B = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{r_0}{x_s}\right)^2 + \left(\frac{3}{2} + \frac{x_d}{x_s}\right)^2}}.$$

В (1) I_{d0}^* — постоянная, равная значению инвертируемого тока i_d^* в начале интервала коммутации:

$$I_{d0}^* = K_2 \left[\sqrt{3} \cos(\gamma - \beta) - \frac{3}{2} B \sin\left(\frac{5\pi}{6} + \gamma - \beta + \varphi\right) + \frac{3}{2} B \sin\left(\frac{5\pi}{6} - \beta + \varphi\right) C - \frac{K_1}{K_2} \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \frac{1}{\frac{r_0}{x_s}} (1 - C) - \sqrt{3} \cos \beta \right] \frac{1}{1 + C} \quad (2)$$

Здесь

$$\sin \varphi = \frac{1}{2} B \left(\frac{3}{2} + \frac{x_d}{x_s} + \sqrt{3} \frac{r_0}{x_s} \right);$$

$$C = \exp - \frac{\frac{r_0}{x_s}}{\frac{3}{2} + \frac{x_d}{x_s}} \gamma.$$

Для такого же интервала коммутации мгновенное значение инвертируемого тока можно найти из выражения:

$$i_d^* = K_2 \left[\frac{3}{2} B \sin(\theta + \varphi) - \frac{3}{2} \sin\left(\frac{5\pi}{6} - \beta + \varphi\right) A + \frac{K_1}{K_2} \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \frac{1}{\frac{r_0}{x_s}} (1 - A) + \frac{1}{K_2} I_{d0}^* A \right] \quad (3)$$

В рабочем интервале $\left(\frac{5\pi}{6} - \beta + \gamma\right) \leq \theta \leq \left(\frac{7\pi}{6} - \beta\right)$ выражение для мгновенного значения инвертируемого тока имеет вид:

$$i_d^* = K_2 \left\{ \sqrt{3} B_1 \sin(\theta + \varphi_1) + \frac{K_1}{K_2} \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \frac{1}{\frac{r_0}{x_s}} (1 - A_1) + \left[\frac{1}{K_2} I_{d1}^* - \sqrt{3} B_1 \sin\left(\frac{5\pi}{6} - \beta + \gamma + \varphi_1\right) \right] A_1 \right\} \quad (4)$$

Здесь

$$\sin \varphi_1 = \frac{r_0}{x_s} B_1;$$

$$B_1 = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{r_0}{x_s}\right)^2 + \left(2 + \frac{x_d}{x_s}\right)^2}};$$

$$A_1 = \exp - \frac{\frac{r_0}{x_s}}{2 + \frac{x_d}{x_s}} \left(\theta - \frac{5\pi}{6} + \beta - \gamma \right);$$

I_{d1}^* — постоянная, равная значению инвертируемого тока i_d^* в начале рабочего интервала:

$$I_{d1}^* = K_2 \left[\frac{3}{2} B \sin\left(\frac{5\pi}{6} - \beta + \gamma + \varphi\right) - \frac{3}{2} B \sin\left(\frac{5\pi}{6} - \beta + \varphi\right) C + \frac{K_1}{K_2} \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \frac{1}{\frac{r_0}{x_s}} (1 - C) + \frac{1}{K_2} I_{d0}^* C \right] \quad (5)$$

Коэффициент электрической нагрузки равен:

$$\eta_0 = - \frac{U_{dcp}}{E_0} = \frac{K_2}{2K_1} [\cos(\beta - \gamma) + \cos \beta] - \frac{1}{2\sqrt{3}} \frac{1}{K_1} (I_{d1}^* - I_{d0}^*) \quad (6)$$

Условия опрокидывания получим в виде:

$$\operatorname{tg} \beta_k = \frac{N\left(\gamma_k; \frac{r_0}{x_s}; \frac{x_d}{x_s}\right)}{M\left(\gamma_k; \frac{r_0}{x_s}; \frac{x_d}{x_s}\right)} \quad (7)$$

Здесь

$$N\left(\gamma_k; \frac{r_0}{x_s}; \frac{x_d}{x_s}\right) = - \frac{3}{2} \frac{B}{A_2} \frac{r_0}{x_s} \sin\left(\frac{5\pi}{6} + \gamma + \varphi\right) + \frac{3}{2} C_1 B \frac{r_0}{x_s} \sin\left(\frac{5\pi}{6} + \varphi\right) + \frac{1}{2} B_1^2 \left[3 \left(\frac{r_0}{x_s}\right)^2 + \sqrt{3} \frac{r_0}{x_s} \left(2 + \frac{x_d}{x_s}\right) \right] + \frac{\sqrt{3}}{A_2} \left[1 - A_2 B_2 B_1^2 \left(2 + \frac{x_d}{x_s}\right)^2 \right] \cos\left(\frac{5\pi}{6} + \gamma\right) + \sqrt{3} B_1^2 \frac{r_0}{x_s} \left(2 + \frac{x_d}{x_s}\right) B_2 \sin\left(\frac{5\pi}{6} + \gamma\right) - \sqrt{3} \left(2 + \frac{x_d}{x_s}\right) \frac{A_2 B_2 - 1}{A_2} \sin \gamma;$$

$$M\left(\gamma_k; \frac{r_0}{x_s}; \frac{x_d}{x_s}\right) = - \frac{3}{2} \frac{B}{A_2} \frac{r_0}{x_s} \cos\left(\frac{5\pi}{6} + \gamma + \varphi\right) + \frac{3}{2} C_1 B \frac{r_0}{x_s} \cos\left(\frac{5\pi}{6} + \varphi\right) - \frac{1}{2} B_1^2 \left[\sqrt{3} \left(\frac{r_0}{x_s}\right)^2 - 3 \frac{r_0}{x_s} \left(2 + \frac{x_d}{x_s}\right) \right] - \frac{\sqrt{3}}{A_2} \left[1 - A_2 B_2 B_1^2 \left(2 + \frac{x_d}{x_s}\right)^2 \right] \sin\left(\frac{5\pi}{6} + \gamma\right) + \sqrt{3} B_1^2 B_2 \frac{r_0}{x_s} \left(2 + \frac{x_d}{x_s}\right) \cos\left(\frac{5\pi}{6} + \gamma\right) - \sqrt{3} \left(2 + \frac{x_d}{x_s}\right) \frac{A_2 B_2 - 1}{A_2} \cos \gamma.$$

где

$$A_2 = \exp - \frac{\frac{r_0}{x_s}}{\frac{3}{2} + \frac{x_d}{x_s}} \gamma = C;$$

$$B_2 = \exp \frac{\frac{r_0}{x_s}}{2 + \frac{x_d}{x_s}} \left(\gamma - \frac{\pi}{3} \right);$$

$$C_1 = \frac{2A_2 + A_2 B_2 - A_2^2 B_2}{1 + A_2}.$$

Амплитуда 1-й гармоники тока i_{2a}^* при $\gamma < \frac{\pi}{3}$ и $\cos \varphi$ определяются соответственно из выражений:

$$I_{1m}^* = \sqrt{B_{1m}^{*2} + C_{1m}^{*2}}; \quad (8)$$

$$\cos \varphi = \cos \left(\beta - \frac{\gamma}{2} + \arctg \frac{C_{1m}^*}{B_{1m}^*} \right), \quad (9)$$

где

$$B_{1m}^* = \frac{2}{\pi} \left[-\gamma i_d^* \left(\frac{5\pi}{6} - \beta + \frac{\gamma}{2} \right) - \frac{\pi \sqrt{3}}{18} \sin \left(\frac{\pi}{3} + \frac{\gamma}{2} \right) (I_{d1}^* + I_{d0}^*) - \frac{4\sqrt{3}}{3} \left(\frac{\pi}{6} - \frac{\gamma}{2} \right) i_d^* \left(\frac{5\pi}{6} - \beta + \gamma + \frac{\pi}{6} - \frac{\gamma}{2} \right) \right];$$

$$C_{1m}^* = \frac{2}{\pi} \left\{ -\frac{1}{\sqrt{3}} \gamma \left[i_d^* \left(\frac{5\pi}{6} - \beta + \frac{\gamma}{2} \right) - 2 i_{2a}^* \left(\frac{5\pi}{6} - \beta + \frac{\gamma}{2} \right) \right] + \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{\pi}{6} \sin \left(\frac{\pi}{6} - \frac{\gamma}{2} \right) (I_{d1}^* - I_{d0}^*) \right\}.$$



Исследование функций само- и взаимоиндукции обмоток вращающихся трансформаторов

Канд. техн. наук Р. К. ПАМФИЛОВ

Москва

В зависимости от назначения вращающихся трансформаторов (ВТ) (рис. 1) в системах автоматического управления и счетно-решающей техники требования к функциям само- и взаимоиндукции их обмоток могут быть различными. В современных синусно-косинусных ВТ для получения функций взаимоиндукции между первичными и вторичными обмотками, близких к синусоидальным, применяют неявнополюсный магнитопровод, полузакрытие и скос пазов, а также синусные обмотки. Однако даже при идеальной технологии изготовления желаемые функции из-за конструктивных причин могут быть получены только с известным приближением.

Анализ трансформаторных схем измерительных устройств следящих систем, построенных на ВТ,

Вывод. Проведенный анализ показывает, что изменение величины индуктивности коммутационного реактора от 0 до ∞ при условии $\frac{r_0}{x_s} \leq 2$ в малой степени влияет на энергетические показатели, а также на область устойчивой работы инвертора МГД-генератора. Более существенно это влияние сказывается на гармоническом составе инвертируемого тока, причем уменьшение величины индуктивности приводит к большему проявлению высших гармоник, особенно в области малых углов регулирования.

По-видимому, при выборе величины индуктивности L_d (и $\frac{r_0}{x_s} \leq 2$) основное внимание должно быть обращено на гармонический состав инвертируемого тока, а также качество переходного процесса в цепи инвертора. При $\frac{r_0}{x_s} > 2$ учет только этих факторов окажется недостаточным, так как в этом случае от величины L_d в значительной степени зависят энергетические показатели и область устойчивой работы инвертора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кириллин В. А., Непорожний П. С., Шейндлин А. Е. Опыт-промышленная установка с МГД-генератором мощностью 25 000 квт. — В кн.: Доклады на VII Мировой энергетической конференции в Москве. М., «Энергия», 1968.
2. Размадзе Ш. Н. Преобразовательные схемы и системы. М., «Высшая школа», 1967, 527 с.
3. Крутиков К. К. Работа МГД-генератора на трехфазную сеть. — «Электричество», 1971, № 4, с. 34—40.
4. Электропередача постоянного тока как элемент энергетических систем. Изд. АН СССР, 1962. — Авт.: Нейман Л. Р., Глинттерник С. Р., Емельянов А. В., Новицкий В. Г., 340 с.

[19.4.1972]

УДК 621.314.214.2

показал, что для безошибочной передачи угла принципиально не требуется синусоидальности функций взаимоиндукции первичных и вторичных обмоток ВТ, но в нормальном режиме работы при идеально согласованных роторах датчика I и приемника II суммы сопротивлений в цепях синхронизации a, b должны быть одинаковы¹, т. е.

$$z^a = z^b, \quad (1)$$

а сумма сопротивлений взаимоиндукции обмоток синхронизации должна равняться нулю [Л. 1 и 2]:

$$x^{ab} = x_I^{ab} + x_{II}^{ab} = 0. \quad (2)$$

¹ Будем в дальнейшем считать, что обмотки a, b расположены на статоре ВТ.

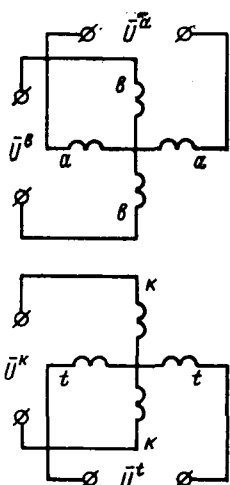


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема вращающегося трансформатора; a, b и t, k — первичные и вторичные обмотки (статора и ротора).

Кроме того в трансформаторных схемах с замкнутой квадратурной обмоткой k сопротивление взаимоиндукции этой обмотки с перпендикулярной ей обмоткой t должно отсутствовать [Л. 2 и 3], т. е. $x^{tK} = 0$. (3)

Необходимо установить, насколько функции само- и взаимоиндукции обмоток ВТ отвечают условиям безошибочной работы трансформаторных схем (1) — (3). Если обмотки имеют целое число пазов на полюс и фазу (обмотку) q , то для размещения двух взаимно перпендикулярных обмоток необходимо число пазов, кратное четырем. При размещении одной обмотки или двух взаимно перпендикулярных (неидентичных, но с синусоидальным распределением эффективных витков по пазам) общее число пазов может быть кратно двум (нечетное число пазов на полюс $Q = z/2p$) [Л. 4].

Относительную функцию магнитной индукции B , созданную одной обмоткой, будем искать как произведение относительных функций н. с. F и магнитной проводимости воздушного зазора λ^* .

Относительная функция н. с. F (относительная функция распределения проводников обмотки) симметрична относительно горизонтальной оси и оси обмотки (симметрия IV рода)² и может быть представлена тригонометрическим рядом

$$F = \sum_{\nu} F_{\nu} \cos \nu \rho, \quad (4)$$

где ν — порядок гармоники ($\nu = 1, 3, 5, \dots$); ρ — координата воздушного зазора; F_{ν} — амплитуды гармоник относительной функции, $F_{\nu} = F_{(\nu)}/F_{(1)}$ ($F_{(1)}$ — амплитуда 1-й гармоники; для ступенчатой функции $F_{\nu} = K_{\nu}/\nu$, где K_{ν} — обмоточный коэффициент для гармоники порядка ν).

Достаточно точно относительная магнитная проводимость воздушного зазора [Л. 5] $\lambda = \lambda_{ст} \lambda_{р}$, где $\lambda_{ст}$ и $\lambda_{р}$ — относительные функции частных магнитных проводимостей статора и ротора, определяемые по выражениям:

$$\lambda_{ст} = 1 + K_{\delta ст} \sum_i a_i \lambda_i \cos iz_{ст} \alpha; \quad (5)$$

$$\lambda_{р} = 1 + K_{\delta р} \sum_j a_j \lambda_j \cos jz_{р} \beta, \quad (6)$$

где $K_{\delta ст}$ и $K_{\delta р}$ — коэффициенты воздушного зазора статора и ротора; i, j — порядок гармоник функций частных проводимостей $i(j) = 1, 2, 3, \dots$; z — число

* Магнитная проницаемость стали принята бесконечно большой ($\mu = \infty$).

² Бронштейн Н. И., Семендяев К. А. Справочник по математике. М., «Наука», 1964.

пазов; α, β — координаты статора и ротора; a_i, a_j — коэффициенты, зависящие от расположения осей обмотки и паза (зубца): $a_i = -1$ (ось обмотки проходит через середину паза); $a_i = (-1)^{1+i}$ (ось обмотки проходит через середину зубца); λ_i, λ_j — амплитуды гармоники, вычисляемые по формуле $\lambda = \beta_s \eta_s$, где β_s, η_s — коэффициенты, зависящие от величины открытия паза s , зубцового шага t и величины воздушного зазора δ [Л. 5].

Определяя взаимоиндукцию между первичными и вторичными обмотками, будем считать, что результирующий взаимный скос получен скосом пазов статора. В этом случае относительная функция магнитной индукции

$$B = B_{ст} \lambda_{р}, \quad (7)$$

где $B_{ст}$ — среднее значение функции (средняя функция) частной относительной магнитной индукции при отсутствии зубцов на роторе:

$$B_{ст} = \frac{1}{\gamma} \int_0^{\gamma} F \lambda_{ст} d\theta, \quad (8)$$

здесь γ — угол скоса пазов.

Подставив в (8) относительные функции н. с. (4) и приведенной частной проводимости (5), получим после интегрирования:

$$B_{ст} = \sum_{\sigma} B_{ст \sigma'} \cos \sigma' \theta', \quad (9)$$

где $\theta' = \theta + \frac{\gamma}{2}$; σ' — порядок гармоники:

$$\sigma' = \nu; (\nu \pm iz_{ст}); \quad (10)$$

$B_{ст \sigma'}$ — амплитуда гармоники порядка σ' :

$$B_{ст \nu} = F_{\nu} K_{ск \nu};$$

$$B_{ст (\nu \pm iz_{ст})} = \frac{1}{2} F_{\nu} K_{\delta ст} \sum_i a_i \lambda_i K_{ск (\nu \pm iz_{ст})};$$

$K_{ск}$ — коэффициент скоса для гармоники порядка σ' :

$$K_{ск \sigma'} = 2 \frac{\sin \sigma' \frac{\gamma}{2}}{\sigma' \gamma}.$$

Подставив в (7) функции (9) и (6), можно получить выраженную через координату ротора $\beta = \alpha - \theta$ относительную функцию магнитной индукции при двусторонней зубчатости и скосе пазов, которая содержит гармоники только с переменными фазовыми углами, равными произведению $\sigma' \theta'$.

Функция взаимоиндукции

$$f = \frac{\Psi_m}{i_{\theta}}, \quad (11)$$

где i_{θ} — функция тока возбуждения; Ψ_m — относительная функция потокосцепления взаимоиндукции:

$$\Psi_m = \int_0^{\tau} B F_p d\beta, \quad (12)$$

здесь B — относительная функция магнитной индукции; F_p — относительная функция распределения проводников обмотки ротора; τ — полюсное деление обмотки ротора.

Подставив в (12) относительные функции B и F , получим согласно (11) выражение относительной функции взаимоиндукции f при двусторонней зубчатости воздушного зазора и ское пазов:

$$f = \sum_v \left\{ M_{v; jz_p} \cos v\theta' + \sum_i M_{(v \pm iz_{\text{ст}}); jz_p} \cos (v \pm iz_{\text{ст}}) \theta' \right\}, \quad (13)$$

где

$$M_{v; jz_p} = M_v + \sum_j M_{(v \pm jz_p)}; \quad M_{(v \pm iz_{\text{ст}}); jz_p} = M_{(v \pm iz_{\text{ст}})} + \sum_j M_{(v \pm iz_{\text{ст}} \pm jz_p)}; \quad \theta' = \theta + \frac{\gamma}{2}.$$

Амплитуды гармоник функции f порядка $\sigma = v; (v \pm iz_{\text{ст}}); (v \pm jz_p); (v \pm iz_{\text{ст}} \pm jz_p)$ (14) с учетом коэффициентов скося $K_{\text{ск } \sigma}$, будут определяться по выражениям:

$$M_v = B_v F_{\text{ст } v} F_{p v} K_{\text{ск } v}; \\ M_{(v \pm iz_{\text{ст}})} = a_i b_{(v \pm iz_{\text{ст}})} F_{\text{ст } v} F_{p (v \pm iz_{\text{ст}})} \lambda_i K_{\delta \text{ ст}} K_{\text{ск } (v \pm iz_{\text{ст}})}; \\ M_{(v \pm jz_p)} = a_j b_{(v \pm jz_p)} F_{\text{ст } v} F_{p (v \pm jz_p)} \lambda_j K_{\delta \text{ р}} K_{\text{ск } v}; \\ M_{(v \pm iz_{\text{ст}} \pm jz_p)} = a_i a_j b_{(v \pm iz_{\text{ст}} \pm jz_p)} F_{\text{ст } v} F_{p (v \pm iz_{\text{ст}} \pm jz_p)} \lambda_i \lambda_j K_{\delta \text{ ст}} K_{\text{ск } (v \pm iz_{\text{ст}})},$$

где K_{δ} — коэффициент воздушного зазора $K_{\delta} = K_{\delta \text{ ст}} K_{\delta \text{ р}}$; b_{σ} — коэффициент, учитывающий относительную величину и неодинаковость потокосцепления взаимоиндукции для гармоник порядка σ (14).

В общем случае относительная функция э. д. с. взаимоиндукции, определяемая как произведение тока на сопротивление взаимоиндукции при пренебрежимо малом активном сопротивлении ($R \ll L_0$), в режиме питания от источника напряжения

$$e = \frac{f}{L_0 + \xi}.$$

Так как $\xi/L_0 \ll 1$, то с достаточной точностью $e \approx f/(1 - \xi')$, где f' и ξ' — приведенные относительные функции само- и взаимоиндукции $f' = f/L_0$ и $\xi' = \xi/L_0$.

Аналогичное выражение справедливо и для э. д. с. квадратурной обмотки, перпендикулярной обмотке возбуждения.

Следовательно, при принятых выше допущениях относительная функция напряжения э. д. с. вторичной обмотки ВТ, определяемая в режиме питания от источника напряжения, отличается от приведенной относительной функции взаимоиндукции f' на величину, равную произведению приведенных относительных функций взаимоиндукции f' и переменной составляющей самоиндукции первичной обмотки ξ' .

При определении функций само- и взаимоиндукции пары взаимно перпендикулярных обмоток бу-

дем полагать, что пазы скошены только на противоположной стороне воздушного зазора. В этом случае относительная функция магнитной индукции, созданная н. с. статора,

$$B = F \lambda_{\text{ст}} \lambda'_p, \quad (15)$$

где λ'_p — среднее значение относительной приведенной функции частотной магнитной проводимости ротора:

$$\lambda'_p = 1 + K_{\delta \text{ р}} \sum_j a_j \lambda_j K_{\text{ск } z_p} \cos jz_p \left(\alpha - \theta + \frac{\gamma}{2} \right); \quad (16)$$

$K_{\text{ск } z_p}$ — коэффициент скося,

$$K_{\text{ск } z_p} = 2 \frac{\sin jz_p \frac{\gamma}{2}}{jz_p \gamma}. \quad (17)$$

После замены в (15) относительных функций согласно (4), (5) и (16) получим выраженную через координату статора α относительную функцию магнитной индукции при двусторонней зубчатости воздушного зазора и ское пазов:

$$B = \sum_v \left\{ B_v \cos v \left(\alpha + \frac{\gamma}{2} \right) + \sum_i B_{(v \pm iz_{\text{ст}})} \cos \left[(v \pm iz_{\text{ст}}) \left(\alpha + \frac{\gamma}{2} \right) \right] + \sum_j B_{(v \pm jz_p)} \cos [(v \pm jz_p) \alpha \pm jz_p \theta''] + \sum_i \sum_j \left\{ B_{(v \pm iz_{\text{ст}} \pm jz_p)} \cos [(v \pm iz_{\text{ст}} \pm jz_p) \alpha \pm jz_p \theta''] \right\} \right\}. \quad (18)$$

Гармоники магнитной индукции порядка

$$\sigma'' = (v \pm jz_p); (v \pm iz_{\text{ст}} \pm jz_p) \quad (19)$$

создают в функциях само- и взаимоиндукции обмоток статора гармоники порядка jz_p , а гармоники порядка σ' (10) — постоянную составляющую функции самоиндукции обмоток статора L_0 :

$$\left. \begin{array}{l} \text{При четном } Q \text{ функции самоиндукции} \\ \text{обмоток статора } a, b \\ l^a = l^b = L_0 + \xi(\theta''); \\ \text{при нечетном } Q \\ l^a = L_0 + \xi(\theta''); \quad l^b = L_0 - \xi'(\theta''); \end{array} \right\} \quad (20)$$

где

$$L_0 = \sum_v \left[L_v + \sum_i L_{(v \pm iz_{\text{ст}})} \right]; \\ \xi = \sum_v \sum_j \left[L_{(v \pm jz_p)} + \sum_i L_{(v \pm iz_{\text{ст}} \pm jz_p)} \right] \cos jz_p \theta''; \\ \theta'' = \frac{\gamma}{2} - \theta; \quad \xi'(\theta'') = -\xi(\theta'' \pm \frac{T_f}{4});$$

T_f — период функции взаимоиндукции первичных и вторичных обмоток f (13).

Если функция ξ содержит только нечетные гармоники ($i = 1, 3, 5, \dots$), то

$$\xi(\theta'') = \xi'(\theta'').$$

Выражения для коэффициентов $L_{\sigma'}$, входящих в постоянную составляющую L_0 , и для амплитуд

$L_{\sigma''}$, гармоник переменной составляющей запишем в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} L_{\nu} &= F_{\sigma''}^2 c_{\nu}; \\ L_{(\nu \pm iz_{\sigma''})} &= a_i c_{(\nu \pm iz_{\sigma''})} F_{\sigma''} F_{\sigma''} F_{(\nu \pm iz_{\sigma''})} \lambda_i K_{\delta \sigma''}; \\ L_{(\nu \pm iz_p)} &= a_i c_{(\nu \pm iz_p)} F_{\sigma''} F_{\sigma''} F_{(\nu \pm iz_p)} \lambda_j K_{\delta p} K_{\sigma''}; \\ &= a_i a_j c_{(\nu \pm iz_{\sigma''} \pm iz_p)} F_{\sigma''} F_{\sigma''} F_{(\nu \pm iz_{\sigma''} \pm iz_p)} \lambda_i \lambda_j K_{\delta} K_{\sigma''} K_{z_p}, \end{aligned} \right\} (21)$$

где c_{ν} — коэффициент, учитывающий относительную величину и неодинаковость потокосцепления самоиндукции (рассеяние) обмоток статора для гармоник порядка σ'' (14); $K_{\delta} = K_{\delta \sigma''} K_{\delta p}$.

Для определения взаимоиндукции между обмотками a и b статора заменим в функции магнитной индукции (18) координату статора согласно $\alpha = \alpha' + T_f/4$ и получим функцию, выраженную через переменную α' , отсчитываемую от оси обмотки b статора.

Потокасцепление от постоянной составляющей индукции равно нулю, а при нечетном ν и четных $z_{\sigma''}$ и z_p порядок гармоник σ'' представляет собой нечетное число.

Согласно зависимости, аналогичной (11), функция взаимоиндукции между обмотками a и b статора

$$\eta^{ab} = \pm \sum_{\nu} \sum_i \sum_j M_{\sigma''}^{ab} \sin jz_p \theta'', \quad (22)$$

где $M_{\sigma''}^{ab}$ — амплитуды гармоник порядка σ'' (19).

Знак плюс перед суммой для гармоник порядка $(\nu + iz_p)$ и $(\nu \pm iz_{\sigma''} \pm iz_p)$, если $\frac{\sigma'' - 1}{4} = \pm (0, 1, 2, \dots)$ и знак минус, если $\frac{\sigma'' + 1}{4} = \pm (0, 1, 2, \dots)$; для гармоник порядка $(\nu - iz_p)$ и $(\nu \pm iz_{\sigma''} - iz_p)$ знак плюс, если $\frac{\sigma'' + 1}{4} = \pm (0, 1, 2, \dots)$ и знак минус, если $\frac{\sigma'' - 1}{4} = (0, 1, 2, \dots)$.

Вследствие неравенства потоков рассеяния при экстремальных значениях амплитуды одноименных гармоник функций само- и взаимоиндукции взаимно перпендикулярных обмоток различны и связаны соотношением

$$M_{\sigma''}^{ab} = L_{\sigma''} m_{B_{\sigma''}}, \quad (23)$$

где $m_{B_{\sigma''}} = \frac{d_{\sigma''}}{c_{\sigma''}}$; $d_{\sigma''}$ — коэффициент, учитывающий относительную величину и неодинаковость потокасцепления взаимоиндукции обмоток статора для гармоник порядка σ'' (19).

Для явнополюсного ротора при учете только основной гармоники магнитной индукции ($\sigma = 1$)

$$m_{B1} = \frac{(x_d^{ab} - x_q^{ab})}{(x_d - x_q)} \neq 1,$$

что может явиться причиной угловых ошибок трансформаторных схем, если один из элементов явнополюсный, а другой — неявнополюсный [Л. 6].

Функции само- и взаимоиндукции получены в предположении, что длина магнитопровода ВТ (вдоль оси машины) бесконечно велика. Поэтому согласно принятому методу исследования при взаимном теоретическом скосе пазов на угол, кратный целому числу зубцовых делений на одной стороне воздушного зазора, все гармоники переменных составляющих само- и взаимоиндукции обмоток на противоположной стороне зазора равнялись бы нулю [см. (21), (22)]. Однако в ВТ с конечной длиной магнитопровода (особенно в плоских ВТ) останутся причины, обусловленные ступенчатостью скошенных пазов и торцевыми открытиями пазов (из-за дискретности пластин и пазов магнитопровода), которые следует принимать во внимание.

Если число пазов ротора на полюс Q четное, то переменные составляющие функций самоиндукции обмоток на противоположной стороне воздушного зазора (статора) одинаковы $\xi^a = \xi^b$ (20). Если число Q нечетное, то функции ξ^a и ξ^b имеют разные знаки.

В согласованном положении роторы датчика и приемника трансформаторной схемы повернуты взаимно на $T_f/4$. Заменив в функциях (20) и (22) угол поворота ротора согласно $\theta'' = \theta''_{II} - T_f/4$, получим функции само- и взаимоиндукции обмоток синхронизации приемника II при согласованном положении роторов элементов.

Если датчик и приемник идентичны, то согласно (20), (22) при четном Q

$$\left. \begin{aligned} l_I^a = l_{II}^a = l_I^b = l_{II}^b = L_0 + \xi(\theta''); \\ \eta_{II}^{ab}(\theta'') = \eta_I^{ab}(\theta'') = \eta^{ab}(\theta''). \end{aligned} \right\} (24)$$

а при нечетном Q

$$\left. \begin{aligned} l_I^a = l_{II}^b = L_0 + \xi(\theta''); \quad l_I^b = l_{II}^a = L_0 - \xi'(\theta''); \\ \eta_I^{ab}(\theta'') = \eta^{ab}(\theta''); \quad \eta_{II}^{ab}(\theta'') = -\eta^{ab}(\theta''), \end{aligned} \right\} (25)$$

где

$$\eta'^{ab}(\theta'') = -\eta^{ab}(\theta'' \pm \frac{T_f}{4}).$$

Согласно равенствам (1), (2) и (24), (25) при четном Q

$$\left. \begin{aligned} l_I^a + l_{II}^a = l_I^b + l_{II}^b = 2[L_0 + \xi(\theta'')]; \\ \eta_I^{ab}(\theta'') + \eta_{II}^{ab}(\theta'') = 2\eta^{ab}(\theta''). \end{aligned} \right\} (26)$$

а при нечетном Q

$$\left. \begin{aligned} l_I^a + l_{II}^a = l_I^b + l_{II}^b = 2L_0 + \xi(\theta'') - \xi'(\theta''); \\ \eta_I^{ab}(\theta'') + \eta_{II}^{ab}(\theta'') = \eta^{ab}(\theta'') - \eta'^{ab}(\theta''). \end{aligned} \right\} (27)$$

Если функции ξ и η обладают симметрией IV (или III) рода, то

$$\xi(\theta'') = -\xi'(\theta''); \quad \eta^{ab}(\theta'') = -\eta'^{ab}(\theta'')$$

и условие (2) для сопротивлений взаимоиндукции обмоток синхронизации выполняется только при нечетном Q [см. (26), (27)]. Условие (1) для сопротивлений самоиндукции выполняется как при четном, так и нечетном Q . В последнем случае при Q нечетном сумма переменных составляющих равна нулю, т. е.

$$\xi_I^a(\theta'') + \xi_{II}^a(\theta'') = \xi_I^b(\theta'') + \xi_{II}^b(\theta'') = 0.$$

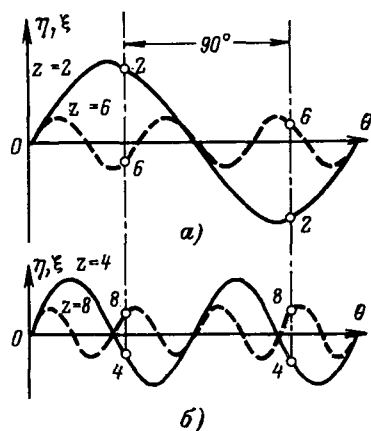


Рис. 2. Относительные функции самоиндукции ξ и взаимной индукции η взаимно перпендикулярных обмоток синхронизации.
 a — число пазов на полюс $Q = z/2p$ — нечетное; b — число пазов на полюс $Q = z/2p$ — четное.

Сказанное можно пояснить графиками (рис. 2) функций само- и взаимной индукции обмоток синхронизации датчика и приемника, найденных при учете только 1-й гармоники ($j=1$) магнитной проводимости ротора. Для простоты сравнения начальные фазы функций приняты равными нулю. При взаимном сдвиге роторов датчика и приемника на угол $T_f/4$ (согласованное положение) одноименные функции датчика и приемника при нечетном числе пазов на полюс Q имеют противоположные значения (точки 1 и 3), а при четном Q — одинаковые значения (точки 2 и 4).

При явнополюсном роторе $Q=1$ и условия безошибочной работы выполняются, если датчик и приемник идентичны, а функции само- и взаимной индукции имеют симметрию IV (или III) рода.

Выводы. 1. В унифицированных вращающихся трансформаторах (ВТ) для уменьшения переменных составляющих само- и взаимной индукции обмоток синхронизации взаимный скос пазов статора и ротора ВТ теоретически должен быть равен зубцово-

му делению той части магнитопровода, на которой нет обмоток синхронизации. Однако на практике такой скос не устраняет полностью влияния зубцов магнитопровода. Поэтому ВТ с четным числом пазов на полюс обмотки Q , принципиально не удовлетворяющие условиям безошибочного функционирования однокаскадных классических схем (ОКС) измерительных устройств, могут создавать угловые ошибки, которые заметно проявляются в ОКС, построенных на элементах с малым Q (многополюсные и малогабаритные двухполюсные ВТ).

2. Проектируя ВТ, надо стремиться к тому, чтобы неизбежно существующие переменные составляющие само- и взаимной индукции обмоток синхронизации датчика и приемника при согласовании их роторов были сдвинуты взаимно на четверть периода функции взаимной индукции первичных и вторичных обмоток ВТ и взаимно компенсировались. Это выполняется при нечетном числе зубцов на полюс той части магнитопровода, где нет обмоток синхронизации. Если функции взаимной индукции обмоток синхронизации идентичных датчика и приемника обладают при этом симметрией IV (или III) рода, то функции полностью взаимно компенсируются и не создают угловых ошибок в работе ОКС.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Памфилов Р. К. О выборе типа сельсинов для трансформаторной дистанционной передачи угла. — «Автоматика и телемеханика», 1962, т. XXIII, № 6.
2. Памфилов Р. К. Реактивная сельсинная трансформаторная схема. — «Автоматика и телемеханика», 1968, № 8.
3. Памфилов Р. К. Влияние квадратурной обмотки датчика на ошибки сельсинной трансформаторной схемы. — «Электричество», 1968, № 6.
4. Пульвер Ю. М., Колесов Ю. А., Асиновский Э. М. Индукционные электромеханические функциональные преобразователи. М., «Энергия», 1969.
5. Вольдек А. И. Влияние неравномерности воздушного зазора на магнитное поле асинхронной машины. — «Электричество», 1951, № 12.
6. Памфилов Р. К. Погрешности трансформаторной дистанционной передачи угла при эллиптической неравномерности магнитной проводимости роторов сельсинов. — «Приборы и системы управления», 1968, № 7.
7. Хрущев В. В. Электрические микромашины. М. «Энергия», 1969.

[f2.1.1972]



Расчет переменных составляющих потоков в машинах постоянного тока при питании их пульсирующим напряжением

Г. С. РОГАЧЕВСКАЯ

ЛПИ им. М. И. Калинина

Основным факторам, осложняющим работу машин постоянного тока при тиристорном питании, — ухудшению их коммутационных качеств и возрастанию потерь — уделяется сейчас наибольшее внимание. Изменения в работе двигателя при питании его пульсирующим напряжением существенно зависят от частоты и переменной составляющей тока цепи якоря (f, I_{\sim}), режима работы по постоянному току (i_b, I_{\sim}, n), а также конструктивных особенностей машины. Сложность зависимостей эквивалентных параметров машины, дополнительных потерь (как суммарных, так и в отдельных элементах) и переменной составляющей потока в зоне коммутации от указанных выше факторов не позволяет выразить их достаточно строго какими-либо упрощенными формулами.

Большое распространение при исследованиях и расчетах разнообразных электромагнитных устройств получили методы, использующие электрические и магнитные схемы замещения. В [Л. 1—3] предлагаются схемы замещения, как наиболее простые по структуре, не отличающиеся от схем для постоянных составляющих потоков и рекомендуемые для расчета только переменной составляющей потока в зоне коммутации [Л. 2 и 3], так и более сложные, но соответствующие конструктивному выполнению тяговых машин и включающие опытные коэффициенты [Л. 1].

Экспериментальные исследования переменных составляющих потоков ряда серийных машин постоянного тока общепромышленного назначения [Л. 4] показали, что использование простых по структуре схем [Л. 2 и 3] для расчета магнитных потоков во всех элементах магнитной цепи с учетом влияния

режима работы машины и ее конструктивного выполнения потребовало бы нахождения сложных функциональных зависимостей от определяющих величин для ряда магнитных сопротивлений, входящих в схему замещения. Более эффективным оказывается введение в схему замещения дополнительных контуров, что позволяет более полно отразить действительное распределение потоков. Это, в свою очередь, имеет большое значение как для расчета дополнительных потерь в элементах магнитопровода, так и для повышения точности расчета потока в зоне коммутации.

Для некомпенсированных серийных машин постоянного тока общепромышленного назначения картина распределения переменных составляющих потоков в ярме, добавочном полюсе и рассеяния добавочного полюса имеет вид, представленный на рис. 1. С учетом показанного на рис. 1 характера распределения потоков предлагается, как более общая, шестиконтурная схема замещения с двумя «плавающими» точками (рис. 2). Основной особенностью этой схемы, по сравнению с существующими, является разделение потока рассеяния добавочного полюса в окне на составляющие Φ'_a и Φ''_a . Соотношение между этими потоками зависит как от геометрии и конструктивных особенностей машины, так и от режима ее работы, что в схеме учитывается коэффициентами k_a и k_d , которые меняют соотношения н. с. и магнитных сопротивлений ветвей схемы.

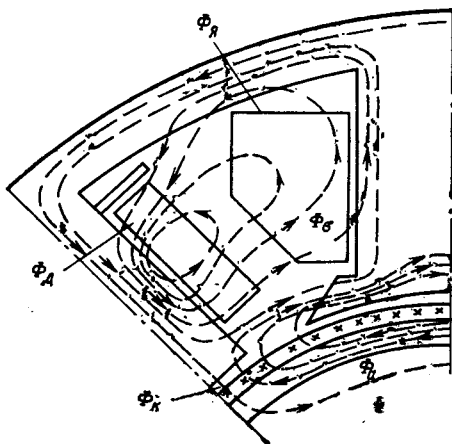


Рис. 1. Картины распределения переменных составляющих потоков в поперечной оси машины постоянного тока при питании ее пульсирующим напряжением.

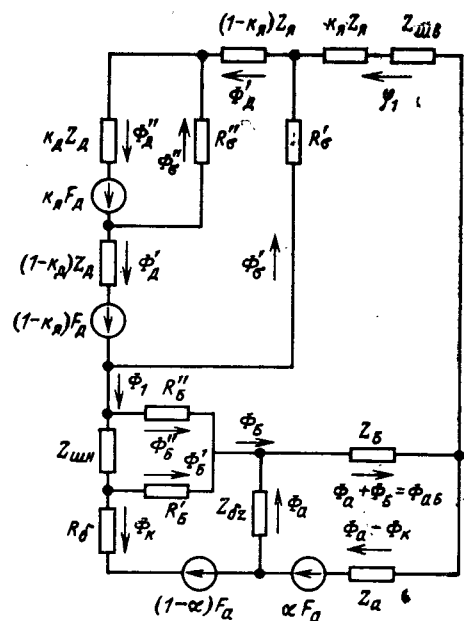


Рис. 2. Схема замещения магнитной цепи машины для расчета переменных составляющих потоков в поперечной оси.

Сопротивления R'_a и R''_a также зависят от этих коэффициентов и сопротивлений участков магнитной цепи, вихревые токи в которых влияют на распределение и значения потоков рассеяния.

Действие вихревых токов в проводящих рамках у основания добавочного полюса можно учесть, если в схеме замещения магнитное сопротивление рамок $Z_{ш.в}$ поместить за сопротивлением ярма, как это показано на рис. 2. Это позволяет не усложнять структуру схемы и в то же время учесть тот факт, что с контуром рамки сцеплен поток, меньший проходящего по телу добавочного полюса.

Ферромагнитные рамки на башмаке добавочного полюса не только демпфируют поток, входящий в рамку, но влияют на условия прохождения потока рассеяния на башмак главного полюса, что, в свою очередь, значительно сказывается на величине и фазе потока в зоне коммутации. Для более правильного учета распределения потока рассеяния на башмак главного полюса этот поток по схеме замещения определяется по двум составляющим Φ'_B и Φ''_B .

Переменная составляющая потока реакции якоря Φ_a , необходимая для расчета параметров, находится из общей схемы замещения по контуру с сопротивлениями сердечника якоря Z_a , башмака главного полюса Z_B и $Z_{dz} = R_{dr} + Z_z$, где R_{dr} и Z_z представляют собой интегральные значения сопротивлений зазора и зубцовой зоны под главным полюсом соответственно.

Если в машине отсутствуют проводящие шайбы (рамки) у наконечника добавочного полюса или они выполнены из изоляционного материала, то данная шестиконтурная схема замещения автоматически превращается в пятиконтурную при $Z_{ш.в} = 0$ и $R''_B = \infty$. При отсутствии проводящих рамок у основания полюса в схеме надо положить $Z_{ш.в} = 0$. С целью упрощения расчетов предлагаемая схема замещения приведена для половины полюсного деления $\tau/2$. Учет возможной несимметрии магнитных сопротивлений по обе стороны от осей полюсов производится путем усреднения этих сопротивлений. Магнитное сопротивление воздушного зазора под добавочным полюсом определяется по общепринятому выражению [Л. 1]. Магнитное сопротивление воздушного зазора под главным полюсом для переменной составляющей потока реакции якоря с учетом распределения н. с., создающей этот поток, определяется из выражения

$$R_{dr} = \frac{2\delta' r k_3}{\mu_0 l_a \tau \alpha}$$

Магнитные сопротивления рассеяния добавочного полюса на тело главного полюса и ярмо R_a и на башмак главного полюса R_B могут быть найдены путем графического построения или моделирования картины поля на постоянном токе, причем при наличии проводящих рамок на башмаке добавочного полюса составляющая полного сопротивления на башмак главного полюса R'_B соответствует потоку, проходящему под проводящей рамкой, а R''_B — по рамке и над ней.

Распределение н. с. машины в пространстве, сложность геометрии и распределения поля в магнитной цепи требуют использования ряда допущений при определении усредненных магнитных сопротивлений ферромагнитных участков магнитопровода. Общим допущением при расчете магнитных сопротивлений расслоенных участков магнитопровода является учет влияния переменной составляющей напряженности H_{\sim} на пульсационную магнитную проницаемость стали μ_n при наличии постоянной составляющей потока в этих участках. Поэтому для расчета магнитных сопротивлений расслоенных участков предлагается находить значения μ_n в зависимости от магнитной индукции $B =$ участка по кривым рис. 3 (значения μ_n для B от 1,6 до 2,4 тл показаны пунктирной линией в более крупном масштабе, чем основные кривые). Учет влияния вихревых токов в листе стали приводит к появлению мнимой составляющей в магнитном сопротивлении. Если принять $\mu_n = \text{const}$ по ширине листа и пренебречь потерями на гистерезис, то коэффициент увеличения магнитного сопротивления, учитывающий неравномерное распределение индукции по сечению листа, определяется как и для чисто переменного поля, т. е.

$$\eta = \frac{k\Delta}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\text{ch } k\Delta + \cos k\Delta}{\text{ch } k\Delta - \cos k\Delta}},$$

а аргумент магнитного сопротивления

$$v = \text{arctg} \frac{\text{sh } k\Delta - \sin k\Delta}{\text{sh } k\Delta + \sin k\Delta},$$

где Δ — толщина листа; $k = \sqrt{\frac{\omega \mu_n}{2}}$; $\omega = 2\pi f$ — угловая частота изменения внешнего поля.

В реальном пакете стали возможно образование дополнительных контуров вихревых токов от случайных контактов между листами и через детали крепления пакета. При расчете это можно лишь приближенно учесть введением дополнительного коэффициента увеличения модуля η' и увеличением аргумента. В этом общем случае магнитное сопротивление расслоенного участка

$$Z = \eta \eta' \frac{l}{\mu_n Q} e^{jv}$$

Необходимо отметить, что существует определенная связь между модулем и аргументом коэффициента увеличения, так как они характеризуют две стороны одного явления.

Экспериментальные исследования, проведенные на серийных машинах П101, ПФ-82 и П61, позволяют предложить для расчетов уже существующих машин принимать следующие значения модуля коэффициента увеличения магнитного сопротивления: для зубцов и

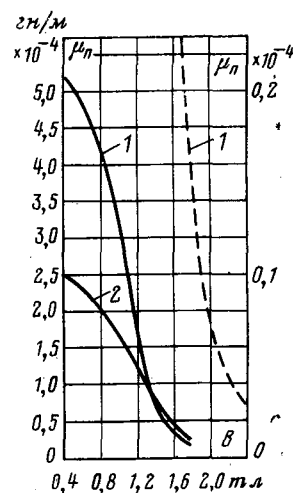


Рис. 3. Усредненные зависимости модуля пульсационной магнитной проницаемости.

1 — листовая электротехническая сталь; 2 — конструкционная сталь.

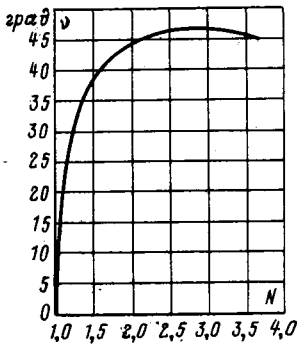


Рис. 4. Зависимость аргумента ν коэффициента увеличения магнитного сопротивления от его модуля N .

сердечника $\eta' = 1$, для башмака главного полюса при $\Delta = (2-4)$ мм $\eta' = 1,1$, тела главного и добавочного полюса при $\Delta = (2-4)$ мм $\eta' = 1,2$.

Для определения аргумента магнитного сопротивления ν при $\eta' \neq 1$ можно воспользоваться кривой $\nu = f(N)$, показанной на рис. 4 ($N = \eta\eta'$).

Магнитное сопротивление сердечника добавочного полюса рассчитывается как сосредоточенное, так как влияние распределенности н. с. добавочного полюса на поля рассеяния учитывается структурой схемы замещения.

Для определения усредненного сопротивления башмака Z_B каждую половину его предлагается разделить на три части, как это показано на рис. 5.

Такое разделение позволяет учесть увеличение $B =$ в сечении cd , что может приводить к значительному увеличению полного сопротивления башмака. В режиме холостого хода магнитные сопротивления каждой половины полюсного башмака можно считать одинаковыми, а значение B_{δ} неизменным на $\tau\alpha$. Тогда для участков башмака.

$$B_{-1} = B_{-3} = \frac{B_{\delta}}{k_c}, \quad B_{-2} = \frac{B_{\delta} a \delta}{k_c c d}.$$

После нахождения μ_{pi} по этим значениям $B_{=i}$ магнитные сопротивления участков башмака

$$Z_{Bi} = N_i \frac{l_i}{\mu_{pi} k_c l_B h_i} e^{i\nu_i},$$

где l_i, h_i — размеры i -го участка (рис. 5).

Магнитное сопротивление схемы замещения в этом случае

$$Z_B = 0,5 (Z_{B1} + Z_{B2} + Z_{B3}).$$

При наличии постоянной составляющей в токе якоря распределение постоянной составляющей индукции в зазоре под главным полюсом может быть учтено с помощью переходной характеристики. По этой характеристике находится значение B_{δ} для точек e, f, a, δ каждой половины башмака и по выражениям $B_{=e} = B_{\delta e} / k_c$ и т. д. соответственно определяются μ_{pi} для этих индукций. Тогда в предположении, что от точки e до f и от a до b μ_{pi} изменяется линейно:

$$Z_{B1} = N_1 \frac{l_1}{l_B k_c h_1 (\mu_{pe} - \mu_{pf})} \ln \frac{\mu_{pe}}{\mu_{pf}} e^{i\nu_1};$$

$$Z_{B2} = N_2 \frac{l_2}{l_B k_c h_2 \mu_{p2}} e^{i\nu_2};$$

$$Z_{B3} = N_3 \frac{l_3}{l_B k_c h_3 (\mu_{pa} - \mu_{pb})} \ln \frac{\mu_{pa}}{\mu_{pb}} e^{i\nu_3}.$$

По этим выражениям определяется магнитное сопротивление каждой половины башмака, так как они будут в этом случае разные. Среднее арифметическое из определенных таким образом магнитных

сопротивлений каждой половины башмака и будет сопротивлением Z_B , необходимое для расчета потоков по схеме замещения.

Магнитное сопротивление зубцового слоя под главными полюсами, как показывают расчеты, является по величине наибольшей составляющей полного сопротивления в контуре потока реакции якоря, что позволяет принять составляющую н. с. реакции якоря, приходящуюся на зубцовый слой, изменяющейся линейно от x , при вариации слоя от 0 до $\pm \tau\alpha/2$. Тогда для режима холостого хода ($\mu_{pi} = \text{const}$) по x имеем:

$$Z_z = N \frac{2h_{pi} t_{z2}}{\mu_{pi} l_a k_c \tau_2 \alpha b_{z2}} e^{i\nu}.$$

Пульсационная проницаемость μ_{pi} определяется по реальной (с учетом отклонения части потока в пазах [Л. 1]) индукции $B_{=z}$ в расчетном сечении зубцов.

При нагрузке постоянная составляющая индукции в зубцах по оси меняется. Чтобы получить выражение для магнитного сопротивления зубцов, единое для всех машин при практически возможных токах возбуждения, предлагается принять закон изменения μ_{pi} от x линейным для части зубцового слоя, где реакция якоря оказывает размагничивающее действие и

$$\mu_{pi} = \mu_{cp} - (\mu_{cp} - \mu_{min}) \left(\frac{x \cdot 2}{\tau\alpha} \right)^{0,25}$$

— намагничивающее действие.

Тогда

$$Z'_z = N'_z \frac{2h_{pi} t_{z2}}{l_a k_c \tau_2 \alpha b_{z2}} \frac{1}{\mu_{cp} + \frac{2}{3} (\mu_{max} - \mu_{cp})} e^{i\nu'};$$

$$Z''_z = N''_z \frac{2h_{pi} t_{z2}}{l_a k_c \tau_2 \alpha b_{z2}} \frac{1}{\mu_{cp} - \frac{8}{9} (\mu_{cp} - \mu_{min})} e^{i\nu''},$$

а сопротивление зубцового слоя для схемы замещения

$$Z_z = 0,5 (Z'_z + Z''_z).$$

Магнитное сопротивление сердечника якоря Z_a рассчитывается по общему выражению как сосредоточенное. Сопротивление проводящих рамок может быть найдено через электрическое сопротивление [Л. 1].

Для расчета магнитных сопротивлений массивных участков магнитопровода переменной составляющей пульсирующего потока предлагается использовать выражение, предложенное в [Л. 5]:

$$Z = \frac{l_m}{l_i} \sqrt{\frac{\omega \gamma}{\mu}} e^{i\varphi},$$

где γ, μ и φ в общем случае определяются маркой стали и магнитным состоянием массивного элемента.

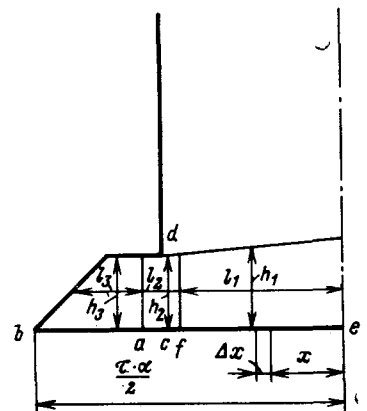


Рис. 5. К расчету магнитного сопротивления башмака главного полюса.

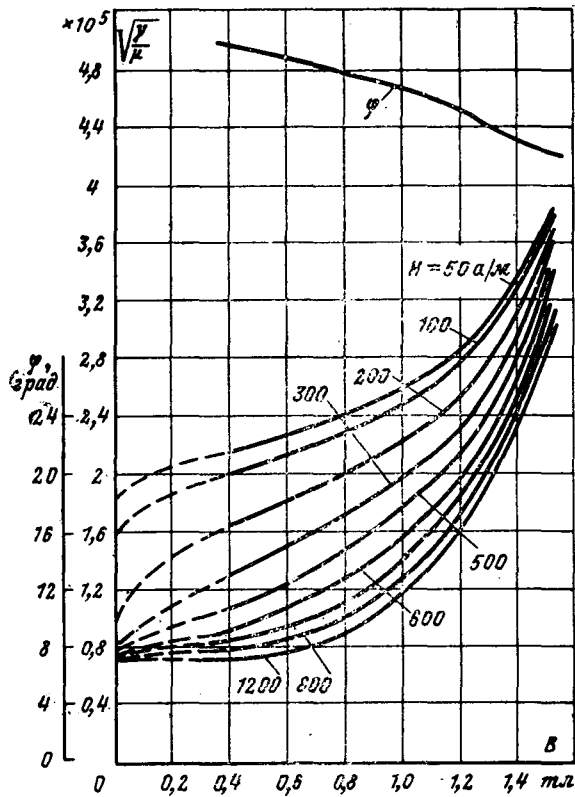


Рис. 6. Зависимости $\sqrt{\gamma/\mu}$ и φ от B_{\sim} для массивной стали.

Как показали экспериментальные исследования на тороидальных образцах, приведенная выше зависимость магнитного сопротивления от частоты оказывается достаточно точной. По данным этих исследований были получены зависимости $\sqrt{\frac{\gamma}{\mu}}$ и φ от B_{\sim} и H_{\sim} , представленные на рис. 6.

При расчете усредненных магнитных сопротивлений вводится допущение, что H_{\sim} и B_{\sim} как по высоте добавочного полюса, так и по ярму в междуполюсном пространстве неизменны. Кроме того, найдено: H_{\sim} предлагается производить в предположении, что по этим участкам проходит только суммарный поток рассеяния добавочного полюса

$$\Phi = \frac{F_{д\sim}}{R_{\sigma} + |Z_{\pi}| + |Z_{\pi}| + |Z_{м.п}| + |Z_{м.я}|}$$

Сопротивления всех массивных участков находятся одновременно методом последовательных приближений. При этом средние значения переменной составляющей напряженности H_{\sim} на поверхности массивных добавочных полюсов и ярма определяются из выражений:

$$H_{\pi} = \frac{\Phi |Z_{\pi}|}{h_{\pi}}, \quad H_{\sim\pi} = \frac{\Phi |Z_{\pi}|}{2L_{\pi}};$$

где

$$L_{\pi} = \frac{\pi D_{\pi.ср}}{4\rho} - \frac{b_{\pi}}{2}.$$

Как указывалось выше, конструктивное выполнение машины, ее геометрия и режим работы влияют на распределение переменных составляющих потоков, что должно учитываться при расчетах по предлагаемой схеме замещения с помощью коэффициентов k_{π} , $k_{д}$ и сопротивлений R'_{σ} и R''_{σ} .

Удовлетворительные результаты по расчету потоков удалось получить при использовании следующих выражений для этих параметров:

$$k_{\pi} = 1 - \frac{R'_{\sigma}}{R'_{\sigma} + |Z_{\pi}| + |Z_{\pi}| + |Z_{\pi}| + |Z_{м.п}| + |Z_{м.я}| + |Z_{м.я}|};$$

Тип машин	$f, \text{Гц}$	$i_{в}, \text{а}$	$I_{\sim}, \text{а}$	$I_{\sim}, \text{а}$	$\Phi_{\pi}, 10^{-5} \text{ вб}$	$\Phi_{\sim}, 10^{-5} \text{ вб}$	$\Phi_{\sigma}, 10^{-5} \text{ вб}$	$\Phi_{\alpha}, 10^{-5} \text{ вб}$
П101 в заводском исполнении	150	5,25	280	15,35	-2,175-j1,021 -2,65-j0,843	1,058-j1,51 1,0-j1,43	5,197-j1,424 5,43-j1,37	21,79-j2,8* 21,2-j2,43**
	300	5,25	280	7,75	-1,312-j0,16 -1,48-j0,15	0,1843-j0,418 0,225-j0,39	2,092-j0,85 2,17-j0,89	10,8-j1,72 10,12-j1,606
	300	3	280	7,72	-1,313-j0,172 -1,55-j0,158	0,197-j0,44 0,229-j0,378	2,091-j0,845 2,32-j0,886	13,73-j2,37 13,56-j1,8
П101 без ферромагнитных шайб	150	5,25	280	15	-1,307-j2,08 -1,407-j1,68	1,231-j2,53 1,68-j2,315	5,266-j0,97 5,07-j0,995	21,48-j2,82 20,8-j2,34
	300	5,25	280	15,25	-1,77-j1,56 -2,00-j1,255	0,733-j2,003 0,906-j1,89	5,196-j1,143 4,914-j1,58	21,39-j3,486 19,7-j3,47
	600	3	280	7,45	-1,19-j0,393 -1,11-j0,266	-0,046-j0,6204 0,04-j0,57	2,35-j0,703 1,98-j0,731	12,272-j3,035 12,4-j2,76
П61	300	1,04	33	6	-0,749-j1,85 -0,629-j1,64	1,88-j2,197 2,32-j2,172	4,85-j0,826 4,65-j1,028	17,59-j1,99 16,48-j1,784
	300	0,5	33	6	-0,737-j1,95 -0,9-j1,72	1,831-j2,32 2,195-j2,31	4,937-j0,845 4,715-j1,06	27,29-j3,875 28,26-j3,23

* Расчет
** Опыт

$$k_d = k_n \frac{h_m}{h_d};$$

$$R'_\sigma = \frac{R_\sigma}{1 - k_n} + k_n Z_n + Z_r + Z_{ш.г} + Z_{ш.в};$$

$$R''_\sigma = \frac{R_\sigma}{k_n} + (1 - k_d) Z_d + (1 - k_n) Z_n + Z_{ш.в}.$$

После определения всех параметров схемы замещения расчет потоков является чисто математической задачей. Использование для решения получаемой при этом системы алгебраических уравнений с комплексными коэффициентами ЦВМ позволяет считать предлагаемую схему замещения приемлемой для инженерных расчетов.

В таблице приведены данные расчета и экспериментального исследования потоков $\Phi_k, \Phi_1, \Phi_\alpha = \Phi'_\sigma + \Phi''_\sigma, \Phi_\alpha$ при различных режимах работы машины П101 в заводском исполнении (массивные добавочные полюса и ярмо и ферромагнитные рамки у основания и башмака добавочного полюса), а также той же машины, но при замене ферромагнитных рамок гетинаксовыми и П61 (массивное ярмо, но расслоенные добавочные полюсы). Как видно из таблицы, погрешность расчета вещественных и мнимых составляющих потоков в основном не превышает 20%.

Приложение. Пример. Машина П101 в заводском исполнении $P_n = 55 \text{ кВт}; U_n = 220 \text{ в}; n_n = 1000 \text{ об/мин}; I_n = 282 \text{ а}$. Режим: $f = 300 \text{ гц}; I_m = I_n; i_m = i_{нн} = 5,25 \text{ а}; I_\sim = 7,75 \text{ а}$. Параметры схемы замещения: $R_\delta = 5,92 \cdot 10^5 \text{ 1/гн}; R_{\delta r} = 2,4 \cdot 10^5 \text{ 1/гн}; R_\sigma = 27,3 \cdot 10^5 \text{ 1/гн}; R'_B = 68 \cdot 10^5 \text{ 1/гн}; R''_B = 122,5 \cdot 10^5 \text{ 1/гн}; Z_r = (0,713 + j0,427) \cdot 10^5 \text{ 1/гн}$. Магнитное сопротивление башмака главного полюса:

$$Z_{B1} = (0,864 + j0,745) \cdot 10^5 \text{ 1/гн}; Z'_{B1} = (1,14 + j0,855) \cdot 10^5 \text{ 1/гн}; Z_{B2} = (0,231 + j0,172) \cdot 10^5 \text{ 1/гн};$$



$$Z'_{B2} = (5,45 + j1,77) \cdot 10^5 \text{ 1/гн}; Z_{B3} = (0,25 + j0,202) \cdot 10^5 \text{ 1/гн}; Z'_{B3} = (0,281 + j0,214) \cdot 10^5 \text{ 1/гн}; Z_B = (2,0712 + j0,997) \cdot 10^5 \text{ 1/гн}.$$

Магнитное сопротивление зубцового слоя: $Z'_z = (2,64 + j0,023) \cdot 10^5 \text{ 1/гн}; Z''_z = (0,139 + j0,00555) \cdot 10^5 \text{ 1/гн}; Z_z = (1,3895 + j0,01427) \cdot 10^5 \text{ 1/гн}$.

Магнитное сопротивление тела якоря: $Z'_a = (0,14 + j0,00731) \cdot 10^5 \text{ 1/гн}; Z''_a = (0,36 + j0,00771) \cdot 10^5 \text{ 1/гн}; Z_a = 0,25 + j0,00751) \cdot 10^5 \text{ 1/гн}$.

Сопротивление шайб: $Z_{ш.г} = (5,5 + j7,86) \cdot 10^5 \text{ 1/гн}; Z_{ш.в} = (14,84 + j14,84) \cdot 10^5 \text{ 1/гн}; Z_{ш.н} = (7,42 + j7,42) \cdot 10^5 \text{ 1/гн}$.

Магнитные сопротивления массивных участков: $Z_d = 15,35 \cdot 10^5 e^{j48,5} = (10,2 + j11,5) \cdot 10^5 \text{ 1/гн}; Z_n = 12,47 \cdot 10^5 e^{j48,4} = (8,62 + j9,04) \cdot 10^5 \text{ 1/гн}; B_d = 0,617 \text{ тл}; B_n = 1,035 \text{ тл}; F_{d\sim} = 139,5; \Phi = 1,83 \cdot 10^{-5} \text{ вб};$

$$H_{d\sim} = 246 \text{ а/м}; H_{n\sim} = 51 \text{ а/м}; k_n = 0,806; k_d = 0,588.$$

$$R'_\sigma = (168,2 + j30,535) \cdot 10^5 \text{ 1/гн}; R''_\sigma = (54,09 + j20,75) \cdot 10^5 \text{ 1/гн}.$$

Переменные составляющие потоков:

$$\Phi_k = (-1,312 - j0,16) \cdot 10^{-5} \text{ вб};$$

$$\Phi_1 = (0,1843 - j0,418) \cdot 10^{-5} \text{ вб}; \Phi_\sigma = (2,092 - j0,85) \cdot 10^{-5} \text{ вб};$$

$$\Phi_\alpha = (10,8 - j1,72) \cdot 10^{-5} \text{ вб}.$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Скобелев В. Е. Двигатели пульсирующего тока. М., «Энергия», 1968.
2. Хвостов В. С. Коммутация двигателя постоянного тока при работе от однофазного выпрямителя.— Изв. вузов. «Электромеханика», 1959, № 11, с. 112—122.
3. Stepina J., Bendl J. Vliv zuhněni stejnosměrného proudu na motory napájené z usměrňovačů. Práce Ústavu pro elektrotechniku ČSDV IX. Praha, 1959, s. 123—156.
4. Рогачевская Г. С. Опытное исследование распределения переменных составляющих магнитных потоков в машинах постоянного тока при питании их от источников с пульсирующим напряжением. Изв. вузов, «Электромеханика», 1972, № 2, с. 186—191.
5. Нейман Л. Р. Поверхностный эффект в ферромагнитных телах. М., Госэнергоиздат, 1949.

[12.6.1972]

УДК 621.313.2.001.24

Расчет параметров якорной цепи и дополнительных потерь машин постоянного тока при питании их пульсирующим напряжением

В. В. ПРУСС-ЖУКОВСКИЙ и Г. С. РОГАЧЕВСКАЯ

ЛПИ им. М. И. Калинина

Статья посвящена расчету параметров и дополнительных потерь (как суммарных, так и в отдельных элементах) некомпенсированных машин постоянного тока независимого или параллельного возбуждения.

Переменная составляющая тока цепи якоря при питании пульсирующим напряжением может быть представлена в виде гармонического ряда:

$$i_\sim = \sum I_m \sin(\omega t + \varphi). \quad (1)$$

Гармонический состав i_\sim зависит от гармонического состава u_\sim и эквивалентных сопротивлений

якорной цепи¹ для отдельных гармонических, т. е.

$$I_v = U_v / z_v, \quad (2a)$$

где

$$z_v = \sqrt{r_v^2 + x_v^2}. \quad (2б)$$

Таким образом, для определения i_\sim необходимо знать параметры машины для каждой гармоники

¹ При наличии в якорной цепи машины дополнительной сглаживающей индуктивности (дресселя) ее параметры $r_{др}$ и $x_{др} = \omega L_{др}$ должны быть учтены в (2б) для расчета $I_{v\sim}$,

ской питающего напряжения. Кроме того, активные составляющие z , позволяют найти суммарные дополнительные потери в машине:

$$p_{\sim \Sigma} = \sum I_v^2 r_v \quad (3)$$

Параметры $x_v = v\omega L_v$ и r_v зависят от переменных составляющих потоков в машине, на распределение и величину которых большое влияние оказывают вихревые токи во всех проводящих элементах обмоток и магнитопровода, а также насыщение его ферромагнитных участков.

В сложной нелинейной системе с сильным проявлением демпфирующего влияния вихревых токов, каковой является машина, параметры якорной цепи оказываются существенно переменными. Они зависят от электромагнитных данных, конструктивных особенностей и режима работы машины. На рисунке по результатам экспериментальных исследований построены некоторые зависимости относительных величин $L_{ц.я}$ и $r_{ц.я}$ для ряда серийных машин. За базисные приняты $L = U_{н}/(I_{н}2\rho l n_{п})$ и r_{\sim} . Машины имели следующие конструктивные особенности: П101-массивные добавочные полюсы, немагнитные бандажки, ферромагнитные шайбы у основания и башмака добавочного полюса; П101-А — та же машина, но ферромагнитные шайбы заменены гетинаксовыми; ПФ82 — в отличие от П101 имела магнитные бандажки; П61 — расслоенные добавочные полюсы, полузакрытые пазы. Как видно из рисунка, указанные особенности и режимы работы существенно влияют на параметры цепи якоря.

При расчете L_v следует исходить из общего выражения $L_v = \Psi_v/I_v$, где Ψ_v — полное потокосцепление всех обмоток, последовательно соединенных в якорной цепи.

С учетом поставленной задачи целесообразно находить потокосцепления каждой обмотки по усредненным значениям потоков в отдельных участках магнитной системы. Для этого удобно воспользоваться эквивалентными схемами замещения магнитной цепи машины (см. предыдущую статью), которые содержат комплексные магнитные сопро-

тивления, учитывающие влияние вихревых токов и насыщения в элементах магнитной системы для заданной гармонической. Они позволяют найти комплексы потоков в отдельных участках магнитной цепи. Тогда составляющая индуктивности k -й обмотки от i -го потока в общей форме может быть определена как:

$$L_{kiv} = 2\rho\omega_k\gamma_{ki} \operatorname{Re}(\Phi_{iv})/I_v \quad (4)$$

где ω_k — число витков k -й обмотки; γ_{ki} — коэффициент сцепления этой обмотки с i -м потоком.

Составляющие активного сопротивления k -й обмотки, вызванные потерями в стали, могут быть найдены по общему выражению:

$$r_{kiv} = -2\pi f_v 2\rho\omega_k\gamma_{ki} \operatorname{Im}(\Phi_{iv})/I_v \quad (5)$$

где f_v — частота v -й гармонической.

Кроме составляющих, определяемых по (4), в полную индуктивность цепи якоря входят составляющие, вызванные потоками рассеяния, не проходящими по основным участкам магнитной цепи; они обычно не учитываются в схемах замещения. Эти составляющие удобнее всего рассчитывать по соответствующим магнитным проводимостям Λ_v :

$$L_{kv} = 2\rho\omega_k^2 \Lambda_v \quad (6)$$

где Λ_v находятся по удельным магнитным проводимостям λ_v , используемым в практике расчета параметров машин постоянного тока [Л. 1 и 2].

Полные активные сопротивления r_v должны включать составляющие, связанные с потерями в меди обмоток r_{miv} . Увеличение r_{miv} по сравнению с сопротивлением данной обмотки постоянному току может быть учтено соответствующими коэффициентами k_r по известным в настоящее время зависимостям [Л. 1].

Условия нагрева отдельных частей машины при питании ее пульсирующим напряжением могут существенно отличаться от условий их нагрева при питании машины постоянным током. Это не позволяет оценивать необходимое уменьшение допустимой нагрузки непосредственно по величине дополнительных потерь $p_{\sim \Sigma}$, рассчитанных по (3). Расчет местных потерь в стали и в конструктивных элементах машины возможен при определении потоков Φ_{iv} и магнитных сопротивлений Z_{iv} отдельных участков магнитной системы. При этом потери в каждом участке определяются из выражения:

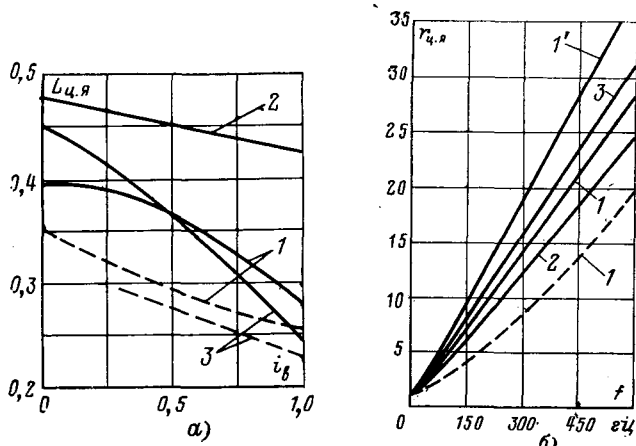
$$p_{iv} = 2\rho 2\pi f_v \Phi_{iv}^2 \operatorname{Im}(Z_{iv}) \quad (7)$$

Дополнительные потери в меди обмоток

$$p_{miv} = I_v^2 r_{miv} \quad (8)$$

Так могут быть найдены все составляющие параметров L_{kv} и r_{kv} и потерь p_{kv} для отдельных гармонических.

Для решения поставленных в этой статье задач может быть использована схема замещения магнитной цепи в поперечной оси некомпенсированных машин постоянного тока общепромышленного применения, приведенная в предыдущей статье.



Зависимости $L_{ц.я}$ и $r_{ц.я}$.

$a + f = 300$ гц; 1 — П101; 2 — ПФ-82; 3 — П61; б — 1, 2, 3 — $i_{я} = I_{н.н.}$; $1' - i_{я} = 0,57 I_{н.н.}$; 1 — П101; 2 — П101А; 3 — ПФ-82. — — — $I_{я} = 0$, - - - - $I_{я} = I_{н.н.}$.

Определение магнитных потоков по схеме замещения и расчет по ним полных параметров цепи якоря машины может проводиться для отдельных гармонических в предположении отсутствия влияния на каждую гармоническую всех остальных. В связи с этим в дальнейшем индекс ν для простоты опускается.

Полная индуктивность обмотки якоря

$$L_a = L_{aa} + L_{ak} + L_{асп} + L_{асл} \quad (9)$$

Составляющая L_{aa} , соответствующая потоку реакции якоря, находится по формуле:

$$L_{aa} = 2p\omega_a \gamma_{aa} \text{Re}(\dot{\Phi}_a) / I_{\sim} \quad (10)$$

где $\gamma_{aa} = 2/3$ — коэффициент сцепления потока реакции якоря; он учитывает распределение поля по закону треугольника по полюсной дуге α .

Составляющая индуктивности L_{ak} от коммутирующего потока Φ_k с учетом принятых за положительные направления н. с. \vec{F}_a и потока Φ_k равна (в предположении $\gamma_{ak} = 1$):

$$L_{ak} = -2p\omega_a \text{Re}(\dot{\Phi}_k) / I_{\sim} \quad (11)$$

Составляющие индуктивностей от пазового и лобового потоков рассеяния $L_{асп}$, $L_{асл}$ определяются по общему выражению:

$$L_{ас} = \frac{Z}{(2a)^2} s_{\pi}^2 l_a \lambda \quad (12)$$

При этом значения λ_{π} могут быть рассчитаны по известным выражениям [Л. 2]. Для расчета удельной проводимости лобовых частей λ_{π} можно воспользоваться формулой Шенкеля:

$$\lambda_{\pi} = \mu_0 \frac{0,67 (l_{\pi} - 0,64\tau)}{l_a} \frac{q}{2}, \text{ где } q = Z/2p.$$

Полная индуктивность обмотки добавочных полюсов

$$L_d = L_{д1} + L_{д\sigma} + L_{\sigma} \quad (13)$$

где

$$L_{д1} = \frac{2p\omega_d}{I_{\sim}} \text{Re}(\dot{\Phi}_1); \quad (14)$$

$$L_{д\sigma} = \frac{2\omega_d p_{\pi}}{I_{\sim}} \gamma_d \text{Re}(\dot{\Phi}_{\sigma}); \quad (15)$$

γ_d — коэффициент сцепления для полного потока рассеяния добавочного полюса $\dot{\Phi}_{\sigma} = \dot{\Phi}'_{\sigma} + \dot{\Phi}''_{\sigma}$, учитывающий распределение поля по высоте обмотки, принятый приближенно равным 0,8.

Составляющая L_{σ} определяется потоком рассеяния добавочного полюса, полностью замыкающимся по воздуху. Эта составляющая весьма трудно поддается расчету. На основании опытных данных можно рекомендовать приближенную формулу для ее вычисления:

$$L_{\sigma} \approx (0,1 - 0,2) L_{д\sigma} \quad (16)$$

Как показали экспериментальные исследования, индуктивность последовательной (стабилизирующей) обмотки обычно весьма мала по сравнению с L_a и L_d , при определении полной индуктивности цепи якоря ею можно пренебречь.

Полное активное сопротивление обмотки якоря складывается из составляющих:

$$r_a = r_{ам} + r_{aa} + r_{ак} \quad (17)$$

С учетом вытеснения тока из-за поверхностного эффекта

$$r_{ам} = r_a \frac{k_{ra} l_a + k_{r\pi} l_{\pi}}{l_a + l_{\pi}};$$

коэффициенты увеличения сопротивления k_r определяются так же, как и в случае чисто переменного тока, протекающего по обмотке [Л. 1].

Составляющие r_{aa} и $r_{ак}$ рассчитываются по общему выражению (5) по мнимым составляющим потоков $\dot{\Phi}_a$ и $\dot{\Phi}_k$, при этом коэффициенты сцепления γ_{aa} и $\gamma_{ак}$ принимаются такими же, как при определении L_{aa} и $L_{ак}$.

Аналогично полной индуктивности добавочного полюса активное его сопротивление будет иметь составляющие, связанные с потерями в стали от потоков $\dot{\Phi}_1 (r_{д1})$ и $\dot{\Phi}_{\sigma} (r_{д\sigma})$.

Активное сопротивление меди самой обмотки $r_{д.м}$ может быть принято равным сопротивлению постоянному току при намотке витков плашмя. В тех случаях, когда витки намотаны на ребро, учет увеличения сопротивления меди из-за вихревых токов может быть осуществлен как это предлагается в [Л. 1] предыдущей статьи.

Таким образом,

$$r_d = r_{д.м} + r_{д1} + r_{д\sigma} \quad (18)$$

Активное сопротивление стабилизирующей обмотки можно считать равным ее сопротивлению постоянному току.

В табл. 1 сопоставляются расчетные и опытные значения параметров, измеренных при питании машин от моделирующей установки с наложением синусоидальной переменной составляющей тока на постоянную составляющую. Сравнение показывает, что предлагаемая методика расчета достаточно правильно отражает влияние как режима работы машины, так и ее конструктивного выполнения. Она позволяет с допустимой для инженерных расчетов точностью (погрешность расчета $L_{д.я}$ не превышает 10%, а $r_{д.я}$ — 20%) определять параметры для отдельных гармонических составляющих напряжения якоря машины. Несколькими большая разница в расчетных значениях $r_{д.я}$ для машины Пб1 может быть

Таблица 1

Тип машины	№ мер режима	Режим				Расчет		Моделирующая установка	
		$f, \text{ гц}$	$i_{в'а}$	I_{\sim}	I_{\sim}	$L_{д.я'}$ мгн	$r_{д.я'}$ ом	$L_{д.я'}$ мгн	$r_{д.я'}$ ом
П101	1	150	3	280	15,5	1,121	0,1893	1,12	0,167
	2	150	5,25	280	15,35	1,014	0,1725	0,99	0,152
	3	300	3	280	7,72	1,043	0,383	1,075	0,34
	4	300	5,25	0	7,63	1,031	0,384	1,04	0,39
	5	300	5,25	280	7,75	0,945	0,342	0,945	0,29
П101А	6	150	3	0	15	1,33	0,2145	1,282	0,218
	7	150	3	280	15	1,109	0,1865	1,137	0,157
	8	150	5,25	280	15	1,005	0,1676	0,959	0,1353
	9	300	3	280	15,25	1,083	0,3711	1,064	0,332
	10	300	5,25	0	15	1,059	0,3664	0,989	0,35
	11	300	5,25	280	15,25	0,984	0,327	0,918	0,325
Пб1	12	600	3	280	7,45	1,01	0,844	0,993	0,913
	13	100	1,04	0	3	8,06	1,251	8,5	1,65
	14	150	1,04	0	3,05	7,49	1,383	8,2	1,94
	15	300	1,04	0	3,02	7,21	2,135	7,8	3,2
	16	300	1,04	33	6	7,2	2,165	7,6	3,25

Таблица 2

Режим			Расчет		Моделирующая установка		Тиристорное питание	
$f, \text{гц}$	$i_a, \text{а}$	$I_{\Sigma}, \text{а}$	$L_{\text{ц.я}'}, \text{мгн}$	$r_{\text{ц.я}'}, \text{ом}$	$L_{\text{ц.я}'}, \text{мгн}$	$r_{\text{ц.я}'}, \text{ом}$	$L_{\text{ц.я}'}, \text{мгн}$	$r_{\text{ц.я}'}, \text{ом}$
150	3	0	1,33	0,214	1,282	0,218	1,29	0,192
150	3	280	1,109	0,1865	1,137	0,157	1,062	0,138
150	5,25	280	1,005	0,167	0,959	0,135	0,99	0,133
300	5,25	0	1,059	0,366	0,989	0,35	1,14	0,45
300	5,25	280	0,984	0,327	0,918	0,325	0,91	0,28
300	3	280	1,083	0,371	1,064	0,332	1,06	0,33

частично связана с тем, что при измерении $r_{\text{ц.я}}$ не исключался щеточный контакт.

Экспериментальные исследования параметров машины П101А при питании ее непосредственно от тиристорных преобразователей, собранных по трехфазной мостовой (частота основной гармонической 300 гц) и трехфазной нулевой (150 гц) схемам выпрямления, показали (см. табл. 2), что для приближенного определения параметров, а следовательно, и дополнительных потерь в случае тиристорного питания можно проводить расчеты только для первой гармонической выпрямленного тока.

Схемы замещения позволяют определить в соответствии с (7) усредненные значения потерь на каждом участке магнитной цепи, но не распределение их по участку. Последнее связано уже с решением полевой задачи.

В соответствии со схемой замещения получаются следующие выражения для потерь в активных элементах магнитопровода:

потери в ярме

$$p_{\text{я}} = 2\rho_2 2\pi f \operatorname{Im}(z_{\text{я}}) [k_{\text{я}} |\dot{\Phi}_1|^2 + (1 - k_{\text{я}}) |\dot{\Phi}'_{\text{д}}|^2];$$

потери в сердечниках добавочных полюсов

$$p_{\text{д}} = 2\rho_2 2\pi f \operatorname{Im}(z_{\text{д}}) [(1 - k_{\text{д}}) |\dot{\Phi}'_{\text{д}}|^2 + k_{\text{д}} |\dot{\Phi}'_{\text{д}}|^2].$$

Потери в башмаках главных полюсов, в зубцах и сердечнике якоря рассчитываются по (7) по значениям z_j и $\dot{\Phi}_j$ для данного участка. При наличии проводящих шайб потери в них определяются по формулам:

$$p_{\text{ш.в}} = 2\rho_2 2\pi f \operatorname{Im}(z_{\text{ш.в}}) |\dot{\Phi}_1|^2;$$

$$p_{\text{ш.н}} = 2\rho_2 2\pi f \operatorname{Im}(z_{\text{ш.н}}) |\dot{\Phi}_1|^2.$$

Экспериментальное определение дополнительных потерь в отдельных элементах машины чрезвычайно сложно и не может быть проведено с точностью, которая позволила бы непосредственно проверить правильность их расчета. В связи с этим пришлось использовать косвенный метод оценки точности расчета.

Таким методом может служить сравнение сумм этих потерь с суммарными дополнительными потерями в машине, рассчитанными по эквивалентному активному сопротивлению [по (8)] и определенными из опыта. Обстоятельством, в известной мере подтверждающим правильность расчета добавочных потерь в отдельных элементах машины, можно считать также достаточно удовлетворительное соответствие опытным данным значений потоков как по вещественным, так и по мнимым составляющим, рассчитанных по эквивалентной схеме замещения.

Таблица 3

Потери, вт	Номер режима					
	5	8	10	11	12	16
$p_{\text{ма}}$	3,53	8,28	13,2	13,65	7,94	17,3
$p_{\text{м.д}}$	0,67	2,52	2,52	2,6	0,62	6,05
$p_{\text{м.пс}}$	—	—	—	—	—	0,61
$p_{\text{я}}$	0,249	3,87	11,02	5,46	1,0	11,15
$p_{\text{д}}$	3,38	8,0	14,04	15,31	8,0	4,0
$p_{\text{б}}$	11,66	17,6	45,9	44,04	35,37	33,85
p_z	0,13	0,18	0,61	0,51	0,61	1,085
p_a	0,08	0,09	0,3	0,31	0,48	0,197
$p_{\text{ш.в}}$	0,232	—	—	—	—	3,84
$p_{\text{ш.н}}$	0,203	—	—	—	—	—
Σp	20,14	40,54	86,78	81,87	54,02	78,02
$I_{\sim}^2 r_{\text{ц.я}}$	20,6	37,7	82,5	76	46,9	78
$p_{\Sigma \text{оп}}$	17,4	30,5	78,8	75,6	50,7	117

Результаты расчета дополнительных потерь в отдельных элементах машин — П101 (5), П101А (режимы 8, 10, 11, 12 и П61 (16) — для нескольких режимов работы сопоставлены в табл. 3 со значениями $I_{\sim}^2 r_{\text{ц.я}}$ и $p_{\Sigma \text{оп}}$, полученными опытным путем при питании от моделирующей установки. Сходимость и здесь оказывается достаточно удовлетворительной за исключением последнего случая, о котором говорилось выше.

Анализ полученных данных расчета дополнительных потерь в различных элементах машин постоянного тока при питании их пульсирующим напряжением позволяет отметить, что наибольшая часть энергии теряется в башмаках главного полюса ($p_{\text{б}}$), которые в серийных машинах обычно выполняются из неизолированной листовой стали толщиной 2—4 мм и, кроме того, часто имеют неизолированные стяжные шпильки. При этом они могут достигать 65% суммарных дополнительных потерь. Дополнительные потери в сердечниках добавочных полюсов ($p_{\text{д}}$) достигают 20% суммарных при выполнении полюсов массивными и 10% — расслонными. В активной стали якоря дополнительные потери (p_z, p_a) незначительны (1—2%). Из дополнительных потерь в меди машины наиболее существенными являются потери в меди обмотки якоря ($p_{\text{ма}}$), которые могут составлять 15—25% суммарных дополнительных потерь.

Пример. Расчет переменных составляющих токов для машины П101 при $f=300$ гц, $I_{\Sigma}=I_a$, $i_a=5,25$ а, $I_{\sim}=7,75$ а. Для этого режима работы эквивалентные индуктивности и активные сопротивления: $L_{aa}=0,341$ мгн,

$$L_{ak}=0,094 \text{ мгн}, L_{aоп}=0,1105 \text{ мгн}, L_{aсл}=0,202 \text{ мгн},$$

$$L_a=0,7475 \text{ мгн}; L_{д1}=0,0172 \text{ мгн}, L_{д2}=0,1556 \text{ мгн},$$

$$L_a=0,0237 \text{ мгн}, L_{\text{д}}=0,1965 \text{ мгн}; L_{\text{ц.я}}=0,944 \text{ мгн};$$

$$r_{ам}=0,0504 \text{ ом}, r_{aa}=0,1025 \text{ ом}, r_{ak}=0,0143 \text{ ом}, r_a=0,1386 \text{ ом},$$

$$r_{\text{д.м}}=0,0112 \text{ ом}, r_{\text{д1}}=0,0732 \text{ ом},$$

$$r_{\text{д2}}=0,119 \text{ ом}, r_{\text{д}}=0,2034 \text{ ом}; r_{\text{ц.я}}=0,342 \text{ ом}.$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Рихтер Р. Электрические машины. Т. 1. М., ОНТИ, 1935.
2. Рабинович И. Н., Шубов И. Г. Проектирование машин постоянного тока. М., «Энергия», 1967.

[28.6.1972]

Физически нелинейная модель шихтованного сердечника статора турбогенератора

Канд. техн. наук В. М. РАБИНОВИЧ

Харьков

В статье делается попытка объяснить наблюдаемое отклонение эмпирических амплитудно-частотных характеристик шихтованного сердечника статора турбогенератора от рассчитанных для физически линейной модели.

Рассматриваются экспериментальные данные для турбогенератора мощностью 300 Мвт, 3000 об/мин, обработанные по методике, описанной в [Л. 1]. Два случая представлены на рис. 1. По оси абсцисс отложена частота возмущающих сил Ω и скорость вращения ротора n , по оси ординат — отношение размаха радиальных колебаний сердечника $2A$ при некоторой частоте возмущающих сил к размаху колебаний $2A_0$ при частоте возмущающих сил в номинальном режиме. Семейство амплитудно-частотных характеристик, вычисленных для различных значений частот собственных изгибных колебаний сердечника Ω_* , изображено сплошными линиями. Кривым 1, 2, 3, 4 и 5 соответствует $\Omega_* = 110, 120, 130, 140$ и 150 гц. Данные измерений на одном турбогенераторе изображены точками, а на другом — крестиками. Легко видеть, что при изменении частоты возмущающих сил Ω в интервале 65—90 гц измеренные значения вибрации сердечника располагаются вблизи амплитудно-частотных характеристик, рассчитанных для частот собственных изгибных колебаний сердечника $\Omega_* = 130 \div 140$ гц, а в интервале $\Omega = 100 \div 106$ гц перемещаются ближе к амплитудно-частотным характеристикам, соответствующим $\Omega_* = 110—120$ гц.

В большинстве случаев проследить поведение экспериментальных точек в интервале $\Omega = 95 \div 102$ гц трудно из-за смещения расчетных характеристик к точке ($2A/2A_0 = 1$; $\Omega = 100$ гц). Однако в некоторых случаях наблюдается картина, изображенная на рис. 1 крестиками. На первых этапах исследования были попытки объяснить эти отклонения погрешностями эксперимента, но с накоплением данных это предположение отпало.

Следует считать установленным фактом, что, начиная с некоторого значения частоты возмущающих сил и амплитуды колебаний сердечника, эмпирическая амплитудно-частотная характеристика смещается в область расчетных амплитудно-частотных характеристик, соответствующих меньшим значениям частот собственных колебаний. Другими словами, с ростом амплитуды и частоты жесткость сердечника уменьшается. Принимая для расчета физически линейную модель сердечника статора, не удается дать удовлетворительного объяснения этому факту, поэтому предлагается рассматривать сердечник статора в качестве физически нелинейной модели.

Сердечник статора крупного турбогенератора представляет собой цилиндр, набранный из отдельных сегментов. Связь между слоями сегментов осуществляется силами трения, призмами, входящими в пазы сегментов, и за счет так называемой «вол-

ны», т. е. отклонений сегментов от плоскости. Эти предположения подтверждаются известными зависимостями жесткости сердечника при изгибе от величины остаточного давления между сегментами и от плотности соединения стяжных призм и сегментов [Л. 2 и 3]. Влияние каждого из перечисленных факторов зависит от конструкции и технологии изготовления сердечника. Однако два факта имеют место для всех известных сердечников:

модуль упругости сердечника при изгибе имеет порядок 10^6 кгс/см² (на два порядка выше модуля упругости лаковой пленки и такого же порядка, как и сталь);

колебания сердечника статора под действием магнитного тяжения вращающегося ротора симметричны относительно среднего значения и близки к гармоническим (см. осциллограммы радиальных составляющих вибрации спинки в шести точках по длине верхней образующей сердечника на рис. 2).

Упругие свойства шихтованного сердечника обычно характеризуют приведенным (к однородному и изотропному телу) модулем упругости E , который считается независимым от параметров вибрации. Теперь для объяснения описанного выше явления допустим, что упругие свойства сердечника зависят от параметров вибрации.

Имея в виду весь сердечник длиной 6—10 м, а не один-два слоя сегментов толщиной 0,5 мм (0,0005 м) каждый, можно принять с достаточной для наших целей точностью сердечник однородным и изотропным. Однако задаться законом упругости в традиционной для физически нелинейного тела форме

$$\sigma = \sigma(\epsilon)$$

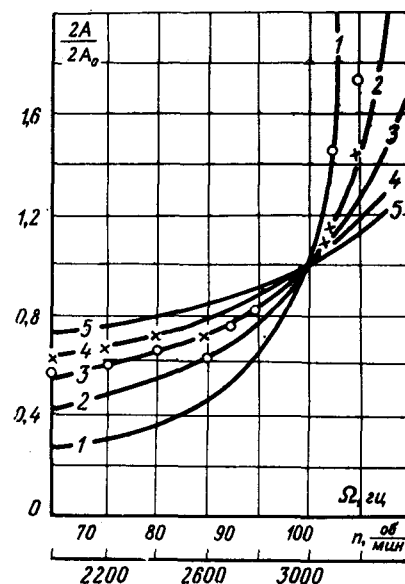


Рис. 1.

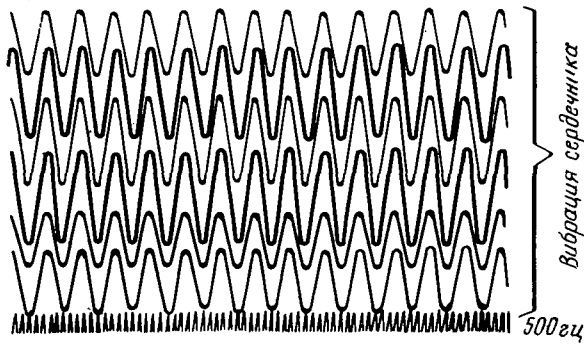


Рис. 2.

нельзя, так как сердечник представляет собой набор трехслойных листов (лак+сталь+лак). По длине сердечника слои сегментов располагаются так, что стык между сегментами в одном слое смещен относительно стыков между сегментами в соседних слоях. Очевидно, определить относительное удлинение ϵ для такого физического тела невозможно, а напряжение σ в обычно употребляемом смысле также определить нельзя. Поэтому предлагается принять, что упругие свойства сердечника характеризуются двумя величинами: приведенными к сплошному телу модулем упругости при изгибе E и модулем сдвига G , которые зависят от параметров вибрации. Такая модель сердечника не противоречит известным физико-механическим свойствам шихтованных сердечников.

Для упрощения выкладок примем, что сердечник статора допустимо рассматривать как кольцо малой кривизны [Л. 3]. Принимая это допущение, мы обходим еще одно затруднение, обусловленное сложностью определения закона распределения сил магнитного тяжения по толщине сердечника. Колебания кольца описываются уравнениями:

$$\frac{\partial W}{\partial \varphi} - U = \frac{NR}{EF}; \quad (1)$$

$$\frac{\partial U}{\partial \varphi} + W - RB = k \frac{QR}{GF}; \quad (2)$$

$$CR^2 \frac{\partial B}{\partial \varphi} = M; \quad (3)$$

$$\frac{\partial M}{\partial \varphi} + RQ - JR \frac{\partial^2 W}{\partial t^2} = 0; \quad (4)$$

$$\frac{\partial N}{\partial \varphi} - Q + \rho R \frac{\partial^2 W}{\partial t^2} = 0; \quad (5)$$

$$\frac{\partial Q}{\partial \varphi} + N - \rho R \frac{\partial^2 U}{\partial t^2} + RP = 0. \quad (6)$$

Здесь U , W — соответственно радиальная и тангенциальная составляющие перемещений осевой линии кольца; B — угол отклонения нормали к осевой линии от радиуса при изгибе; M , N , Q — соответственно изгибающий момент, продольная и поперечная силы; R — радиус осевой окружности; φ — полярный угол; ρ — масса единицы длины кольца; J — массовый момент инерции сечения кольца; $C = EJ/R^3$ — жесткость кольца; F — площадь поперечного сечения; k — коэффициент, учитывающий влияние неравномерности распределения касательных напряжений на деформации от силы Q .

Доступным и наиболее удобным местом для измерения вибрации сердечника является наружная поверхность спинки, причем амплитуды радиальных составляющих и смещения и скорости изгибных колебаний на спинке в несколько раз больше соответствующих амплитуд тангенциальных составляющих. Кроме того, в рамках обсуждаемой модели расчетная амплитуда радиальной составляющей постоянна по толщине сердечника.

Учитывая, что в пределах устойчивой работы сердечника наблюдается только однозначная зависимость между радиальной и тангенциальной составляющими вибрации (такие же результаты дает и аналитическое исследование), то для упругих характеристик сердечника предлагается принять следующие выражения:

$$E = E_0 (1 + a_2 U^2 + a_4 U^4 + \dots + b_2 \dot{U}^2 + b_4 \dot{U}^4 + \dots); \quad (7)$$

$$G = G_0 (1 + c_2 U^2 + c_4 U^4 + \dots + d_2 \dot{U}^2 + d_4 \dot{U}^4 + \dots). \quad (8)$$

Здесь E_0 , G_0 , a_2 , b_2 , c_2 , d_2 , ... — постоянные, определяемые из эксперимента. При выборе вида выражений (7) и (8) учитывалось, что при многочисленных измерениях вибрации сердечников статоров турбогенераторов изгибные колебания имели симметричную форму (рис. 2), т. е. форма колебаний не содержала четных гармоник. Этот факт является следствием симметричности упругой характеристики сердечника. Иначе говоря, упругие свойства сердечника не зависят от направления перемещений (к оси или периферии).

Для того чтобы аналитические выражения для E и G отражали описанное выше явление, они должны быть симметричными относительно направления перемещений. Поэтому нечетные степени U и \dot{U} в (7) и (8) опущены.

Слагаемые, зависящие от смещения U , отражают влияние колебаний на ту долю величины жесткости, которая зависит от плотности соединения призм и сегментов и от «волны». Слагаемые, зависящие от скорости \dot{U} , отражают влияние колебаний на ту долю величины жесткости, которая зависит от трения между слоями сегментов.

Предложенный вид выражений для E и G позволяет аппроксимировать достаточно широкий класс непрерывных функций в практически интересном интервале значений U .

В случае $P = P_0 \cos(n\varphi - \Omega t)$ частные решения уравнений (1) — (6) зависят от того же аргумента, поэтому целесообразно ввести новую переменную:

$$\Psi = m\varphi - \Omega t.$$

Тогда система уравнений (1) — (6) может быть представлена в виде:

$$m \frac{\partial W}{\partial \Psi} - U = \frac{NR}{EF}; \quad (9)$$

$$m \frac{\partial U}{\partial \Psi} + W - RB = k \frac{QR}{GF}; \quad (10)$$

$$CR^2 m \frac{\partial B}{\partial \Psi} = M; \quad (11)$$

$$m \frac{\partial M}{\partial \Psi} + RQ - jR\Omega^2 \frac{\partial^2 B}{\partial \Psi^2} = 0; \quad (12)$$

$$m \frac{\partial N}{\partial \Psi} - Q - \rho R \Omega^2 \frac{\partial^2 W}{\partial \Psi^2} = 0; \quad (13)$$

$$m \frac{\partial Q}{\partial \Psi} + N - \rho R \Omega^2 \frac{\partial^2 U}{\partial \Psi^2} + R P_0 \cos \Psi = 0. \quad (14)$$

Решение системы (9) — (14) будем искать в виде:

$$\begin{aligned} U &= \sum U_i \cos i\Psi; & M &= \sum M_i \cos i\Psi; \\ W &= \sum W_i \sin i\Psi; & N &= \sum N_i \cos i\Psi; \\ B &= \sum B_i \sin i\Psi; & Q &= \sum Q_i \sin i\Psi. \end{aligned}$$

Подставим эти выражения в (9) — (14) и выразим степени синусов и косинусов через суммы первых степеней этих функций от кратных аргументов. Сохраняя в первом приближении только первую гармонику, получим систему алгебраических уравнений для определения U_1, W_1, B_1, M_1, N_1 и Q_1 :

$$\left[1 + \frac{1}{2} (a_2 + b_2 \Omega^2) U_1^2 + \frac{3}{8} (a_4 + b_4 \Omega^4) U_1^4 \dots \right] \times \\ \times (mW_1 - U_1) = \frac{N_1 R}{E_0 F}; \quad (15)$$

$$\left[1 + \frac{1}{2} (c_2 + d_2 \Omega^2) U_1^2 + \frac{3}{8} (c_4 + d_4 \Omega^4) U_1^4 + \dots \right] \times \\ \times (-mU_1 + W_1 - RB_1) = \frac{QR}{G_0 F}; \quad (16)$$

$$\frac{E_0 J}{R} m B_1 [1 + (a_2 + b_2 \Omega^2) U^2 + \\ + (a_4 + b_4 \Omega^4) U^4 + \dots] = M_1; \quad (17)$$

$$-mM_1 + RQ_1 + jR\Omega^2 B_1 = 0; \quad (18)$$

$$-mN_1 - Q_1 + \rho R \Omega^2 W_1 = 0; \quad (19)$$

$$mQ_1 + N_1 + \rho R \Omega^2 U_1 + R P_0 = 0. \quad (20)$$

Можно рекомендовать следующий путь решения полученных уравнений: с помощью (18) — (20) из (15) — (17) исключить M_1, N_1 и Q_1 . Полученную нелинейную систему трех уравнений решать численно, приняв за нулевое приближение (грубые значения корней) результаты решения линейной задачи, т. е. положив:

$$a_2 = b_2 = c_2 = d_2 = a_4 = \dots = 0.$$

Для того чтобы получить решение в общем виде, рассмотрим более простые случаи. Допустим, что ось кольца нерастяжима и что деформациями сдвига можно пренебречь, т. е. пренебречь правыми частями в (15) и (16). Тогда после преобразований из (15) — (20) получаем:

$$\left\{ \Omega_0^2 \left[1 + \frac{1}{2} (a_2 + b_2 \Omega^2) U_1^2 + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{3}{8} (a_4 + b_4 \Omega^4) U_1^4 + \dots \right] (m^2 - 1) - \right. \\ \left. - \Omega^2 \right\} U_1 = \frac{R P_0}{(m^2 - 1) \left\{ \frac{\rho R^2 (m^2 + 1)}{m^2 (m^2 - 1)} + \frac{j (m^2 - 1)}{m^2} \right\}}. \quad (21)$$

Здесь

$$\Omega = \frac{E_0 G (m^2 - 1)}{\rho R^2 (m^2 + 1) + \frac{j (m^2 - 1)}{m^2}}.$$

Легко видеть, что (21) представляет собой алгебраическое уравнение нечетной степени относительно U_1 и, следовательно, при вещественных коэффициентах имеет хотя бы один вещественный корень [Л. 4].

Рассмотрим свободные колебания сердечника, положив $P_0 = 0$. Легко видеть, что частота собственных колебаний Ω_0 зависит от амплитуды U_1 . Для упрощения анализа примем $a_4 = b_4 = a_6 = b_6 = \dots = 0$. Тогда из (21) получим:

$$\Omega_0^2 \left[1 + \frac{1}{2} (a_2 + b_2 \Omega_0^2) U_1^2 \right] - \Omega_0^2 = 0.$$

В случае мягкой характеристики $a_2 \leq 0$ и $b_2 \leq 0$ частота собственных колебаний Ω_* убывает с ростом амплитуды (рис. 3). Так как истинное соотношение между a_2 и b_2 неизвестно, то вычисления выполнялись для предельных случаев $a_2 = 0, b_2 \neq 0$ (пунктирная кривая) и $a_2 \neq 0, b_2 = 0$ (сплошная кривая).

Для области I

$$a_2 = -0,2 \cdot 10^{-4}; b_2 = 0;$$

$$a_2 = 0; b_2 = -\frac{0,1 \cdot 10^{-4}}{\Omega_0^2};$$

для области II

$$a_2 = -0,4 \cdot 10^{-4}; b_2 = 0;$$

$$a_2 = 0; b_2 = -\frac{0,4 \cdot 10^{-4}}{\Omega_0^2};$$

для области III

$$a_2 = -0,6 \cdot 10^{-4}; b_2 = 0;$$

$$a_2 = 0; b_2 = -\frac{0,6 \cdot 10^{-4}}{\Omega_0^2}.$$

Как видно из рис. 3, расхождение между предельными кривыми увеличивается с ростом $U_1, |a_2|$ и $|b_2 \Omega_0^2|$.

Сопоставление эмпирических (рис. 1) и теоретических (рис. 3) зависимостей показывает, что физическая нелинейная модель шихтованного сердечника с мягкой характеристикой позволяет дать такое математическое описание его изгибных колебаний, которое согласуется с наблюдаемыми явлениями.

Полученные результаты можно использовать для расчета уровня вибрации сердечника статора и для определения упругих постоянных сердечников по экспериментальным данным. Пути расчета амплитуды вынужденных колебаний указаны выше. Для определения постоянных, входящих в (7) и (8), целесообразно использовать результаты измерений вибрации в режиме холостого хода с постоянной скоростью вращения ротора и переменным возбуж-

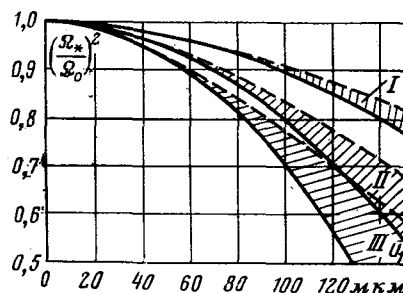


Рис. 3.

дением (характеристику холостого хода) и в режиме холостого хода с переменной скоростью вращения ротора и постоянным возбуждением (амплитудно-частотную характеристику). Возникающие в связи с решением этой задачи технические и математические вопросы выходят за рамки настоящей статьи и должны быть предметом отдельной работы.

Предложенная нелинейная модель шихтованного сердечника статора более точно отражает физико-механические свойства сердечника и может быть рекомендована для расчета вибрации и анализа экспериментальных данных.



СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Станиславский Л. Я., Гаврилов Л. Г., Лембриков В. М., Рабинович В. М. Проблемы виброустойчивости конструкций статоров мощных турбогенераторов.— «Электричество», 1967, № 1.
2. Андреев Б. В., Сахаров И. Е. Модуль упругости шихтованного железа статора.— «Вестник электропромышленности», 1952, № 1.
3. Детинко Ф. М., Загородная Г. А., Фастовский В. М. Прочность и колебания электрических машин. М., «Энергия», 1969.
4. Машина А. П., Проскуряков И. В. Высшая алгебра (справочная математическая библиотека). М., Физматгиз, 1962.

[21.1.1972]

УДК 621.313.2:621.317.321

Электродвижущая сила обмоток беспазовых коллекторных машин постоянного тока

Доктор техн. наук М. З. ЖИЦ

Москва

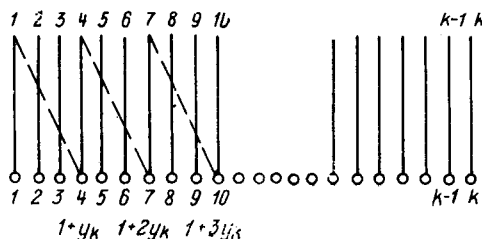
Все большее распространение находят беспазовые машины постоянного тока. Вследствие резко уменьшенной индуктивности секции якоря и отсутствия зубцов эти машины имеют значительно уменьшенную реактивную э. д. с. и меньшие межламельные напряжения, обладают соответственно большей перегрузочной способностью. Обмотки якорей этих машин при той же принципиальной схеме, что и в якорях с пазами, обладают, однако, некоторыми особенностями в связи с тем, что секции равномерно распределены по окружности якоря в один слой.

В статье приводится общая формула для э. д. с. на щетках и межламельных напряжений в этих обмотках. Формула позволяет определить ряд важных параметров этих обмоток при любых укорочениях шага и любых значениях шага по коллектору.

Рассмотрим с этой целью (см. рисунок) барабанный якорь с $2k$ активными проводниками, распределенными равномерно по окружности якоря; якорь помещен в неподвижное синусоидальное магнитное поле с индукцией

$$B = B_0 \sin \frac{\pi x}{\tau} \quad (1)$$

(начало координат помещено в нейтраль поля).



При равномерном вращении якоря в этом поле э. д. с. в каждом из активных проводов якоря определяется выражением:

$$e = B_0 l v \sin \frac{\pi x}{\tau} = e_0 \sin \frac{\pi x}{\tau},$$

где x — абсцисса провода в рассматриваемое мгновение.

Электродвижущая сила секции якоря с шагом x_z

$$\begin{aligned} e &= e_0 \sin \frac{\pi x}{\tau} - e_0 \sin \frac{\pi (x + x_z)}{\tau} = \\ &= 2e_0 \sin \frac{\pi x_z}{2\tau} \sin \left(\frac{\pi x}{\tau} - \frac{\varepsilon}{2} \right) = \\ &= u_0 \sin \left(\frac{\pi x}{\tau} - \frac{\varepsilon}{2} \right). \end{aligned} \quad (2)$$

Здесь $\varepsilon = \pi \left(1 - \frac{x_z}{\tau} \right)$ — угол укорочения;

$\sin \frac{\pi x_z}{2\tau}$ — коэффициент укорочения шага.

Из (2) видно, что, не изменяя результатов анализа, можно рассматривать вместо обмотки с $2k$ активными проводниками обмотку с k активными проводниками, в которой э. д. с. активного провода с абсциссой x определяется из (2).

Пусть теперь эти активные k проводов соединены с некоторым шагом y_k (см. рисунок). Как известно [Л. 1], не уменьшая общности решения, можно рассматривать случай когда k и y_k не имеют общего делителя, так как при наличии общего делителя t обмотка распадается на t отдельных не соединенных между собой обмоток.

Пусть в некоторое мгновение абсцисса активного провода l равна x_l , тогда абсцисса провода m

$$x_m = x_l + (m - l) \frac{2\pi y_k}{k}. \quad (3)$$

Электродвижущая сила e_m этого провода в данное мгновение определится тогда согласно (2):

$$e_m = u_0 \sin \left[\frac{\pi x_1}{\tau} + \frac{2p\pi}{k} (m-1) - \frac{\epsilon}{2} \right]. \quad (4)$$

Заметим для дальнейшего, что подстановка в (4) вместо m величины $zk+m$, где z — произвольное целое число, дает ту же э. д. с.

Определим э. д. с. e_q , получаемую в данное мгновение после q шагов y_k по обмотке при выходе из активного провода m . Номера включенных при этом последовательно q активных проводов будут: $m, m+y_k, \dots, m+(q-1)y_k$. Эти числа представляют собой либо истинные номера активных проводов, либо числа, получаемые из этих истинных номеров добавлением целых чисел zk . На основании вышесказанного подстановка этих чисел в (4) дает э. д. с. соответственных активных проводов, поэтому

$$e_q = \sum_{l=m}^{m+(q-1)y_k} u_0 \sin \left[\frac{\pi x_1}{\tau} + (l-1) \frac{2p\pi}{k} - \frac{\epsilon}{2} \right] = u_0 \{ \sin \gamma + \sin (\gamma + \beta) + \dots + \sin [\gamma + (q-1)\beta] \}, \quad (5)$$

где

$$\gamma = \frac{\pi x_1}{\tau} + (m-1) \frac{2p\pi}{k} - \frac{\epsilon}{2};$$

$$\beta = \frac{2p\pi}{k} y_k.$$

Сумма ряда (5) согласно [Л. 2] определяется из выражения:

$$e_q = \frac{u_0 \sin \left[\gamma + (q-1) \frac{\beta}{2} \right] \sin \frac{q\beta}{2}}{\sin \frac{\beta}{2}} = \frac{u_0 \sin \left[\frac{\pi x_1}{\tau} + (m-1) \frac{2p\pi}{k} - \frac{\epsilon}{2} + (q-1) \frac{\pi p}{k} y_k \right] \sin \frac{\pi p}{k} q y_k}{\sin \frac{\pi p}{k} y_k}. \quad (6)$$

Перейдем теперь в (6) к номерам активных проводов. Обозначим истинный номер провода, к которому приходим после q шагов, через n . Замечая, что $\frac{2\pi}{k} y_k$ представляет собой угол сдвига при одном шаге, имеем:

$$\frac{2\pi}{k} q y_k = 2\pi z + (n-m) \frac{2\pi}{k}. \quad (7)$$

Подставляя это выражение в (6), получаем для напряжения между активными проводами m и n формулу:

$$u_{mn} = u_0 \frac{\sin \left[\frac{\pi x_1}{\tau} + (m+n-2-y_k) \frac{p\pi}{k} - \frac{\epsilon}{2} \right]}{\sin \frac{p\pi}{k} y_k}.$$

$$\rightarrow \frac{-\frac{\epsilon}{2}}{2} \left] \sin (n-m) \frac{p\pi}{k}. \quad (8)$$

В коллекторных машинах каждый из активных проводов $1, 2, \dots, k$ присоединен к соответствующей пластине за тем же номером. Соответственно формула (8) дает мгновенное значение напряжения между коллекторными пластинами за номером m и n . Для лучшего объяснения физического смысла формулы (8) введем следующие обозначения:

$\alpha = \frac{p\pi}{k}$ — половина электрического угла коллекторного деления; $\xi = \frac{x_m + x_n}{2} = x_1 + \frac{(m+n-2)p\pi}{k}$ — координата междуточечного центра двух щеток, соответственно совпадающих в данное мгновение с пластинами m и n ; $\theta = x_n - x_m = (n-m) \frac{2p\pi}{k}$ — раcтвор двух вышеупомянутых щеток.

Формула (8) при этом преобразуется к виду

$$u_{mn} = u_0 \frac{\sin \left(\frac{\pi \xi}{\tau} - \alpha y_k - \frac{\epsilon}{2} \right) \sin \frac{\pi \theta}{2\tau}}{\sin \alpha y_k}. \quad (9)$$

Поскольку начало координат фиксировано неподвижно относительно индуктирующего э. д. с. магнитного поля, то при постоянных значениях ξ и θ формула (9) определяет величину постоянного напряжения между двумя щетками, неподвижными относительно магнитного поля. Это напряжение достигает максимума при $\theta = \tau$ и

$$\xi = \tau \left(\frac{1}{2} + \frac{\alpha y_k}{\pi} + \frac{\epsilon}{2\pi} \right):$$

$$u_{\max} = \frac{u_0}{\sin \alpha y_k} = \frac{2e_0 \sin \frac{\pi x_z}{2\tau}}{\sin \frac{p\pi}{k} y_k}. \quad (10)$$

Полагая в (10) $y_k = 1$ (простая петлевая обмотка) или $y_k = \frac{k-a}{p}$ (волновая обмотка) и $\sin \frac{p\pi}{k} \approx \frac{p\pi}{k}$, получаем соответственно для обоих типов обмоток известные приближенные выражения:

$$u_{\max 1} \approx \frac{2e_0 k}{\pi p} \sin \frac{\pi x_z}{2\tau}; \quad (11)$$

$$u_{\max 2} \approx \frac{2e_0 k}{\pi a} \sin \frac{\pi x_z}{2\tau}. \quad (12)$$

Для сложной петлевой обмотки с $y_k = m$

$$u_{\max} \approx \frac{2e_0 k}{\pi p m} \sin \frac{\pi x_z}{2\tau}. \quad (13)$$

Полагая далее в формуле (9) $\xi = v_0 t$ и $\theta = \text{const}$ получаем выражение переменного напряжения между двумя жестко связанными щетками, движущимися относительно магнитного поля с электрической угловой скоростью ω :

$$u_\theta = u_0 \frac{\sin \left(\omega t - \alpha y_k - \frac{\epsilon}{2} \right) \sin \frac{\pi \theta}{2\tau}}{\sin \alpha y_k}. \quad (14)$$

Если скорость движения этих щеток равна окружной скорости коллектора вращающегося якоря, то формула (9) определяет переменное напряжение

между пластинами коллектора m и n , с которыми в этом случае совпадают щетки:

$$u_{mn} = u_0 \frac{\sin \left(\omega_0 t - \alpha y_k - \frac{\varepsilon}{2} \right) \sin (n - m) \alpha}{\sin \alpha y_k}. \quad (15)$$

Формула (8) дает возможность определить в общем виде э. д. с. между любыми точками как электрических машин постоянного тока, так и обмоток машин переменного тока с разрезными обмотками постоянного тока.

Рассмотрим примеры применения формулы (8).

1. Найти потенциальную кривую коллектора машины постоянного тока для любого y_k .

Для решения этой задачи достаточно в формуле (9) положить $\theta = \frac{2p\tau}{k}$, а $\xi = \text{var}$. При этом получим:

$$u_{m, m+1} = u_0 \frac{\sin \alpha}{\sin \alpha y_k} \sin \left(\frac{\pi \xi}{\tau} - \alpha y_k - \frac{\varepsilon}{2} \right). \quad (16)$$

В соответствии с (10) значение $\frac{u_0}{\sin \alpha y_k}$ представляет собой максимальное напряжение, которое может быть получено от данной обмотки при шаге y_k . Таким образом,

$$u_{m, m+1} = u_{\max} \sin \frac{p\pi}{k} \sin \left(\frac{\pi \xi}{\tau} - \alpha y_k - \frac{\varepsilon}{2} \right).$$

Это напряжение достигает своего максимума $u_{\max} \sin \frac{p\pi}{k}$ при

$$\frac{\pi \xi}{\tau} - \alpha y_k - \frac{\varepsilon}{2} = \frac{\pi}{2},$$

откуда

$$\xi = \tau \left(\frac{1}{2} + \frac{\alpha y_k}{\pi} + \frac{\varepsilon}{2\pi} \right).$$

Соответственно значения максимального межламельного напряжения для простой петлевой, сложной петлевой и волновой обмоток определяются следующими выражениями:

$$(u_{m, m+1})_{\max 1} \approx 2e_0 \sin \frac{\pi x_z}{2\tau}; \quad (17)$$

$$(u_{m, m+1})_{\max 2} \approx \frac{2e_0}{m} \sin \frac{\pi x_z}{2\tau}; \quad (18)$$

$$(u_{m, m+1})_{\max 3} \approx \frac{2e_0 p}{a} \sin \frac{\pi x_z}{2\tau}. \quad (19)$$

2. Определить шаг y_0 эквипотенциальных (уравнительных соединений).

Из (8) видно, что пластины n и m эквипотенциальны при $(n - m) \frac{p\pi}{k} = \pi z$ (z — целое число), откуда

$$y_0 = n - m = \frac{zk}{p}, \quad (20)$$

где $z < p$.

Из (20) следует, что шаг эквипотенциальных соединений не зависит от шага y_k соединения по коллектору. Если k и p не имеют общих делителей, то наименьшее значение для y_0 будет k . Таким образом,

эквипотенциальные точки имеются лишь в обмотках, где k и p имеют общие делители.

Пусть общий наибольший делитель k и p равен f , т. е. $k = z_1 f$, $p = z_2 f$, где z_1 и z_2 — взаимно простые числа. Тогда наименьшее значение y_0 согласно (20) будет равно z_1 , следовательно, число эквипотенциальных точек будет равно f . Это заключение справедливо для любой формы кривой магнитной индукции лишь бы площадь ее положительной ветви равнялась площади отрицательной ветви.

В самом деле, любая кривая магнитной индукции такого типа может быть представлена, как известно из теории рядов Фурье, алгебраической суммой синусоид с числом полюсов $2p$, $4p$, $6p$, т. е. основной волны и высших гармоник. Если при некотором значении p шаг $y_0 = n - m$ и соответственно

$$\sin (n - m) \frac{\pi p}{k} = 0,$$

то, очевидно, при любом целом z

$$\sin (n - m) \frac{\pi z p}{k} = 0.$$

Число и расположение эквипотенциальных точек не зависит при высказанном выше условии ни от шага соединения, ни от формы кривой поля — лишь бы пары полюсов были тождественны.

Полученное выше основное уравнение (8) и вытекающие из него зависимости имеют место при любом $2p$ -полюсном синусоидальном магнитном поле.

Разлагая в соответствии с вышесказанным поле любой формы на основную $2p$ -полюсную волну и высшие гармоники с числом полюсов $2pz$, где z — любое целое число, приходим к выводу, что формула (8) может быть обобщена для поля любой формы, удовлетворяющего вышеупомянутым условиям. При этом основное уравнение (8) запишется в следующей форме:

$$u_{mn} = \sum_{l=1}^{l_0} u_{0l} \frac{\left[\frac{\pi l x_{1l}}{\tau} + (m + n - 2 - y_k) \frac{\pi l p}{k} - \frac{\varepsilon_l}{2} \right] \sin (n - m) \frac{\pi l p}{k}}{\sin \frac{\pi l p y_k}{k}}, \quad (21)$$

где l_0 — число гармонических составляющих поля;

$$u_{0l} = 2e_{0l} \sin \frac{\pi l x_z}{2\tau}.$$

Поскольку поле реакции якоря в машинах постоянного тока неподвижно и удовлетворяет поставленным выше условиям, то уравнение (21) учитывает также и поле реакции якоря.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Петров Г. Н. Электрические машины, ч. 3. М., «Энергия», 1968.
2. Рыжик И. М. Таблицы интегралов сумм, рядов и произведений. ОГИЗ, 1948.

[20.3.1972]



Динамика тиристорного электропривода секций быстроходных бумагоделательных машин

Доктор техн. наук В. Д. БАРЫШНИКОВ, канд. техн. наук Ю. А. БОРЦОВ,
В. М. ШЕСТАКОВ, инженеры В. А. ЧИСТЯКОВ и Н. П. БЕЛКО

Ленинград

Сложившаяся к настоящему времени методика динамических расчетов тиристорных электроприводов бумаго- и картоноделательных машин не предусматривает учета влияния упругостей и зазоров в механических передачах [Л. 1]. Влияние зазора и механических свойств передачи двигатель — секция на динамику электропривода бумагоделательной машины (БМ) впервые было установлено экспериментальным путем еще в начале 60-х годов [Л. 2]. На необходимость учета упругих свойств этой передачи в последние годы обращается внимание в статьях и докладах ведущих иностранных фирм [Л. 3—5]. Проведенное нами теоретическое и экспериментальное исследование динамики тиристорных электроприводов быстроходной БМ подтвердило, что действительные динамические характеристики секционных тиристорных электроприводов существенно отличаются от расчетных, если последние получены без учета влияния упругостей и зазоров в механических передачах.

В настоящей статье рассматривается комплексная методика и результаты исследования динамики многоконтурной нелинейной системы автоматического регулирования соотношения скоростей (САРСС) БМ с учетом упругостей и зазоров передачи от двигателя к механизму при разнообразных внешних воздействиях. Исследование производилось на основе сочетания частотных методов и структурного моделирования на АВМ с экспериментальными исследованиями тиристорных электроприводов быстроходной БМ в период ее наладки на Сыктывкарском лесопромышленном комплексе.

Блок-схема и структурная модель секционного тиристорного электропривода. Типовой схемой, наиболее полно отвечающей всем требованиям, предъявляемым к САРСС БМ и широко применяемой как в отечественных электроприводах, так и в электроприводах зарубежных фирм, является САР с подчиненным регулированием тока якоря (рис. 1, а). Каждый секционный привод снабжен двумя последовательно соединенными ПИ-регуляторами PT и PC , выполненными на операционных усилителях. Усилитель PC имеет ограничение, значением которого определяется максимальный ток якоря

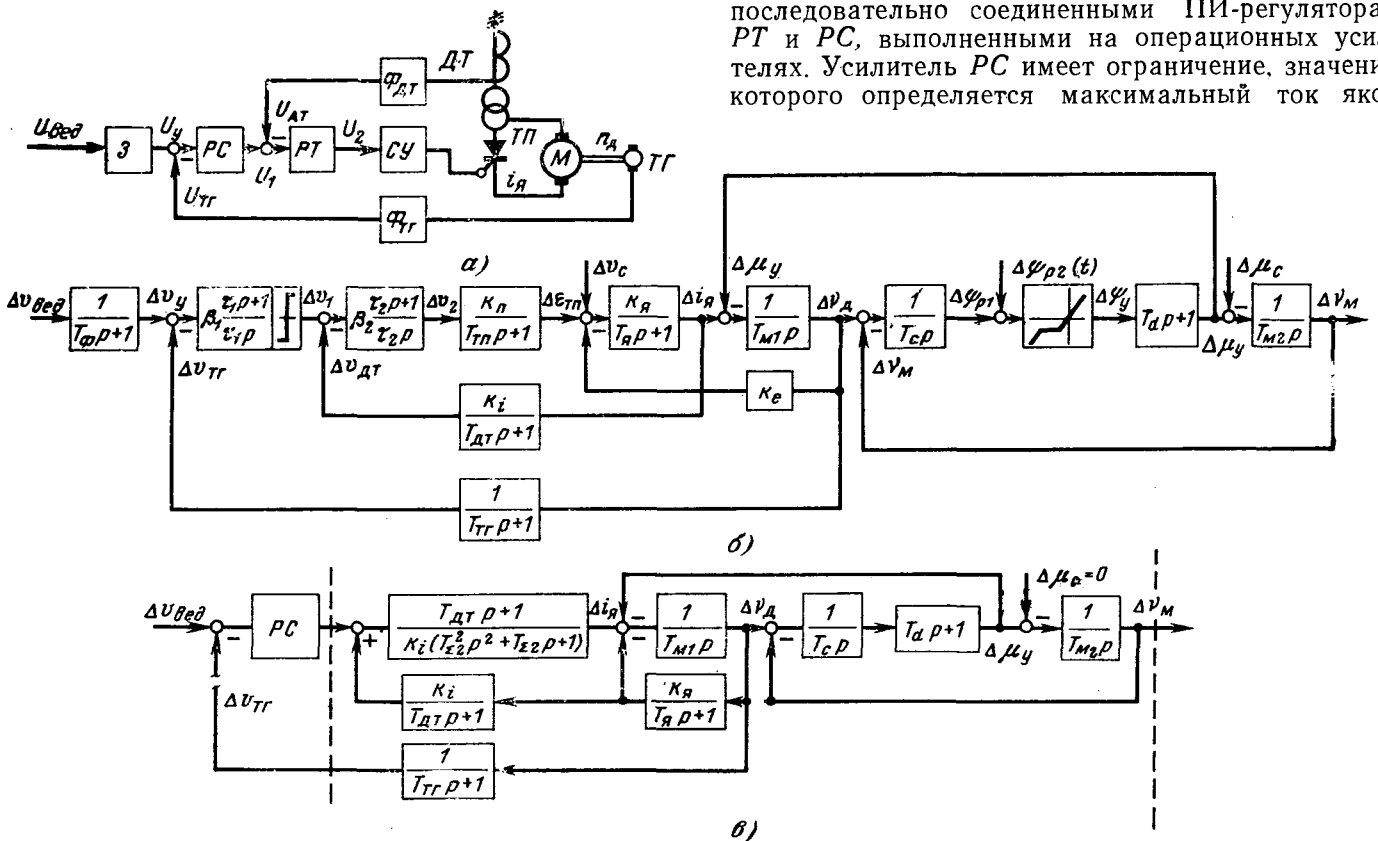


Рис. 1. Схемы секционного тиристорного электропривода.

а — функциональная схема; б — исходная структурная схема САРСС; в — структурная схема САРСС с преобразованным контуром тока. $v_{вед}$ — ведущее напряжение задатчика уровня скорости; v_1 и v_2 — выходные напряжения регуляторов скорости и тока; ϵTP — э. д. с. тиристорного преобразователя; v_d и v_m — скорости двигателя и механизма; Ψ_{p1} — угол рассогласования; Ψ_{p2} — эквивалентное воздействие типа «шумящий зазор»; Ψ_y — угол упругого скручивания вала; μ_y — упругий момент передачи; μ_c — статический момент нагрузки.

двигателя. Оба сигнала (по току — с датчика тока DT и по скорости — с тахогенератора TT) подаются через фильтры первого порядка Φ_{DT} и Φ_{TT} соответственно. При включении на вход системы управления ($СУ$) тиристорного преобразователя ($ТП$) легкого фильтра первого порядка для снятия наводок и помех динамические свойства блока $СУ$ — $ТП$ с достаточной достоверностью описываются аperiodическим звеном.

Наиболее полное и физически наглядное математическое описание такой $САРСС$ с учетом механических свойств передачи может быть дано на основе представления ее детализированной структурной схемой ($ДСС$) (рис. 1, б). Общие принципы составления и достоинства такого способа математического описания излагались ранее [Л. 6]. Здесь же подробнее остановимся на особенностях динамики механической передачи двигатель — секция. Структурная модель такой передачи представляет собою эквивалентную двухмассовую систему с демпфированием и сосредоточенным зазором, проявляющим себя в режиме холостого хода. Неприработанность зубьев шестерен и «шумящий» зазор учитываются внешним воздействием $\Delta\psi_{p2}(t)$, носящим статистический характер. Умменно такая модель оказалась наиболее подходящей к исследованиям динамики $САРСС$ в условиях наладки и эксплуатации БМ. При этом также учитывалось, что основные динамические параметры такой модели сравнительно просто могут быть определены экспериментальным путем.

При управлении уровнем скорости в пределах $\Delta v_{вкл} = \pm 1\%$, изменениях нагрузки $\Delta M_c = \pm (20 - 30)\% M_c$, где M_c — среднее значение статической нагрузки секции, и колебаниях напряжения сети $\Delta v_c = \pm 10\%$, характеристики отдельных звеньев электропривода могут быть линеаризованы. Поэтому структурная схема составлена для относительных отклонений переменных. При этом в качестве базовых значений всех переменных, кроме U_1 , U_2 , U_T и U_{DT} , были выбраны установившиеся значения этих переменных, соответствующие статическому режиму работы электропривода с нагрузкой $M = M_c$. В качестве базовой величины, общей для переменных U_1 , U_2 , U_T и U_{DT} , было выбрано базовое напряжение задания $U_{вкл.с}$, что позволило сохранить на структурной схеме реальные коэффициенты передачи регуляторов PC и PT и повысить этим наглядность исследования. Как это видно из рис. 1, б, статические и динамические свойства тиристорного электропривода с механической передачей характеризуются структурной схемой, параметрами которой являются только безразмерные коэффициенты усиления и постоянные времени, а именно:

β_1 и β_2 — динамические коэффициенты усиления регуляторов;

$k_n = \frac{1 + \delta_c}{\delta_c}$ — коэффициент, учитывающий жесткость механической характеристики двигателя $\delta_c = r_{пд}/R_n = M_c/M_{н.з}$;

$k_e = \frac{1}{1 + \delta_c}$ — коэффициент согласования пере-

менных $\epsilon_{ТП}$ и v_d , учитывающий принятую систему базовых значений;

$k_{ii} = k_{ТП} \frac{U_{вкл.с}}{E_{ТПс}}$ — коэффициент передачи тиристорного преобразователя с учетом безразмерной формы;

$k_i = k_{DT} \frac{I_{н.с}}{U_{вкл.с}}$ — коэффициент передачи датчика тока;

T_ϕ , T_{DT} , T_{TT} — постоянные времени фильтров задатчика скорости, датчика тока и тахогенератора;

τ_1 и τ_2 — постоянные времени настройки регуляторов скорости и тока;

$T_{ТП}$ — эквивалентная постоянная времени $ТП$;

T_n — электромагнитная постоянная времени якорной цепи;

T_{M1} и T_{M2} — механические постоянные времени соответственно двигателя и механизма секции;

$T_c = \frac{\varphi_6}{n_6} = \frac{M_c}{c n_c}$ — постоянная времени интегрирующего звена, связывающего угол рассогласования $\Delta\psi_{p1}$ с разностью скоростей $\Delta v = \Delta v_d - \Delta v_m$;

T_d — постоянная времени, характеризующая эквивалентное затухание свободных колебаний в упругой системе.

Введение нелинейной статической характеристики в упругую систему с демпфированием осуществлено таким образом, чтобы учесть следующие физические соображения:

в период прохождения зазора упругий момент в передаче отсутствует;

при работе секции в установившемся режиме с моментом сопротивления зазор выбран и вал скручен на угол $\Delta\psi_y$, соответствующий моменту $M_y = M_c$.

«Жесткая», т. е. одномассовая система, для которой $T_c = 0$, может быть получена как частный случай двухмассовой системы. Действительно, применяя, например, известное из теории направленных графов правило Мэйсона непосредственно к структурной схеме рис. 1, б, находим передаточную функцию от тока якоря Δi_n к скорости механизма Δv_m :

$$W_{II}(p) = \frac{W_{np}}{1 - \Sigma W_k} = \frac{T_d p + 1}{p [T_{M1} T_{M2} T_c p^2 + T_M (T_d p + 1)]}, \quad (1)$$

где W_{np} — передаточная функция прямого пути от Δi_n к Δv_m ; ΣW_k — сумма передаточных функций с их знаками; $T_M = T_{M1} + T_{M2}$ — механическая постоянная времени «жесткой» системы.

Приняв условие $T_c = 0$ ($c = \infty$), из выражения (1) после преобразований получим выражение для

передаточной функции от тока двигателя к скорости механизма ($v_m = v_d$) в «жесткой» системе:

$$W_1(p) = \frac{1}{T_m p} \quad (2)$$

Экспериментальное определение динамических параметров механической передачи. Наиболее эффективным и универсальным методом следует признать интегральный метод определения параметров элементов структурной схемы [Л. 7]. В настоящей статье подробно остановимся лишь на методике качественного выявления влияния упругостей и зазоров механической передачи и определения ее динамических параметров. В основу эксперимента положено осциллографирование кривой напряжения тахогенератора (скорости двигателя) в процессе выбега блока двигатель — секция после закрытия тиристорного преобразователя и отключения питания двигателя. В качестве внешнего воздействия используется наброс — сброс момента динамического торможения. При включении динамического торможения возникающие колебания носят аperiodический затухающий характер (рис. 2), поскольку происходят в упруго-напряженном валу без участия зазора. При снятии динамического торможения возникающие в двухмассовой ненагруженной системе колебания при наличии зазора носят явно выраженный нелинейный характер.

Обработка осциллограмм аperiodически затухающих упругих колебаний производится с учетом эквивалентирования упругой системы линейным колебательным звеном второго порядка с характеристическим уравнением следующего вида:

$$p^2 + 2\xi\omega_{12}p + \omega_{12}^2 = 0, \quad (3)$$

где ω_{12} — собственная частота колебаний двухмассовой системы.

Полученные на основе непосредственной обработки осциллограмм значения частоты колебаний ω и постоянной времени затухания τ отражают результирующее влияние внешнего и внутреннего трения (второй вид трения является преобладающим) на затухание колебаний упругой системы. Попутно заметим, что в данном случае реальная частота затухающих колебаний ω , полученная из эксперимента, практически не отличается от собственной частоты колебаний двухмассовой системы ω_{12} , поскольку $\omega = \omega_{12} \sqrt{1 - \xi^2} \approx \omega_{12}$, если ξ мало.

Установим связь между параметрами T_c и T_d структурной схемы (рис. 1) и экспериментальными значениями ω и τ , полученными после обработки осциллограмм. Сравним выражение характеристического уравнения колебательного звена переда-

чи (1) с уравнением (3) после приведения обоих уравнений к виду со свободным членом, равным единице, получаем:

$$\frac{T_{m1} T_{m2} T_c}{T_m} p^2 + T_d p + 1 = \frac{1}{\omega_{12}^2} p^2 + \frac{2\xi}{\omega_{12}} p + 1. \quad (4)$$

Приравнявая в (4) коэффициенты при операторе p в одинаковой степени и учитывая, что при $\omega_0 \approx \omega$

$$\xi = \frac{1}{\omega_{12} \tau} \approx \frac{1}{\omega \tau}, \quad (5)$$

получаем выражения, позволяющие от экспериментальных значений ω и τ перейти к обобщенным динамическим параметрам структурной схемы T_c и T_d , а именно:

$$T_c = \frac{T_m}{\omega^2 T_{m1} T_{m2}}; \quad T_d = \frac{2\xi}{\omega_{12}} \approx \frac{2}{\omega^2 \tau}. \quad (6)$$

Исследования, проведенные в процессе наладки и эксплуатации тиристорных электроприводов на Сыктывкарском лесопромышленном комплексе в 1970 г., позволили установить заметное влияние упругостей и зазоров. Из осциллограмм для различных секций были найдены средние опытные значения: $\omega = 40-80$ рад/сек (большие значения для легких секций); $\tau = 0,15-0,35$ сек (большие значения для тяжелых секций).

При этом коэффициент демпфирования для различных секций изменялся в пределах $\xi = 0,04-0,1$.

Величину сосредоточенного зазора в механических передачах с малым «сухим» трением, что характерно для БМ, наиболее просто определить путем поворота двигателя с выборкой люфта вручную при неподвижной секции. Определенный таким образом зазор для различных передач электроприводов БМ, приведенный к валу двигателя, составил $4-8^\circ$.

Методика комплексного исследования динамики тиристорного электропривода. В основу методики было положено сочетание промышленного эксперимента с расчетами на АВМ и синтезом коррекции САРСС частотными методами. Такой подход позволяет сократить время исследования динамики систем управления в промышленных условиях, сделав основной упор на экспериментальное определение параметров, а также снятие некоторых переходных и частотных характеристик системы.

В процессе исследования динамики электроприводов быстроходной БМ, как указывалось выше, было выявлено заметное влияние упругой передачи. Реальное быстроедействие САРСС после наладки составило для тяжелых секций $6-8$ сек, что соответствует частоте среза $0,5-1,0$ рад/сек. Поскольку существующее требование ЦНИИБУММАШ предусматривает быстроедействие САРСС БМ по управлению около 1 сек, полученное в процессе наладки быстроедействие не могло быть признано удовлетворительным. Однако попытки увеличения коэффициента усиления РС при настройке, близкой к симметричному оптимуму, не позволили существенным образом уменьшить время регулирования, так как приводили к резкому увеличению амплитуды незатухающих колебаний скорости с частотой $8-9$ гц.

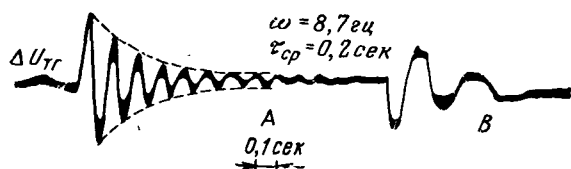


Рис. 2. Упругие колебания системы двигатель—секция; участок А — при включении динамического торможения; участок В — при снятии динамического торможения.

При этом, как показало исследование, частота этих колебаний не зависит от скорости и примерно равна собственной частоте колебаний двухмассовой системы. После экспериментального определения динамических параметров тяжелых и легких секций было проведено теоретическое исследование динамики САРСС и синтез последовательной коррекции линеаризованной системы с учетом упругости передачи методом логарифмических частотных характеристик. Общая передаточная функция многоконтурной системы (при разомкнутом скоростном контуре), необходимая для построения частотных характеристик, была получена с помощью теоремы Мэйсона непосредственно по структурной схеме [Л. 6 и 8]. Единственным преобразованием исходной структуры (рис. 1,б) при переходе к схеме, приведенной на рис. 1,в, явился перенос обратной связи по э. д. с. (скорости двигателя) по направлению передачи сигнала через аperiодическое звено и точку отвода тока по обычным правилам структурных преобразований. Это позволило представить токовый контур эквивалентной передачей, характер которой в общем случае определяется способом оптимизации токового контура, а именно:

а) при настройке токового контура на оптимум по модулю в соответствии с условиями:

$$\tau_2 = T_n; \beta = \frac{T_n}{2k_n k_n k_i T_{\Sigma 2}}, \quad (7)$$

где $T_{\Sigma 2} = T_{TP} + T_{DT}$;

$$\frac{\Delta v_1(p)}{\Delta v_1(p)} = \frac{T_{DT} p + 1}{k_i (2T_{\Sigma 2}^2 p^2 + 2T_{\Sigma 2} p + 1)} \approx \frac{T_{DT} p + 1}{k_i (2T_{\Sigma 2} p + 1)}; \quad (8)$$

б) при настройке токового контура на «симметричный оптимум» в соответствии с условиями:

$$\tau_2 = 4T_{\Sigma 2}; \beta = \frac{T_n}{2k_n k_n k_i T_{\Sigma 2}}; \quad (9)$$

$$\frac{\Delta v_1(p)}{\Delta v_1(p)} = \frac{(4T_{\Sigma 2} p + 1)(T_{DT} p + 1)}{k_i (2T_{\Sigma 2} p + 1)(4T_{\Sigma 2}^2 p^2 + 2T_{\Sigma 2} p + 1)}. \quad (10)$$

В настоящем исследовании принималась одна из наиболее эффективных настроек токового контура по условиям:

$$\tau_2 = T_n; \beta = \frac{T_n}{k_n k_n k_i T_{\Sigma 2}}. \quad (11)$$

Когда $T_n < 12T_{\Sigma 2}$, что чаще всего имеет место для рассматриваемых приводов, условия (11) обеспечивают наибольшее быстродействие токового контура по управляющему и возмущающему воздействию [Л. 10].

Эквивалентная передача токового контура при настройке по условиям (11) имеет вид:

$$\frac{\Delta v_1(p)}{\Delta v_1(p)} = \frac{T_{DT} p + 1}{k_i (T_{\Sigma 2}^2 p^2 + T_{\Sigma 2} p + 1)} \approx \frac{T_{DT} p + 1}{k_i (T_{\Sigma 2} p + 1)}. \quad (12)$$

Таким образом, после переноса обратной связи по э. д. с. в точку суммирования с упругим моментом и с учетом (12) получаем вместо структурной

схемы рис. 1,б преобразованную схему, приведенную на рис. 1,в. Эта схема и была использована при составлении общей передаточной функции от $\Delta v_{вед}$ к $\Delta v_{ТГ}$. Согласно правилу Мэйсона такая передача имеет вид:

$$W_{p1}(p) = \frac{W_{np}(1 - W_{IV})}{1 - \sum_{I} W_k + W_{IV}(W_I + W_{II})} = W_{PC} W_{01} = \frac{W_{FC}(T_{DT} p + 1)(T_n p + 1) \times k_i (T_{TG} p + 1) [T_{m1} T_{m2} T_c p^3 (T_n p + 1) T_{\Sigma 2}^2 p^2 + T_{\Sigma 2} p + 1] + T_{m p} \times \times (T_{a p} + 1)(T_n p + 1)(T_{\Sigma 2}^2 p^2 + 1)(T_{\Sigma 2} p + 1) + k_n T_{\Sigma 2} p (T_{\Sigma 2} p + 1)(T_{m2} T_c p^2 + T_{a p} + 1)}{+ 1)(T_{m2} T_c p^2 + T_{a p} + 1)}, \quad (13)$$

где $\sum_{I} W_k$ — сумма передач всех контуров с учетом знаков;

W_{PC} — передача регулятора скорости;

W_{01} — передача «объекта регулирования» (см. рис. 1,в).

Выражение (13) является наиболее общим выражением, учитывающим влияние на динамику системы как упругой передачи, так и замкнутых контуров со своими постоянными времени. Оно и было использовано для оценки влияния малых постоянных времени на характер упругих колебаний (ω , ξ и т. п.) в замкнутой системе. При построении САРСС целесообразно выполнять токовый контур малоинерционным по сравнению с контуром скорости, выбирая $T_{TG} = (4-5)T_{\Sigma 2}$ [Л. 10]. Это, с одной стороны, приводит к малой зависимости переходного процесса скорости двигателя от изменения параметров привода (k_{TP} , $L_{яд}$, $R_{яд}$), а с другой стороны, дает возможность весьма эффективно обрабатывать возмущающие воздействия в виде изменения напряжения сети переменного тока. Поэтому предварительное исследование динамики САРСС частотными методами и выбор коррекции могут быть проведены по упрощенной передаче скоростного контура, которая может быть получена из (13), и при пренебрежении инерционностью токового контура ($T_{\Sigma 2} = 0$) и $T_{m2} \approx T_m$ имеет вид:

$$W_c(p) \approx W_{PC} \frac{T_{m2} T_c p^2 + T_{a p} + 1}{k_i T_{m p} (T_{TG} p + 1) (T_{m1} T_c p^2 + T_{a p} + 1)}. \quad (14)$$

При исследовании динамики «жесткой» системы [Л. 1] было признано целесообразным применение в качестве РС ПИ-регулятора, позволяющего получить требуемые показатели качества при отсутствии статической ошибки. В данном случае применение ПИ-регулятора оказалось также весьма эффективным. Однако для подавления резонансного пика при частоте $1/T_1$ ЛАХ РС должна иметь отрицательный наклон на высоких частотах, что может быть достигнуто включением шунтирующей емкости C_2 в канал обратной связи ПИ-регулятора и фильтра низких частот Φ на его выходе. Частота среза скоростного контура ω_c с регулятором скорости подобного типа составляет около 2 сек^{-1} , а запас по фазе примерно 37° , что соответствует длительно-

сти переходных процессов порядка 4 сек. С помощью частотных характеристик было проанализировано применение и «скорректированного» ПИД-регулятора.

Более полный анализ возможностей последовательной и параллельной коррекции с учетом всех динамических параметров производился в процессе моделирования на АВМ. При моделировании на АВМ были подтверждены результаты предварительного исследования частотными методами и получены новые рекомендации по настройкам регулятора скорости и способам параллельной коррекции. В частности, было установлено, что настройки РС, рекомендуемые рядом исследователей [Л. 4 и 9], соответствуют работе САРСС при малом перерегулировании со слабым влиянием упругих звеньев; быстродействие же системы электропривода БМ при таких настройках оказалось неудовлетворительным (время регулирования 8—10 сек). Даже сохраняя быстродействующий регулятор тока можно увеличить коэффициент усиления РС по сравнению с рекомендуемыми в [Л. 4 и 9] значениями в 1,5—3 раза, получая при этом более высокие показатели переходного процесса ($t_p=4-5$ сек, $\sigma=30-40\%$) и сохраняя малое влияние упругих звеньев передачи.

Было установлено также, что оптимальной по быстродействию настройкой САРСС БМ с упругой связью при одновременном устранении влияния пульсаций нагрузки на работу электропривода является установка следующих значений динамических коэффициентов регуляторов скорости и тока

$$\left. \begin{aligned} \beta_1 &= 2\xi q \omega_{12}^2 T_{\Sigma 1}^2 \beta_1^{\text{опт}}; \\ \beta_2 &= 4T_{\Sigma 2} \sqrt{q} \omega_{12} \beta_2^{\text{опт}}, \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

где $\beta_1^{\text{опт}}$, $\beta_2^{\text{опт}}$ — оптимальные настройки регуляторов жесткой системы [Л. 1 и 10]; ω_{12} , ξ , q — собственная частота колебаний, эквивалентное затухание и соотношение масс двухмассовой системы; $T_{\Sigma 1}$, $T_{\Sigma 2}$ — некомпенсированные суммарные малые постоянные времени скоростного и токового контуров.

Для быстродействующих САРСС Сыктывкарского лесопромышленного комплекса такая настройка предусматривает снижение оптимальных значений (7) β_1 в 4—10 раз, а β_2 в 2—5 раз. Как показали расчеты и промышленные эксперименты, при этом без дополнительных средств коррекции может быть получено быстродействие порядка 2—3,5 сек.

Заметное влияние зазора начинает сказываться при $z=0,25^\circ$. Зазор около 1° вносит существенное изменение в динамику привода и усиливает колебательный характер переходных процессов. Исследования на АВМ также показали, что зазор передачи, нагруженной моментом M_c (статическая нагрузка механизма), начинает сказываться только при относительно больших управляющих и возмущающих воздействиях. Для быстрой БМ влияние зазора необходимо учитывать, если $\Delta v_y \geq 1\%$, $\Delta m_c \geq 70\%$, $\Delta v_c \geq 90\%$. Таким образом, при колебаниях напряжения сети Δv_c влияние зазора в реальных условиях не проявляется.

Анализ исследования различных способов параллельной коррекции САРСС на модели выявил, что наибольший эффект дают способы, вызывающие реакцию токового контура на упругие колебания скорости двигателя:

введение сигнала-имитации по упругому моменту;

введение гибкой отрицательной обратной связи — производной по скорости двигателя на вход регулятора тока.

Введение на вход РТ производной по скорости двигателя с реальной передачей $W_k(p) = \frac{T_1 p}{T_2 p + 1}$

($T_1 \approx 0,2-0,5$ сек, $T_2 \approx 0,025-0,05$ сек) позволило не только существенно снизить влияние упругих звеньев и повысить быстродействие до 0,75—1,5 сек, но и заметно снизить влияние «шумящего» зазора. Амплитуды пульсаций скорости при неизменном $\Psi_p(t)$ снижались после введения такой коррекции в 6 раз.

Рекомендации по настройке САРСС. 1. Современное отечественное и зарубежное бумагоделательное машиностроение практически не использует такие рекомендации по устранению упругих колебаний, как:

увеличение жесткости валов, муфт и других компонентов механической передачи двигателя — секция с целью увеличения частот механического резонанса;

механическое демпфирование на основе использования специального тормозного устройства;

изменение частоты циклических возмущений нагрузки.

Разработка соответствующих требований к конструированию механической части БМ, оснащенных быстродействующими САР, остается актуальной, но нерешенной задачей. В связи с этим электротехнические способы коррекции приобретают особое значение, а их разработка становится особенно актуальной.

2. Наиболее простые электротехнические способы коррекции динамики САРСС с упругими передачами и зазором сводятся в основном к одновременной перестройке регуляторов скорости и тока и к стабилизации фильтрами низких частот. Включение фильтров первого или второго порядка на выходе тахогенератора, а также коррекция регулятора скорости шунтирующей емкостью с одновременным включением фильтра низких частот на его выходе не могут обеспечить удовлетворительное качество переходных процессов (частота среза ЛАХ скоростного контура около 2 сек⁻¹, длительность переходных процессов порядка 4 сек).

3. Введение на вход РТ сигнала по упругому моменту при моделировании на АВМ оказалось наиболее эффективным способом подавления упругих колебаний и пульсаций нагрузки. Однако при этом в реальных условиях необходимо создать достаточно сложную модель-имитацию упругого момента, выполненную на нескольких (3—4) операционных усилителях. Близким по эффективности к этой коррекции для электроприводов БМ при соответствующей настройке регуляторов скорости и тока оказалось введение первой производной по

скорости двигателя на вход регулятора тока. Полученное в реальных установках быстродействие САРСС с такого рода коррекцией оказалось равным 0,7—1,5 сек, что практически отвечает существующим технологическим требованиям.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Барышников В. Д. и др. Построение систем автоматизированного электропривода с тиристорными преобразователями. Л., Изд. ЛДНТП, 1968.
2. Любавин А. М. Влияние на работу автоматизированного электропривода механических и технологических параметров бумаго- и картоноделательных машин.— В сб.: Труды IV Всесоюзной конференции по автоматизированному электроприводу, т. 3, М., «Энергия», 1966.
3. Ahrens D. und Roatz E. Regelung von schwingungsfähigen strecken in der Papierindustrie.— «Techn. Mitt. AEG-TELEFUNKEN», 58(1968), 8.

4. Speth W. Drehzahlregelkreise mit periodischen Laständerungen oder mit elastisch gekuppelter Arbeitsmaschine.— «Siemens Zeitschrift» 42(1968), Н. 2.

5. Golebiowski C., Shilston P. D. Modern sektional elektric drives for paper machines, The Harland engineering compony limited drives division, 20 park street, London, 1969, pp. 13—17.

6. Борцов Ю. А. Обобщенные детализированные структуры нелинейных электромеханических систем.— «Электричество», 1971, № 11, с. 14—17.

7. Борцов Ю. А. и др. Экспериментальное определение параметров и частотных характеристик автоматизированных электроприводов. М., «Энергия», 1967.

8. Борцов Ю. А. Преобразования структурных схем САУ с использованием теории направленных графов.— В сб. «Известия ЛЭТИ им. В. И. Ульянова (Ленина). Л., 1972, № 106.

9. Чернышев А. Н. и др. О демпфировании упругих колебаний автоматизированного электропривода постоянного тока.— «Электричество», 1970, № 4.

10. Барышников В. Д. и др. Построение и оптимизация тиристорных САР секционных электроприводов бумаго- и картоноделательных машин.— В сб.: «ЭП—Электропривод», 1971, № 6.

[29.3.1971]



УДК 621.313.333+62-8:621.316.7

Исследование системы фазово-импульсного регулирования асинхронного привода по цепи ротора

Кандидаты техн. наук Э. В. ЛЮБИМОВ, Е. И. МЕДВЕДЕВ,
А. Д. ДИНКЕЛЬ и С. П. ВАСИЛЬЕВСКИЙ

Пермь

Современные средства регулирования позволяют создать сравнительно простые и надежные системы асинхронного привода, обладающие высокими регулировочными качествами. К таким системам относятся системы параметрического регулирования, как то: системы с дросселями насыщения, тиристорными регуляторами напряжения питания двигателя или роторного тока [Л. 1] и т. д. Применение систем параметрического регулирования оказывается весьма целесообразным для машин и механизмов с вентиляторной характеристикой, а также для грузоподъемных и других машин с малой относительной продолжительностью работы в регулируемых режимах. Это обусловлено тем, что при работе с данными машинами и механизмами меньше всего проявляется их существенный недостаток, заключающийся в снижении энергетических показателей привода в регулируемых режимах.

Аналитическое исследование переходных электромеханических процессов асинхронного привода даже при прямом включении двигателя отличается значительной сложностью. Исследование же аналитическими методами регулировочных свойств систем параметрического регулирования, имеющих в своей структуре дополнительные нелинейные элементы, оказывается весьма сложной и трудновполнимой задачей.

В настоящей статье сделана попытка показать возможность и целесообразность исследования ди-

намики таких систем методом математического моделирования с использованием заранее рассчитанных статических характеристик двигателя.

В качестве примера рассматривается система фазово-импульсного регулирования асинхронного привода по цепи ротора [Л. 2], отличающаяся тем, что в своей структуре помимо нелинейных элементов она содержит еще фазово-импульсный элемент с переменной частотой коммутации. Это вносит дополнительные трудности в исследование динамики системы аналитическими методами.

Блок-схема исследуемой системы представлена на рис. 1. В цепи ротора двигателя АД включен тиристорный коммутатор ТК, позволяющий с частотой скольжения замыкать накоротко или на добавочные сопротивления цепь ротора. Управление тиристорами ТК осуществляется посредством фазосдвигающего устройства ФУ индуктивного типа с импульсными насыщающимися трансформаторами. Датчиком частоты скольжения является дифференциальный сельсин ДС, вал которого связан с валом двигателя. Для формирования амплитуды и длительности управляющих импульсов, поступающих с ФУ, используются усилители-формирователи импульсов УФИ.

Регулирование и стабилизация скорости в данной системе производится на основе сравнения напряжений, пропорциональных заданной и действительной скорости АД. Сравнение производится на магнитном усилителе МУ, который одновременно

выполняет роль ограничителя входного сигнала $\Phi У$. Напряжение, пропорциональное действительной скорости, поступает от тахогенератора $ТГ$. Необходимая величина статизма механических характеристик привода достигается охватом магнитного усилителя жесткой положительной обратной связью. Улучшение качества динамических характеристик системы может быть обеспечено введением гибких отрицательных обратных связей по скорости $КЭ_1$ и току магнитного усилителя $КЭ_2$.

Как показали проведенные исследования, магнитный усилитель с корректирующими звеньями во входных цепях и дросселем в цепи нагрузки с достаточной степенью точности можно описать сле-

дующей системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} aW_{рез} (T_{\Sigma} p + 1) &= k_{зад} U_{зад} - \\ &- \omega \left(k_{о.с1} + \frac{k_1 p}{T_{rp} + 1} \right) + \\ &+ I_{МУ} \left(k_{о.с2} - \frac{k_2 p}{T_2 p + 1} \right) - aW_{см}; \\ I_{МУст} &= F_1(aW_{рез}); \\ I_{МУ} (T_{МУ} p + 1) (T_{др} p + 1) &= I_{МУст}; \\ T_{МУ} &= F_2(I_{МУ}), \end{aligned} \right\} (1)$$

где $aW_{рез}$ и $aW_{см}$ — ампер-витки результирующие и цепи смещения соответственно; $U_{зад}$ и $k_{зад}$ — напряжение и коэффициент передачи по цепи задания; $I_{МУ}$ и $I_{МУст}$ — ток нагрузки магнитного усилителя и его статическая составляющая; ω — угловая скорость вращения двигателя; T_{Σ} , $T_{МУ}$ и $T_{др}$ — постоянные времени соответственно: суммарная входных цепей магнитного усилителя, силовой цепи

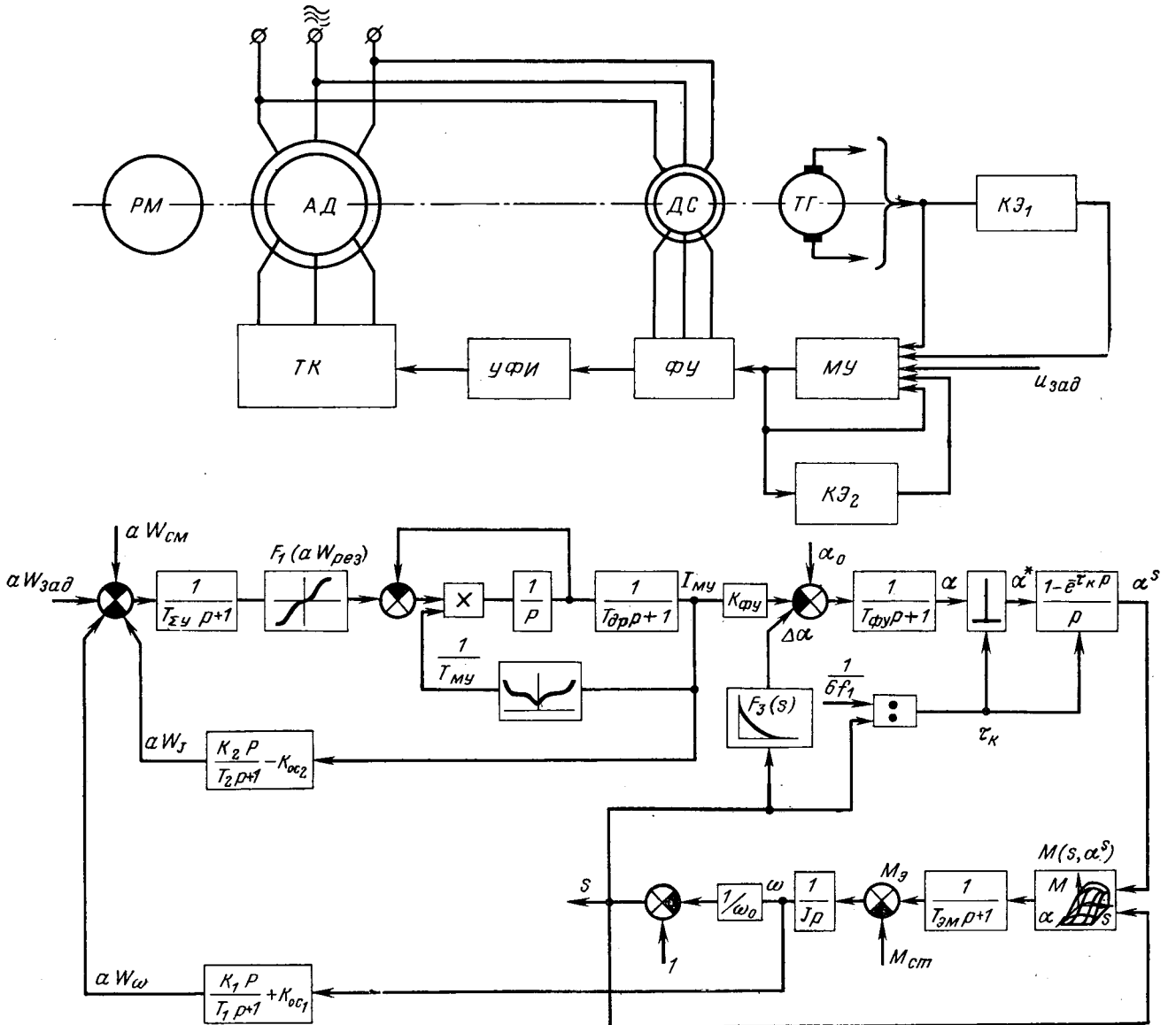


Рис. 1.

магнитного усилителя и дросселя; $k_{o.c1}$ и $k_{o.c2}$ — коэффициенты жестких обратных связей; k_1 , T_1 , k_2 и T_2 — коэффициенты и постоянные времени гибких обратных связей соответственно по скорости и току магнитного усилителя.

Нелинейные зависимости $F_1(\alpha W_{\text{рез}})$ и $F_2(I_{\text{МУ}})$ определяются экспериментальным путем.

Фазосдвигающее устройство может быть описано уравнением

$$\alpha(T_{\phi y} p + 1) = \alpha_0 - k_{\phi y} I_{\text{МУ}} - \Delta\alpha, \quad (2)$$

где α и α_0 — текущее и начальное (при нуле тока МУ) значения углов отпирания тиристорov соответственно; $\Delta\alpha$ — поправка на скольжение; $T_{\phi y}$, $k_{\phi y}$ — постоянная времени и коэффициент передачи ФУ соответственно.

При строгом подходе статическая характеристика ФУ является арккосинусоидальной [Л. 3]. Однако учитывая, что используемый диапазон регулирования фазы управляющих импульсов в рассматриваемой системе обычно не превышает $90^\circ \pm 65^\circ$, арккосинусоида с допустимой погрешностью может быть заменена линейной функцией и $k_{\phi y}$ принят постоянным.

Введение поправки $\Delta\alpha$ в выражение (2) объясняется тем, что фаза управляющих импульсов зависит и от фазы рабочего тока ФУ, последняя же является функцией частоты ротора двигателя, а следовательно, и скольжения (s). Поправку можно рассчитать по выражению:

$$\Delta\alpha = \arctg \frac{x_{\phi y}}{r_{\phi y}} - \arctg \frac{x_{\phi y} s}{r_{\phi y}}, \quad (3)$$

где $r_{\phi y}$ и $x_{\phi y}$ — активное и индуктивное сопротивления одной фазы ротора ДС — плечо ФУ при частоте $f_1 = 50$ гц.

С точки зрения динамики тиристорный коммутатор, находящийся в цепи ротора асинхронного двигателя, представляет собою сложное звено, в котором осуществляется фазово-импульсная модуляция при переменном периоде коммутации, обратно пропорциональном частоте скольжения и которое имеет синусоидальный формирующий элемент. Для простоты и удобства моделирования целесообразно представить ТК нелинейным звеном с амплитудно-импульсной модуляцией при переменном периоде. При этом данное звено включает импульсный элемент, фиксатор нулевого порядка и безынерционный нелинейный элемент. Подобное представление позволяет учесть такую важную и характерную особенность ТК, как случайное запаздывание, и обеспечить достаточную точность результатов исследования. Далее, нелинейность ТК целесообразно ввести в систему уравнений двигателя. Тогда уравнение ТК в операторной форме записи примет вид:

$$\alpha^s(p) = \alpha^*(p) \frac{1 - e^{-\tau_k p}}{p}, \quad (4)$$

где $\alpha^s(p)$ — изображение фиктивного угла отпирания тиристорov, претерпевающего квантование; $\alpha^*(p)$ — изображение огибающей сигнала на выходе

импульсного элемента; $\tau_k = \frac{1}{6f_1 s}$ — период коммутации.

С целью упрощения описания динамики асинхронного двигателя можно пренебречь влиянием на переходные процессы цепи намагничивания, так как управление в рассматриваемой системе производится по цепи ротора без снятия напряжения с зажимов статора. Эквивалентную электромагнитную постоянную двигателя в этом случае в первом приближении можно принять равной постоянной времени быстрозатухающих свободных апериодических токов [Л. 4]:

$$T_{\text{эм}} \approx \frac{L_1 + L'_2}{r_1 + r'_2}. \quad (5)$$

Тогда система уравнений моментов двигателя примет вид:

$$\left. \begin{aligned} M_{\text{э}}(T_{\text{эм}} p + 1) &= M(s\alpha^s); \\ M_{\text{э}} &= M_{\text{ст}} + M_{\text{дин}}; \\ M_{\text{дин}} &= J\omega p, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где $M_{\text{э}}$, $M_{\text{ст}}$, $M_{\text{дин}}$ — электромагнитный и приведенные статический и динамический моменты соответственно, J — приведенный момент инерции привода.

Основные нелинейные свойства асинхронного двигателя с тиристорным коммутатором в цепи ротора отражаются в форме статических характеристик $M(s\alpha^s)$. Расчет данных характеристик может быть произведен по методике [Л. 2], согласно которой цепь ротора с ТК-регулятором тока представляется в виде суммы фиктивных, эквивалентных по току, активного и индуктивного сопротивлений току 1-й гармоники и источников э. д. с. высших гармоник. Учитывая, что момент двигателя определяется в основном 1-й гармоникой тока ротора, высшими гармониками можно пренебречь. Фиктивные сопротивления являются функциями угла отпирания тиристорov скольжения и параметров двигателя. В [Л. 2] они представлены в виде универсальных кривых. Имея эти кривые, можно определить значения момента, соответствующие заданным значениям α и s , используя известное соотношение для момента асинхронного двигателя.

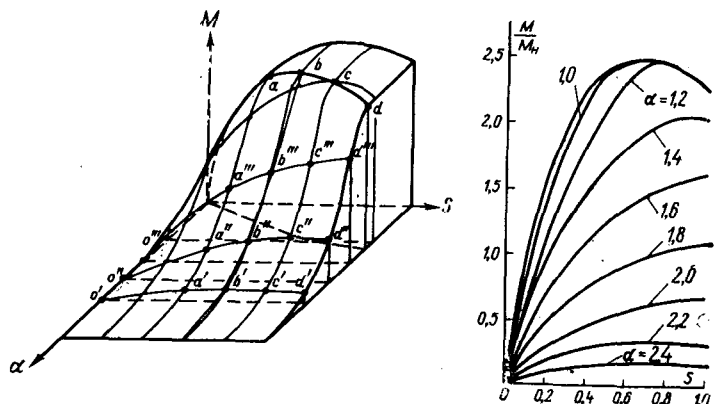


Рис. 2.

В качестве примера на рис. 2 представлены расчетные статические характеристики двигателя АК-51-4 при питании номинальным напряжением и отсутствии добавочных сопротивлений в цепи ротора¹. На этом же рисунке представлена поверхность возможных значений момента $M(\alpha)$. Эта поверхность для двигательного режима разделена на две области. Кривая $abcd$, разделяющая эти области, соответствует критическим значениям угла отпирания тиристоров $\alpha_{гр}$, начиная с которых уменьшение угла α не вызывает изменения момента (тиристоры полностью открыты). Фронтальными секущими плоскостями ($0'a'b'c'd'$, $0''a''b''c''d''$ и $0'''a'''b'''c'''d'''$) поверхность момента разбита на ряд зон, внутри которых изменение момента вдоль оси α принято линейным. При такой аппроксимации уравнение момента двигателя

$$M_N(\alpha) = M_{N-1}(\alpha_{N-1}) + k_{N-1}(s)(\alpha - \alpha_{N-1}), \quad (7)$$

где $N=0, 1, 2, \dots, n$; $M_0(\alpha) = M(\alpha_{гр})$; $M_n(\alpha_n) = 0$.

На основании (1)–(7) составлена структурная схема системы, приведенной на рис. 1. По структурной схеме составлена блок-схема математического аналога системы (рис. 3). На схеме модель магнитного усилителя представлена опера-

¹ Расхождение между расчетными и экспериментальными характеристиками не превышает (5–7) % по моменту.

ционными усилителями 1–6, блоками нелинейности БН-1 и БН-2 и блоком произведения БП-1. На блоке БН-1 воспроизводится экспериментальная кривая $F_1(\alpha W_{рез})$, а на блоке БН-2 — кривая $1/T_{Му}$. Модель фазосдвигающего устройства представлена аperiodическим звеном на интеграторе 7. Случайное запаздывание тиристорного коммутатора в модели реализуется путем квантования сигнала с усилителя 7. Квантование производится на интеграторе 8, входная цепь которого коммутируется блок-контактами 2P с периодом, пропорциональным периоду коммутации в реальной системе. Коммутация реле P производится от релейной схемы сравнения на усилителе 13, управляемой от генератора пилообразного напряжения, собранного на интеграторе 12.

Теоретически период пилообразного напряжения

$$T_{п} = \frac{E_3}{k_{121}U_{вх}}, \text{ т. е. частота } f_{п} = \frac{k_{121}}{E_3} U_{вх},$$

где $U_{вх}$ — напряжение на входе генератора

Однако в реальных условиях из-за конечного времени срабатывания реле P и некоторой зоны нечувствительности схемы сравнения зависимость частоты квантования от входного напряжения генератора является нелинейной. Чтобы обеспечить в модели линейность между скольжением и частотой квантования, сигнал, пропорциональный скольжению, подается через блок нелинейности БН-8, в котором производится соответствующая компенсация.

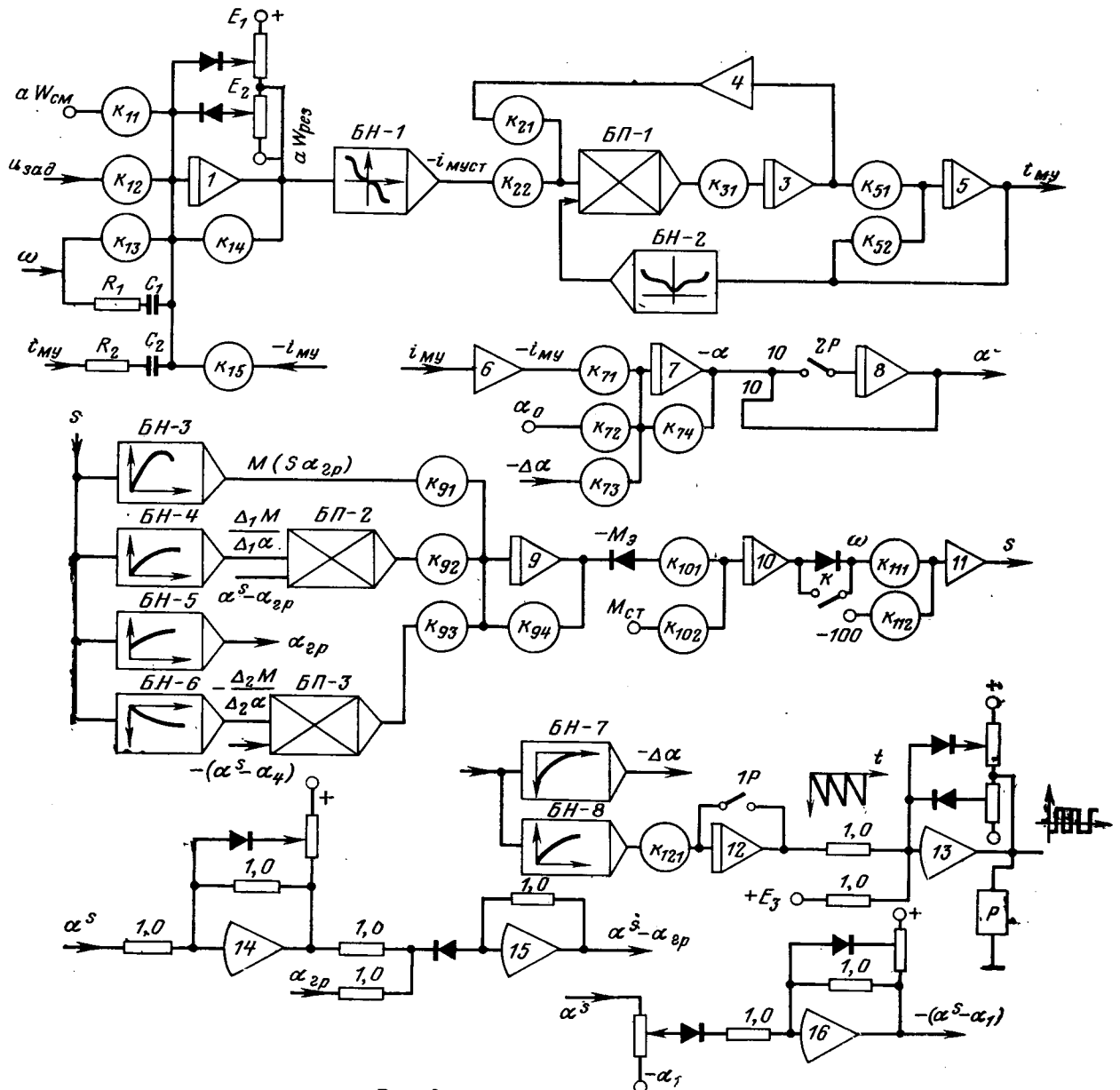


Рис. 3.

При моделировании двигателя обычно достаточно область изменения момента $M(s\alpha)$ разделить на три зоны. Тогда кривые $M=f(\alpha)$ будут иметь три прямолинейных участка. В соответствии с этим модель двигателя (рис. 3) представлена четырьмя блоками нелинейности (БН-3—БН-6), двумя блоками произведения (БП-2—БП-3) и шестью усилителями (9—11, 14—16).

Параметры аналога можно определить через параметры системы и масштабы по выражениям, приведенным ниже: коэффициенты

$$k_{11} = k_{14} = \frac{\mu(t)}{T_{\Sigma}}; k_{12} = \frac{k_{\text{зам}}^{\mu}(t) \mu(\omega)}{T_{\Sigma} \mu(aW)}; k_{13} = \frac{k_{\text{о.с1}}^{\mu}(t) \mu(\omega)}{T_{\Sigma} \mu(aW)};$$

$$k_{15}^{\nu} = \frac{k_{\text{о.с2}}^{\mu}(t) \mu(I_{MY})}{T_{\Sigma} \mu(aW)}; k_{21} = k_{22} = \frac{\mu(1/T_{MY})}{0,01k_{31}};$$

$$k_{51} = k_{52} = \frac{\mu_{\tau}}{T_{\text{дп}}}; k_{71} = \frac{k_{\text{фУ}}^{\mu}(t) \mu(I_{MY})}{T_{\text{фУ}} \mu(\alpha)};$$

$$k_{72} = k_{73} = k_{74} = \frac{\mu(t)}{T_{\text{фУ}}}; k_{91} = k_{94} = \frac{\mu(t)}{T_{\text{эм}}};$$

$$k_{92} = k_{93} = \frac{\mu(\Delta M/\Delta \alpha) \mu(\alpha) \mu(t)}{0,01T_{\text{эм}}^{\mu}(M)}; k_{101} = k_{102} = \frac{\mu(t) \mu(M)}{J_{\mu}(\omega)}$$

$$k_{111} = \frac{\mu(\omega)}{\omega_0 \mu(s)}; k_{112} = \frac{\mu(\omega)}{\mu(s)}; k_{121} = E_3 \mu(t) \mu(s) \delta f_1;$$

сопротивления и емкости

$$R_1 = \frac{T_1}{\mu(t) C_1}; R_2 = \frac{T_2}{\mu(t) C_2}; C_1 = \frac{k_{11}^{\mu}(\omega) k_{14}}{\mu(t) \mu(aW)};$$

$$C_2 = \frac{k_{21}^{\mu}(I_{MY}) k_{14}}{\mu(t) \mu(aW)};$$

э. д. с.

$$E_1 = E_2 = \frac{aW_{\text{рес}} |I_{MY\text{max}}}{\mu(aW)}.$$

По разработанной методике произведено математическое моделирование реальной системы импульсного регулирования с двигателем АК-51-4 и магнитным усилителем БД-27А-4.

Сравнение результатов моделирования показало, что расхождение между аналогом и реальной установкой по различным величинам (скорости, моменту, времени) в динамике не превышает (10—15)%, а в статике (на основании сравнения статических характеристик) — (7—10)%. Анализ ре-

зультатов моделирования также показал, что для получения требуемого качества регулирования исследуемой системы наиболее приемлемым видом коррекции является введение гибких отрицательных обратных связей по току магнитного усилителя и скорости двигателя, причем на модели можно подобрать «оптимальные» (в смысле настройки) параметры коррекции и проследить влияние их вариаций на качество регулирования. Так, исследованием было установлено, что увеличение емкости C_1 и снижение сопротивления R_1 (рис. 3) приводит к чрезмерному затягиванию переходного процесса при незначительном снижении амплитуды колебаний скорости. Уменьшение C_1 вызывает появление незатухающих колебаний скорости. Увеличение R_1 и уменьшение C_2 приводит к значительному перерегулированию. Уменьшение R_1 , увеличение C_2 и уменьшение R_2 вызывает увеличение амплитуды и числа колебаний.

В заключение отметим, что полученные результаты свидетельствуют о пригодности и целесообразности практического использования предложенной методики моделирования для исследования систем фазово-импульсного регулирования асинхронного привода по цепи ротора. Очевидно, в основе она может быть также использована для исследования и других параметрических систем регулирования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Невраев В. Ю., Петелин Д. Г. Системы автоматизированного электропривода переменного тока. М., «Энергия», 1964, 104 с.
2. Медведев Е. И. Инженерный метод расчета эквивалентных сопротивлений асинхронной машины с тиристорным коммутатором.— В сб.: «Специальные системы электропривода», ППИ, Пермь, 1969, № 62.
3. Шипило В. П., Булатов О. Г. Расчет полупроводниковых систем управления вентилями преобразователями. М., «Энергия», 1966, 144 с.
4. Ковач К. П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. М.—Л., Госэнергоиздат, 1963, 744 с.

[25.11.1971]



Периодические режимы в системах автоматического регулирования на несущей частоте

Канд. техн. наук К. И. КУРАКИН и инж. Л. К. КУРАКИН

Москва

В системах автоматического регулирования (САР) на несущей переменного тока при определенных условиях наличия высокочастотных входных воздействий возникают низкочастотные колебания в рабочей полосе частот. Оценка физических закономерностей существования подобных периодических режимов с амплитудной модуляцией рассматривалась в [Л. 1]. Представляет интерес на основе точного метода анализа указанного класса

САР [Л. 2 и 3] продолжить рассмотрение этого вопроса.

В статье определяются составляющие амплитудно-модулированные гармонические колебания ошибки САР на несущей переменного тока, обладающей одним простым полюсом, а также рассматривается прохождение через систему высокочастотных входных воздействий, в качестве которых могут быть помехи, наведенные за счет других

источников или поступающие извне вместе с полезным сигналом. С помощью строгого метода исследования показано, что при наличии в системе двухполуторных гармонических модулятора и демодулятора, работающих по принципу умножения сигналов, особенно вредными являются помехи в полосе частот $(2\omega_c \pm \omega_{cp})$, где ω_c — несущая частота, а ω_{cp} — частота среза системы. Именно эти помехи приводят к возникновению на выходе системы низкочастотных колебаний или так называемых периодических режимов. Важно отметить, что вскрыть и практически полностью оценить подобные периодические режимы системы удается только при анализе ее как системы с периодически изменяющимися во времени параметрами.

Определение амплитудно-модулированных гармонических составляющих ошибки регулирования. В [Л. 3] было показано, что передаточная функция системы по ошибке для амплитудно-модулированного гармонического колебания с частотой $2n\omega_c$ имеет вид:

$$\tilde{\Phi}_{en}(s) = \frac{\Delta_{n0}(s)}{\Delta(s)}, \quad (1)$$

где $\Delta(s)$ — бесконечный определитель системы; $\Delta_{n0}(s)$ — определитель, получающийся из $\Delta(s)$ путем вычеркивания нулевой строки и столбца при неизвестном $E_n(s)$, отсюда согласно [Л. 3]

$$E_n(s) = \tilde{\Phi}_{en}(s) G(s), \quad (2)$$

где $G(s)$ — изображение по Лапласу входного воздействия $g(t)$.

Функция $\tilde{\Phi}_{en}(s)$ всегда может быть определена приближенно путем решения конечной системы алгебраических уравнений. В статье на основе обобщения теории уравнений типа Хилла определяются выражения функций $\tilde{\Phi}_{en}(s)$ с любой заданной степенью точности. Передаточная функция $\tilde{\Phi}_{+en}(s)$ при $n = 1, 2, \dots, \infty$ характеризуется определителем $\Delta_{+n0}(s)$, который имеет вид:

...
+2(n+2)	... 0 ...	$\frac{1}{2} W [s +$	$\{1 + W [s +$	$\frac{1}{2} W [s +$	0	0	...	0
		$+ j2(n+2)\omega_c]$	$+ j2(n+2)\omega_c]\}$	$+ j2(n+2)\omega_c]$					
+2(n+1)	... 0 ...	0	$\frac{1}{2} W [s +$	$\{1 + W [s +$	0	0	...	0
			$+ j2(n+1)\omega_c]\}$	$+ j2(n+1)\omega_c]$					
+ 2n	... 0 ...	0	0	$\frac{1}{2} W (s + j2n\omega_c)$	$\frac{1}{2} W (s + j2n\omega_c)$	0	...	0
+2(n-1)	... 0 ...	0	0	0	$\{1 + W [s +$	$\frac{1}{2} W [s +$...	0
					$+ j2(n-1)\omega_c]\}$	$+ j2(n-1)\omega_c]$			
...
+4	... 0 ...	$\frac{1}{2} W (s + 4j\omega_c)$	$[1 + W (s +$	$\frac{1}{2} W (s +$	0	0	0	0	... 0 ...
			$+ 4j\omega_c]\}$	$+ 4j\omega_c]$					
+2	... 0 ...	0	$\frac{1}{2} W (s +$	$[1 + W (s +$	$\frac{1}{2} W (s +$	0	0	0	... 0 ...
			$+ 2j\omega_c]$	$+ 2j\omega_c]\}$	$+ 2j\omega_c]$				
-2	... 0 ...	0	0	0	$\frac{1}{2} W (s -$	$[1 + W (s -$	$\frac{1}{2} W (s -$	0	... 0 ...
					$- 2j\omega_c]$	$- 2j\omega_c]\}$	$- 2j\omega_c]$		
-4	... 0 ...	0	0	0	0	$\frac{1}{2} W (s -$	$[1 + W (s -$	$\frac{1}{2} W (s -$... 0 ...
						$- 4j\omega_c]$	$- 4j\omega_c]\}$	$- 4j\omega_c]$	
-6	... 0 ...	0	0	0	0	0	$\frac{1}{2} W (s -$	$[1 + W (s -$... 0 ...
							$- 6j\omega_c]$	$- 6j\omega_c]\}$	
...

(3)

Вынесем из-под знака определителя $\Delta_{+n_0}(s)$ диагональные члены $\frac{1}{2}W(s + j2k\omega_c)$ (где $k = 1, 2, \dots, n$) и введем вместо них множители $[1 + W(s + j2k\omega_c)]$, тогда (3) можно записать в виде:

$$\Delta_{+n_0}(s) = \frac{1}{2^n} \Phi(s + 2j\omega_c) \Phi(s + 4j\omega_c) \dots \Phi[s + 2(n-1)j\omega_c] \Phi(s + 2nj\omega_c) \Delta'_{+n_0}(s), \quad (4)$$

где $\Delta'_{+n_0}(s)$ есть определитель $\Delta_{+n_0}(s)$, в котором вместо членов $\frac{1}{2}W(s + j2k\omega_c)$ записаны члены $[1 + W(s + j2k\omega_c)]$ при $k = 1, 2, \dots, n$, а

$$\Phi(s + j2k\omega_c) = \frac{W(s + j2k\omega_c)}{1 + W(s + j2k\omega_c)}.$$

Согласно [Л. 4]

$$\Delta'_{+n_0}(s) = 1 + \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} C_{n1}^{*(1)} (s - s_1 + j2n\omega_c)^{-1}, \quad (5)$$

где

$$C_{n1}^{*(1)} = \lim_{s \rightarrow s_1 - j2n\omega_c} [\Delta'_{+n_0}(s) (s - s_1 + j2n\omega_c)]. \quad (6)$$

Используя приведенную в [Л. 3] методику при вычислении определителя $\Delta_{00}(s)$, после алгебраических преобразований получим:

$$\Delta'_{+n_0}(s) = 1 + D_{n1}^{(1)} \frac{\pi}{2\omega_c} \times \times \text{cth} \left[\frac{\pi}{2\omega_c} (s - s_1) \right] - D_{n1}^{(1)} (s - s_1)^{-1} - \sum_{\substack{n=-n_1 \\ n \neq 0}}^{n_1} D_{n1}^{*(1)} (s - s_1 + j2n\omega_c)^{-1}, \quad (7)$$

где

$$D_{n1}^{*(1)} = D_{n1}^{(1)} - C_{n1}^{*(1)}. \quad (8)$$

Согласно уравнениям (1) и (7)

$$\tilde{\Phi}_{+sn}(s) = \frac{1}{2^n} \left[\prod_{k=1}^n \Phi(s + j2k\omega_c) \right] \times \times \frac{1 + D_{n1}^{(1)} \frac{\pi}{2\omega_c} \text{cth} \left[\frac{\pi}{2\omega_c} (s - s_1) \right] - D_{n1}^{(1)} (s - s_1)^{-1} - \sum_{\substack{n=-n_1 \\ n \neq 0}}^{n_1} D_{n1}^{*(1)} (s - s_1 + j2n\omega_c)^{-1}}{1 + D_{n1}^{(1)} \frac{\pi}{2\omega_c} \text{cth} \left[\frac{\pi}{2\omega_c} (s - s_1) \right]} \quad (9)$$

Последний член числителя в (9) на основании равенства (8) запишем в виде:

$$\sum_{\substack{n=-n_1 \\ n \neq 0}}^{n_1} D_{n1}^{*(1)} (s - s_1 + j2n\omega_c)^{-1} = = \sum_{n=1}^{n_1} \frac{2D_{n1}^{(1)} (s - s_1) - [C_{n1}^{*(1)} + C_{-n1}^{*(1)}] (s - s_1) + + j2 \cdot \omega_c [C_{n1}^{*(1)} - C_{-n1}^{*(1)}]}{(s - s_1)^2 + 4n^2\omega_c^2}.$$

Первый член рассматриваемой суммы, соответствующий $n = 1$, имеет вид:

$$\frac{2D_{11}^{(1)}(s - s_1) - [C_{11}^{*(1)} + C_{-11}^{*(1)}] (s - s_1) + j2\omega_c [C_{11}^{*(1)} - C_{-11}^{*(1)}]}{(s - s_1)^2 + 4\omega_c^2},$$

где

$$C_{11}^{*(1)} = \lim_{s \rightarrow s_1 - 2j\omega_c} [\Delta'_{+n_0}(s) (s - s_1 + 2j\omega_c)];$$

$$C_{-11}^{*(1)} = \lim_{s \rightarrow s_1 + 2j\omega_c} [\Delta'_{+n_0}(s) (s - s_1 - 2j\omega_c)].$$

После преобразований при $W(s) = \frac{k_0}{T_1 s + 1}$ и $s_1 = = -\frac{1}{T_1}$ имеем:

$$C_{11}^{*(1)} = \left\{ \frac{k_0}{T_1} \prod_{n=1}^{\infty} \left[1 + \frac{k_0^2}{4(n+1)^2 \omega_c^2 T_1^2} \right] \right\} \times \times \left(1 - j \frac{k_0}{2\omega_c T_1} \right) M_{11}^{*(1)}, \quad (10)$$

где

$$M_{11}^{*(1)} = \begin{vmatrix} \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ + (n+2) & \dots & \dots & a_{n+1} & 1 & a_{n+1} & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \dots \\ + (n+1) & \dots & \dots & 0 & a_n & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \dots \\ + n & \dots & \dots & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \dots \\ + (n-1) & \dots & \dots & 0 & 0 & 0 & a_{n-2}^{-1} & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ + 2 & \dots & \dots & 1 & a_1^{-1} & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \dots \\ + 1 & \dots & \dots & 0 & 1 & 2 & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \dots \\ - 1 & \dots & \dots & 0 & 0 & 0 & a_{-2} & 1 & a_{-2} & 0 & \dots & 0 \dots \\ - 2 & \dots & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{-3} & 1 & a_{-3} & \dots & 0 \dots \\ - 3 & \dots & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{-4} & 1 & \dots & 0 \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{vmatrix}; \quad (11)$$

$$a_n = \frac{1}{2} \frac{k_0}{k_0 + j2n\omega_c T_1}.$$

Конечные числовые определители $M_{1k}^{*(1)}$ ранга k имеют вид:

$$M_{10}^{*(1)} = 1; \\ M_{11}^{*(1)} = M_{10}^{*(1)} - a_{-2} a_{-3}; \\ M_{12}^{*(1)} = M_{11}^{*(1)} - a_{-3} a_{-4}$$

и т. д.

Аналогичным образом находим:

$$C_{-11}^{*(1)} = \left\{ \frac{k_0}{T_1} \prod_{n=1}^{\infty} \left[1 + \frac{k_0^2}{4(n+1)^2 \omega_c^2 T_1^2} \right] \right\} \times \times \left(1 + j \frac{k_0}{2\omega_c T_1} \right) M_{-11}^{*(1)}, \quad (12)$$

где

$$M_{-1}^{*(1)} = \begin{matrix} \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ + (n+2) & \dots & 0 \dots a_{(n+3)} & 1 & a_{(n+3)} & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \dots \\ + (n+1) & \dots & 0 \dots 0 & a_{(n+2)} & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \dots \\ + n & \dots & 0 \dots 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \dots \\ + (n-1) & \dots & 0 \dots 0 & 0 & 0 & a_n^{-1} & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ + 2 & \dots & 0 \dots 1 & a_3^{-1} & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \dots \\ + 1 & \dots & 0 \dots 0 & 1 & a_2^{-1} & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \dots \\ - 1 & \dots & 0 \dots 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} & 1 & \frac{1}{2} & 0 & \dots & 0 \dots \\ - 2 & \dots & 0 \dots 0 & 0 & 0 & 0 & a_{-1} & 1 & a_{-1} & \dots & 0 \dots \\ - 3 & \dots & 0 \dots 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{-2} & 1 & \dots & 0 \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{matrix}$$

(13)

Конечные числовые определители $M_{-1k}^{*(1)}$ ранга k имеют вид:

$$M_{-10}^{*(1)} = 1;$$

$$M_{-11}^{*(1)} = M_{-10}^{*(1)} - \frac{1}{2} a_{-1};$$

$$M_{-12}^{*(1)} = M_{-11}^{*(0)} - a_{-1} a_{-2};$$

и т. д.

Принимая в первом приближении $M_1^{*(1)} \approx M_{10}^{*(1)}$, $M_{-1}^{*(1)} \approx M_{-10}^{*(1)}$, $n_1 = 1$ при $k_0 = \infty$, получаем:

$$\tilde{\Phi}_{+sn}^{*(1)}(s) = \frac{1}{2^n} \left[\prod_{k=1}^n \Phi(s + 2kj\omega_c) \right] \times$$

$$\times \frac{1 + D^{(1)} \left\{ \frac{\pi}{2\omega_c} \text{cth} \left[\frac{\pi}{2\omega_c} (s - s_1) \right] - (s - s_1)^{-1} - \right.}{1 + D^{(1)} \frac{\pi}{2\omega_c} \text{cth} \left[\frac{\pi}{2\omega_c} (s - s_1) \right]}$$

$$\left. - \left(2s + \frac{2\omega_c \alpha}{\pi} \right) \left[s^2 + \frac{2\omega_c \alpha}{\pi} s + \frac{\omega_c^2 (\alpha^2 + 4\pi^2)}{\pi^2} \right]^{-1} \right\},$$

где $\alpha = \frac{\pi}{\omega_c T_1}$.

Отсюда согласно [Л. 3]

$$\tilde{\Phi}_{+sn}^{*(1)}(s) = \frac{1}{2^n} \left[\prod_{k=1}^n \Phi(s + 2kj\omega_c) \right] \tilde{\Phi}_s^{*(1)}(s). \quad (14)$$

Положим в (14) $s=j\omega$ ($\omega \leq \omega_c$), тогда при $\omega=0$ и конечных значениях коэффициента усиления k_0 фильтрующие свойства рассматриваемой САР по отношению к нижней и верхней гармоникам с частотой $(\pm 2n\omega_c)$ определяются множителем

$$\frac{1}{2^n} \left| \prod_{k=1}^n \Phi 2kj\omega_c \right|.$$

Так, при $n=2$, $k_0=50$, $T_1=0,05$ сек и $\omega_c = 2500$ рад/сек

$$\frac{1}{4} |\Phi(2j\omega_c)| |\Phi(4j\omega_c)| = \frac{1}{4} \times$$

$$\times \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1+k_0}{k_0}\right)^2 + \frac{4\omega_c^2 T_1^2}{k_0^2}} \sqrt{\left(\frac{1+k_0}{k_0}\right)^2 + \frac{16\omega_c^2 T_1^2}{k_0^2}}} =$$

$= 0,00487$.

При увеличении n множитель $\frac{1}{2^n} \left| \prod_{k=1}^n \Phi(2kj\omega_c) \right|$

быстро убывает. Передаточная функция $\tilde{\Phi}_{-sn}(s)$ при $n=1, 2, \dots, \infty$ зависит от определителя $\Delta_{-n_0}(s)$, который представлен в виде матрицы (15) на стр. 56.

Проделяв преобразования, аналогичные преобразованиям, продельанным при определении передаточной функции $\tilde{\Phi}_{+sn}(s)$, а также положив $M_1^{*(1)} = M_{10}^{*(1)} = 1$, $M_{-1}^{*(1)} \approx M_{-10}^{*(1)} = 1$, $n_1 = 1$ при $k_0 = \infty$, получим:

$$\tilde{\Phi}_{-sn}(s) = \frac{1}{2^n} \left[\prod_{k=1}^n \Phi(s - 2kj\omega_c) \right] \tilde{\Phi}_s^{*(1)}(s). \quad (16)$$

Так как $|\Phi(-2kj\omega_c)| = |\Phi(2kj\omega_c)|$, то из (16) следует, что при $\omega=0$ фильтрация нижней гармоники с частотой $-2n\omega_c$ определяется множителем $\frac{1}{2^n} \left| \prod_{k=1}^n \Phi(2kj\omega_c) \right|$. С помощью (14) и (16) при $\omega \ll \omega_c$

можно оценить высокочастотные составляющие ошибки, так как

$$\tilde{\Phi}_{sn}^{*(1)}(j\omega) e^{j2n\omega_c t} + \tilde{\Phi}_{-sn}^{*(1)}(j\omega) e^{-j2n\omega_c t} =$$

$$= \frac{1}{2^{2(n-1)}} \left[\prod_{k=1}^n \Phi(j\omega + 2kj\omega_c) \right] \tilde{\Phi}_s^{*(1)}(j\omega) \cos 2n\omega_c t.$$

При $\omega=0$ высокочастотная составляющая ошибки

$$\varepsilon_n(j\omega) = \frac{1}{2^{2(n-1)}} \left[\prod_{k=1}^n \Phi(2kj\omega_c) \right] \cos 2n\omega_c t \varepsilon_0(j\omega),$$

где $\varepsilon_0(j\omega)$ — установившаяся постоянная составляющая ошибки при $g(t) = \text{const}$.

Пример. Пусть $k_0=100$, $T_1=0,05$ сек и $\omega_c=314$ рад/сек, тогда при $n=1$

$$\varepsilon_1(j\omega) = \Phi(2j\omega_c) \cos 2\omega_c t \varepsilon_0(j\omega),$$

откуда

$$|\varepsilon_1(j\omega)| = |\Phi(2j\omega_c)| \varepsilon_0(j\omega) =$$

$$= \varepsilon_0(j\omega) \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1+k_0}{k_0}\right)^2 + \frac{4\omega_c^2 T_1^2}{k_0^2}}}.$$

$$\Delta_{-n_0}(s) = \begin{array}{cccccccccccc} \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ +6 & \dots & 0 & \dots & [1 + W(s + & \frac{1}{2} W(s + & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots \\ & & & & + 6j\omega_c)] & + 6j\omega_c) & & & & & & & & & \\ +4 & \dots & 0 & \dots & \frac{1}{2} W(s + & [1 + W(s + & \frac{1}{2} W(s + & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots \\ & & & & + 4j\omega_c) & + 4j\omega_c)] & + 4j\omega_c) & & & & & & & & \\ +2 & \dots & 0 & \dots & 0 & \frac{1}{2} W(s + & [1 + W(s + & \frac{1}{2} W(s + & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots \\ & & & & & + 2j\omega_c) & + 2j\omega_c)] & + 2j\omega_c) & & & & & & & \\ -2 & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} W(s - & [1 + W(s - & \frac{1}{2} W(s - & 0 & \dots & 0 & \dots \\ & & & & & & & - 2j\omega_c) & - 2j\omega_c)] & - 2j\omega_c) & & & & & \\ -4 & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} W(s - & [1 + W(s - & \frac{1}{2} W(s - & \dots & 0 & \dots \\ & & & & & & & - 4j\omega_c) & - 4j\omega_c)] & - 4j\omega_c) & & & & & \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -2(n-1) & \dots & 0 & \dots & \frac{1}{2} W[s - & \{1 + W[s - & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots \\ & & & & - j2(n-1)\omega_c] & - j2(n-1)\omega_c\}] & & & & & & & & & \\ -2n & \dots & 0 & \dots & 0 & \frac{1}{2} W(s - & \frac{1}{2} W(s - & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots \\ & & & & & - j2n\omega_c) & - j2n\omega_c) & & & & & & & & \\ -2(n+1) & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 & \{1 + W[s - & \frac{1}{2} W[s - & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots \\ & & & & & & - j2(n+1)\omega_c]\} & - j2(n+1)\omega_c] & & & & & & & \\ -2(n+2) & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 & \frac{1}{2} W[s - & \{1 + W[s - & \frac{1}{2} W[s - & 0 & \dots & 0 & \dots \\ & & & & & & - j2(n+2)\omega_c] & - j2(n+2)\omega_c]\} & - j2(n+2)\omega_c] & & & & & & \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{array} \quad (15)$$

При $\varepsilon_0(j\omega) = 0,05$ град/сек $|\varepsilon_1(j\omega)| = 0,047$ град/сек, и максимальное угловое ускорение на валу объекта $2\omega_c |\varepsilon_1(j\omega)| = 29,5$ град/сек². Такое ускорение нагрузки часто может быть обеспечено исполнительным двигателем, следовательно, колебания, порождаемые системой на частоте $2\omega_c$, могут существовать. При $\omega_c = 2500$ рад/сек величина $|\varepsilon_1(j\omega)| = 0,0185$ град/сек, и угловое ускорение нагрузки $2\omega_c |\varepsilon_1(j\omega)| = 92,5$ град/сек². При таких ускорениях возникает дополнительное сглаживание колебаний за счет ограничения мощности исполнительного двигателя. Аналогично вычисляются следующие, более высокочастотные составляющие колебаний при $n=2, \dots, \infty$ и определяется возможность их существования в системе.

Воспроизведение высокочастотных входных воздействий и возникновение периодических режимов. Рассмотрим прохождение через систему высокочастотных входных воздействий, в качестве которых могут быть помехи, наведенные за счет других источников тока или поступающих извне вместе с полезным сигналом $g(t)$.

При входном воздействии $g(t) = e^{j(\omega + 2\omega_c n_1)t}$ (где $n_1 = 1, 2, \dots, \infty$) согласно [Л. 3] ошибка САР

$$\varepsilon(t) = \tilde{\Phi}_e [j(\omega + 2\omega_c n_1)] e^{j(\omega + 2\omega_c n_1)t} + \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \tilde{\Phi}_{en} [j(\omega + 2\omega_c n_1)] e^{j(\omega + 2\omega_c(n_1+n))t} \quad (17)$$

Первый член (17) при $\omega \rightarrow 0$ определяет гармоническую составляющую с частотой $2\omega_c n_1$, причем передаточная функция $\tilde{\Phi}_e [j(\omega + 2\omega_c n_1)]$ находится при $s = j(\omega + 2\omega_c n_1)$. Второй член (17) определяет бесконечную сумму амплитудно-модулированных гармонических колебаний, причем при $n = -n_1$ возникают низкочастотные колебания с частотой ω — так называемый периодический режим, соответст-

вующий уравнению:

$$\varepsilon^*(t) = \tilde{\Phi}_{-n_1} [j(\omega + 2\omega_c n_1)] e^{j\omega t}. \quad (18)$$

Принимая $s = j\omega$ и учитывая периодичность гиперболических функций, из (16) получаем:

$$\begin{aligned} \tilde{\Phi}_{-n_1}(s + 2j\omega_c n_1) &= \frac{1}{2^{n_1}} \left\{ \prod_{k=1}^{n_1} \Phi[s + 2j\omega_c(n_1 - k)] \right\} \times \\ &\times \frac{1 + D_{n_1}^{(1)} \frac{\pi}{2\omega_c} \operatorname{cth} \left[\frac{\pi}{2\omega_c} (s - s_1) \right] - D_{n_1}^{(1)} (s - s_1 + 2j\omega_c n_1)^{-1} - \sum_{\substack{n=-n_1 \\ n \neq 0}}^{n_1} D_{n_1}^{*(1)} [s - s_1 + 2j\omega_c(n + n_1)]^{-1}}{1 + D^{(1)} \frac{\pi}{2\omega_c} \operatorname{cth} \left[\frac{\pi}{2\omega_c} (s - s_1) \right]} \rightarrow \\ &\rightarrow \dots \quad (19) \end{aligned}$$

Из (19) следует, что особенно вредными являются помехи в полосе частот $(2\omega_c \pm \omega_{cp})$. В этом случае при $n_1 = 1$ множитель перед дробью в уравнении (19) равен $\frac{1}{2} \Phi(s)$. Периодический режим при наличии воздействия в полосе частот $(4\omega_c \pm \omega_{cp})$ значительно ослаблен, так как при $n_1 = 2$ множитель

$$\frac{1}{2^{n_1}} \left\{ \prod_{k=1}^{n_1} \Phi[s + 2j\omega_c(n_1 - k)] \right\} = \frac{1}{4} \Phi(s + 2j\omega_c) \Phi(s).$$

При $s \rightarrow 0$ амплитуда низкочастотных колебаний на выходе системы для $n_1 = 2$ будет ослаблена в $\left[\frac{1}{2} |\Phi(2j\omega_c)| \right]^{-1}$ раз по сравнению с $n_1 = 1$. Так, при $k_0 = 50$, $T_1 = 0,05 \text{ сек}$ и $\omega_c = 2500 \text{ рад/сек}$ величина $\frac{1}{2} |\Phi(2j\omega_c)| = 0,098$. При $n_1 > 2$ периодические режимы еще более ослаблены и практически себя почти не проявляют.

Из приведенного анализа следует, что на вход рассмотренной САР не должны поступать воздействия (полезные или в виде помех) в полосе частот $(2\omega_c \pm \omega_{cp})$. В противном случае в этой полосе возникают низкочастотные колебания, соответствующие полосе рабочих частот.

Низкочастотные колебания, возникающие при периодическом режиме САР на несущей переменного тока, физически (в определенном смысле) идентичны стробоскопическому эффекту, испыты-

ваемому в сверхскоростной киносъемке и при изучении вибраций. Высокочастотные помехи в результате смещения с гармоническим опорным напряжением несущей частоты образуют на выходе демодулятора вредные низкочастотные колебания подобно тому, как при стробоскопическом эффекте, вращающийся диск кажется неподвижным, или «плывущим» в том или ином направлении с малой скоростью в зависимости от соотношения между истинной скоростью вращения диска и частотой вспышек источника света стробоскопа.

Такого рода возникающие внутренние помехи существенно влияют на динамику системы и снижают ее точность воспроизведения. Важно отметить, что при возникновении периодического режима амплитуды ошибки и низкочастотной составляющей на выходе системы одинаковы. Поэтому при достаточно большой амплитуде входного воздействия на частоте $2\omega_c \pm \omega$ ($\omega < \omega_{cp}$) возникают значительные низкочастотные колебания на частоте ω , приводящие сервоусилитель и исполнительный двигатель следящей системы в состояние насыщения и к появлению эффектов, связанных с работой системы в нелинейной области характеристики управления. Все это может вызвать значительную перегрузку и потерю управляемости системы. Для исключения периодических режимов следует тщательно экранировать входные цепи модулятора или в случае необходимости предусматривать фильтры «пробки», настроенные на частоту $2\omega_c$ и включенные также до модулятора.

Экспериментальная проверка наличия периодических режимов в следящей системе на несущей переменного тока. В качестве испытуемой системы (рис. 1) использовалась интегрирующая следящая система с двухфазным исполнительным двигателем, работающим на несущей частоте $f_c = \omega_c / 2\pi = 400 \text{ гц}$. Гармонические входные воздействия снимались с декадного генератора фирмы «Solartron» и подавались на частотах $(2f_c \pm f)$, $(4f_c \pm f)$ и $(6f_c \pm f)$, причем частота f менялась от 0 до 10 гц. В качестве корректирующего устройства на постоянном токе был применен интегро-дифференцирующий контур с передаточной функцией $W_k(s)$. Сервоусилитель обладал свойствами полосового фильтра,

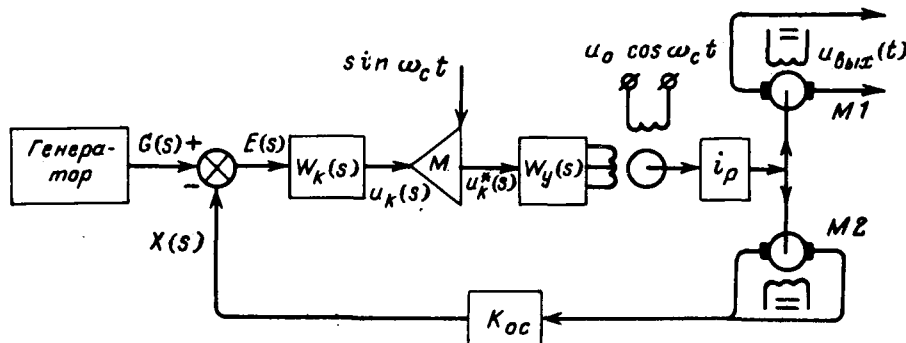


Рис. 1. Блок-схема испытуемой интегрирующей следящей системы.

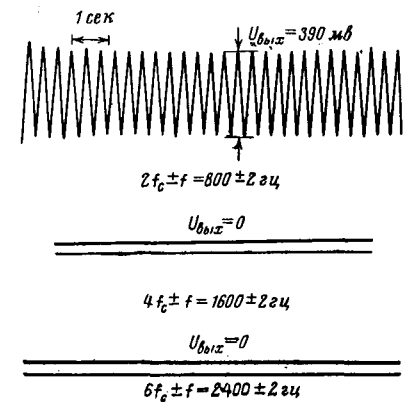


Рис. 2. Осциллограммы выходного напряжения, снимаемого с генераторной обмотки тахогенератора М1.

настроенного на частоту f_c . Модулятор — двухполупериодный ключевого типа. Система замыкалась с помощью тахогенератора постоянного тока М2 типа ТД-102. Колебания, возникающие в системе, фиксировались с помощью напряжения $U_{\text{вых}}(t)$, снимаемого с генераторной обмотки тахогенератора М1 (ТД-102) и записывались на шлейфовом осциллографе.

На рис. 2 приведены осциллограммы напряжения $U_{\text{вых}}(t)$, соответствующие входному воздействию, равному 100 мВ и частоте $f=2$ Гц. Осциллограммы показывают, что колебания на выходе системы при частотах входного воздействия 1600 ± 2 Гц и 2400 ± 2 Гц практически отсутствуют. Периодический режим возникает только на частоте 800 ± 2 Гц, при этом напряжение $U_{\text{вых}}=390$ мВ имеет синусоидальную форму с частотой, равной

2 Гц. При изменении частоты f от 0 до 10 Гц амплитуды колебаний изменяются в соответствии с амплитудной частотной характеристикой замкнутой следящей системы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Теория автоматического регулирования. Под ред. В. В. Солодовникова. Гл. XII в кн. 2. М., «Машиностроение», 1967.
2. Куракин К. И. Точный метод анализа систем автоматического регулирования на несущей переменного тока. — «Электричество», 1970, № 9.
3. Куракин К. И. Исследование вынужденных колебаний систем автоматического регулирования на несущей переменного тока. — «Электричество», 1971, № 10.
4. Тафт В. А. Электрические цепи с переменными параметрами. М., «Энергия», 1968.

[8.12.1971]



УДК 621.316.722.1

Автокоррекция передаточной функции стабилизатора постоянного напряжения с управляемым выпрямителем

Инж. П. А. КОШЕЛЕВ и доктор техн. наук, проф. И. Л. КАГАНОВ
Москва

В современных устройствах энергетической электроники в качестве звена усиления мощности часто применяется тиристорный преобразователь. Динамические свойства подобных систем определяются во многом спецификой преобразователей, в частности, нелинейностью их характеристики, неизбежностью разрыва цепи входной информации после начала формирования очередного выходного импульса до конца полупериода и наличием пульсаций, суммирующихся с входным сигналом в случае замкнутой системы.

В последнее время сделаны серьезные попытки создать единую теорию, дающую возможность полнее и точнее учитывать вышперечисленные особенности преобразователя при проектировании замкнутых систем автоматического регулирования [Л. 1]. Вместе с тем наличие преобразователя предъявляет особые требования к линеаризуемой части системы и к ее отдельным звеньям. Часто при проектировании устройств с высокими динамическими параметрами эти требования бывают противоречивыми.

В статье рассматривается способ коррекции системы автоматического регулирования с тиристорным преобразователем, основанный на принципе подчиненного регулирования [Л. 2] и заключающийся в том, что в зависимости от уровня входного воздействия система самостоятельно оптимально выбирает одну из имеющихся у нее двух или более передаточных функций в отношении качества переходного процесса.

В качестве примера рассматривается стабилизатор постоянного напряжения со встречно-параллельным тиристорным ключом на стороне переменного тока.

При данном числе фаз m высокий коэффициент стабилизации в системе без коррекции может быть получен лишь ценой уменьшения быстродействия системы. Это объясняется тем, что пульсация выходного напряжения играет роль помехи для системы фазового управления.

Уменьшение амплитуды пульсации, складывающейся с входным сигналом, может быть достигнуто двумя способами: уменьшением контурного усиления, что увеличивает статическую ошибку системы, или сужением с помощью фильтра ее полюсы пропускания до частоты, намного меньшей верхней граничной частоты самого преобразователя. Последняя равна:

$$\omega_{\text{гп}} = \frac{m\omega_0}{2} = 2\pi f_c, \quad (1)$$

где f_c — частота питающей сети.

При этом, очевидно, уменьшится быстродействие системы и возрастут габариты выходного фильтра.

Длительность переходного процесса можно существенно сократить, если есть возможность изменения в нужный момент передаточной функции системы.

Пусть, например, при малых выходных сигналах (при малом отличии выходного напряжения от

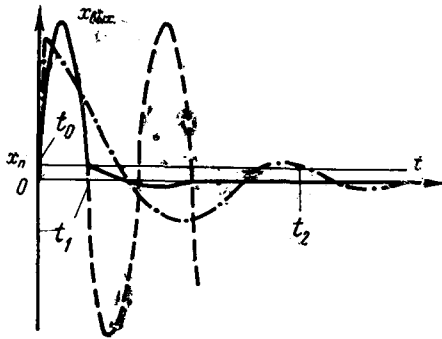


Рис. 1. Формирование «укороченного» переходного процесса.

--- реакция системы с главной передаточной функцией на ступенчатое воздействие со стороны нагрузки; — реакция на то же воздействие после введения коррекции; - - - автоколебания в системе с вспомогательной передаточной функцией.

опорного) замкнутая система имеет устойчивую (главную) передаточную функцию с высоким коэффициентом усиления и, следовательно, с большой инерционностью.

Уменьшения инерционности системы можно достигнуть переключением ее при некотором наперед заданном пороговом значении выходного сигнала $x_{п}$ на вспомогательную передаточную функцию (момент t_0 на рис. 1).

Как только в процессе регулирования выходной сигнал станет меньше порогового (момент t_1 , рис. 1), вновь произойдет коммутация, в результате которой включится элемент, обеспечивающий главную передаточную функцию. Таким образом, участок t_2-t_1 «выпадет» из переходного процесса.

В качестве вспомогательной представляет интерес передаточная функция, соответствующая автоколебательной системе.

Пусть выходной сигнал такой системы в установившемся режиме имеет приближенно синусоидальную форму:

$$x_{\text{вых}} \approx x_m \sin \omega_b t, \quad (2)$$

тогда при $x_{п} \ll x_m$ скорость изменения выходной величины $dx_{\text{вых}}/dt$ максимальна именно вблизи значений $x_{\text{вых}} \approx x_{п}$.

Если реализовать систему таким образом, чтобы цепь информации в ней замыкалась только при $|x_{\text{вых}}| \leq x_{п}$, а при $|x_{\text{вых}}| > x_{п}$ возбуждались гармонические колебания, то длительность переходного процесса будет определяться половиной периода автоколебаний и в меньшей степени величиной $x_{п}$ и видом главной передаточной функции (рис. 1).

Время установления системы

$$t_y \approx \frac{\pi}{\omega_a} \quad (3)$$

или, поскольку автоколебания синхронизируются пульсациями выходной э. д. с.,

$$t_y \approx \frac{2\pi n}{m\omega_0}, \quad (4)$$

где n — порядок субгармоники.

Пример такой системы приведен на рис. 2.

Передаточная функция разомкнутой системы (рис. 2) со вспомогательной корректирующей цепью

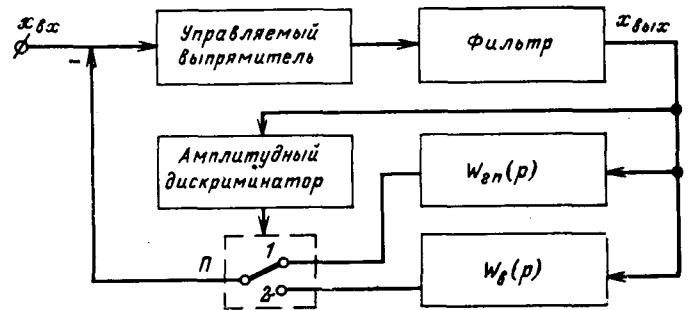


Рис. 2. Структурная схема системы с переключением передаточных функций (П — переключатель элементов, определяющих вид передаточной функции системы).

$W_{в}(p)$ имеет вид:

$$W_{в}(p) = \frac{Kp \cdot \frac{L_1}{R_1}}{[p^2 \frac{L_1 L_2 C}{R_1} + p^2 (L_1 C + L_2 C + \frac{L_1 L_2}{R_1 R_2}) + p (\frac{L_1}{R_2} + \frac{L_2}{R_2} + \frac{L_2}{R_1}) + 1]} \quad (5)$$

где L_1 — индуктивность холостого хода трансформатора; R_1 — активное сопротивление выпрямителя и трансформатора; C — емкость фильтра; L_2 — индуктивность дросселя фильтра; R_2 — активное сопротивление нагрузки.

При значениях параметров схемы (рис. 3): $L_1=1,5$ гн; $R_1=4$ ом; $L_2=0,3$ гн; $C=300$ мкф; $R_2=100$ ом замкнутая система неустойчива уже при $K < 1$; ее амплитудно-фазовая характеристика первого рода:

$$I(j\omega) = -0,9 \cdot 10^{-4} \omega^2 + 0,25 + j(4,3 \cdot 10^{-3} \omega - \frac{2,7}{\omega}). \quad (6)$$

Если $\frac{\omega_b}{\omega_0} \ll 1$, то фазовым сдвигом φ , вносимым

управляемым выпрямителем, можно пренебречь, считая его безынерционным для частот $\omega \ll \omega_{гр}$ [Л. 1]:

$$\varphi = \text{arctg} \frac{1 - \cos 2\pi \frac{1-\mu}{1+\mu}}{\sin 2\pi \frac{1-\mu}{1+\mu} + 2\pi \frac{1-\mu}{1+\mu} - 2\pi \left(\frac{1-\mu}{1+\mu}\right)^2}, \quad (7)$$

где $\mu = \frac{\omega_0}{\omega_a}$.

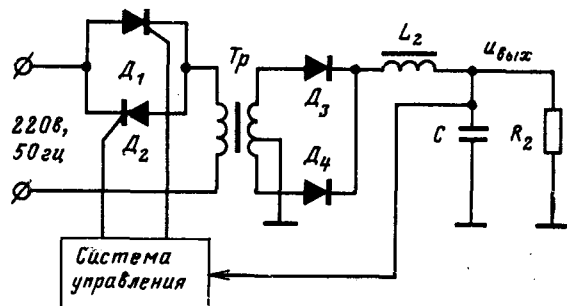


Рис. 3. Принципиальная схема силовой части стабилизатора.

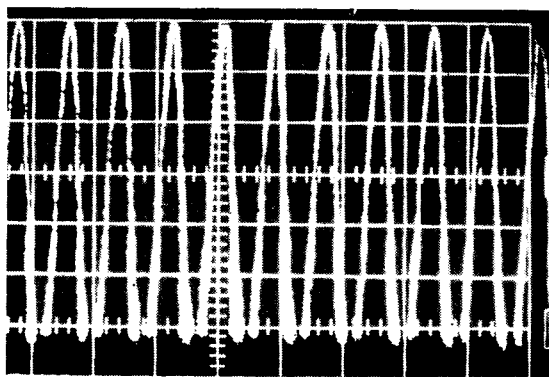


Рис. 4. Автоколебания в системе со вспомогательной передаточной функцией ($M_x=250$ мсек/дел; $M_y=5$ в/дел).

Частоту автоколебаний ω_b можно найти как точку пересечения кривой, построенной по (6), с вещественной осью комплексной плоскости:

$$\text{Im}[I(j\omega)] = 4,3 \cdot 10^{-3} \omega - \frac{2,7}{\omega} = 0, \quad (8)$$

отсюда $\omega_b = 25,2 \text{ сек}^{-1}$.

Система имеет частоту автоколебаний $f_b \approx 4$ гц, амплитуду их a_m в единицах угла включения определим, считая регулировочную характеристику выпрямителя косинусоидальной:

$$\alpha_m = \arccos \text{Re}[I(j\omega_b)] = 15^\circ 29'. \quad (9)$$

Автоколебания в системе со вспомогательной передаточной функцией показаны на рис. 4. Главная передаточная функция соответствует той же системе, в которую дополнительно включена RC-цепочка с постоянной времени $\tau=1$ сек.

Характеристическое уравнение системы в этом случае

$$H(p) = 3,4 \cdot 10^{-4} p^4 + 2 \cdot 10^{-3} p^3 + 0,5 p^2 + 1,5 p + 1 = 0. \quad (10)$$

Линеаризованная система устойчива, так как выполняется условие Рауса — Гурвица [Л. 3]:

$$a_1(a_2 a_3 - a_4 a_1) > a_1^2 a_0. \quad (11)$$

Приближенно можно считать, что переходный процесс (рис. 5) определится «большими» постоянными времени, тогда как «малые» вносят сдвиг, равный их сумме.

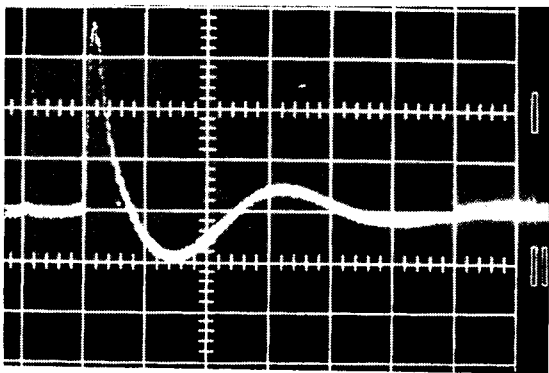


Рис. 5. Переходный процесс в системе с главной передаточной функцией ($M_x=250$ мсек/дел; $M_y=2,5$ в/дел).

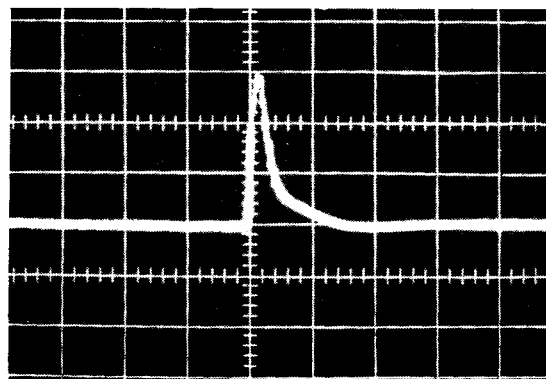


Рис. 6. Переходный процесс в системе с коррекцией ($M_x=250$ мсек/дел; $M_y=2,5$ в/дел).

Убедимся в этом с помощью критерия [Л. 4], основанного на рассмотрении коэффициентов Виета многочлена (10):

$$g_k = \frac{a_k}{a_{k-1} a_{k+1}}. \quad (12)$$

Так как для $K=2$ выполняется условие $g_k \gg 1$, то упрощенное выражение $H(p)$ имеет вид:

$$0,5 p^2 + 1,5 p + 1 = 0, \quad (13)$$

корни которого: $p_1 = -1$; $p_2 = -2$.

Переходный процесс определяется «большими» постоянными времени, равными соответственно: $\tau_1 = 1$ сек, $\tau_2 = 0,5$ сек.

Сумма «малых» постоянных времени

$$\tau_3 + \tau_4 = \frac{a_{k+1}}{a_k} = \frac{a_3}{a_2} = 4 \cdot 10^{-3} \text{ сек} \quad (14)$$

пренебрежимо мала по сравнению с «большими».

В системе с переключением элементов, имеющих различные передаточные функции, переходный процесс четко делится на два участка (рис. 6).

Первый участок представляет собой часть полу-периода выходного сигнала автоколебательной системы, второй соответствует главной передаточной функции для $x_{\text{вых}} = x_{\text{п}}$.

Выводы. 1. В системах автоматического регулирования с управляемым выпрямителем в качестве усилителя мощности с успехом может быть применен принцип подчиненного регулирования с временным разделением передаточных функций.

2. Заслуживает внимания использование автоколебательного режима замкнутой системы при формировании укороченного переходного процесса.

3. Моментом включения главной передаточной функции, по-видимому, может управлять как величина ошибки, так и интервал времени, в течение которого действовала вспомогательная передаточная функция. Выбор того или иного метода определяется видом конкретной системы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шипило В. П. Автоматизированный вентильный электропривод. М., «Энергия», 1969.
2. Хлыпало Е. И. Нелинейные системы автоматического регулирования. М., «Энергия», 1967.
3. Айзерман М. А. Теория автоматического регулирования. М., «Наука», 1966.
4. Гаврилов Г. К. Приближенные методы анализа переходных процессов. М., «Советское радио», 1966.

[27.5.1971]



Метод аналитического исследования нелинейных магнитных цепей с распределенными параметрами

М. И. БЕЛЫЙ и А. В. ФЕДОРОВ

Ульяновский политехнический институт

Теория распространения магнитного потока в нелинейных цепях с распределенными параметрами тесно связана с более общей проблемой распространения волн в нелинейных средах. Вместе с тем исследование распространения магнитного потока имеет свою специфику, которая обусловлена наличием потоков рассеяния, потерь на гистерезис и вихревые токи и должна учитываться при расчете цепи.

Основными методами расчета нелинейных магнитных цепей, получившими применение в настоящее время, можно считать метод эффективных синусоид [Л. 1—3], метод схем замещения [Л. 2], метод последовательных приближений [Л. 4] и метод специальных функций [Л. 5]. Перечисленные методы, как известно, не дают точного и полного решения нелинейной задачи. Это приводит к тому, что существует необходимость в разработке других аналитических методов расчета нелинейных магнитных цепей с распределенными параметрами.

Ниже для приближенного решения задач по расчету цепей был применен метод оптимальной линеаризации. Этот метод позволяет линеаризовать нелинейное уравнение распространения магнитного потока для широкого класса функций, аппроксимирующей кривую намагничивания.

Рассмотрим применение метода оптимальной линеаризации к анализу потокораспределения вдоль цепи, изображенной на рисунке. Как видно из рисунка, магнитный поток возбуждается сосредоточенной в начале цепи обмоткой возбуждения, число витков которой w , а напряжение возбуждения U .

Магнитопровод имеет П-образную форму и разомкнут при $x=l$, где l — длина цепи.

Для учета нелинейности кривой намагничивания примем, что зависимость между мгновенными значениями напряженности магнитного поля и магнитной индукцией выражается степенным полиномом [Л. 6] вида:

$$H = \rho B + \rho' B^3, \quad (1)$$

где ρ и ρ' — коэффициенты, определяемые из основной кривой намагничивания.

Если пренебречь токами смещения и гистерезисом, то уравнение для мгновенных значений магнитного потока в цепи, изображенной на рисунке, представляет собой нелинейное уравнение в частных производных параболического типа [Л. 7]:

$$\frac{\partial^2 \Phi}{\partial x^2} = gZ_{ma}\Phi + gZ'_m\Phi^3 + gL_m \frac{\partial \Phi}{\partial t}. \quad (2)$$

Здесь Φ — мгновенное значение магнитного потока в сечении x цепи; g — удельная магнитная прово-

димность зазора между магнитопроводами; Z_{ma} — активная составляющая удельного магнитного сопротивления цепи в линейном приближении.

Уравнение (2) отличается от уравнений, принятых в [Л. 1—5], наличием второго и третьего слагаемых в правой части и тем, что оно записано для мгновенных значений потока. Второе слагаемое учитывает нелинейность кривой намагничивания, а величины Z_{ma} и Z'_m связаны с ρ и ρ' из (1) следующими соотношениями:

$$Z_{ma} = \frac{2\rho}{S}; \quad (3)$$

$$Z'_m = \frac{2\rho'}{S^2}, \quad (4)$$

где S — площадь поперечного сечения магнитопровода. Здесь и ниже предполагается, что величина S одинакова для обоих магнитопроводов и постоянна вдоль цепи.

Коэффициент L_m в (2) учитывает возбуждение переменным магнитным потоком вихревых токов в объеме магнитопровода. Очевидно, что L_m зависит от электрической проводимости ферромагнетика, толщины и количества ферромагнитных пластин в магнитопроводе и геометрии магнитной цепи. Вычисление L_m можно производить по аналогии с расчетом индуктивности параллельных проводников, но в данном случае, как будет показано ниже, коэффициент L_m определяет реактивную составляющую магнитного сопротивления цепи и может быть определен из экспериментальных данных.

В статье рассматривается случай возбуждения магнитного потока гармонической э. д. с. в установившемся режиме. Поэтому нет необходимости задавать начальные условия, а граничные условия, если пренебречь активным сопротивлением в цепи возбуждения, имеют вид:

$$w \frac{d\Phi(0,t)}{dt} = U_m \sin \omega t; \quad (5)$$

$$\frac{\partial \Phi(l,t)}{\partial x} + gZ_l \Phi(l,t) = 0, \quad (6)$$

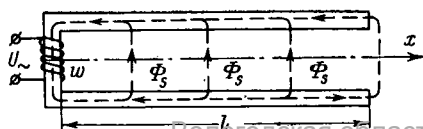
где U_m — амплитуда напряжения возбуждения; Z_l — магнитное сопротивление воздушного зазора на конце цепи при $x=l$.

Широкое применение при аналитическом исследовании нелинейных систем с сосредоточенными параметрами находит метод оптимальной линеаризации [Л. 8], который тесно связан с методом эквивалентной линеаризации [Л. 9]. Сущность этих методов, как известно, сводится к замене нелинейного элемента линейным.

Следуя методу оптимальной линеаризации, заменим нелинейное уравнение (2) линейным вида:

$$\frac{\partial^2 \Phi}{\partial x^2} = gZ_{ml}\Phi + gL_m \frac{\partial \Phi}{\partial t}, \quad (7)$$

где Z_{ml} — линеаризованная активная составляющая магнитного сопротивления цепи.



Величина $Z_{mл}$ подбирается оптимальным образом. Для этого определяется квадрат разности между уравнениями (2) и (7):

$$\kappa^2(Z_{mл}) = (gZ_{mл}\Phi)^2 - 2(gZ_{mл}\Phi)(gZ_{ma}\Phi + gZ'_m\Phi^3) + (gZ_{ma}\Phi - gZ'_m\Phi^3)^2. \quad (8)$$

Здесь κ^2 является функцией величины $Z_{mл}$ и $\Phi(x, t)$, а интеграл

$$\int_0^l \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \kappa^2(Z_{mл}, x, t) dx dt$$

может служить критерием точности приближения. Оптимальное значение сопротивления $Z_{mл}$ можно будет определить из следующего условия:

$$\frac{\partial}{\partial Z_{mл}} \int_0^l \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \kappa^2(Z_{mл}, x, t) dx dt = 0. \quad (9)$$

Очевидно, что полученная таким образом величина $Z_{mл}$ зависит от выбора функции $\Phi(x, t)$. Поэтому уравнение (7) считают оптимальным линейным при $\Phi = \Phi(x, t)$. Из (8) следует:

$$Z_{mл} = Z_{ma} + Z'_m \frac{\int_0^l \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \Phi^4 dx dt}{\int_0^l \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \Phi^2 dx dt}. \quad (10)$$

Теперь можно вычислить приближенное значение $Z_{mл}$, если имеется некоторая информация относительно общей формы решения уравнений (2). Если нелинейный член достаточно мал, что выполняется при условии

$$\frac{U_m Z'_m}{\omega^2 \omega^2 Z_{ma}} < 1, \quad (11)$$

то для определения значения $Z_{mл}$ можно использовать решение так называемого «порождающего» уравнения, которое получается из (2), если положить в нем $Z'_m = 0$. Следовательно, «порождающее» уравнение имеет вид:

$$\frac{\partial^2 \Phi_0}{\partial x^2} = gZ_m \Phi_0 + gL_m \frac{\partial \Phi_0}{\partial t}. \quad (12)$$

Уравнение (12) линейное и для его решения можно применить метод комплексных амплитуд. Тогда (12) примет вид:

$$\frac{d^2 \Phi_0(x)}{dx^2} = gZ_m \Phi_0(x). \quad (13)$$

Здесь $\Phi_0(x)$ — комплексная амплитуда потока в точке x ; Z_m — удельное комплексное магнитное сопротивление цепи в линейном приближении:

$$Z_m = Z_{ma} + j\omega L_m = Z_{ma} + jZ_r. \quad (14)$$

Из соотношения (14) следует связь между коэффициентом L_m и реактивной составляющей магнитного сопротивления Z_r .

Перейдя в (10) к комплексным амплитудам, получим:

$$Z_{mл} = Z_{ma} + \frac{3}{4} Z_m \frac{\int_0^l [\Phi_0(x) \Phi_0^*(x)]^2 dx}{\int_0^l \Phi_0(x) \Phi_0^*(x) dx}. \quad (15)$$

Выражение (15) определяет линейризованную активную составляющую удельного магнитного сопротивления цепи через комплексную амплитуду потока, найденную в линейном приближении. Так как функции $\Phi_0(x)$ определяются как магнитными свойствами цепи, так и напряжением возбуждения, то и $Z_{mл}$ в отличие от Z_{ma} будет зависеть в общем случае от U_m , l , g и других параметров.

Решение уравнения (13) можно записать в виде:

$$\Phi_0 = A_0 e^{\gamma_0 x} + B_0 e^{-\gamma_0 x}, \quad (16)$$

где $\gamma = \sqrt{gZ_{ma}}$ — постоянная распространения магнитного потока в линейном приближении; A_0 и B_0 — постоянные интегрирования, которые следует определить из граничных условий (5) и (6).

Если в этих соотношениях перейти к комплексным амплитудам, то получим:

$$A_0 + B_0 = -\Phi_m; \quad (17)$$

$$l(1 + Z'_l A_0 l^{\gamma_0 l} - (1 - Z'_l) e^{-\gamma_0 l} B_0) = 0. \quad (18)$$

Здесь Z'_l — нормированное магнитное сопротивление конца магнитной цепи:

$$Z'_l = \frac{gZ_l}{\gamma_0}; \quad (19)$$

Φ_m — амплитуда потока в начале цепи:

$$\Phi_m = \frac{U_m}{\omega \omega}. \quad (20)$$

Решая систему уравнений (17) и (18), находим:

$$A_0 = - \frac{\Phi_m e^{-\gamma_0 l} (1 - Z'_l)}{(1 - Z'_l) e^{-\gamma_0 l} + (1 + Z'_l) e^{\gamma_0 l}}; \quad (21)$$

$$B_0 = - \frac{\Phi_m e^{\gamma_0 l} (1 + Z'_l)}{(1 - Z'_l) e^{-\gamma_0 l} + (1 + Z'_l) e^{\gamma_0 l}}. \quad (22)$$

Подставив (21) и (22) в (16), получим выражение для расчета комплексной амплитуды магнитного потока в линейном приближении:

$$\Phi_0 = - \frac{\Phi_m}{(1 - Z'_l) e^{-\gamma_0 l} + (1 + Z'_l) e^{\gamma_0 l}} [(1 - Z'_l) e^{-\gamma_0(l-x)} + (1 + Z'_l) e^{\gamma_0(l-x)}]. \quad (23)$$

Теперь можно вычислить $Z_{mл}$, если подставить в (15) выражение (23). Непосредственная подстановка (23) приводит к довольно сложному аналитическому выражению, которое здесь не приводится. (В каждом конкретном случае коэффициенты A_0 и B_0 — вполне определенные числа и коэффициент $Z_{mл}$ находится легко.)

Для двух предельных случаев можно получить выражение для $Z_{mл}$ и в аналитическом виде. Так можно рассматривать короткие магнитные цепи, для которых показательные функции можно разложить в ряд по параметру $\gamma_0 l$. В другом случае

для длинных магнитных цепей можно пренебречь отраженным от конца магнитным потоком, т. е. первым слагаемым в (16) и (23).

Короткими магнитными цепями будем называть такие цепи, длина которых удовлетворяет условию:

$$l < \frac{1}{\sqrt{\alpha_0^2 + \beta_0^2}}, \quad (24)$$

где α_0 и β_0 — действительная и мнимая составляющие постоянной распространения в линейном приближении.

Можно показать, что если в (23) ограничиться первыми тремя членами разложения показательных функций в ряд по $\gamma_0 l$, то получим:

$$\Phi_0(x) \approx -\Phi_{00}(x) + \gamma_0^2 l^2 \Phi_{02}(x), \quad (25)$$

где $\Phi_{00}(x)$ и $\Phi_{02}(x)$ — действительные функции от x :

$$\Phi_{00}(x) = \frac{U_m}{\omega \omega (1 + gZ_2 l)} [1 + gZ_2(l - x)]; \quad (26)$$

$$\Phi(x) = \frac{U_m(x)}{2\omega \omega l^2 (1 + gZ_2 l)^2} \left\{ l \left(1 + \frac{1}{3} gZ_2 l \right) + (1 + gZ_2 l)(l - x) \left[1 + \frac{1}{3} gZ_2 l(l - x) \right] \right\}. \quad (27)$$

Второе слагаемое в (25) учитывает влияние магнитного сопротивления цепи на распределение потока и приводит к нелинейной зависимости амплитуды потока от координаты x . Так как второе слагаемое в (25) является в данном приближении малым по сравнению с первым, то при вычислении коэффициента $Z_{mл}$ по (15) можно будет ограничиться подстановкой вида $\Phi_0(x) \approx \Phi_{00}(x)$. После интегрирования получим:

$$Z_{mл} = Z_{ma} + \frac{9}{20} Z'_m \frac{U_m^2 [1 - (1 + gZ_2 l)^3]}{\omega^2 \omega^2 (1 + gZ_2 l)^2 [1 - (1 + gZ_2 l)^3]}. \quad (28)$$

Обычно $gZ_2 l \gg 1$, поэтому

$$Z'_{mл} \approx Z_{ma} + \frac{9}{20} \frac{U_m^2 Z'_m}{\omega^2 \omega^2}. \quad (29)$$

Зная величину линеаризованного магнитного сопротивления, можно определить линеаризованную постоянную распространения в данном приближении:

$$\gamma_{л} \approx \gamma_0^2 + \frac{9}{20} g \frac{U_m^2 Z'_m}{\omega^2 \omega^2}. \quad (30)$$

Из (29) следует, что с ростом амплитуды напряжения возбуждения U_m или степени нелинейности кривой намагничивания Z'_m линеаризованное магнитное сопротивление возрастает, что, в свою очередь, приводит к росту второго слагаемого в (25). Следовательно, нелинейность кривой намагничивания приводит к увеличению нелинейного члена в распределении магнитного потока вдоль цепи. Фаза магнитного потока в данном приближении, как это следует из (25) и (27), мало меняется вдоль цепи.

Выражение для $Z_{mл}$ существенно упрощается и в другом предельном случае, когда можно пренебречь магнитным потоком, отраженным от конца цепи. Очевидно, что это условие можно считать выполненным, если

$$l > \frac{1}{\sqrt{\alpha_0^2 + \beta_0^2}}. \quad (31)$$

В (17) и (18) можно положить, что $A_0 = 0$. Тогда выражение для комплексной амплитуды потока принимает вид:

$$\Phi_0(x) \approx -\frac{U_m}{\omega \omega} e^{-\gamma_0 x}. \quad (32)$$

Подставляя (32) в (15), находим:

$$Z'_{mл} \approx Z_{ma} + \frac{3}{8} Z'_m \frac{U_m^2}{\omega^2 \omega^2}. \quad (33)$$

Выражение (33) отличается от (29) только численным коэффициентом, а именно $Z_{mл}$ в (29) больше, чем в (33). Это можно объяснить тем, что $Z_{mл}$ является величиной усредненной по всей длине цепи, а во втором случае длина цепи, а следовательно, и длина участка цепи, где нелинейность цепи мала, больше, чем в случае коротких магнитных цепей.

Из (33) следует, что в этом приближении линеаризованная постоянная распространения зависит от амплитуды приложенного напряжения и степени нелинейности кривой намагничивания. Распределение магнитного потока в такой линеаризованной магнитной цепи описывается выражением:

$$\Phi_{л}(x) \approx -\frac{U_m}{\omega \omega} e^{-\gamma_{л} x}, \quad (34)$$

где $\gamma_{л}$ — линеаризованная постоянная распространения:

$$\gamma_{л}^2 = g \left(Z_{ma} + \frac{3}{8} \frac{U_m^2 Z'_m}{\omega^2 \omega^2} + jZ_r \right). \quad (35)$$

Полученное выражение позволяет определить коэффициент затухания $\alpha_{л}$, который характеризует изменение амплитуды потока на единицу длины цепи, и коэффициент фазы $\beta_{л}$, равный изменению фазы на единицу длины цепи,

$$\alpha_{л} \approx \alpha_0 \left(1 + \frac{1}{2} \frac{gZ'_m U_m^2}{\omega^2 \omega^2 \sqrt{Z_{ma}^2 + Z_r^2}} \right); \quad (36)$$

$$\beta_{л} \approx \beta_0 \left(1 - \frac{1}{2} \frac{gZ'_m U_m^2}{\omega^2 \omega^2 \sqrt{Z_{ma}^2 + Z_r^2}} \right), \quad (37)$$

где α_0 и β_0 — соответствующие коэффициенты для линейной магнитной цепи.

Из (36) и (37) видно, что с увеличением нелинейности кривой намагничивания, или при увеличении амплитуды напряжения возбуждения линеаризованный коэффициент затухания увеличивается, а коэффициент фазы уменьшается. Это означает, что в нелинейной магнитной цепи амплитуда магнитного потока уменьшается по длине быстрее, чем в линейной, а его фазовая скорость и длина волны возрастают.

Данный метод расчета проверялся на моделях двухпроводных магнитных линий, результаты экспериментального исследования которых приведены в [Л. 5 и 13]. Магнитопроводы линий изготавливались из сталей 20, Э44, Э310, сплава 79НМ. Геометрические параметры цепей изменялись в следующих

пределах: длина от 0,8 до 5 м, поперечное сечение от 4×4 мм² до 35×35 мм², расстояние между магнитопроводами от 4 до 230 мм.

Результаты сравнения расчетных и экспериментальных данных говорят о том, что при числе витков обмотки возбуждения около 1 000 и частоте напряжения 50 гц нелинейные эффекты в потоко-распределении начинают сказываться при напряжениях порядка 100 в. С уменьшением поперечного сечения магнитопровода нелинейность кривой намагничивания проявляется при меньших напряжениях. Увеличение частоты напряжения снижает влияние нелинейности, что подтверждается как результатами расчета, так и экспериментальными данными.

На основании вышеизложенного можно сделать следующие выводы. Метод оптимальной линеаризации дает возможность, заменяя нелинейную цепь линеаризованной, приближенно оценивать влияние нелинейности кривой намагничивания на распределение магнитного потока вдоль цепи. При малой степени нелинейности для определения линеаризованного магнитного сопротивления и других параметров достаточно знать распределение потока в линейной цепи. Кроме того, при применении данного метода кривая намагничивания может быть аппроксимирована не только полиномом, но и другими функциями.

Исследование данным методом показывает, что параметры цепи, а следовательно, и амплитуда потока являются нелинейной функцией амплитуды напряжения возбуждения.

К недостаткам метода следует отнести то обстоятельство, что он не дает возможности учесть неоднородность магнитной цепи, высшие гармоники магнитного потока.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Нейман Л. Р. Поверхностный эффект в ферромагнитных телах. М.—Л., Госэнергоиздат, 1949, 190 с.
2. Буль Б. К. Основы теории и расчета магнитных цепей. М.—Л., «Энергия», 1964, 464 с.
3. Куликовский Л. Ф., Зарипов М. Ф. Индуктивные преобразователи перемещений с распределенными параметрами. М., «Энергия», 1966, 112 с.
4. Пульвер Ю. М. и др. Индукционные электромеханические функциональные преобразователи. М., «Энергия», 1969, 110 с.
5. Белый М. И. Электромагнитные измерительные преобразователи с распределенными параметрами. Ульяновский государственный педагогический институт, 1968, 325 с.
6. Бессонов Л. А. Нелинейные электрические цепи. М., «Высшая школа», 1964, 430 с.
7. Белый М. И., Федоров А. В. Дифференциальные уравнения нелинейных магнитных цепей с распределенными параметрами. В кн.: Алгоритмизация и автоматизация процессов и установок. Труды республиканской научной конференции. «Автоматическое управление технологическими процессами в различных отраслях народного хозяйства». Куйбышев, 1970, вып. 3, с. 126—143.
8. Бляквер О. Анализ нелинейных систем. М., «Мир», 1969, 400 с.
9. Боголюбов Н. Н., Митропольский Ю. А. Асимптотические методы в теории нелинейных колебаний. М., Физматгиз, 1963, 410 с.
10. Белый М. И., Корнилов В. В. Магнитные материалы измерительных преобразователей. Ульяновское отделение Приволжского книжного издательства, 1967, с. 164.
11. Фильчаков Л. Ф. Численные и графические методы прикладной математики. Киев, «Наукова думка», 1970, 800 с.
12. Буль Б. К. и др. Основы теории электрических аппаратов. М., «Высшая школа», 1970, 600 с.
13. Белый М. И., Гордев Н. Г., Семенов Е. А. Некоторые результаты экспериментального исследования длинных магнитных линий. Ученые записки Ульяновского государственного педагогического института, т. XXI, вып. 8, 1967, с. 18—31.

[30.8.1972]



УДК 621.315.615.537.212

Исследование динамики процесса распыления жидкостей в электрическом поле

Кандидаты техн. наук Т. К. БУРАЕВ, И. П. ВЕРЕЩАГИН

Московский энергетический институт

Окраска изделий в электрическом поле основана на зарядке, дроблении на мелкие капли, движении и осаждении на изделие лакокрасочного материала. Основными параметрами, определяющими характер распыления, а следовательно, и качество покрытия, являются электропроводность материала, приложенное напряжение и расход жидкости. Зависимость характера распыления от указанных параметров делает целесообразным исследование их влияния на механизм распыления и протекающие физические процессы. Выяснение физических процессов позволит обоснованно конструировать распыляющие устройства, выбирать оптимальные режимы распыления и свойства лакокрасочных материалов.

Известно [Л. 1], что при распылении в электрическом поле жидкости должны иметь величину ко-

эффициента поверхностного натяжения α меньше критического значения $\alpha_{кр}$, так как в противном случае образуются только крупные капли. Поэтому для исследований были выбраны жидкости со значением $\alpha < \alpha_{кр}$, основные свойства которых приведены в таблице.

Исследования проводились в системе электродов «плоскость — плоскость», подробное описание и параметры которой приведены в [Л. 1]. Основой для анализа динамики процесса распыления явилась картина поведения жидкости на зарядном электроде, полученная фотографированием при импульсном освещении. Капля жидкости на зарядном электроде приобретает форму, близкую к полуэллипсоиду вращения. Назовем эту каплю основной. Когда электрические силы, действующие на каплю, стано-

Жидкости	Основные характеристики жидкостей			
	$\gamma, (ом \cdot см)^{-1}$	ϵ	$\alpha, дин/см$	$\eta, спз$
Дибутилфталат	$6,67 \cdot 10^{-10}$	8,3	34,6	2,03
27% раствор изопропилового спирта в толуоле	$1,1 \cdot 10^{-9}$	4,8	24,0	1,20
68% раствор изопропилового спирта в толуоле	$1,3 \cdot 10^{-8}$	10,3	23,0	1,8
Изопропиловый спирт	$3,5 \cdot 10^{-6}$	18,3	21,2	2,39
Эмаль МЛ-12-94	$1,3 \cdot 10^{-8}$	11,0	27,0	70,0

вятся больше сил поверхностного натяжения, происходит нарушение устойчивости поверхности на конце основной капли.

Распыление жидкости при напряжении $U = U_{min}$. При нарушении устойчивости поверхности на конце капли возникает микросопло. Заряженная жидкость под действием сил электрического поля движется через микросопло, образуя тонкую струю, конец которой дробится на капли. Минимальное напряжение U_{min} , при котором из конца капли образуется струя, распадающаяся далее на отдельные капли, называется минимальным напряжением распыления. При образовании струи из конца основной капли величина последней не остается постоянной (рис. 1). Основная капля продолжает увеличиваться, так как количество жидкости, вытекающей через микросопло, меньше количества жидкости, поступающей из капилляра. Диаметр струи и образующиеся из нее капли не остаются постоянными, а увеличиваются с ростом основной капли. В некоторый момент времени основная капля отрывается от капилляра. При этом струя отрывается от основной капли и распадается на отдельные капли. Основная капля также делится на капли, размер которых больше размера капель, образующихся при распаде струи. На этом цикл заканчивается и процесс повторяется вновь. Такая картина характерна для жидкостей во всем исследуемом диапазоне электропроводностей от $6,67 \cdot 10^{-10}$ до $3,5 \cdot 10^{-6}$ (ом·см)⁻¹.

Выясним причину, приводящую к увеличению диаметра струи и образующихся капель. Для этого с целью упрощения анализа воспользуемся соотношениями, имеющими место для полуэллипсоидальной проводящей капли, находящейся на плоскости. Рассмотрим каплю с таким соотношением полуосей b_0/a_0 , когда на конце ее возникает нарушение устойчивости поверхности. При этом давление, обусловленное электрическими силами, преобладает над давлением, вызванным силами поверхностного натяжения. При увеличении большой полуоси эллип-

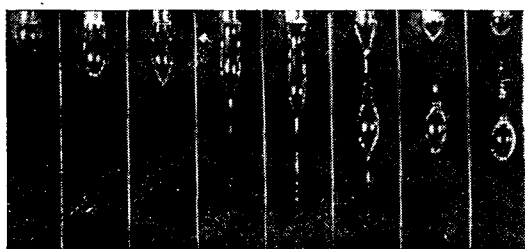


Рис. 1.

псоида до значения $a_1 > a_0$ (b_0 считаем постоянным) электрические силы будут преобладать над силами поверхностного натяжения на некоторой части поверхности у конца капли. Распределение по поверхности полуэллипсоидальной капли составляющей электрической силы F_{az} , направленной параллельно большей оси эллипсоида, можно определить по выражению [Л. 1]:

$$F_{az} = \frac{\pi \epsilon_0 b_0^2 E_0^2}{2r^2 e^2 a^2} \left[\frac{b_0^2}{e^2} \ln \left(1 - \frac{e^2 a^2}{b_0^4} r^2 \right) - r^2 \right],$$

где r — радиус круга, полученного при сечении эллипсоида плоскостью, перпендикулярной большей оси; e и κ — соответственно эксцентриситет и коэффициент деполяризации эллипсоида; E_0 — напряженность электрического поля; ϵ_0 — диэлектрическая проницаемость вакуума.

Сила поверхностного натяжения в зависимости от r определяется выражением:

$$F_\alpha = 2\pi\alpha r.$$

На рис. 2 приведено распределение составляющей электрической силы F_{az} и силы поверхностного натяжения F_α по длине полуэллипсоидальной капли. При некоторой длине большой полуоси $a_1 > a_0$ распределение составляющей электрической силы и силы поверхностного натяжения будет соответственно F_{a1} и $F_{\alpha 1}$. Неустойчивой является поверхность капли правее сечения 1—1 (рис. 2,а), так как здесь электрические силы преобладают над силами поверхностного натяжения. Если размер основной капли не изменяется, диаметр микроскопа равен $2r_1$. Пусть основная капля увеличилась так, что ее большая полуось стала равной $a_2 > a_1$. При этом распределение составляющей электрической силы и силы поверхностного натяжения по длине капли будет соответственно F_{a2} и $F_{\alpha 2}$. Неустойчивая часть поверхности находится в этом случае правее сечения 2—2, а диаметр микроскопа равен $2r_2 > 2r_1$, т. е. диаметр вытекающей из микроскопа струи увеличивается с ростом основной капли.

Количественные соотношения для полуэллипсоидальной капли, несправедливы для реальной капли,

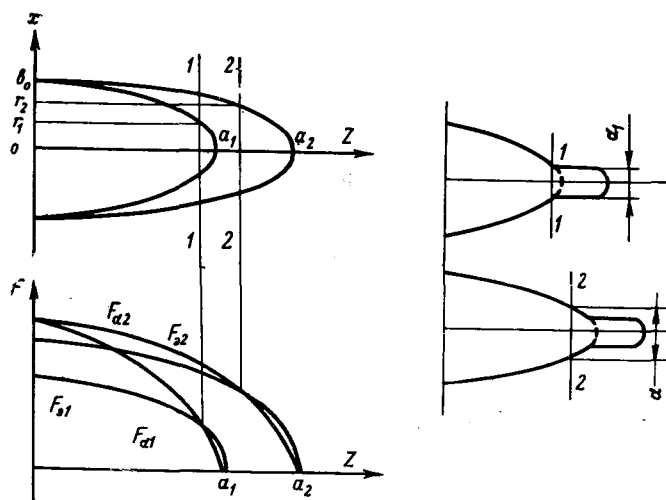


Рис. 2.

имеющей на конце струю. Из-за сложной геометрии поверхности жидкости и необходимости учета кинетики зарядки не представляется возможным аналитически рассчитать распределение электрической силы и силы поверхностного натяжения по длине основной капли. Однако физическая картина, рассмотренная выше для полуэллипсоидальной капли, пригодна для анализа процессов в реальном случае.

Пусть имеем каплю, из конца которой образовалась струя диаметром d_1 (рис. 2,б). Диаметр струи определяется неустойчивой частью поверхности основной капли, находящейся правее сечения 1—1. Так как размер основной капли увеличивается, представим новое положение основной капли через малый промежуток времени Δt , полагая диаметр струи неизменным. Тогда некоторая часть поверхности левее 1—1 приобретает плотность заряда, неустойчивой для нарушения устойчивости. Неустойчивой будет уже поверхность правее сечения 2—2. Диаметр струи при этом возрастает до значения d_2 . Так как одновременно с ростом основной капли увеличивается длина струи, диаметр последней не остается постоянным по длине, а плавно уменьшается от конца основной капли до места дробления струи на капли. Увеличение диаметра струи с ростом основной капли ведет к увеличению размеров образующихся капель (это следует также и из [Л. 2]). Основная капля увеличивается до тех пор, пока в некотором ее сечении не происходит вновь нарушение устойчивости поверхности. В этом случае происходит отрыв основной капли вместе со струей.

Характер изменения картины распыления в зависимости от напряжения получается различным при разной электропроводности жидкости. Для жидкости с электропроводностью примерно до $1,0 \cdot 10^{-9}$ (ом·см) $^{-1}$ при некотором напряжении наступает режим распыления с постоянно существующей струей, конец которой дробится на капли (рис. 3). Жидкости с электропроводностью $\gamma > 1,0 \cdot 10^{-8}$ (ом·см) $^{-1}$ при распылении постоянно существующей струи не образуют. Для них характерно распыление с периодическим отрывом жидкости от капилляра (рис. 3). В диапазоне значений электропроводности 10^{-8} — 10^{-9} (ом·см) $^{-1}$ режим распыления с постоянно существующей струей переходит в режим распыления с периодическим отрывом жидкости от капилляра.

Струйный режим распыления жидкостей при $U > U_{\min}$ и $\gamma = 6,0 \cdot 10^{-10} + 1,0 \cdot 10^{-9}$ (ом·см) $^{-1}$. Рас-

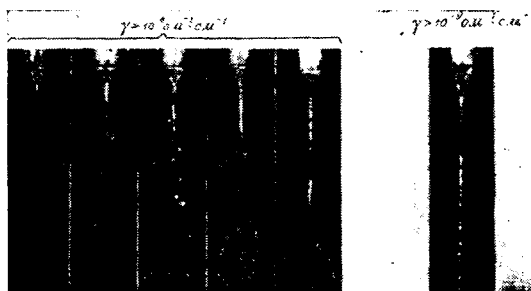


Рис. 3.

смотрим, как влияют на процесс распыления электропроводность, напряжение и расход жидкости.

Если увеличивать напряжение больше U_{\min} , то при некотором его значении наступает струйный режим распыления. Рассмотрим, как происходит переход от режима распыления с отрывом основной капли к струйному режиму. Анализ фотографий процесса распыления позволил сделать вывод, что пока расход жидкости через микросопло меньше, чем поступает из капилляра, происходит увеличение основной капли и диаметра микросопла. При этом увеличение напряжения $U > U_{\min}$ приводит к тому, что жидкость приобретает больший заряд. Скорость жидкости, выходящей через микросопло, увеличивается. При некоторой вытянутости основной капли расход жидкости через капилляр становится равным расходу через микросопло и основная капля прекращает увеличиваться. При этом параметры струи остаются неизменными (рис. 3) и прекращается увеличение размера капель, образующихся из конца струи. Чем больше напряжение, тем больший заряд приобретает жидкость, и струйный режим наступает при меньшей вытянутости основной капли. При этом диаметр микросопла, а следовательно, и диаметр струи уменьшаются.

Экспериментальные исследования показали, что при увеличении электропроводности возрастает скорость зарядки жидкости. Это приводит к увеличению скорости движения жидкости через микросопло, и струйный режим возникает раньше при большем значении электропроводности.

Скорость движения жидкости через микросопло определяется не только электрическими силами, но и избыточным давлением, т. е. величиной столба жидкости, что равносильно росту расхода, приводит к увеличению скорости жидкости через микросопло. Поэтому при большем расходе раньше наступает равенство количества жидкости, вытекающей из капилляра, с количеством жидкости, выходящей через микросопло, т. е. струйный режим возникает раньше. При увеличении расхода уменьшается скорость зарядки жидкости, что приводит к увеличению основной капли. Струйный режим устанавливается при большем диаметре микросопла, т. е. диаметр струи увеличивается.

При анализе процессов предполагалось, что в рассматриваемом диапазоне электропроводностей жидкости не успевают приобрести предельный заряд к моменту образования капель из струи. Поэтому необходимо приближенно оценить справедливость такого допущения, что позволит определить степень зарядки капель, возникающих при распылении. Для примера рассмотрим распыление 27%-ного раствора изопропилового спирта в толуоле при напряжении $U = 16$ кв и расходе $G = 0,44$ г/мин. Параметры жидкости при этом следующие: длина основной капли $l_0 \approx 0,18$ см; длина струи $l_c \approx 0,75$ см; диаметр струи $d_c \approx 0,015$ см. Капилляр выступает из плоскости на $l_k \approx 0,24$ см.

Для упрощения расчетов жидкость с указанными выше параметрами и выступающая часть капилляра аппроксимированы полуэллипсоидом вращения с величиной большой полуоси $a = 0,17$ см и малой полуоси $b = 0,02$ см. При аппроксимации старались добиться максимального приближения пара-

метров полуэллипсоида к параметрам жидкости, так как капилляр мало влияет на распределение зарядов на конце струи. Объемный заряд находящейся в межэлектродном промежутке жидкости не учитывался. Зарядка жидкости происходит в процессе образования струи. Поэтому кинетику зарядки необходимо рассчитывать с учетом движения жидкости.

Из дифференциального уравнения, описывающего кинетику зарядки полуэллипсоидальной капли с учетом движения жидкости, не удастся получить в явном виде зависимость плотности заряда на поверхности σ от времени зарядки t . Поэтому приближенно процесс зарядки можно рассчитать следующим образом. Будем считать, что на плоскости находится полуэллипсоидальная капля. Во времени происходит изменение объема капли за счет поступающей из капилляра жидкости. Причем изменяется только величина большой полуоси a , малая полуось b остается постоянной. Время зарядки в этом случае равно времени формирования полуэллипсоидальной капли:

$$t_3 = \frac{V}{v} = \frac{2/3\pi ab^2}{v},$$

где V — объем полуэллипсоида; v — объемная скорость жидкости.

За исходный примем полуэллипсоид с таким соотношением полуосей a_0 и b , когда при данном расходе имеет место предельное распределение плотности заряда на поверхности, т. е. время зарядки (время формирования) t_{30} полуэллипсоида с полуосями a_0 и b составляет не менее $3\tau_{30}$, где τ_{30} — постоянная времени зарядки полуэллипсоида с полуосями a_0 и b . Разобьем время, за которое большая полуось эллипсоида изменяется от a_0 до a , на n равных частей. За каждый интервал времени

$$\Delta t = \frac{t_3 - t_{30}}{n}$$

большая полуось изменяется на Δa . Предельная плотность заряда σ_0 на конце полуэллипсоида с полуосями a_0 и b в момент времени t_{30} определяется выражением [Л. 3]:

$$\sigma_0 = \frac{\epsilon_0 E_0}{z}.$$

Положим, что большая полуось a_0 мгновенно увеличивается до $a_1 = a_0 + \Delta a$, а поверхностная плотность заряда сохраняется равной σ и пусть в течение времени Δt происходит зарядка полуэллипсоида с большей полуосью a_1 до значения σ_1 . Начальную плотность заряда, равную σ_0 , для полуэллипсоида с полуосями a_1 и b можно записать в виде [Л. 3]:

$$\sigma_0 = \sigma_{1\infty} + (\sigma_{10} - \sigma_{1\infty}) \exp(-t_{10}/\tau_1),$$

где $\sigma_{1\infty}$ и σ_{10} — соответственно плотность заряда при $t = \infty$ и $t = 0$ для значений полуосей a_1 и b ; τ_1 — постоянная времени зарядки эллипсоида с полуосями a_1 и b ; t_{10} — время, за которое незаряженный полуэллипсоид с полуосями a_1 и b приобретает плотность заряда σ_0 .

Из последнего выражения получим:

$$t_{10} = \tau_1 \ln \frac{\sigma_{10} - \sigma_{1\infty}}{\sigma_0 - \sigma_{1\infty}}.$$

Тогда полуэллипсоид в момент времени $t_{31} = t_{30} + \Delta t$ будет иметь плотность заряда, равную

$$\sigma_1 = \sigma_{1\infty} + (\sigma_{10} - \sigma_{1\infty}) \exp\left[-\frac{t_{10} + (t_1 - t_0)}{\tau_1}\right].$$

Далее полагаем, что большая полуось увеличивается мгновенно от a_1 до a_2 , а при значении a_2 в течение времени Δt происходит зарядка полуэллипсоида, имеющего начальную плотность заряда σ_1 , до значения σ_2 . Проводя таким образом расчеты до t_3 , получим значение плотности заряда на конце полуэллипсоида в момент окончания его формирования. Понятно, что, разбивая время зарядки на большее число интервалов, можно получить более точное решение. Расчет, проведенный для указанного выше случая, при разбиении времени зарядки на 10 интервалов, показывает, что жидкость приобретает менее 50% предельного заряда к концу формирования струи, т. е. имеет место незарядка жидкости. Следовательно, образующиеся из струи отдельные капли не успевают приобрести предельный заряд.

Режим распыления с периодическим отрывом жидкости от зарядного электрода при $U > U_{\min}$ и $\gamma = 1,0 \cdot 10^{-8} \div 5 \cdot 10^{-6}$ (ом·см) $^{-1}$. В диапазоне значений электропроводности $1,0 \cdot 10^{-8} \div 5 \cdot 10^{-6}$ (ом·см) $^{-1}$ распыление сопровождается отрывом жидкости от капилляра (рис. 3). По характеру процесс распыления остается таким же, как и при напряжении $U = U_{\min}$ — периодически происходит образование мелких и крупных капель.

Анализ фотографий процесса распыления и дисперсности образующихся капель показывает, что с увеличением напряжения и уменьшением расхода диаметр отрывающихся струй уменьшается. При этом уменьшается и размер капель.

С увеличением электропроводности уменьшается длина отрываемой от капилляра струи жидкости и увеличивается размер крупных капель, образующихся из оторвавшейся струи.

Рост электропроводности вызывает увеличение скорости зарядки жидкости, что должно приводить к увеличению скорости движения жидкости через микросопло. Поэтому можно было ожидать, что режим распыления с постоянной существующей струей будет наступать раньше (при меньших значениях напряжения), чем в случае жидкостей с низкой электропроводностью. Однако этого не происходит, и жидкость отрывается от капилляра, как при низких напряжениях. Поэтому можно предположить, что такой характер распыления вызывается понижением напряженности поля на поверхности жидкости. Возрастающую напряженности на поверхности жидкости могут препятствовать коронный разряд, возникающий при образовании струи из конца основной капли, и объемный заряд капель жидкости, находящихся в межэлектродном промежутке. Прежде всего определим, имеет ли место коронный разряд при распылении жидкостей с коэффициентом поверхностного натяжения $\alpha < \alpha_{кр}$, и если коронный разряд возникает, выясним его характер и влияние на процесс распыления. Важную информацию для решения этих вопросов можно получить осциллографированием токов, сопоставлением их с картиной распыления. При этом необходимо одновремен-

но регистрировать свечение, вызываемое коронным разрядом, чтобы убедиться в его возникновении.

Роль коронного разряда при распылении жидкостей с $\alpha < \alpha_{кр}$. Имеющиеся в [Л. 4 и 5] данные по наблюдению формы токов при распылении жидкостей носят характер констатации и не используются для объяснения происходящих процессов. Сопоставление картины распыления с осциллограммами токов и сигналов, обусловленных свечением при коронном разряде, позволяет глубже разобраться в механизме распыления и физике явлений. Для регистрации свечения при коронном разряде был использован фотоэлектронный умножитель. На экране осциллографа регистрировались одновременно две осциллограммы — тока и напряжения, пропорционального световому излучению разряда.

Как было установлено выше, характер картины распыления в случае жидкостей с $\gamma > 1,0 \times 10^{-8} \text{ (ом} \cdot \text{см)}^{-1}$ следующий: из конца основной капли происходит образование струи, которая утолщается по мере распыления жидкости и в некоторый момент отрывается от капилляра (рис. 3). Ток имеет характер отдельных импульсов (рис. 4). Частота импульсов тока характеризует периодичность процесса распыления. Для примера рассмотрим процесс распыления изопропилового спирта. При напряжении $U = 14 \text{ кВ}$ (рис. 4,а) осциллограммы тока (кривая 2, $t_i = 4,5 \cdot 10^{-8} \text{ а/дел}$; $t_t = 5 \text{ мсек/дел}$) и сигнала от ФЭУ (кривая 1) показывают, что в этом режиме коронный разряд не возникает. Он возникает при напряжении $U = 16 \text{ кВ}$ (рис. 4,б, где $t_i = 9,1 \cdot 10^{-8} \text{ а/дел}$; $t_t = 5 \text{ мсек/дел}$). При этом сигнал с ФЭУ показывает, что коронный разряд возникает только в интервалы времени, соответствующие фронту импульса тока; в остальное время протекания тока коронный разряд отсутствует и, следовательно, ток обусловлен движением заряженной жидкости. Такая же картина наблюдается и при более высоком напряжении (рис. 4,в, где $U = 18 \text{ кВ}$; $t_i = 2,88 \cdot 10^{-7} \text{ а/дел}$; $t_t = 5 \text{ мсек/дел}$).

В [Л. 1] было установлено отсутствие коронного разряда до образования струи для жидкостей

с $\alpha < \alpha_{кр}$, поэтому логично было предположить, что коронный разряд возникает в момент образования струи из конца основной капли, когда практически вблизи последней отсутствуют заряженные частицы. Как только струя начинает дробиться на капли, коронный разряд прекращается. Для проверки этого предположения проделан следующий эксперимент.

При напряжении $U = 16 \text{ кВ}$ (рис. 4,б) и расходе $G = 0,11 \text{ г/мин}$ производилось фотографирование процесса распыления. Осциллограмма тока (кривая 2) показывает (рис. 4), что процесс является стабильным по частоте, а возникающие импульсы одинаковы по форме, длительности и амплитуде. Эти данные и анализ многочисленных фотографий процесса позволяют сделать вывод, что капля жидкости, периодически образующаяся на конце капилляра, каждый раз имеет одинаковые параметры. С длительным временем экспозиции была произведена регистрация на фотопленку свечения при коронном разряде. Было обнаружено, что почернение фотопленки наблюдается в очень узкой области. Совмещение картины последовательных состояний основной капли на капилляре с кадром, где изображено только почернение от светового действия коронного разряда, показало, что корона возникает непосредственно в момент образования струи из конца основной капли. Следовательно, момент образования струи соответствует фронту импульса тока на осциллограмме.

С уменьшением электропроводности жидкостей коронный разряд возникает при больших значениях напряжения.

Таким образом, сопоставление картины распыления с осциллограммами тока показывает, что в случае жидкостей с $\alpha < \alpha_{кр}$ коронный разряд может возникать только в момент образования струи. Как только струя начинает дробиться на капли, коронный разряд прекращается и практически не влияет на дальнейший процесс распыления жидкости.

Сопоставление осциллограммы тока и картины распыления позволяет также разобраться в особенностях механизма зарядки жидкости при формировании струи. Общий ток, протекающий через струю, складывается из тока проводимости и тока, обусловленного движением заряженной жидкости (тока переноса). Осциллограмма тока для струйного режима показывает, что ток имеет постоянную величину. Например, при распылении 27%-ного раствора изопропилового спирта в толуоле при $U = 20 \text{ кВ}$ и $G = 0,11 \text{ г/мин}$ ток равен $3,2 \cdot 10^{-8} \text{ а}$. Параметры струи при этом составляют: длина $l_c = 0,45 \text{ см}$, диаметр не более $0,015 \text{ см}$. Сопротивление струи равно $2,3 \cdot 10^{12} \text{ ом}$. Если измеренный ток является током проводимости, то на струе должно быть падение напряжения

$$U = 3,2 \cdot 10^{-8} \cdot 2,3 \cdot 10^{12} = 74 \text{ кВ.}$$

Однако такое падение напряжения на струе не может быть, так как к промежутку приложено напряжение только 20 кВ . Следовательно, ток в струе обусловлен не током проводимости, а током переноса, т. е. движением заряженной жидкости под действием сил электрического поля. Зарядка же жидкости происходит в основном на кромке зарядного электрода при формировании основной капли.

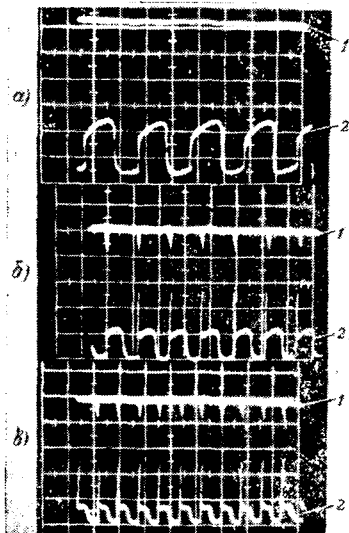


Рис. 4.

Влияние объемного заряда распыленной жидкости на процесс распыления. Капли распыленной жидкости имеют заряд одного знака с зарядным электродом и жидкостью, находящейся на нем. Присутствие объемного заряда в промежутке вызывает снижение напряженности поля на поверхности жидкости. Ясно, что чем больше величина объемного заряда, тем сильнее понижается напряженность на поверхности жидкости. В результате этого уменьшается электрическая сила, действующая на жидкость, а следовательно, и скорость движения жидкости в струе. Это приводит к увеличению диаметра струи и образованию более крупных капель.

Рассмотрим, как изменяется объемный заряд капель при увеличении электропроводности. Такую зависимость можно получить с помощью осциллограмм тока, исключив ток, обусловленный коронным разрядом. Были проведены измерения среднего заряда, внедренного в промежуток в единицу времени, при напряжении $U=18$ кВ и расходе $G=0.11$ г/мин в диапазоне электропроводностей от $6.67 \cdot 10^{-10}$ до $3.5 \cdot 10^{-8}$ (ом·см) $^{-1}$. Для сравнения бралась величина среднего тока при наличии распыления жидкости. В струйном режиме средний ток равен измеренному значению, так как значение тока остается постоянным во времени, а при пульсациях распыления величина среднего тока i_{cp} бралась за один импульс распыления:

$$i_{cp} = \frac{1}{t_0} \int_0^{t_0} i dt,$$

где t_0 — длительность импульса тока (импульса распыления).

Результаты измерений представлены в виде зависимости $i_{cp}=f(\gamma)$ на рис. 5,а. Полученные данные показывают, что с ростом электропроводности увеличивается объемный заряд в промежутке. При этом величина объемного заряда при $\gamma=1.1 \times 10^{-9}$ (ом·см) $^{-1}$ в 5 раз меньше, чем при $\gamma=3.5 \times 10^{-8}$ (ом·см) $^{-1}$. Таким образом, с одной стороны рост электропроводности приводит к увеличению степени зарядки, и тем самым уменьшаются размеры образующихся капель; с другой стороны рост электропроводности приводит к увеличению объемного заряда, что вызывает увеличение размера капель. Анализ дисперсности показывает, что оптимальные значения электропроводности для исследуемых жидкостей, когда размеры образующихся капель минимальны, находятся в диапазоне $10^{-9} \div 10^{-8}$ (ом·см) $^{-1}$, если вязкость менее 5 спз.

С увеличением вязкости жидкости оптимальная область по электропроводности смещается в сторону больших значений. Например, в случае эмали МЛ-12-94, имеющей вязкость 70 спз, оптимальное значение электропроводности составляет примерно 10^{-8} (ом·см) $^{-1}$.

В [Л. 6] отмечается, что для получения хорошего распыления необходимо с ростом электропровод-

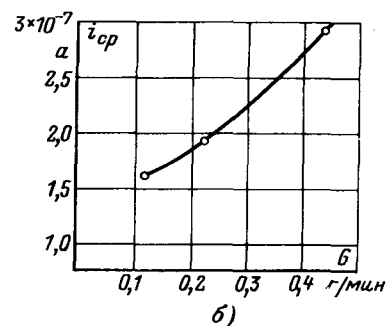
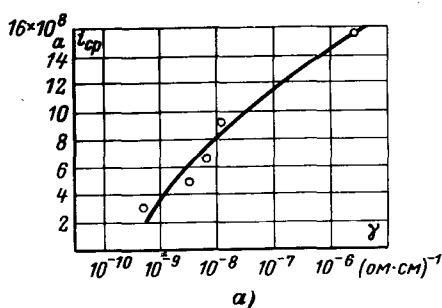


Рис. 5.

ности уменьшать расход жидкости. Причина этого становится ясной, если определить, как изменяется объемный заряд жидкости в промежутке с изменением расхода. Оказалось, что с ростом расхода объемный заряд жидкости в промежутке увеличивается (рис. 5,б). Следовательно, для хорошего распыления жидкости с увеличением электропроводности необходимо уменьшать расход, чтобы снизить величину объемного заряда. Сравнение красок с оптимальными свойствами, применяемых при электрокраске, и исследуемой жидкости, имеющей $\gamma=1.1 \times 10^{-9}$ (ом·см) $^{-1}$, показывает, что их характер распыления одинаков, а образующиеся капли имеют равные размер и средний заряд. Поэтому влияние объемного заряда капель, находящихся в межэлектродном промежутке, одинаково.

Выводы. 1. Распыление жидкостей в электрическом поле происходит как с образованием стабильной струи ($\gamma=6.0 \cdot 10^{-10} \div 1.0 \cdot 10^{-9}$ ом $^{-1}$ см $^{-1}$), так и с отрывом жидкости от зарядного электрода ($\gamma=1.0 \cdot 10^{-8} \div 5 \cdot 10^{-8}$ ом $^{-1}$ см $^{-1}$).

2. Увеличение напряжения и уменьшение расхода жидкости улучшают качество распыления.

3. Коронный разряд, возникающий у поверхности жидкости, не влияет на процесс распыления, если коэффициент поверхностного натяжения распыляемой жидкости меньше критического.

4. При увеличении электропроводности жидкости более 10^{-8} ом $^{-1}$ см $^{-1}$ качество распыления ухудшается из-за большого объемного заряда, образующегося в межэлектродном промежутке.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Буреав Т. К., Верещагин И. П. Физические процессы при распылении жидкостей в электрическом поле.— Изв. АН СССР. «Энергетика и транспорт», 1971, № 5, с. 70—79.
2. Попов С. И., Губенский В. А. О механизме образования капель при электростатическом распылении лакокрасочных материалов.— «Лакокрасочные материалы и их применение», 1967, № 1, с. 27—29.
3. Джуварлы Ч. М., Вочхайзер Г. В., Штейншрайбер В. Я. Трехосный диэлектрический эллипсоид в электрическом поле при учете проводимости. Изв. АН СССР. «Энергетика и транспорт», 1969, № 1, с. 41—44.
4. Карсон, Хандрикс. Электрическое распыление жидкостей в режиме естественных пульсаций.— Ракетная техника и космонавтика», 1965, № 6, с. 110—114.
5. Deshon W. E., Carson R. S. Electric Field Investigations and a Model Electrical Liquid Spruind. Journal of Colloid and Interface Science, 1968, 28, № 1, p. 161.
6. Schene H. Untersuchungen über die elektrostatische Zerstäubbarkeit von Lacken. Industrie-Lackier-Betrieb, 1966, № 10, s. 431, 1966, № 11, s. 471.

Влияние резонансного поглощения на диэлектрические потери политетрафторэтилена при криогенных температурах и сверхвысоких частотах

Н. Н. ХРЕНКОВ

Москва

Развитие криогенной электро- и радиотехники требует тщательного изучения свойств диэлектриков при низких температурах. Хорошо известно, что при криогенных температурах $\operatorname{tg} \delta$ неполярных полимеров уменьшается приблизительно до 10^{-6} . Эта мизерная для обычных устройств величина может иметь серьезное влияние на потери электромагнитной энергии в криогенных и особенно сверхпроводящих устройствах сверхвысокочастотного (СВЧ) диапазона.

Влияние криогенных температур на механизмы диэлектрических потерь в СВЧ диапазоне рассмотрено только в [Л. 1]. Потери связываются с влиянием проводящих частиц, примесей, диполей и электрострикции.

Показано, что потери проводимости и дипольные потери, наблюдающиеся при нормальной температуре, при охлаждении должны убывать по экспоненте, т. е. очень резко. Действительно, если предположить, что при низких температурах не проявляются новые механизмы дипольных потерь, то охлаждение даже до температуры жидкого азота должно полностью исключить дипольные потери и потери проводимости в СВЧ диапазоне.

В [Л. 1] утверждается, что при гелиевых температурах основной вклад будут вносить электрострикционные потери, которые убывают не так резко, как дипольные, а по закону T^2 . Максимальное значение $\operatorname{tg} \delta$ неполярных полимеров типа политетрафторэтилена и политетрафторэтилена при $4,2^\circ\text{K}$ оценивается величиной $4 \cdot 10^{-8}$, что на два порядка отличается от экспериментальных данных [Л. 2].

В [Л. 3] есть указание, что на СВЧ можно ожидать наложения пиков резонансных потерь на дипольные потери. Однако тщательный анализ литературных данных показал, что самые низкочастотные пики инфракрасных резонансных потерь полимеров лежат в области 10^{12} гц, т. е. по крайней мере на порядок выше интересующего нас диапазона. Даже небольшое смещение по частоте от максимума резонансного поглощения приводит к резкому уменьшению резонансных потерь. По этой причине при нормальной температуре с влиянием резонансных потерь до частот около $5 \cdot 10^{10}$ гц можно не считаться, так как резонансные потери маскируются дипольными. Иное дело при криогенных температурах. Резонансное поглощение в отличие от дипольных и электрострикционных потерь мало зависит от температуры.

Было сделано предположение, что в неполярных полимерах диэлектрические потери при криогенных температурах и СВЧ определяются влиянием «хвостов» резонансных пиков, максимумы которых лежат в основной инфракрасной области. Резонансные потери хотя и очень малы в стороне от резонансной частоты, но их величина может

оказаться соизмеримой с величиной $\operatorname{tg} \delta = 10^{-6}$, полученной экспериментально.

Для проверки сделанного предположения потребовалось разработать метод расчета величины резонансных потерь в диапазоне СВЧ по инфракрасным спектрам.

В сверхпроводящих и криогенных СВЧ устройствах в качестве диэлектрика чаще всего используется политетрафторэтилен (ПТФЭ) благодаря сочетанию хороших электрических и механических свойств во всем диапазоне температур от 300 до 1°K .

На примере этого материала выполнен расчет влияния резонансного поглощения на диэлектрические потери при криогенных температурах в диапазоне 10^9 — 10^{11} гц, который и подтвердил сделанные предположения.

Возможны два вида резонансного поглощения: поглощение, связанное со смещениями атомов в молекуле, которое наблюдается в ПТФЭ в диапазоне 10^{12} — 10^{14} гц [Л. 4 и 5]; поглощение, связанное со смещениями электронных облаков и наблюдающееся при частотах около 10^{15} гц [Л. 6].

Рассмотрим влияние только инфракрасного поглощения, так как эта область лежит достаточно близко к интересующей нас области частот.

Влияние инфракрасного поглощения на потери при СВЧ в ПТФЭ должно быть заметным, так как этому материалу свойствен ощутимый «скачок» диэлектрической проницаемости в диапазоне инфракрасных волн. Разница между диэлектрической проницаемостью и квадратом показателя преломления составляет $0,27$ [Л. 3].

Метод расчета составляющей диэлектрических потерь, обусловленной резонансным поглощением. Отдельная линия резонансного поглощения может быть описана выражениями, полученными на основе модели простого гармонического осциллятора, колеблющегося с затуханием [Л. 7]:

$$\epsilon' = \epsilon_\infty + \frac{NPq}{m} \frac{\omega_0^2 - \omega^2}{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + r^2\omega^2}; \quad (1)$$

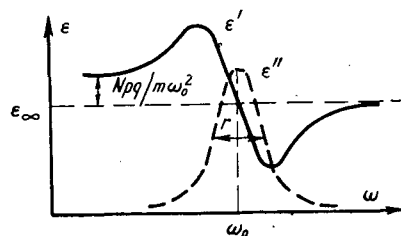


Рис. 1. Частотные зависимости ϵ' и ϵ'' в полосе резонансного поглощения.

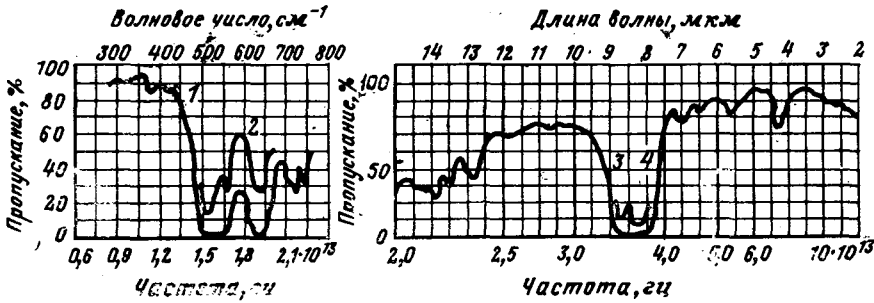


Рис. 2. Инфракрасный спектр политетрафторэтилена (Hostafflon TF-14). Основные кривые для пленки толщиной 0,04 мм, внутренние — для пленки толщиной 0,008 мм [Л. 8].

$$\epsilon'' = \frac{NPq}{m} \frac{r\omega}{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + r^2\omega^2}, \quad (2)$$

где ϵ' — относительная диэлектрическая проницаемость; ϵ'' — коэффициент диэлектрических потерь; ϵ_∞ — диэлектрическая проницаемость при частотах выше полосы поглощения; N — число осцилляторов в единице объема; P — возмущающая сила в единичном электрическом поле; q — заряд; m — масса колеблющегося заряда; r — постоянная диссипации; ω — круговая частота; ω_0 — резонансная частота.

Кривые частотной зависимости ϵ' и ϵ'' , соответствующие (1) и (2), приводятся на рис. 1.

При $\omega = \omega_0$ коэффициент потерь достигает максимального значения:

$$\epsilon''_{\max} = \frac{NPq}{m\omega_0 r}. \quad (3)$$

Постоянная диссипации, входящая в приведенные формулы, характеризует эффект рассеяния энергии колеблющимся осциллятором. Она может быть определена как половина ширины пика поглощения (ширина пика на половине максимальной высоты).

В [Л. 4, 5 и 8] приводятся спектры инфракрасного поглощения ПТФЭ, которые характеризуют этот материал в широкой области частот от $5 \cdot 10^{11}$ до 10^{14} гц при нормальной температуре. В этой области обнаружено четыре основных пика инфракрасного поглощения (рис. 2).

Для решения поставленной задачи данные по инфракрасному поглощению требуется описать в терминах теории диэлектриков.

Свойства материала могут быть описаны комплексным показателем преломления $n^* = n - ik_n$ и комплексной диэлектрической проницаемостью $\epsilon^* = \epsilon' - i\epsilon''$, между которыми существуют следующие соотношения [Л. 9]:

$$\epsilon^* = n^{*2};$$

$$\epsilon^* = \epsilon' - i\epsilon'' = (n^2 - k_n^2) - i2nk_n. \quad (4)$$

Здесь n — показатель преломления; k_n — показатель поглощения, который характеризует поглощение света полимером и связан с линейным коэффициентом поглощения μ :

$$k_n = \frac{c}{4\pi f} \mu, \quad (5)$$

где f — частота; c — скорость света.

Линейный коэффициент поглощения определяется из спектров инфракрасного поглощения [Л. 9]:

$$I = I_0 e^{-\mu d}, \quad (6)$$

где I_0 и I — интенсивность исходной волны и волны, прошедшей через полимер; d — толщина слоя полимера.

По данным рис. 2 и по (5) и (6) можно определить значение показателя поглощения. Значения μ и k_n , полученные на частотах максимального поглощения, приводятся в табл. 1, а на рис. 3 показана зависимость показателя поглощения от частоты.

Для определения ϵ'' надо знать величину показателя преломления на соответствующей частоте. Согласно [Л. 3] показатель преломления ПТФЭ в оптическом диапазоне равен 1,35. На СВЧ с достаточной степенью точности можно считать $n = \sqrt{\epsilon'}$, так как $k_n < 10^{-3}$. По данным [Л. 3] $\epsilon' = 2,09$ в этой области частот и, следовательно, $n_{\text{свч}} = 1,45$.

Приведенных данных недостаточно, но с большой степенью точности можно принять коэффициент преломления равным 1,4 для первых двух пиков и 1,35 для третьего и четвертого пика.

Максимальные значения коэффициента диэлектрических потерь в пиках с учетом принятого допущения составят:

$$\epsilon''_{1\max} = 1,15; \quad \epsilon''_{2\max} = 0,64; \quad \epsilon''_{3\max} = 0,57; \quad \epsilon''_{4\max} = 0,57.$$

Для расчета частотного хода дипольных потерь предварительно требуется определить постоянную диссипации для каждого пика. Постоянные диссипации определялись графически по рис. 3 (см. табл. 1).

Выражения (1) и (2) в том виде, как они приведены в [Л. 7] не пригодны для вычислений, поскольку не известна величина множителя NPq/m . Эту трудность можно обойти следующим образом. С каждой линией резонансного поглощения связан определенный «скачок» диэлектрической проницаемости. Величина скачка, если положить $\omega = 0$, определяется выражением:

$$\Delta\epsilon' = \frac{NPq}{m\omega_0^2}. \quad (7)$$

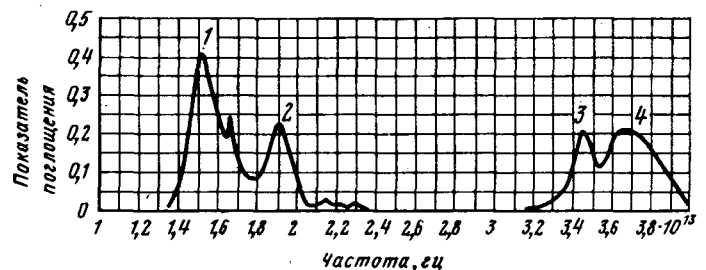


Рис. 3. Показатель поглощения политетрафторэтилена в инфракрасной области.

Таблица 1

Вклад резонансного поглощения при нормальной температуре

Номер резонансного пика	Резонансная частота $f_m \cdot 10^3, \text{ гц}$	Круговая резонансная частота $\omega_0 \cdot 10^4, \text{ с/сек}^{-1}$	Поглощение в пленке толщиной 0,008 мм (рис. 2), %	Линейный коэффициент поглощения $\mu_m \cdot 10^3$ при $\omega = \omega_0, \text{ м}^{-1}$	Показатель поглощения $K_{\text{ДПМ}}$ при $\omega = \omega_0$	Постоянная диссипации $r \cdot 10^3, \text{ с/сек}^{-1}$	$\Delta \epsilon'$	Относительная диэлектрическая проницаемость ϵ''_m при $\omega = \omega_0$	Показатель поглощения μ_m при $\omega = \omega_0$	Коэффициент диэлектрических потерь ϵ''_m при $\omega = \omega_0$	$\epsilon'' = \varphi(f), T = 293 \text{ }^\circ\text{K}$			
											10^9 гц	10^{10} гц	10^{11} гц	
До 1	$< 10^{13}$	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
1	1,5	0,95	87	2,55	0,41	1,13	0,137	2,086	1,44	1,15	$1,07 \cdot 10^{-6}$	$1,07 \cdot 10^{-5}$	$1,07 \cdot 10^{-4}$	—
2	1,9	1,2	75	1,73	0,23	0,94	0,050	1,949	1,405	0,64	$0,2 \cdot 10^{-6}$	$0,2 \cdot 10^{-5}$	$0,2 \cdot 10^{-4}$	—
3	3,45	2,2	91	3,00	0,21	0,94	0,024	1,875	1,38	0,58	$0,03 \cdot 10^{-6}$	$0,03 \cdot 10^{-5}$	$0,03 \cdot 10^{-4}$	—
4	3,7	2,3	93	3,32	0,21	2,2	0,055	1,82	1,36	0,57	$0,14 \cdot 10^{-6}$	$0,14 \cdot 10^{-5}$	$0,14 \cdot 10^{-4}$	—
После 4	$> 10^{14}$	—	—	—	—	—	—	1,82	1,35	—	—	—	—	—
Сумма	—	—	—	—	—	—	0,266	—	—	—	$1,44 \cdot 10^{-6}$	$1,44 \cdot 10^{-5}$	$1,44 \cdot 10^{-4}$	—

Из (3) и (7) получаем:

$$\Delta \epsilon' = \frac{\epsilon''_{\text{max}} r}{\omega_0} \quad (8)$$

Предлагаемый метод определения скачка диэлектрической проницаемости проще приводимого в [Л. 3 и 10]:

$$\Delta \epsilon' = \frac{2}{\pi} \int \epsilon'' d(\ln \omega), \quad (9)$$

поскольку последний требует интегрирования по всей полосе поглощения, а самое главное, требуется знание зависимости коэффициента диэлектрических потерь от частоты.

Значения $\Delta \epsilon'$, определенные по (8), приводятся в табл. 1. Наибольший «скачок», равный 0,137, связан с первым пиком поглощения. Интересно отметить, что сумма скачков равна 0,266, т. е. прекрасно согласуется с величиной $\Delta \epsilon' = 0,27$, приводимой в [Л. 3].

Выражения (1) и (2) с учетом (7) и (8) принимают вид, который позволяет произвести необходимые вычисления:

$$\epsilon' = \epsilon_\infty + \frac{\Delta \epsilon' \omega_0^2 (\omega_0^2 - \omega^2)}{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + r^2 \omega^2}; \quad (10)$$

$$\epsilon'' = \frac{\Delta \epsilon' r \omega \omega_0^2}{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + r^2 \omega^2} \quad (11)$$

В интересующей нас области частот $\omega \ll \omega_0$, что позволяет упростить выражение (11):

$$\epsilon'' = \frac{\Delta \epsilon' r \omega}{\omega_0^2} \quad (12)$$

По выражению (12) был выполнен расчет диэлектрических потерь от резонансного поглощения на частотах $10^9, 10^{10}$ и 10^{11} гц для каждого из четырех основных пиков. Общая величина потерь определялась как сумма потерь от всех пиков. Расчет этот справедлив только для температуры $293 \text{ }^\circ\text{K}$, так как использовались спектры поглощения, полученные при нормальных условиях (табл. 1).

Влияние низких температур. В (10) и (11) зависимой от температуры величиной является постоянная диссипации r . К сожалению, зависимость ее от температуры не известна, а экспериментальных данных совершенно недостаточно для расчетов.

В [Л. 10] для коэффициента диэлектрических потерь, связанного с резонансным поглощением, приводится выражение:

$$\epsilon'' = \frac{1}{2} \Delta \epsilon' \left[\frac{\omega \tau}{1 + (\omega + \omega_0)^2 \tau^2} + \frac{\omega \tau}{1 + (\omega - \omega_0)^2 \tau^2} \right] \quad (13)$$

Важно отметить, что это выражение учитывает рассеяние энергии, связанное только с соударениями колеблющихся осцилляторов с окружающими молекулами. Частота соударений определяется величиной времени релаксации τ — среднестатистическим временем между соударениями осциллятора с окружающими молекулами. Между тем, эффекты рассеяния электромагнитной энергии связаны не только с соударениями, но и с тем, что осцилляторы движутся с ускорением [Л. 7].

Для расчета коэффициента диэлектрических потерь по (13) значение $\Delta \epsilon'$ выбиралось из табл. 1.

¹ Значение $\Delta \epsilon'$ также зависит от температуры. При охлаждении до $4 \text{ }^\circ\text{K}$ значение $\Delta \epsilon'$ возрастает не более, чем на 10%, поэтому можно считать $\Delta \epsilon'$ постоянной.

Таблица 2

Номер резонансного пика	$\Delta \epsilon'$	ϵ''_m	$\tau \cdot 10^{-13} \text{ нс}$ $T = 293 \text{ }^\circ\text{K}$ с/сек	$\omega_0 \cdot 10^4, \text{ с/сек}^{-1}$	$\tau_0 \cdot 10^{-14}, \text{ с/сек}$	$\nu \cdot 10^{21}, \text{ Дж}$	$\tau = f(T)$		$\epsilon'' = f(T), f = 10^{10} \text{ гц}$		
							$T = 77 \text{ }^\circ\text{K}, \text{ с/сек}$	$T = 4 \text{ }^\circ\text{K}, \text{ с/сек}$	$T = 293 \text{ }^\circ\text{K}$	$T = 77 \text{ }^\circ\text{K}$	$T = 4 \text{ }^\circ\text{K}$
							1	0,137	1,15	1,77	0,95
2	0,050	0,64	2,1	1,2	5,25	5,6	$1 \cdot 10^{-11}$	$> 10^{15}$	$1,06 \cdot 10^{-6}$	$0,22 \cdot 10^{-7}$	$< 10^{-30}$
3	0,024	0,58	2,2	2,2	2,85	8,3	$6,3 \cdot 10^{-11}$	$> 10^{15}$	$0,14 \cdot 10^{-6}$	$5 \cdot 10^{-10}$	$< 10^{-30}$
4	0,055	0,57	0,9	2,3	2,73	4,8	$2,5 \cdot 10^{-12}$	$> 10^{15}$	$0,72 \cdot 10^{-6}$	$0,25 \cdot 10^{-7}$	$< 10^{-30}$
Сумма	—	—	—	—	—	—	—	—	$7,4 \cdot 10^{-6}$	$3,9 \cdot 10^{-7}$	$< 10^{-30}$

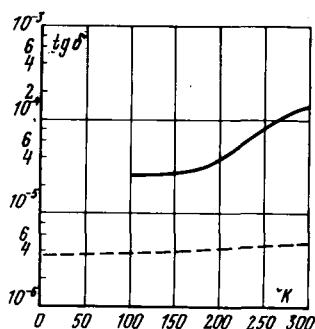


Рис. 4. Тангенс угла диэлектрических потерь политетрафторэтилена при низких температурах на частоте 7 Гц.

— эксперимент; --- резонансные потери (расчет).

Величина τ для каждого пика определялась по выражению, которое справедливо при $\omega\tau \gg 1$ (для рассматриваемых пиков последнее условие выполняется):

$$\varepsilon''_{\max} = \frac{1}{2} \Delta\varepsilon' \omega_0 \tau. \quad (14)$$

Время релаксации τ зависит от температуры. Эту зависимость можно описать уравнением, которое обычно используется для релаксационных процессов [Л. 3]:

$$\tau = \tau_0 e^{\frac{W}{kT}}, \quad (15)$$

где $\tau_0 = 2\pi/\omega_0$; W — энергия активации процесса; T — температура; k — постоянная Больцмана.

Энергию активации считаем не зависящей от температуры. Ее величина определялась из данных по τ и ω_0 при $T = 293$ °К.

Поскольку нас интересует область частот, далекая от резонансной, то $\omega \ll \omega_0$ и, кроме того, $\omega\tau \gg 1$. С учетом этих замечаний выражение (13) можно значительно упростить:

$$\varepsilon'' = \frac{\Delta\varepsilon' \omega}{\omega_0^2} \text{ при } \omega \ll \omega_0. \quad (16)$$

По (16) с учетом (15) выполнен расчет диэлектрических потерь в зависимости от температуры, приведенный в табл. 2 (частота 10 Гц). Для других частот расчет не производился, поскольку зависимость ε'' от частоты линейная.

Из табл. 2 видно, что охлаждение резко повышает добротность колеблющегося осциллятора. При гелиевых температурах отсутствует рассеяние энергии при столкновениях с окружающими молекулами. Интересно отметить, что, хотя величины ε''_m и $\Delta\varepsilon'$ для расчета по (14) и (16) принимались такие же, как для расчетов по (12), значения коэффициента потерь получились меньше (ср. данные табл. 1 и 2).

Эта разница в результатах может быть объяснена тем, что выражение (16) учитывает рассеяние только от столкновений, а выражение (12), кроме того, учитывает рассеяние энергии при ускоренном движении зарядов. Охлаждение не должно влиять на эту часть рассеяния, и она сохраняется при самых низких температурах.

Величину этих потерь можно оценить следующим образом. Полная величина резонансных потерь при нормальной температуре составляет $1,5 \cdot 10^{-5}$ на 10 Гц (табл. 1), а максимальные потери при столкновениях на той же частоте и при тех же условиях равны $0,7 \cdot 10^{-5}$ (табл. 2).

Охлаждение до гелиевых температур исклю-

чает последний вид рассеяния, и остаются потери, связанные только с ускоренным движением.

По нашим вычислениям величина этих потерь составит около $1 \cdot 10^{-5}$, а $\text{tg } \delta \approx 5 \cdot 10^{-6}$.

Экспериментальные данные подтверждают незначительное влияние низких температур на резонансное поглощение. Так, в [Л. 5] не обнаружено изменения коэффициента поглощения на частоте $3 \cdot 10^{12}$ гц при охлаждении от комнатной температуры до 120 °К. В [Л. 11] было исследовано влияние температуры на пик поглощения с $f_{\max} = 1,5 \cdot 10^{13}$ гц (1 пик в табл. 1 и 2). Снижение температуры с 320 до 260 °К вызывает уменьшение ширины пика на 20%, причем ниже 290 °К ширина пика от температуры не зависит. Скачкообразное изменение ширины пика при температуре около 293 °К следует связать с известным кристаллическим переходом в ПТФЭ, а не с увеличением времени релаксации.

На рис. 4 приводятся экспериментальные данные по тангенсу угла диэлектрических потерь из [Л. 12] и расчетная кривая резонансных потерь, построенная по предложенной методике для $f = 7,0$ Гц.

Ход экспериментальной кривой в области температур ниже 170 °К можно объяснить влиянием резонансных явлений, так как дипольные потери падают с охлаждением очень резко.

Расчетные и экспериментальные данные позволяют сделать весьма важный вывод, согласно которому даже в идеальном ПТФЭ тангенс угла диэлектрических потерь на СВЧ при гелиевых температурах значительно больше, чем ожидалось по существующим представлениям [Л. 1], и составляет $(0,4-0,7) \cdot 10^{-5}$ при 10 Гц. Если в материале при этих условиях имеются и дипольные потери, то общая величина диэлектрических потерь будет еще больше.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Аллен, Наман. Теория и экспериментальные характеристики сверхпроводящих коаксиальных линий передачи. ТИИЭР, т. 52, № 10, 1964, с. 1237—1245.
2. Shizume P. K. and Vaheer E. Superconducting coaxial delay line. «IRE International Conv. Record» vol 10, March p. 95—102, (1962).
3. Сажин Б. И. и др. Электрические свойства полимеров. Л., «Химия», 1970, 373 с.
4. Liang C. J. and Krimm S. Infrared spectra of high polymers. III Polytetrafluoroethylene and Polychlorotrifluoroethylene «The Journal of Chemical Physics» v. 25, 1956, № 3, p. 563—571.
5. Богенс Р. К., Жуков А. Г. Оптические постоянные фторопласта-4 в длинноволновой инфракрасной области.— «Журнал прикладной спектроскопии», 1967, № 1, т. 6, с. 126.
6. Богородицкий Н. П. и др. Теория диэлектриков. М.— Л., «Энергия», 1965., 344 с.
7. Уэрт Ч., Томсон Р. Физика твердого тела. Изд. 2-е, М., «Мир», 1969, 558 с.
8. Hummel D. Infrared spectra of polymers. N. Y., 1966, 304 p.
9. Яворский Б. М., Детлаф А. А. Справочник по физике. Изд. 4-е. М., «Наука», 1968, 940 с.
10. Фрелих Г. Теория диэлектриков. М., Изд-во иностр. лит., 1960, 252 с.
11. Brown R. G. Vibrational spectra of polytetrafluoroethylene effects of temperature and pressure. «The Journal of Chemical Physics», vol. 40, № 10, p. 2900—2908 (1964).
12. Кокшаров А. М. Релаксационные диэлектрические потери исходного и облученного фторопласта-4.— «Электротехника», 1971, № 1, с. 50—52.

Статистическое исследование энергетических характеристик электролиза алюминия

Инж. П. М. ТВАРДОВСКИЙ

Красноярск

Электролиз расплавов солей металлов, в частности электролиз криолито-глиноземных расплавов, процесс весьма сложный и в настоящее время недостаточно изученный. Расход электрической энергии в этом процессе определяется не только затратами на электролитическую диссоциацию, но и поддержанием температуры процесса, причем в зависимости от условий потерь тепла температура может колебаться в некоторых пределах при постоянстве производительности электролизеров.

Разработка оптимальных режимов электропотребления при электролизе алюминия сдерживается отсутствием математического описания процесса. Известно несколько попыток математической формализации электролиза алюминия, но удовлетворительного математического описания до настоящего времени не предложено и сведения об основных взаимосвязях между параметрами процесса продолжают оставаться недостаточными [Л. 1].

Энергоемкость как собственно электролиза, так и теплового режима процесса обуславливается несколькими технологическими параметрами. Главными из них считаются: сила тока процесса, среднее напряжение на электролизере, анодная плотность тока, выход по току¹, криолитовое отношение², температура электролита и металла, уровень металла, уровень электролита.

На электропотребление при электролизе алюминия известным образом влияют также число обработок ванны в сутки, высота столба анода, падение напряжения в подине, а также напряженность и конфигурация магнитного поля ошиновки в зоне электролизера. Можно принять, что влияние этих факторов при нормальной организации технологического процесса постоянно и сравнительно невелико. Влияние же потерь в элементах схемы электроснабжения и в том числе в ошиновке может рассматриваться отдельно, поскольку эти потери сравнительно легко контролируются. Перечисленные выше параметры, определяющие энергоемкость процесса, связаны также взаимными зависимостями.

В то же время значения напряжения и выхода по току зависят от ряда третьих факторов, значение которых непостоянно. Известно также, что величина выхода по току зависит от напряжения, т. е. $\eta_T = f(U)$. Этой последней зависимостью широко пользуются в существующих системах регулирования электролиза [Л. 2]. Кроме того, выход по току существенно зависит от растворимости

алюминия в электролите, которая определяется криолитовым отношением, концентрацией глинозема и температурой. Таким образом, величина удельного расхода энергии на электролиз алюминия является сложной функцией многих переменных.

В работах по исследованию энергетических режимов электролиза алюминия, в том числе и в таких фундаментальных, как [Л. 3 и 4], были использованы главным образом методы активного эксперимента на лабораторном или экспериментальном оборудовании с варьированием исследуемого параметра при фиксированных остальных. Полученные в результате эмпирические выражения расхода энергии построены на основе детерминированных методов. Не умаляя теоретической и практической ценности подобных выражений, следует отметить, что использование их в качестве базовых для прогнозирования электропотребления серии, состоящей из 180 электролизеров, практически работающих каждый в своем режиме не может быть успешным. Этот вывод целиком подтвержден практикой. В частности, попытки использования для целей нормирования расхода электроэнергии формул, предложенных в [Л. 4], желаемых результатов не дали, хотя эти формулы и используются в проектно-конструкторской практике.

Для исследования влияния параметров процесса на его энергоемкость, т. е. для построения энергетической характеристики серии, по-видимому, перспективнее использование методов математической статистики, поскольку этим методом принципиально доступно описание любого реально существующего процесса или комплекса [Л. 5]. При таком подходе показатели процесса рассматриваются как случайные величины.

Известны достаточно результативные работы, использующие стохастические методы для решения подобных задач относительно менее сложных технологических ситуаций, такие как [Л. 6 и 7], а также работы Б. А. Константинова (Ленинградский инженерно-экономический институт), П. П. Ястребова (Воронежский технологический институт) и В. Т. Мелехина (Ленинградская научно-исследовательская лаборатория промышленно-экономических исследований).

Попытки математического описания связей между параметрами электролиза с помощью стохастических методов также предпринимались, но отличались существенными недостатками, поскольку относились к единичным электролизерам [Л. 8 и 9] или касались связи расхода электроэнергии только с производительностью [Л. 10].

С целью получения математических выражений удельного расхода электроэнергии на электролиз вида

$$\bar{w} = f(x_1, x_2, \dots, x_n), \quad (1)$$

¹ Под выходом по току понимается процентное отношение количества металла, выделяемого при электролизе фактически, к теоретическому количеству, соответствующему закону Фарадея.

² Криолитовым отношением называется молекулярное отношение NaF/AlF_3 , т. е. отношение числа молекул фтористого натрия к числу молекул фтористого алюминия в криолите — растворителе глинозема.

пригодных в качестве дескриптивной модели для исследований в области оптимизации электропотребления при электролизе алюминия, а также для научно обоснованного прогнозирования расходов электроэнергии в алюминиевом производстве, автором выполнено исследование, основанное на изучении статистических связей параметров процесса методами корреляционного анализа. В качестве исходной информации использована техническая отчетность почти всех алюминиевых заводов страны за ряд лет по девяти параметрам процесса. Всего более 20 000 наблюдений, представляющих статистику среднемесячных значений параметров по 38 объектам (электролизным сериям).

С целью использования эмпирических формул для обобщенной оценки каждой данной зависимости на нескольких объектах данные отчетной статистики объектов были разбиты по признаку технологического подobia в восемь групп, которые, в свою очередь, были дополнительно сведены в две укрупненные группы по основному конструктивному признаку: современные мощные электролизеры с верхним подводом тока (сила тока до 170 ка) и старые конструкции с боковым подводом тока (сила тока менее 100 ка). Таким образом, было окончательно сформировано 48 объектов наблюдения.

В соответствии с указаниями [Л. 3 и 4] относительно реально существующих зависимостей исходная информация систематизирована в виде следующих связей:

$$\left. \begin{aligned} \bar{w} &= f(\eta_T); & \bar{w} &= f(\eta_T, I_c, U_{cp}); & \eta_T &= f(U_{cp}); \\ \bar{w} &= f(I_c); & \eta_T &= f(t); & \eta_T &= f(M); \\ \bar{w} &= f(D_a); & \eta_T &= f(I_c); & \eta_T &= f(H_m); \\ \bar{w} &= f(U_{cp}); & \eta_T &= f(D_a); & \eta_T &= f(H_a); \\ & & \eta_T &= f(I_c, U_{cp}, D_a, t, M), \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где \bar{w} — удельный расход электроэнергии, *квт · ч/т*; η_T — выход по току, %; I_c — ток серии, *ка*; D_a — анодная плотность тока, *а/см²*; U_{cp} — среднее напряжение на электролизере, *в*; t — температура электролита, *°С*; M — криолитовое отношение; H_m — уровень металла, *см*; H_a — уровень электролита, *см*.

Для каждого объекта реализована специально разработанная программа обработки рядов статистики параметров процесса [Л. 11]. Все вычисления были выполнены на машине «Минск-22». Анализ показал вполне удовлетворительную корреляцию по всем рассмотренным связям.

В качестве критерия выбора аппроксимирующих уравнений принят максимум коэффициента аппроксимации

$$i = 1 - S_{отн} \quad (3)$$

где $S_{отн}$ — относительная величина стандартной ошибки оценки [Л. 12].

Стандартная ошибка оценки для линейных формул

$$S_y = \frac{m}{m-2} \sqrt{\frac{\sum (y_x - y_{\phi})^2}{m}} \quad (4)$$

и для нелинейных

$$S_y = \frac{m}{m-\nu} \sqrt{\frac{\sum (y_x - y_{\phi})^2}{m}} \quad (5)$$

где ν — число коэффициентов эмпирической формулы; y_{ϕ} — текущее значение показателя, вычисленное по эмпирической формуле; y_x — эмпирические ординаты показателя; m — число интервалов вариационного ряда.

В качестве меры сравнения принята относительная величина стандартной ошибки оценки

$$S_{отн} = \frac{100 S_y}{\bar{y}_x}, \% \quad (6)$$

где \bar{y}_x — средневзвешенное значение эмпирических ординат.

Стандартная ошибка формул, аппроксимирующих корреляционную связь исследуемых показателей, в подавляющем большинстве случаев составляет доли процента и в очень редких случаях достигает 5%.

Такие формулы связи были выведены для всех объектов и их групп. Удовлетворительное значение соответствующих ошибок оценки определило выбор линейных уравнений и полиномов не выше второй степени.

По истечении трех лет значения параметров почти всех изучаемых связей по большинству объектов были записаны повторно. В эмпирические формулы регрессии, выведенные на основе первой выборки, были подставлены аргументирующие значения повторной выборки и вычислены значения функций, которые в данном случае носят прогностический характер. Эти вычисленные значения (обозначим их y_b) сопоставлены с соответствующими отчетными значениями параметров.

В качестве показателя точности принято среднее относительное (процентное) отклонение от значений повторной выборки

$$\bar{S} = \frac{100 \sum |y_{\phi} - y_b|}{\sum y_b}, \% \quad (7)$$

Как показали вычисления, это отклонение в подавляющем большинстве случаев не превышает одного процента.

Существенный интерес представляет вопрос о репрезентативности выборки из генеральной совокупности, т. е. в какой мере средние ошибки оценки и другие критерии, полученные в результате исследования данных вариационных рядов, могут быть отнесены к генеральным совокупностям. Под генеральной совокупностью в данном исследовании понимается все множество среднемесячных значений исследуемого показателя, в каждом данном обособленном и соответственно сгруппированном объекте, которое могло быть зафиксировано за все время его существования при относительно неизменных конструктивных и режимных характеристиках.

Репрезентативность выборки оценена для каждого объекта по относительному (процентному) показателю

$$\theta = \frac{100 \sqrt{\frac{t^2 \sigma^2}{n}}}{\bar{y}_x}; \quad (8)$$

где t — доверительный интервал, выраженный в стандартных отклонениях σ [Л. 12]; значение t принято равным двум, что соответствует вероятности $P = 95,4\%$ при нормальном распределении.

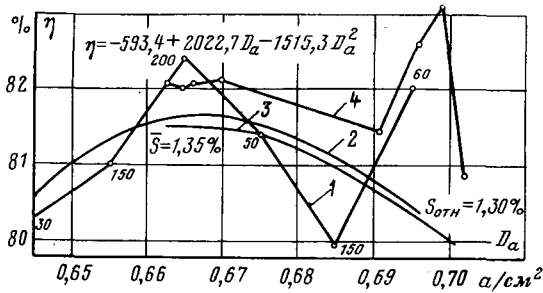


Рис. 1. График зависимости выхода по току от плотности тока.

Значение параметра t определяет численное задание вероятности того, что средняя данной выборки отличается от средней генеральной совокупности не более, чем на величину, вычисленную по формуле (8). Как показало исследование, эта величина не выходит за пределы долей процента.

Результаты исследований приведены на рис. 1—4. Так, графики зависимости выхода по току от плотности тока и от температуры процесса представлены соответственно на рис. 1 и 2. Зависимости удельного расхода электроэнергии от среднего напряжения и от выхода по току приведены соответственно на рис. 3 и 4. На всех рисунках приняты одинаковые обозначения. Ломаная линия 1 представляет график эмпирических значений, по которым выведены соответствующие корреляционные уравнения. Линии регрессии, аппроксимирующие корреляционную связь, обозначены 2. Около графика регрессии проставлена ошибка оценки $S_{отн}$, вычисленная по формуле (6). Линия 3 является графиком прогнозируемых значений, вычисленных по соответствующим корреляционным формулам при подстановке аргументов из повторной выборки. Ломаная линия 4 представляет контрольный график, отражающий фактические значения тех величин, прогнозируемое значение которых показано графиком 3. Около линии 3 показана средняя ошибка оценки

относительно фактических значений, вычисленная по формуле (7).

Нетрудно видеть, что точность прогноза оказалась весьма высокой даже в том случае, когда была допущена экстраполяция (рис. 3).

Несовпадение ординат линий 2 и 3 находится в пределах ошибки метода. Так, для рис. 4 это несовпадение составляет 0,038 принятой единицы измерения, что соответствует в среднем 0,23%. Для рис. 2 то же несовпадение составляет 0,36%. На рисунках расхождение кажется значительным из-за величины масштаба.

Располагая формулами связи, подобными приведенным на рис. 1—4, можно вычислить значения уровней режимных факторов, определяющих желаемые результирующие показатели. Формулы множественных связей дают возможность определить также направление оптимизации параметров процесса.

Пример. На рис. 2 приведена зависимость выхода по току от температуры процесса $\eta_T = 129,01 - 0,047t$ для одного из объектов. В числе формул, полученных в результате исследования, имеется также зависимость удельного расхода электроэнергии этого объекта:

$$\bar{w} = 0,08245 - 0,46213\eta_T + 0,27113I_c + 4,3605U_{cp}$$

Использованная для вывода последнего выражения статистика характеризуется граничными значениями, приведенными в таблице.

Параметры процесса	Граничные значения	
	min	max.
Удельный расход \bar{w} , тыс. квт. ч/т	15,745	16,097
Выход по току, η_T	83,16	84,26
Ток процесса I_c , ка	128,88	131,19
Среднее напряжение U_{cp} , в	4,437	4,516

Известно, что минимальному удельному расходу электроэнергии соответствует максимальный выход по току и минимальное среднее напряжение. Что касается силы тока, то повышение ее ведет одновременно и к увеличению производительности (пропорционально ампер-часам) и к увеличению расхода энергии, а также, как было указано выше, к снижению выхода продукта по току.

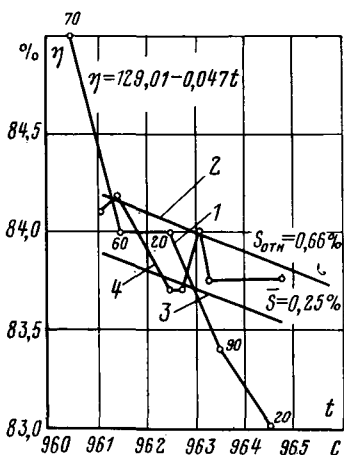


Рис. 2. График зависимости выхода по току от температуры электролита.

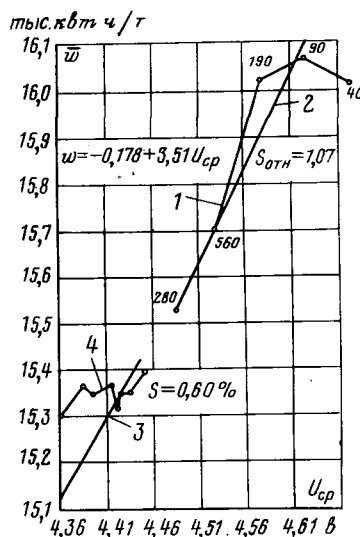


Рис. 3. График зависимости удельного расхода электроэнергии от среднего напряжения на электролизере.

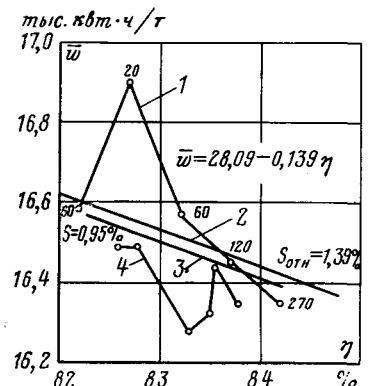


Рис. 4. График зависимости удельного расхода электроэнергии от выхода по току.

Оптимальное значение тока ищем при его граничных значениях и при оговоренных значениях других параметров:

$$\bar{w}_{I_{\min}} = -0,08245 - 0,46213 \cdot 84,26 + 0,27113 \cdot 128,88 + \\ + 4,360 \cdot 4,437 = 15,270 \text{ тыс. квт} \cdot \text{ч}/\text{т};$$

$$\bar{w}_{I_{\max}} = -0,08245 - 0,46213 \cdot 84,26 + 0,27113 \cdot 131,19 + \\ + 4,360 \cdot 4,437 = 15,897 \text{ тыс. квт} \cdot \text{ч}/\text{т}.$$

Как видно, значение удельного расхода при минимальном токе даст экономию удельного расхода электроэнергии по сравнению с минимальным из зафиксированных значений в размере $15,745 - 15,270 = 0,475$ тыс. квт·ч на 1 т алюминия.

Сохранение производительности требует поддержания определенного температурного режима. Возвращаясь к формуле на рис. 2 найдем, что температура, соответствующая оптимальному режиму

$$t = \frac{129,01 \eta_{\tau}}{0,047} = \frac{129,01 - 84,26}{0,047} = 952^{\circ}.$$

Выводы. 1. Применение средств корреляционного анализа позволяет получить эмпирические выражения, с достаточной точностью моделирующие взаимозависимости параметров электролиза.

Счетно-решающая техника позволяет получать такие выражения связи или корректировать существующие с минимальными затратами времени.

2. Подобные эмпирические формулы описывают связи статистически, причем не для отдельного электролизера, а для объекта учета, представляющего серию. Этим определяется пригодность формул для технико-экономического анализа энергетических показателей цехов электролиза алюминия, а также для нужд текущего планирования расхода электроэнергии (при условии использования фор-

мул в пределах диапазона статистики аргументирующих величин, т. е. без экстраполяции).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Деркач А. С. и Штерн В. И. Основные проблемы автоматического управления алюминиевыми электролизерами и задачи математического описания процесса.— В сб.: Математическое описание и алгоритмизация управления технологическими процессами производства глинозема и алюминия. М., Цветметинформация, 1969, с. 20—24.
2. Беляев И. И. Контроль и автоматизация производства глинозема и алюминия. М., «Металлургия», 1967, 256 с.
3. Абрамов Г. А. и др. Теоретические основы электрометаллургии алюминия. М., Metallurgizdat, 1953, 583 с.
4. Криворученко В. В., Коробов М. А. Тепловые и энергетические балансы алюминиевых и магниевых электролизеров. М., Metallurgizdat, 1963, 320 с.
5. Налимов В. В. Статистические методы описания химических и металлургических процессов. М., Metallurgizdat, 1963, 60 с.
6. Авиллов-Карнаухов Б. Н. Электроэнергетические расчеты для угольных шахт. М., «Недра», 1969, 104 с.
7. Клюев Ю. Б. Планирование энергопотребления на промышленном предприятии. М., «Энергия», 1970, 118 с.
8. Георгиевский Ю. И. О статистическом исследовании зависимостей выхода металла по току от основных параметров режима алюминиевого электролизера.— Изв. вузов, «Цветная металлургия», 1965, № 5, с. 138—143.
9. Toshio Kojima and Shigeo Ichihara. Prospects for Automation of Aluminium reduction process.— «Journal of Metals», vol. 18, № 3, 1966, pp. 312—316.
10. Брюханов В. Н. О применении приближенных методов нормирования электрической энергии.— Изв. вузов, «Энергетика», 1968, № 6, с. 105—106.
11. Твардовский П. М., Дудников А. Н. и др. Корреляционная модель электропотребления электролиза алюминия.— В сб. Центра научно-технической информации, Красноярск, 1971, с. 84—88.
12. Езекиэл М., Фокс К. А. Методы анализа корреляций и регрессий. М., «Статистика», 1966, 557 с.

[25.1.1972]



Экспериментальное определение параметров нулевой последовательности опытно-промышленной электропередачи 750 кВ

Ю. Н. ЛЬВОВ и Ю. Р. ЧЕРНОВА

ВНИИЭ

Для расчетов нестационарных процессов в сетях сверхвысокого напряжения необходимо учитывать параметры линии не только на рабочей частоте (50 гц), но и в интервале частот свободных колебаний переходного процесса. В [Л. 1] измерение зависимости активного сопротивления и индуктивности линии от частоты выполнено для $f > 10$ гц. Однако для анализа аperiodических слагающих токов короткого замыкания при повреждении на землю представляет интерес область ниже 10 гц.

Действительно, эксперименты короткого замыкания на участке линии передачи 500 кВ Волгоград — Москва длиной 300 км показали, что аperiodическая составляющая переходного тока однофазного короткого замыкания на землю затухает с большой постоянной времени около 0,2 сек. Для исключения погрешностей трансформаторов тока запись процесса в месте короткого замыкания была выполнена с шунтов. Рассмотрим спектральную функцию этого тока:

$$I(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} e^{-\beta t} e^{-j\omega t} dt = \text{Re}(\omega) + j \text{Im}(\omega), \quad (1)$$

где

$$\text{Re}(\omega) = \frac{1}{2\pi} \frac{\beta}{\beta^2 + \omega^2};$$

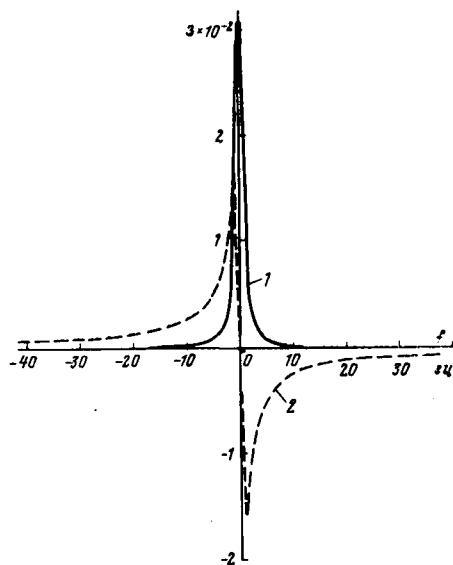


Рис. 1. Спектр частот аperiodической слагающей переходного тока короткого замыкания.

1 — действительные значения спектра $\text{Re}(\omega)$;
2 — мнимые значения спектра $\text{Im}(\omega)$.

$$\text{Im}(\omega) = -\frac{1}{2\pi} \frac{\omega}{\beta^2 + \omega^2}.$$

На рис. 1 приведены составляющие спектральной функции аperiodической составляющей тока короткого замыкания для рассматриваемой постоянной времени ($\tau = 0,2$ сек). Максимальные значения ординат этих кривых находятся в области частот 0—10 гц.

Сопротивление нулевой последовательности линии [Л. 2]:

$$z_0(j\omega) = R_{\text{пр}}(\omega) + j\omega(L_B - L_B^*) + 3[R_3(\omega) + j\omega L_3(\omega)], \quad (2)$$

где $R_{\text{пр}}(\omega)$ — активное сопротивление проводов ВЛ; L_B — индуктивность петли провод — земля при идеальной удельной проводимости грунта ($\lambda_3 = \infty$); L_B^* — взаимная индуктивность между фазами при $\lambda_3 = \infty$; $R_3(\omega)$, $L_3(\omega)$ — активное сопротивление и индуктивность петли провод — земля, обусловленные конечной проводимостью земли λ_3 .

Сопротивление земли для низких частот по методике Карсона определяется асимптотическим приближением разложения в ряд функций Бесселя первого и второго рода [Л. 3].

Учитывая, что для $f \leq 1$ гц можно ограничиться первыми членами разложения в ряд функций Бесселя, запишем:

$$\left. \begin{aligned} R_3(\omega) &= \frac{\mu_0}{2\pi} \omega \frac{\pi}{4}; \\ L_3(\omega) &= -\frac{\mu_0}{2\pi} \left(\ln \frac{\gamma r}{2} - \frac{1}{2} \right), \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где $\gamma = 1,7811$;

$$r = \sqrt{[(h_i + h_k)^2 + b_{ik}^2] \omega \mu_0 \lambda_3};$$



Рис. 2. Осциллограмма тока и напряжения.

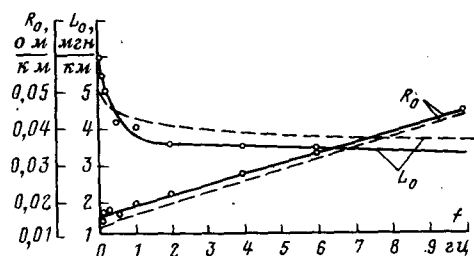


Рис. 3. Зависимость параметров нулевой последовательности от частоты для линии 750 кВ Конаковская ГРЭС—Москва.

— — экспериментальная кривая;
- - - - кривая вычисленная по Карсону.

h_i, h_k — высоты над землей i -го и k -го проводов; b_{ik} — проекция расстояния между проводами на горизонтальную плоскость; μ_0 — абсолютная магнитная проницаемость воздуха; ω — круговая частота.

При $\omega=0$ $R_0(0)=0$; $L_0(0)=\infty$, что физически определяется допущением Карсона о безграничности земли. В действительности земля имеет конечные размеры и для выполнения расчетов переходных процессов важно оценить границы применимости формул Карсона в диапазоне частот 0—10 гц.

Ниже изложены результаты опытов по определению сопротивления нулевой последовательности электропередачи 750 кВ Конаковская ГРЭС—Москва в указанном диапазоне частот. Основные данные, характеризующие эту линию, приведены в [Л. 4]. Зависимость параметров линии электропередачи от частоты экспериментально можно определить при питании линии от генератора, допускающего регулировку частоты, или при разряде на испытываемую линию батарей конденсаторов с регулируемой емкостью [Л. 1].

В диапазоне 0—10 гц первый способ является предпочтительным, так как батарея конденсаторов оказывается слишком громоздкой. Нами была использована методика, применяемая для определения частотных характеристик неподвижных синхронных и асинхронных машин [Л. 5]. Сигнал синусоидальной формы, генерируемый электромашинным усилителем ЭМУ-50, обмотка возбуждения которого питается от задающего генератора синусоидальных колебаний, собранного на АВМ, подавался на три фазы электропередачи со стороны подстанции «Опытная». На подстанции «Белый Раст» линия была заземлена.

В качестве примера на рис. 2 показана одна из осциллограмм опыта, на которой видны кривые тока и напряжения на входе линии при частоте питающего источника $f=4$ гц с наложенной синусоидой промышленной частоты, наведенной от соседней ВЛ 500 кВ.

Во время опыта частота источника питания изменялась в пределах 0,05—10 гц. Значения активного сопротивления R_0 и индуктивности нулевой последовательности L_0 , полученные на основании обработки осциллограмм, показаны на рис. 3.

На рис. 3 приведены величины указанных параметров, вычисленные по Карсону. Удельная проводимость земли, согласно измерениям НИИПТ, принята $\lambda_0=0,0143$ 1/ом·м. Опытные значения активного сопротивления нулевой последовательности в диапазоне 1—10 гц превышают расчетные не более чем на 13%, в диапазоне 0,05—1 гц отклонения достигают 20%. Как видно из рис. 3, индуктивность нулевой последовательности в пределах 1—10 гц меньше расчетной на 7—13% и в диапазоне 0,05—1 гц больше расчетной на 11—20%. Отличие измеренного активного сопротивления от расчетного связано с дополнительным сопротивлением заземлений. Что же касается полученной из опыта зависимости индуктивности нулевой последовательности от частоты, то она связана, по видимому, с неоднородностью грунта по глубине. В заключение следует подчеркнуть, что приведенный экспериментальный материал относится к области низких частот и дополняет измерения, описанные в [Л. 1].

Проведенный эксперимент позволяет сделать вывод о применимости формул Карсона для определения параметров нулевой последовательности линии электропередачи в диапазоне частот 0,05—10 гц с достаточной для практических расчетов точностью.

Авторы выражают глубокую признательность работникам Управления дальних передач Н. П. Гуськову, А. И. Лаврову за помощь в проведении эксперимента.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Артемьев Д. Е., Шур С. С. Экспериментальное определение параметров электропередачи Куйбышевская ГЭС—Москва.—«Электричество», 1958, № 1, с. 31—38.
2. Долгинов А. И., Левина Л. С., Ступель А. И., Шатин В. С. Расчет переходных процессов в электрических системах на ЭЦВМ. М., «Энергия», 1968, 103 с.
3. Перельман Л. С. Таблицы интегралов Карсона для использования в расчетах волновых процессов в линиях с учетом земли.—В сб.: Известия НИИ постоянного тока, № 11. М., «Энергия», 1965, 371 с.
4. Беляков Н. Н., Волкова О. В., Рашкес В. С., Фотин В. П. Исследование внутренних перенапряжений при работе электрооборудования опытно-промышленной передачи 750 кВ.—«Электричество», 1970, № 1, 8—15 с.
5. Соколов Н. И., Якушов В. М. Усовершенствованная методика определения частотных характеристик синхронных и асинхронных машин.—В кн.: Доклады научно-технической конференции по итогам научно-исследовательских работ за 1966—1967 гг. Секция электротехническая. Подсекция электрических станций. М., 1967, 187 с.

[12.6.1972]



Гашение электрической дуги при синхронизированном размыкании контактов в дугогасителях воздушных выключателей

Г. А. КУКЕКОВ, Г. С. КАПЛАН, Л. С. ВЕТЮКОВА, И. В. ВРАНГОВ
и В. А. СОСНИН

Ленинградский политехнический институт им. М. И. Калинина

Синхронизированное размыкание контактов в определенной фазу тока в конце полупериода приобретает в последние годы все большее значение и находит практическое применение в конструкциях выключателей переменного тока высокого напряжения, как один из путей для успешного решения

проблемы существенного повышения отключающей способности этих аппаратов в наиболее тяжелых сетевых условиях отключения.

В настоящее время задача практического применения синхронизированного размыкания контактов находит решение

в ряде предложений [Л. 1 и 2] и в новых разработках конструкций воздушных выключателей, которые проходят опытную проверку в эксплуатации [Л. 3].

Вместе с этим вопросы теории и опытных исследований основных процессов гашения электрической дуги при синхронизированном размыкании контактов освещены в литературе пока еще недостаточно. Это связано с тем, что при данном способе размыкания контактов процессы гашения дуги в дугогасителях имеют более сложный специфический характер, чем в дугогасителях обычного типа, а опыт исследования и разработок таких дугогасителей пока еще очень мал.

Отличительную особенность гашения дуги в дугогасителе с синхронизированным размыканием контактов можно видеть из рассмотрения процесса гашения в дугогасителе с продольным воздушным дутьем.

В системе продольного воздушного дутья, как установлено в [Л. 4], наиболее благоприятные условия для распада остаточного створа для успешного гашения дуги при переходе тока через нуль в конце данного полупериода создаются в момент, когда оконечные части контактов, образующие входную зону дутьевой системы при разомкнутом положении, расположены друг от друга на некотором оптимальном расстоянии, а ствол дуги под действием потока сжатого воздуха стабилизированно (без поперечных колебаний) удерживается коаксиально в центральной части дутьевого сопла (или двух сопел в случае двустороннего дутья).

При обычном (несинхронизированном) способе размыкания контактов эти условия могут иметь место, если в процессе горения дуги при амплитуде тока термодинамическое торможение потока воздуха на входе в сопло не превышает известные заданные пределы. Формирование и вытягивание створа дуги после образования ее на размыкающихся контактах в данном случае может происходить в течение значительной части полупериода. Скорость размыкания контактов при этом может быть относительно небольшой и получена с помощью обычных пневматических приводных устройств.

В случае синхронизированного размыкания контактов в определенную фазу перед переходом тока через нуль растягивание и стабилизация створа дуги в дутьевой системе происходит за весьма короткий промежуток времени после образования ее на размыкающихся контактах.

В данном случае в процессе перемещения опорных точек и створа дуги и формирования ее в центральной части дутьевого сопла основную роль играют газодинамические свойства дутьевой системы (главным образом входной ее части), место возникновения дуги в начале размыкания контактов, а также величина рабочего давления воздуха в камере.

Таким образом, если время механического размыкания контактов относительно мало (что практически может быть достигнуто), то момент начала размыкания контактов перед нулем тока, т. е. величина «преднулевого» отрезка времени Δt , в основном определяется ходом процессов формирования створа дуги при ее горении для данных условий течения воздуха в дутьевой системе. На основании исследования этих процессов при гашении дуги может быть найдена допустимая минимальная величина «преднулевого» отрезка времени Δt при заданных физических параметрах дугогасителя и условиях цепи отключения.

Вопросу гашения электрической дуги в дугогасителях с продольным воздушным дутьем при синхронизированном размыкании контактов были посвящены опытные исследования в лаборатории электрических аппаратов ЛПИ им. М. И. Калинина, краткое содержание и результаты которых приводятся ниже.

Исследования выполнены на моделях (с уменьшенными размерами) дутьевых систем дугогасителя с продольным воздушным (односторонним и двусторонним) дутьем при синхронизированном размыкании контактов. В основу был принят метод физического моделирования процессов, протекающих при гашении дуги переменного тока в геометрически подобных оригиналах конструкций дутьевых систем дугогасителей [Л. 5 и 6]. При выборе масштабных коэффициентов протяженности и давления принято условие одинакового по величине и по характеру воздействия термодинамического торможения потока воздуха в горловине дутьевого сопла для модели и оригинала при заданных для них соответствующих амплитудных значениях отключаемого тока.

При этом справедливым является соотношение:

$$\frac{I_{\text{мм}}}{I_{\text{ор}}} = z\beta,$$

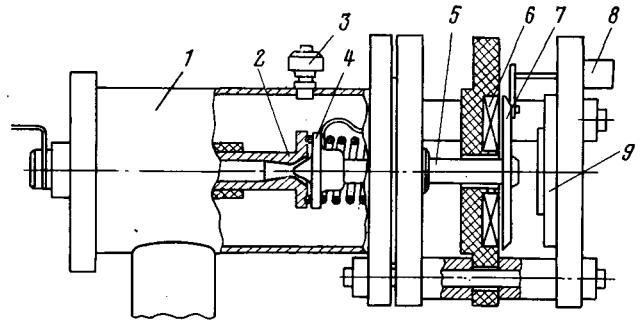


Рис. 1. Схема конструкции опытной модели дугогасителя.

где $I_{\text{мм}}$ и $I_{\text{ор}}$ — амплитуды токов модели и оригинала; z — масштаб протяженности; β — масштаб давления в камере дугогасителя.

Конструкция исследуемой модели дугогасителя представлена на рис. 1.

В металлической камере 1, которая может наполняться сжатым воздухом из резервуара через дистанционно-управляемый дутьевой клапан, находится электрически изолированный от корпуса неподвижный соплообразный контакт 2 и подвижный контакт 4 сплошной или соплообразный в зависимости от выбранной системы дутья. Подвижный контакт приводится в движение через трубчатую тягу 5 посредством индукционно-динамического механизма, расположенного вне камеры. Трубчатая тяга в случае двустороннего дутья используется в качестве выхлопной трубы для соплообразного подвижного контакта. Индукционно-динамический механизм (ИДМ) состоит из катушки 6, жестко закрепленной в корпусе камеры, алюминиевого диска 7, жестко кинематически связанного с подвижным контактом, и буферного устройства 9. Закрытое положение контактов при отсутствии избыточного давления в камере обеспечивается за счет пружины. В конструкции данного устройства предусмотрена возможность замены и установки контактных наконечников нужных размеров и конфигурации.

Для измерения давления воздуха в камере и перемещения подвижного контакта служат преобразователь давления 3 и преобразователь перемещения 8, обмотки которых включены в схему измерительных цепей магнитного осциллографа.

В процессе опытов давление в дугогасительной камере оставалось неизменным и практически одинаковым как для системы одностороннего, так и двустороннего дутья. Это обусловлено тем, что к моменту размыкания контактов камера наполнялась до полного рабочего давления; сечение воздухопровода было несоизмеримо большим по сравнению с суммой сечений дутьевых сопел.

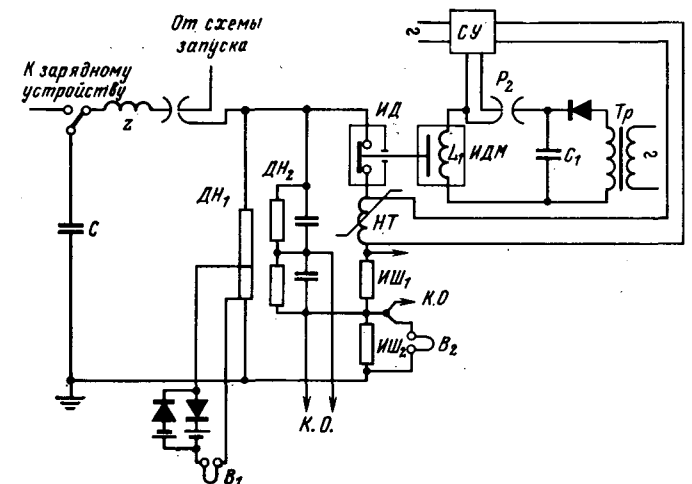


Рис. 2. Схема опытной установки.

Общая электрическая схема опытной установки представлена на рис. 2. В качестве источника мощности используется колебательный контур LC , в котором при частоте 50 Гц и начальном напряжении на емкости $U_{c0} = 10 \text{ кВ}$ амплитуда первой полуволны тока составляет величину $I_{m1} \approx 1200 \text{ а}$. Включение испытуемого дугогасителя $ИД$ в цепь колебательного контура осуществляется с помощью управляемого разрядника P_1 , на который подается импульс напряжения от схемы запуска.

Измерительный шунт $ИШ_1$ и делитель напряжения $ДН_1$ служат для измерения тока и напряжения дуги во время ее горения; измерительный шунт $ИШ_2$ служит для измерения тока, а делитель напряжения $ДН_3$ для измерения восстанавливающегося напряжения в области перехода тока через нуль.

Синхронизированное управление индукционно-динамическим механизмом осуществляется от схемы синхронизирующего устройства $СУ$, которое дает импульс на трехэлектродный разрядник P_2 оперативного контура механизма L_1C_1 в полупериод отключения за 2—3 мсек перед нулем тока. При срабатывании разрядника P_2 происходит разряд предварительно заряженной емкости C_1 на обмотку катушки $ИДМ$. Благодаря электродинамическому взаимодействию токов в обмотке катушки и в диске происходит отброс диска от плоской катушки и таким образом приводится в движение подвижной нормально замкнутой контакт исследуемого дугогасителя.

В задачу исследований входило получение сравнительных данных при одинаковой амплитуде тока о процессах гашения дуги в дутьевых системах при изменении момента размыкания контактов по отношению к переходу тока через нуль, т. е. при различных «преднулевых» отрезках времени Δt .

При изменении Δt скорость контакта регулировалась таким образом, чтобы к моменту перехода тока через нуль обеспечить необходимое, с точки зрения восстанавливающегося напряжения, расстояние между контактами.

Степень термодинамического торможения во время горения дуги при различных расстояниях между контактами принята как определяющий фактор. Поэтому в качестве основного критерия для сравнения дугогасящей способности, так же как и в ранее проводимых работах [Л. 5 и 6], принята величина «предельного давления гашения», которая в опытах определялась как минимальное избыточное давление холодного газа в камере дугогасителя, обеспечивающее не менее пяти погасаний дуги в конце первого полупериода тока в шести опытах. Кроме того, принято дополнительное условие появления не менее двух отказов в гашении для каждого шести опытов при сниженном на одну ступень (0,5 ата) давлении.

Модели исследуемых дутьевых систем показаны на рис. 3. Дутьевые сопла имеют: диаметр горловины $d_c = 6 \text{ мм}$, половину угла сужения конфузора 45° , половину угла расширения диффузора 14° . Опыты проводились при различных относительных расстояниях S/d_c и S_1/D соответственно в системе одностороннего и двустороннего дутья.

Полученные обобщенные данные в виде кривых — $P_{пр.г} = f\left(\frac{S_1}{D}, \Delta t\right)$ для двустороннего дутья и $P_{пр.г} = f_1 \times \left(\frac{S}{d_c}, \Delta t\right)$ для одностороннего дутья даны на рис. 4.

Из приведенных данных видно, что величина предельного давления гашения зависит от величины относительного расстоя-

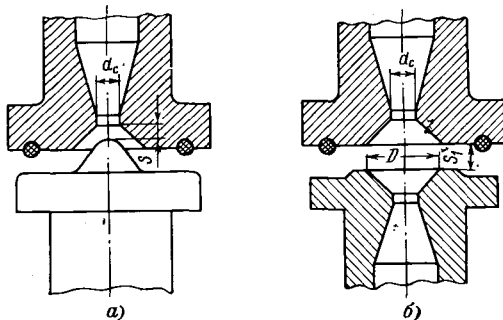


Рис. 3. Модели дутьевых систем.

а — с односторонним дутьем; б — с двусторонним дутьем.

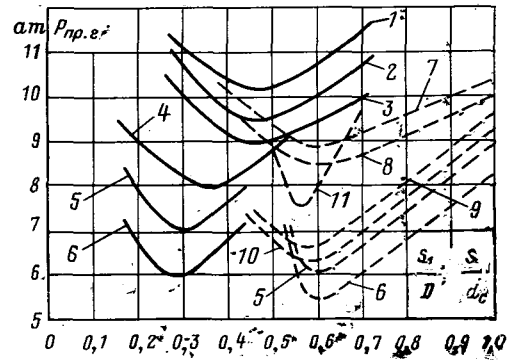


Рис. 4. Зависимость предельного давления гашения от относительного расстояния $\frac{S_1}{D}$ при двустороннем воздушном дутье (—) от относительного расстояния $\frac{S}{d_c}$ при одностороннем дутье (---) для разных моментов размыкания контактов.

1 — $\Delta t = 8 \text{ мсек}$; 2 — $\Delta t = 7 \text{ мсек}$; 3 — $\Delta t = 5 \text{ мсек}$; 4 — $\Delta t = 3 \text{ мсек}$;
5 — $\Delta t = 2 \text{ мсек}$; 6 — $\Delta t = 1,5 \text{ мсек}$; 7 — $\Delta t = 6 \text{ мсек}$; 8 — $\Delta t = 4,1 \text{ мсек}$;
9 — $\Delta t = 3,5 \text{ мсек}$; 10 — $\Delta t = 2,9 \text{ мсек}$; 11 — $\Delta t = 1 \text{ мсек}$.

ния S/d_c и S_1/D при одностороннем и двустороннем дутье (зависимость эта имеет U-образный характер). Для каждой кривой минимальному значению предельного давления гашения соответствует оптимальное относительное расстояние $\left(\frac{S}{d_c}\right)_{\text{опт}}$

или $\left(\frac{S_1}{D}\right)_{\text{опт}}$. На основании рис. 4 на рис. 5 построены кривые зависимости предельного давления гашения от величины преднулевого интервала времени Δt при оптимальных расстояниях $\left(\frac{S}{d_c}\right)_{\text{опт}}$ и $\left(\frac{S_1}{D}\right)_{\text{опт}}$ для систем одностороннего и двустороннего дутья. Эти данные показывают, что регулирование момента размыкания контактов, т. е. выбор величины преднулевого интервала времени Δt , оказывает влияние на величину предельного давления гашения. При уменьшении Δt происходит уменьшение предельного давления гашения, т. е. увеличивается отключающая способность дугогасителя (наибольшее увеличение имеет место при размыкании контактов за $\Delta t = 1,5 \text{ мсек}$ до перехода тока через нуль). Дальнейшее уменьшение интервала Δt , как это особенно четко установлено для систем с односторонним дутьем (кривая 11 рис. 4), приводит к резкому повышению предельного давления гашения, т. е. к уменьшению отключающей способности дугогасителя при заданной величине давления в нем. Последнее обусловлено тем, что вытягивание и формирование ствола дуги в дутьевой системе, которые необходимы для распада остаточного ствола дуги в нуле тока (см. выше), т. е. для успешного гашения дуги, в случае весьма короткого отрезка времени Δt может быть обеспечена только при более высоком давлении воздуха в камере. В этом случае при недостаточном давлении ствол дуги к моменту перехода тока через нуль может находиться в зоне более слабого дутья.

Данные рис. 5 позволяют сделать сравнение эффективности работы дутьевых систем для форм сопел, имевших место при исследовании, при синхронизированном размыкании контактов. При одинаковых значениях I_{m1} и Δt , как видно из рисунка, при двустороннем дутье давление, необходимое для однополупериодного гашения дуги, в пределах интервала времени $1,5 \text{ мсек} < \Delta t < 3 \text{ мсек}$ почти в 2 раза выше, чем при одностороннем дутье; существенная разница сохраняется так же и при размыкании контактов в другие фазы, например при амплитудном значении тока.

Объясняется это прежде всего тем, что в конструкции исследуемой дутьевой системы (рис. 3а) место размыкания контактов и образования дуги находится в конце конфузурной части сопла непосредственно у переднего среза горловины. Благодаря этому, образовавшаяся в момент размыкания контактов дуга сразу же оказывается в зоне воздействия потока сжатого воздуха, имеющего критическую скорость течения,

при двустороннем дутье давление, необходимое для однополупериодного гашения дуги, в пределах интервала времени $1,5 \text{ мсек} < \Delta t < 3 \text{ мсек}$ почти в 2 раза выше, чем при одностороннем дутье; существенная разница сохраняется так же и при размыкании контактов в другие фазы, например при амплитудном значении тока.

Объясняется это прежде всего тем, что в конструкции исследуемой дутьевой системы (рис. 3а) место размыкания контактов и образования дуги находится в конце конфузурной части сопла непосредственно у переднего среза горловины. Благодаря этому, образовавшаяся в момент размыкания контактов дуга сразу же оказывается в зоне воздействия потока сжатого воздуха, имеющего критическую скорость течения,

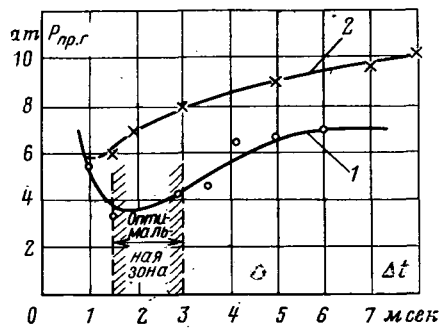


Рис. 5. Зависимость предельного давления гашения от момента размыкания контактов при оптимальных расстояниях.

1 — при одностороннем дутье; 2 — при двустороннем дутье.

что обеспечивает необходимое формирование ствола дуги за короткий промежуток времени.

В конструкции дутьевых систем с двусторонним дутьем образование дуги в момент размыкания контактов может происходить только на переднем срезе конфузора, где скорость потока относительно мала. Поэтому в последнем случае для формирования ствола дуги и переноса его в зону течения воздуха с критической скоростью при синхронном размыкании контактов требуется более высокое давление в камере дугогасителя.

На рис. 5 для системы с односторонним дутьем можно ограничить некоторую оптимальную зону $1,5 \leq \Delta t \leq 3$ мсек, где изменение момента размыкания контактов оказывает незначительное влияние на отключающую способность дугогасителя; вместе с тем, при размыкании контактов в этой зоне достигается максимальное увеличение отключающей способности. Например, при $\Delta t = 1,5$ мсек величина амплитуды отключаемого тока по сравнению с несинхронизированным размыканием увеличивается примерно в 2 раза. Эта зона Δt может быть рекомендована как рабочая для рассматриваемого типа системы дугогасителя с односторонним дутьем. При двустороннем дутье амплитуда отключаемого тока при синхронизированном размыкании контактов увеличивается примерно

в 1,6—1,7 раза, но в данном случае при удвоенном (по сравнению с односторонним дутьем) расходе сжатого воздуха.

Результаты проведенных исследований позволяют сделать следующие основные выводы.

1. Дугогасители с односторонним продольным воздушным дутьем являются перспективными при разработке синхронизированных воздушных выключателей.

2. При синхронизированном размыкании контактов дугогасителя с односторонним воздушным продольным дутьем за 1,5—3 мсек до перехода тока через нуль величина амплитуды отключаемого тока увеличивается примерно в 2 раза по сравнению с несинхронизированным отключением при одинаковом заданном давлении в камере.

3. Оптимальное расстояние между оконечностью контакта и срезом горловины сопла системы одностороннего дутья определяется величиной $S = 0,6d_c$, где d_c — диаметр горловины сопла (рис. 3,а).

4. Конструкция дутьевой системы должна быть выполнена таким образом, чтобы возникновение и образование дуги в начале размыкания контактов происходило во входной зоне, расположенной непосредственно около горловины сопла, где при размыкании контактов быстро устанавливается критическое течение сжатого воздуха.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Буткевич Г. В., Клепарская Л. Г., Набатов В. Ф. Синхронизированное отключение цепей переменного тока высокого напряжения.— «Электричество», 1969, № 1, с. 6—13.
2. Кубата К., Фурукава Т. Результаты исследования одно-периодного синхронного воздушного выключателя.— «Фудзи Дзико», 1963, № 8.
3. Фурукава Т., Синда Н. Синхронный однопериодный воздушный выключатель.— «Денреку», 1964, 48, № 4.
4. Кукеков Г. А. Характеристики процесса истечения воздуха в дугогасителе воздушного выключателя.— «Электричество», 1964, № 6, с. 31—35.
5. Кукеков Г. А., Каплан Г. С., Ветюкова Л. С. Сравнительные исследования ствола дуги при продольном дутье в шестифтористой сере и в воздухе.— «Электротехника», 1970, № 4.
6. Кукеков Г. А., Каплан Г. С., Ветюкова Л. С. Характеристики процесса гашения электрической дуги в дугогасителях с продольным дутьем в шестифтористой сере выключателей переменного тока высокого напряжения.— «Электричество», 1969, № 11, с. 71—76.

[15.3.1972]



УДК 621.3.078

Экспериментальные характеристики одного типа электрогидравлических преобразователей

Инженеры Ю. Н. ПРОНИН и В. Б. МАКЕЕВ

Симферополь

Электрогидравлические преобразователи (ЭГП) находят широкое применение в системах управления и регулирования судовых энергетических установок в качестве преобразующих элементов. Выбор ЭГП может оказаться предпочтительным во всех случаях, когда к системе автоматического управления предъявляются такие требования, как быстродействие, высокие удельные энергетические показатели, возможность плавного изменения скорости в широких пределах и др.

Математическое описание основных динамических зависимостей звена ЭГП «электромагнитный поляризованный механизм (ЭПМ) — струйный усилитель (струйная трубка или заслонка в двухпоточном усилителе)», достаточно подробно изложено в [Л. 1]. Здесь приводится экспериментальное исследование статических и динамических характеристик ЭГП типа «ЭПМ—заслонка в двухпоточном струйном усилителе», принципиальная схема которого показана на рис. 1.

На поляризующие обмотки ЭГП $w_{п1}$ и $w_{п2}$ подается постоянное напряжение $U_{п} = 15$ в, на обмотку управления $w_{у}$ поступает управляющий сигнал $U_{у}$.

На рис. 2 представлена структурная схема установки для снятия характеристик ЭГП. Наличие ключей $П1$, $П2$, $П3$ и суммирующего усилителя $У$ позволяет проводить исследования статических и динамических характеристик ЭГП.

Для снятия статической характеристики необходимо замкнуть ключ $П1$ и, изменяя значения управляющего напряжения $U_{у}$ по амплитуде и знаку, фиксировать соответствующие изменения перепада давления ΔP .

Статическая характеристика ЭГП приведена на рис. 3 (кривая 1) и представляет собой кривую типа петли гистерезиса с зоной нечувствительности, составляющей примерно 3 в. Зона нечувствительности обусловлена в основном магнитным гистерезисом [Л. 1].

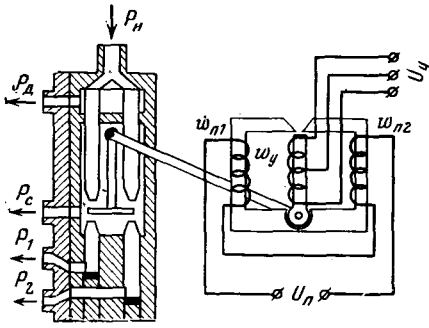


Рис. 1. Принципиальная схема ЭГП.
 P_n — давление рабочей жидкости; P_d — давление жидкости в дренажной камере; P_c — давление слива жидкости; P_1, P_2 — давление жидкости в приемных соплах.

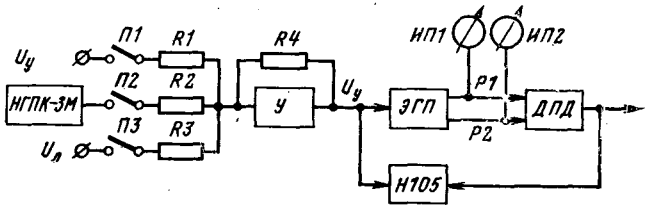


Рис. 2. Структурная схема установки для снятия характеристик ЭГП.

НГПК-ЗМ — низкочастотный генератор периодических колебаний; П1, П2, П3 — ключи; У — суммирующий усилитель; ИП1, ИП2 — измерительные приборы; ДПД — датчик перепада давления; Н105 — шлейфовый осциллограф.

Для снятия логарифмических амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик ЭГП на его управляющие обмотки через замкнутый ключ П2 и суммирующий усилитель У подавалось напряжение $U = U_0 \sin \omega t$ от инфранизкочастотного генератора периодических колебаний НГПК-ЗМ. Характеристики представлены на рис. 4.

Вид логарифмических характеристик ЭГП позволяет рассматривать его при динамических расчетах аperiodическим звеном первого порядка с постоянной времени $T \approx 0,053 \text{ сек}$.

С целью улучшения статических и динамических характеристик ЭГП применена вибрационная линейаризация: через замкнутый ключ П3 на управляющую обмотку подавалось дополнительное переменное напряжение U_n постоянной амплитуды с частотой, превышающей в 5—10 раз максимально возможную частоту входного сигнала. Если входной сигнал $U_y = 0$ и н. с. в управляющей катушке ЭГП создается только линейаризующим напряжением, то якорь ЭГП вибрирует относительно своего нейтрального положения с незначительной амплитудой и частотой, равной частоте линейаризующего напряжения.

При появлении управляющего сигнала $U_y \neq 0$, который из-за его относительно медленного изменения по знаку можно считать постоянным, н. с. от линейаризующего напряжения в один из полупериодов складывается с н. с. от управляющего сигнала, а в другой — вычитается из нее. В результате в выходном сигнале ЭГП появляется постоянная составляющая, знак и значение которой определяются знаком и значением управляющего сигнала.

Переменная составляющая выходного сигнала ЭГП фильтруется специальными фильтрами или ликвидируется последующими, более инерционными звеньями.

Подача на управляющую обмотку ЭГП дополнительного переменного напряжения U_n равноценна введению в ЭГП отрицательной обратной связи. Если жесткой обратной связью охвачено аperiodическое звено, то структура, а следовательно, и его свойства сохраняются [Л. 3]. Изменяются лишь значе-

Рис. 3. Статическая характеристика ЭГП ($P_{напора} = 9 \text{ кгс/см}^2$; $P_{слива} = 0,5 \text{ кгс/см}^2$; $P_{ср} = 4 \text{ кгс/см}^2$; $U_{поляр} = 15 \text{ в}$; зона нечувствительности 3 в; крутизна статической характеристики $0,5 \text{ кгс/см}^2 \text{ в}$).

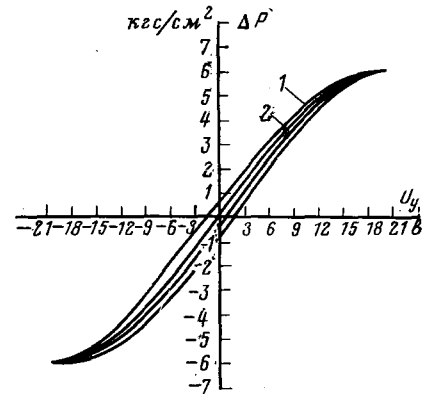
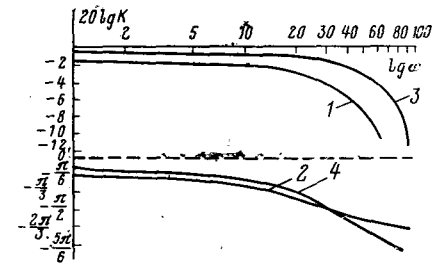


Рис. 4. Логарифмические амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики.

1 и 2 — без линейаризации; 3 и 4 — с линейаризацией.



ния коэффициента передачи и постоянной времени. В случае отрицательной обратной связи и передаточный коэффициент и постоянная времени уменьшаются.

Уменьшение постоянной времени происходит потому, что из-за замедления в передаче сигнала со входа ЭГП на его выход в первые моменты подачи сигнала на входе ЭГП действует основной входной сигнал, мало ослабленный сигналом обратной связи [Л. 3]. Кроме того, отрицательная обратная связь, изменяя параметры звена, делает их более стабильными по отношению к изменениям температуры, питающих напряжений и т. д. Это объясняется тем, что любые изменения выходной величины, вызванные не изменением входного сигнала, а изменениями параметров звена, вызывают появление сигнала обратной связи, стремящегося уменьшить эти изменения и поддержать прежние соотношения между интенсивностью входного и выходного сигналов. А это и означает постоянство передаточного коэффициента. Отмеченное свойство отрицательной обратной связи сопровождается также спрямлением нелинейной статической характеристики ЭГП.

Введение вибрационной линейаризации в исследуемом приборе напряжением $U_n = 12 \text{ в}$ частотой 50 гц позволило уменьшить его зону нечувствительности в 6 раз (рис. 3, кривая 2) и расширить полосу пропускания в 2 раза (рис. 4, кривая 3, 4).

Увеличение амплитуды линейаризующего напряжения не приводит к сколько-нибудь заметному улучшению характеристики ЭГП.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Хохлов В. А. Электрогидравлический следящий привод. М., «Наука», 1964.
2. Гомельский Ю. С. Электрические элементы электрогидравлических устройств автоматики. М., «Энергия», 1968.
3. Колосов С. П. Элементы авиационных автоматических устройств. М., Оборонгиз, 1963.

[12.4.1972]



Оценка конструктивного совершенства систем охлаждения электрических машин

Канд. техн. наук В. Н. БАЗАРОВ

Москва

Дальнейшее развитие энергетического машиностроения во многом определяется качеством системы охлаждения машин, т. е. способностью системы удовлетворить современным технико-экономическим характеристикам электрических устройств.

Для сравнения возможностей различных систем охлаждения электрических машин необходимо сформулировать основные требования, предъявляемые к системе охлаждения, определить основные величины, определяющие качество системы охлаждения.

1. Интенсивность съема тепловой энергии с элементов конструкции, количественно характеризующаяся коэффициентом теплоотдачи на границе «стенка — хладагент» и поверхностью теплопередачи.

2. Градиент температуры по линейным размерам активных элементов, определяющий степень использования активных материалов машины.

3. Гидравлические потери в тракте хладагента, определяющие при выбранном расходе последнего мощность насосов для прокачки хладагента с целью обеспечения надежной работы электрической машины.

4. Масса и габариты системы охлаждения, включая вспомогательное оборудование (насос, теплообменные устройства и т. п.).

5. Надежность и безотказность работы системы охлаждения.

6. Стоимость изготовления системы охлаждения, технологичность изготовления ее элементов.

Столь разнообразные и противоречивые требования, предъявляемые к системам охлаждения электрических машин, не позволяют полностью оценить их работоспособность с помощью одного параметра характеристики. Кроме того, многие из перечисленных требований нельзя выразить количественно (взаимозаменяемость, вопросы эксплуатации и т. п.).

Для количественной оценки эффективности систем охлаждения электрических машин и аппаратов предложены различные комплексы, характеризующие определенные ее качества.

В [Л. 1 и 2] для оценки экономичности и эффективности системы охлаждения введены величины удельной затраты мощности, определяемой отношением затраченной на охлаждение мощности к суммарным потерям в электрической машине $\bar{P} = P/P_{\Sigma}$, и коэффициента использования

$$\sigma = S_0 / \ln D^2,$$

где S_0 — электромагнитная мощность; D , l — диаметр якоря в расточке и расчетная длина; n — частота вращения.

Эффективность систем непосредственного охлаждения электрических машин и аппаратов рассмотрена в [Л. 3]. Автор монографии указывает на ряд обобщенных показателей конструкции, с помощью которых можно производить количественную оценку совершенства системы охлаждения: длина канала, величина охлаждающей поверхности, пористость конструкции. Для оценки возможностей различных конструктивных схем системы охлаждения электрических машин, а также для оценки их работоспособности в [Л. 4] предложена величина $G = P_0/V'$, равная отношению отводимой мощности к величине активного охлаждаемого объема.

В [Л. 5] для сравнительной оценки эффективности различных систем охлаждения принят параметр эффективности в виде:

$$k_t = \frac{l^2 R_p}{\pi D_p L_p \theta},$$

где I_p — ток в обмотке; R_p — сопротивление обмотки; D_p — внешний диаметр ротора; L_p — активная длина ротора; θ — среднее превышение температуры.

В [Л. 6] даны критерии оценки эффективности и экономичности систем охлаждения для крупных электрических машин. Критерий эффективности при газовом и жидкостном охлаждении, устанавливающий связь между потерями в активных частях электрической машины и максимально возможным увеличением теплосодержания охлаждающей среды, имеет вид:

$$\frac{q_0 l^3}{d_r} \left(\frac{k_a}{1 - k_a} \right)^2 = \frac{2 \Delta H \rho C^2 \Delta T_{0.c}^2}{\xi_{TP}}.$$

Коэффициент экономичности способа охлаждения определяется как величина отводимых потерь на единицу мощности, затрачиваемой на охлаждение:

$$\bar{P} = \frac{\eta \rho C \Delta T_{0.c}}{\Delta H},$$

где q_0 — удельное тепловыделение; l — длина охлаждаемого канала; d_r — гидравлический диаметр; k_a — коэффициент заполнения; ΔH — возможный перепад давления по длине охлаждаемого канала; ρ — плотность охлаждающей среды; C — удельная теплоемкость; $\Delta T_{0.c}$ — допустимое превышение температуры охлаждающей среды; ξ_{TP} — коэффициент гидравлического трения.

Из этого краткого обзора видно, что выбранные параметры могут быть использованы лишь для оценки некоторых качеств системы охлаждения электрических устройств и аппаратов и не могут дать полной характеристики достоинств и недостатков сравниваемых систем охлаждения электрических машин.

Следует отметить, что указанные способы оценки эффективности не включает в себя величины, определяемые конструкцией системы охлаждения, что не позволяет активно воздействовать на геометрические характеристики системы охлаждения с целью изыскания путей ее совершенствования.

Анализ требований, предъявляемых к различным системам охлаждения, привел к выводу о том, что конструктивное совершенство системы охлаждения можно в первом приближении количественно оценить, используя следующие величины.

1. Объемное тепловыделение, характеризующее интенсивность физического процесса преобразования энергии в активных элементах конструкции q_0 , Вт/см³.

2. Максимальный градиент температуры по линейному размеру, определяющий степень использования по нагреву активных материалов конструкции.

3. Суммарное тепловое сопротивление «активный элемент — хладагент», включающее в себя конвективное тепловое сопротивление на границе «стенка — хладагент» и тепловое сопротивление, определяемые процессом теплопроводности элементов, расположенных между охлаждаемой границей и тепловыделяющим элементом конструкции, °С/вт. Значение суммарного теплового сопротивления характеризует как конструктивное совершенство системы охлаждения, так и эффективность процесса охлаждения.

Поскольку сравнение систем охлаждения целесообразно проводить при одинаковой для всех сравниваемых электрических машин максимальной температуре, введем в рассмотрение коэффициент нагрузки, равный отношению разности температур между допустимой температурой (принятой одина-

ковой для всех электрических машин) и температурой хладагента к разности температур между максимальной температурой рассматриваемого элемента каждой электрической машины и температурой хладагента:

$$\beta = \frac{t_n - t_x}{t_{mx} - t_x}.$$

Анализ температурных зависимостей для тел с внутренними источниками тепла показал, что объемная плотность тепловыделения пропорциональна разности между максимальной и минимальной температурами тела. Приняв в первом приближении прямую пропорциональную зависимость между величиной q_v и разностью температур $t_{mx} - t_x$ для рассматриваемых элементов электрических машин, сравнение систем охлаждения будем производить по величине βq_v , равной той объемной плотности тепловыделения, которая была бы в данном элементе, если бы его максимальная температура равнялась допустимой для всех рассматриваемых элементов электрических машин.

Очевидно, электрическая машина с большими значениями объемной плотности тепловыделения и меньшими значениями суммарного теплового сопротивления, а также максимального градиента температуры имеет более совершенную в конструктивном отношении систему охлаждения. Это дает основание оценивать конструктивное совершенство системы охлаждения параметром ξ , равным произведению проводимости внешних

элементов, входящих в систему охлаждения, и удельной внутренней проводимости рассматриваемого элемента конструкции:

$$\xi = \beta q_v \left(\frac{\Delta t}{\Delta x} \sum_i R_i \right)^{-1}.$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Филиппов И. Ф. Вопросы охлаждения электрических машин. М., «Энергия», 1964.
2. Бертинов А. И. Проектирование самолетных электрических машин. М., Оборонгиз, 1953.
3. Москвитин А. И. Непосредственное охлаждение электрических машин. М., АН СССР, 1962.
4. Gledhill J. Recent Developments in Electric Power Generating Equipment for Modern Aircraft.— «The English Electric Journal», 1966, № 6.
5. Asztalos P. A. Comparison of cooling systems for turboalternator rotor.— «Actatechn. Acad. scient. hung.», 1969, № 1, 2.
6. Данько В. Г. Теоретическое и экспериментальное исследование нагрева крупных электрических машин. Автореф. дис. на соиск. учен. степени д-ра техн. наук, 1971.

[24.2.1972]



УДК 621.3.083.8

Расчет статических характеристик комбинированного преобразователя

Канд. техн. наук В. А. АЗАНОВ и инж. А. А. ЕФАНОВ

Москва

Конструкция преобразования и принцип действия его как в режиме датчика угла (ДУ), так и в режиме датчика момента (ДМ) уже были рассмотрены авторами ранее [Л. 1 и 2]. Однако уравнения выходных характеристик преобразователя были выведены при упрощенном представлении зависимости магнитной индукции в рабочем воздушном зазоре либо в виде трапеции [Л. 1], либо в виде прямоугольника [Л. 2], имеющих высоту B_{max} , и без учета зависимости распределения по зазору витков рамки. Естественно, что расчет выходных характеристик преобразователя по этим уравнениям дает значительные погрешности, достигающие в ряде случаев 35%.

Задачей авторов в этой статье явилось отыскание выражений для выходного сигнала (э. д. с.) и момента преобразования с учетом истинной формы магнитного поля и распределения витков рамки по зазору.

Уравнение выходной характеристики преобразователя в режиме ДУ. Как указывалось ранее [Л. 1], при вращении ротора преобразователя магнитное поле наводит в рамке э. д. с., пропорциональную разности магнитных потоков полюсов.

При симметричном положении рамки относительно магнитной системы суммарная э. д. с. равна нулю, так как векторы магнитных потоков полюсов равны и противоположно направлены.

При смещении рамки э. д. с., наведенная в ней одним из полюсов, получает положительное приращение, а э. д. с. от второго полюса — отрицательное. Причем по абсолютной величине приращения равны. При этом на выходе преобразователя появится сигнал, равный удвоенному значению приращения.

Рассмотрим, чему равняется приращение э. д. с. при смещении рамки на величину Δ под одним из полюсов (рис. 1, а). Амплитуда э. д. с., наведенной в рамке одним из полюсов при симметричном положении рамки относительно магнитной системы, равна

$$E'(\Delta) = V \int_{-c}^c B(x) w'(x) dx. \quad (1)$$

При перемещении рамки на величину Δ в направлении координаты x получаем:

$$E''(\Delta) = V \left[\int_{-c}^{-c+\Delta} B(x) w_p dx + \int_{-c+\Delta}^{c+\Delta} B(x) w''(x) dx \right]. \quad (2)$$

В выражениях (1) и (2): c — геометрический размер рамки (рис. 1, а); V — линейная скорость вращения магнитного поля; $B(x)$ — зависимость: индукции в зазоре и за его пределами вдоль оси x (рис. 1, а); w_p — полное число витков рамки; $w'(x)$ и $w''(x)$ — зависимости витков под полюсом соответственно при симметричном положении рамки и при ее смещении на величину Δ .

Тогда приращение э. д. с. определится как разность между (2) и (1), т. е.

$$\Delta E = E''(\Delta) - E'(\Delta) = V \left[\int_{-c}^{-c+\Delta} B(x) w_p dx + \int_{-c+\Delta}^{c+\Delta} B(x) w''(x) dx - \int_{-c}^c B(x) w'(x) dx \right]. \quad (3)$$

По методике [Л. 3] были построены картины поля для половины магнитной системы в двух взаимно перпендикулярных плоскостях (в статье на рис. 2 приведена картина поля лишь в плоскости xoz). По картинам поля определены проводимости зазора G_{δ} с учетом выпучивания, рассеяния G_s и полная проводимость G_{Π} магнита в магнитной системе. По методике [Л. 4] определены рабочая точка постоянного магнита и значение индукции B_0 в зазоре в центре полюса.

Распределение индукции в воздушном зазоре и за его пределами (рис. 1, а) приближенно определяем следующим образом.

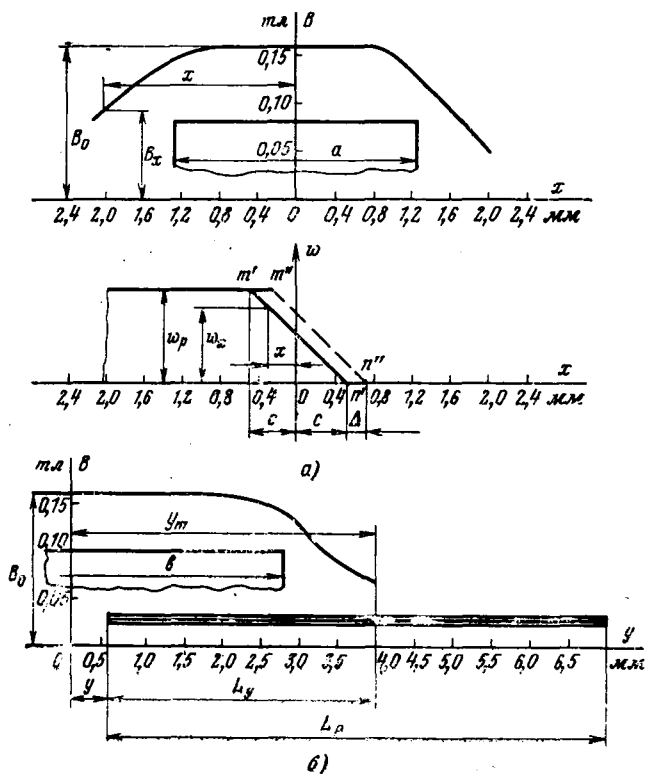


Рис. 1.

Для произвольной трубки, находящейся на расстоянии x от середины полюса, находим значение соответствующей ей индукции по формуле:

$$B(x) = B_0 \frac{a_0}{a_x}, \quad (4)$$

где a_x — средняя ширина элементарной трубки на координате x (рис. 2); a_0 — средняя ширина элементарной трубки в центре полюса.

При углах отклонения рамки, не превышающих 2° , кривая $B(x)$ достаточно хорошо описывается уравнением:

$$B(x) = M_1 x^4 + N_1 x^2 + K_1, \quad (5)$$

где M_1, N_1, K_1 — постоянные коэффициенты, определяемые по методу наименьших квадратов [Л. 5].

Погрешность аппроксимации не превышает при этом 10%.

Выражения для $w'(x)$ и $w''(x)$ находим из уравнений прямых, проходящих соответственно через точки $n'(c, 0)$; $m'(-c, w_p)$ и $n''(c+\Delta, 0)$; $m''(-c+\Delta, w_p)$:

$$w'(x) = \frac{w_p}{2c}(c-x), \quad w''(x) = \frac{w_p}{2c}(c+\Delta-x). \quad (6)$$

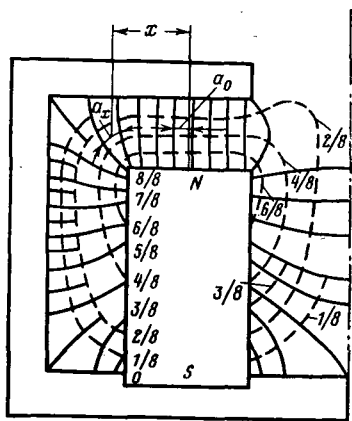


Рис. 2.

Подставляя (5) и (6) в (3) и учитывая, что перемещение рамки Δ связано с углом α отклонения ротора преобразователя соотношением

$$\Delta = r\alpha, \quad (7)$$

где r — расстояние от рамки до оси вращения ротора, получаем следующее выражение для приращения э. д. с.:

$$\Delta E = V w_p r \left(\frac{M_1}{5} c^4 + \frac{N_1}{3} c^2 + K_1 \right) \alpha. \quad (8)$$

Следовательно, выражение для выходного сигнала преобразователя с учетом сказанного выше запишется в виде:

$$E = 2V w_p r \left(\frac{M_1}{5} c^4 + \frac{N_1}{3} c^2 + K_1 \right) \alpha. \quad (9)$$

Уравнение выходной характеристики преобразователя в режиме ДМ. Как указывалось в [Л. 2], при питании рамки постоянным током на ротор преобразователя действует момент, строго пропорциональный значению тока.

Рассмотрим зависимость момента от положения рамки относительно магнитной системы вдоль оси y .

На рис. 1,б изображена кривая $B(y)$ распределения индукции в воздушном зазоре и за его пределами по оси y , полученная аналогично зависимости $B(x)$. При вхождении рамки в поле магнитной системы зависимость момента от положения рамки в общем случае определяется выражением:

$$M = 2I w_p L_y B_{cp} r, \quad (10)$$

где I — ток в рамке ($I = \text{const}$); L_y — активная длина среднего витка, находящаяся под одним полюсом; B_{cp} — среднее значение индукции в зоне расположения рамки;

$$B_{cp} = \frac{l}{y_m - y} \int_y^{y_m} B(y) dy. \quad (11)$$

Из (10) и (11), учитывая, что $L_y = y_m - y$ (рис. 1,б), получаем:

$$M = 2I w_p r \int_y^{y_m} B(y) dy. \quad (12)$$

Выражение (12) справедливо для случая $L_p \geq 2y_m$, где L_p — длина среднего витка рамки в направлении оси y .

В случае, когда $L_p < 2y_m$, зависимость момента от положения рамки необходимо определить по участкам.

Для значений y , определяемых неравенством $-(L_p - y_m) \leq y \leq y_m$,

$$M = 2I w_p r \int_y^{y_m} B(y) dy. \quad (13)$$

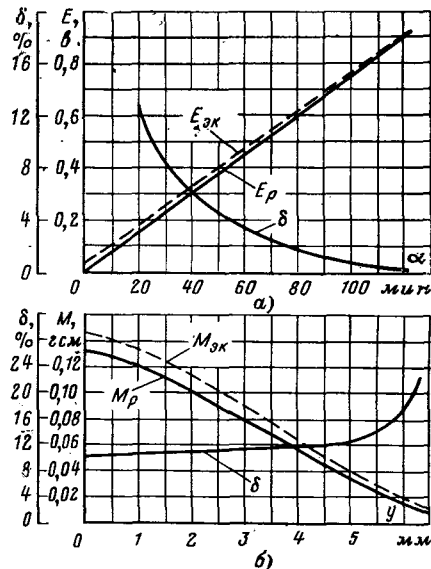


Рис. 3.

При $-0,5L_p \leq y \leq -(L_p - y_m)$

$$M = 2I\omega_p r \int_y^{L_p+y} B(y) dy. \quad (14)$$

Зависимость $B(y)$ в зоне расчетных полюсов может быть достаточно хорошо аппроксимирована (с погрешностью, не превышающей 10%) уравнением:

$$B(y) = M_2 y^4 + N_2 y^3 + K_2, \quad (15)$$

где M_2, N_2, K_2 — постоянные коэффициенты, определяемые аналогично коэффициентам M_1, N_1, K_1 . Из (12)–(15) получаем:

для всех значений y при $L_p \geq 2y_m$ и для участка $-(L_p - y_m) \leq y \leq y_m$ при $L_p < 2y_m$

$$M = 2I\omega_p r \left[\frac{M_2}{5} (y_m^5 - y^5) + \frac{N_2}{3} (y_m^3 - y^3) + K_2 (y_m - y) \right]; \quad (16)$$

для участка $-0,5L_p \leq y \leq -(L_p - y_m)$ при $L_p < 2y_m$

$$M = 2I\omega_p r \left\{ \frac{M_2}{5} [(L_p + y)^5 - y^5] + \frac{N_2}{3} [(L_p + y)^3 - y^3] + K_2 L_p \right\}. \quad (17)$$

При значениях $y = -y_m$ в уравнении (16) и $y = 0,5L_p$ в уравнении (17) получаем выражения для максимальных моментов:

$$M = 4I\omega_p r y_m \left(\frac{M_2}{5} y_m^4 + \frac{N_2}{3} y_m^3 + K_2 \right); \quad (18)$$

$$M = 2I\omega_p r L_p \left[\frac{M_2}{5} (0,5L_p)^4 + \frac{N_2}{3} (0,5L_p)^3 + K_2 \right]. \quad (19)$$

На рис. 3а и б представлены кривые $E_p(\alpha)$ и $M_p(y)$, построенные соответственно по формулам (9), (16) и (17) при

известных геометрических размерах и электрических и магнитных параметрах. Там же приведены экспериментальные зависимости $E_{эк}(\alpha)$ и $M_{эк}(y)$ и кривые погрешностей. Как видно из сравнения расчетной и экспериментальной кривых выходного сигнала, при углах отклонения рамки от 20 мин до 2° формула (9) дает удовлетворительный результат. При этом максимальная погрешность не превышает 12%. При углах отклонения, меньших 20 мин, погрешность увеличивается из-за наличия нулевого сигнала преобразователя. Сравнение расчетной $M_p(y)$ и экспериментальной $M_{эк}(y)$ кривых показывает, что формулы (16) и (17) дают достаточно хороший результат в зоне расчетных полюсов. Максимальная погрешность при этом не более 12%. Вне зоны расчетных полюсов погрешность значительно увеличивается, поскольку формулы (16) и (17) были выведены из предположения отсутствия магнитного поля вне этой зоны.

Выводы. 1. Предложенный в работе метод расчета позволяет с достаточной для практики точностью рассчитать э. д. с. выходного сигнала и среднее значение момента преобразователя.

2. Степень точности расчета определяется в основном точностью построения картины магнитного поля и точностью аппроксимации кривых распределения индукции поля по осям x и y .

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Азанов В. А., Ефанов А. А. Импульсный магнитоиндукционный датчик. — «Электричество», 1969, № 7.
2. Азанов В. А., Ефанов А. А. Моментный преобразователь для гиросприборов, Доклады научно-технической конференции по итогам НИР за 1968—1969 гг. Секция электромеханическая, подсекция электроаппаратостроения. М., 1969.
3. Буль Б. К. Основы теории и расчета магнитных цепей. М., «Энергия», 1965.
4. Сливинская А. Г., Гордон А. В. Постоянные магниты. М., «Энергия», 1965.
5. Зельдович Я. Б., Мышкис А. Д. Элементы прикладной математики. М., «Наука», 1967.

[10.2.1971]



ОТ РЕДАКЦИИ

В редакцию журнала «Электричество» поступила статья А. Б. Крикунчика, в которой рассматриваются вопросы, поднятые в статье А. В. Бережного и Г. Е. Поспелова («Электричество», 1970, № 8), а также замечания авторов на выступление А. Б. Крикунчика «О технико-экономической методике предварительного выбора номинального напряжения электропередачи с учетом ее надежности».

Основное замечание А. Б. Крикунчика заключается в том, что авторы обсуждаемой статьи исходят из неправильной предпосылки об увеличении удельной повреждаемости трансформаторов с ростом их высшего номинального напряжения, относя к отказам работы даже отключения, связанные с недостатками в первых экземплярах трансформаторов новых классов напряжений.

Редакция с этим замечанием согласна. В результате проведенных работ по устранению ряда недостатков в настоящее время показатели отказов трансформаторов, которые приводят к недоотпуску энергии (трактуемые как аварии или браки в работе), практически для всех классов напряжения близки друг к другу, и повышенный выход из строя трансформаторов более высоких классов напряжения не отмечается.

Известно также, что с разработкой и освоением новых методов контроля и испытания трансформаторов на заводе и в эксплуатации и более надежных методов защиты от перенапряжений коэффициент отказа в работе трансформаторов продолжает снижаться.

В связи со сказанным основной вывод статьи об увеличении удельной повреждаемости линий электропередач с ростом их напряжения является, как минимум, недоказанным.

В соответствии с этим далеко неочевидной является целесообразность практического использования предложенной авторами рассматриваемой статьи методики учета надежности электроснабжения в технико-экономических расчетах по определению номинальных напряжений линий электропередачи.



Перспективы применения электропередач постоянного тока в Канаде. Ожидается, что мощности нагрузок увеличатся в Канаде с 35 млн. кВт в 1970 г. до 195 млн. кВт в 2000 г., в США соответственно с 277 млн. кВт до 1 930 млн. кВт. Мощности отдельных генераторных блоков возрастут в Канаде с 500 Мвт в 1970 г. до 1 500 Мвт в 2000 г. и в США с 1 100 Мвт до 2 500 Мвт. Установленные мощности отдельных электростанций увеличатся в Канаде с 2 430 Мвт в 1970 г. до 6 000 Мвт в 2000 г., в США с 2 600 Мвт до 7 200 Мвт. Рост потребления электроэнергии и увеличение мощностей генераторных установок послужат основным толчком для возможного применения передач постоянного тока (ППТ) в Канаде в предстоящие 30 лет. Учитывая более высокую готовность и надежность ППТ по сравнению с системами переменного тока, широкое применение ППТ найдут для сверхдальних передач больших мощностей (без отбора мощности) с высоким к. п. д., для ввода больших мощностей в густонаселенные районы городов или промышленные комплексы через подземные кабели и для управляемых связей между большими энергосистемами переменного тока. Параметры ртутных вентиляей увеличились с 200 а и 50 кв до 1 800 а и 150 кв; с ними начинают успешно конкурировать высоковольтные тиристорные блоки. В настоящее время в Канаде строится асинхронная связь постоянного тока на тиристорных блоках мощностью 320 Мвт с параметрами мостов 2 000 а, 80 кв; началось проектирование первой очереди ППТ мощностью 1 920 Мвт с параметрами мостов 1 800 а, 133 кв, которая будет укомплектована тиристорными блоками наружной установки. Ожидается, что протяженность отдельных ППТ в Канаде возрастет до 1 600 км.

Концевые подстанции ППТ высокого напряжения от ГЭС на р. Нельсон. Электропередача постоянного тока высокого напряжения от трех ГЭС на р. Нельсон (Kettle, Longruse, Limestone) до г. Виннипега (провинция Манитоба, Канада) запроектирована для передачи 3 240 Мвт на расстоянии 900 км. Электропередача состоит из двух двухполюсных цепей, рассчитанных на передачу суммарного тока 3 600 а при напряжении ± 450 кв. Каждый полюс линии состоит из расщепленных на два проводов диаметром каждый 40,5 мм, расположенных на расстоянии 254 мм друг от друга. На выпрямительной подстанции Radisson электроэнергия от ГЭС передается на напряжении 138 кв переменного тока. Преобразование в постоянный ток осуществляется при полном развитии в двух отдельных устройствах, в каждом по шесть мостов ртутных вентиляей по 150 кв постоянного тока. Средняя точка последовательно соединенных мостов заземлена. Группы из трех однофазных трехобмоточных трансформаторов выпрямительной и инверторной установок имеют следующую импульсную прочность (BIL) схемной обмотки:

Мост, кв	Линия—линия, кв	Линия—земля, кв
150	650	650
300	825	1 050
450	1 175	1 550

Схемные обмотки у половины трансформаторов соединены в треугольник, у другой половины — в звезду, чем обеспечивается 12-фазная схема преобразования. Выключатели 138 кв имеют номинальную отключающую способность 12 000 Мва. К шинам 138 кв каждого из двух распределительных устройств присоединен фильтр высших гармонических. На инверторной подстанции Dorsey постоянный ток преобразуется в трехфазный ток 230 кв. Здесь к каждой третичной обмотке преобразовательного трансформатора подключается синхронный конденсатор мощностью 160 Мвар (80 Мвар в режиме недовозбуждения), 17 кв, 1 200 об/мин, с водородным охлаждением, присоединенный к трансформатору через воздушный выключатель с помощью лфазно экранированных токопроводов.

¹ В данном номере дается обзор материалов 10—12 выпусков РЖ АН СССР «Электрические станции, сети и системы», опубликованных в «Proc. Manitoba Power Conf. EHV—DC, Winnipeg, 1971».

К шинам 230 кв присоединены также фильтры высших гармонических составляющих. Выключатель 230 кв имеет отключающую способность 20 000 Мва. На каждой из преобразовательных подстанций имеется переключающее устройство, позволяющее каждую линию переключить на любое из двух преобразовательных устройств.

Координация изоляции оборудования преобразовательных подстанций ППТ. Специалистами компании ASEA (Швеция) рассмотрены возможные виды перенапряжений, действующих на оборудование преобразовательных подстанций ППТ, характеристики изоляции оборудования и основные требования к разрядникам. Приведены рекомендации по координации изоляции преобразовательных подстанций с высоковольтными ртутными вентилями (ВРВ) и с высоковольтными тиристорными блоками (ВТБ) при последовательном и параллельном соединении мостов на преобразовательной подстанции. Перенапряжения, действующие на оборудование преобразовательных подстанций ППТ, а следовательно, и требования к изоляции преобразовательного оборудования зависят от схемы преобразовательной подстанции, причем существенным параметром является число последовательно соединенных мостов в полупериод преобразовательной подстанции. Требования к выдерживаемому напряжению изоляции оборудования как между выводами плечей мостов, так и между частями, находящимися под напряжением, и землей увеличиваются при увеличении числа последовательно соединенных мостов на преобразовательной подстанции. Поскольку ВТБ можно изготовить на более высокие напряжения, чем ВРВ, логично проектировать преобразователи с ВТБ на полное напряжение подстанции, исключив необходимость последовательного соединения мостов. Схемные и эксплуатационные соображения требуют применения разрядников специальной конструкции для преобразовательных подстанций ППТ. Это объясняется такими существенными различиями условий работы разрядников на преобразовательных подстанциях ППТ по сравнению с обычными разрядниками в системах переменного тока, как гашение разрядника при воздействии постоянного напряжения после протекания длительных волн разрядного тока, защитная способность разрядника в индуктивных цепях и необходимость ограничивать переходные скачки напряжения на разряднике при его срабатывании.

Системы регулирования ППТ. Описано и проведено сравнение различных систем регулирования, применяемых в ППТ. Сообщается, что для ППТ применимы два основных способа регулирования: способ А — регулирование тока ППТ выпрямителем, инвертор регулирует угол погасания, обеспечивая наилучший коэффициент мощности; способ Б — регулирование тока инвертором, выпрямитель поддерживает максимальное напряжение постоянного тока. При регулировании по способу Б регулятор выпрямителя устанавливает уровень напряжения ППТ, зажигание вентилей происходит в точке естественной коммутации, т. е. угол регулирования $\alpha=0$. Дополнительно выпрямитель снабжается ограничителем тока, обеспечивающим ограничение токов перегрузки. Регулятор инвертора регулирует ток ППТ и имеет ограничитель угла погасания, предотвращающий нарушения коммутаций вентилей инвертора. В результате вероятность нарушения коммутации значительно снижается; кроме того, система становится более устойчивой при авариях и коммутационных переключениях в приемной системе переменного тока. Способ Б является предпочтительным, если диодные или тиристорные преобразователи применяются в схемах однонаправленного потока мощности, и не рекомендуется для ртутных вентиляей. Кроме того, система защиты при способе Б будет более сложной по сравнению со способом А. При регулировании по способу А регулятор выпрямителя регулирует ток ППТ путем изменения выпрямленного напряжения. Дополнительный регулятор выпрямителя снабжается ограничителем максимального тока, ограничивающим токи перегрузки. Регулятор инвертора регулирует рабочие режимы, гарантируя минимальное значение угла погасания, необходимого для успешной коммутации вентилей инвертора. Рабочее напряжение ППТ определяется напряжением передающей системы переменного тока, нагрузкой ин-

вертора, углом погасания, который устанавливается регулятором. Регулятор инвертора имеет ограничитель минимального тока, предотвращающий погасание ППТ, если напряжение передающей системы переменного тока уменьшится или увеличится напряжение приемной системы. Оба способа регулирования могут быть дополнены регулированием потока нагрузки ППТ в соответствии с частотой системы переменного тока, что демпфирует колебания мощности в обеих системах переменного тока. Описана полная система регулирования. Ликвидация и ограничение аварий в ППТ осуществляется с помощью системы сеточного регулирования вентилей, блокирующей подачу импульсов управления, и применением шунтирующих вентилей, быстродействующих шунтирующих выключателей и разъединителей. Аварии на линии подавляются переводом выпрямителя в инверторный режим путем увеличения угла регулирования α до 125° .

Управление и защита ППТ Nelson River. Обе преобразовательные подстанции и генераторная станция (Kettle) в нижнем течении р. Нельсон рассчитаны на дистанционное управление без дежурного персонала, в связи с чем при создании устройств управления и защиты ППТ Nelson River широко используются системы автоматического управления, блокировки, защиты и применяются высоконадежные элементы в схемах с дублированием и резервированием. Питание собственных нужд ответственных потребителей на преобразовательных подстанциях осуществляется от двигатель-генераторных установок. В качестве шунтирующих аппаратов используются воздушные выключатели. На преобразовательных подстанциях используется разветвленная схема блокировки, причем многие переключения выполняются автоматически. С целью повышения готовности в силовой схеме преобразовательных подстанций предусмотрены сложные системы шин и перемычек, позволяющие осуществлять обходное подключение оборудования. В частности, на каждой подстанции может изменяться схема включения двух преобразовательных мостов, линейного реактора, фильтров постоянного тока. При переключениях силового оборудования осуществляются переключения в цепях управления, что достигается путем переключения блоков со штепсельными разъемами. Главное регулирование ППТ осуществляется системой регулирования мощности, которая включает в себя главный регулятор мощности, динамический регулятор мощности и связанные с ними устройства управления и защиты, в том числе регуляторы тока, блоки уставок, устройства дистанционной связи между подстанциями и различные блокировочные устройства. На преобразовательных подстанциях применяется световая система управления высоковольтными ртутными вентилями. Кроме полупроводниковых регуляторов тока, используются регуляторы переключения отпаек, блок симметрирования углов зажигания, блок автоматики соответствия мостов и др. Предусмотрено четыре основных типа мостовых защит: защита по di/dt , дифференциальная токовая защита, максимальная токовая защита и защита напряжения. Основная часть регуляторов и устройств защиты выполнена на полупроводниковых элементах. Однако традиционные виды защит выполнены на электромагнитных реле.

Система телесвязи для ППТ Nelson River. Для передачи сигналов регулирования и защиты в ППТ Nelson River применена быстродействующая система микроволновой радиосвязи. Требование широкой полосы частот диктуется быстродействием ППТ, коэффициентами готовности и надежности. Часть оборудования применяется совместно с системой регулирования: кодирующие и декодирующие устройства, блоки сигналов звуковых частот. Другие приборы требуются для эксплуатации ППТ: системы контроля, устройства местной и дистанционной регистрации. Быстродействующая линия телесвязи обеспечивает безынерционное регулирование мощности, необходимое для демпфирования возмущений в системе переменного тока. Другие каналы применяются для блокирующих устройств управления коммутационными переключениями, чтобы изолировать поврежденную линию ППТ, и для защитных операций. Дополнительно система телесвязи обеспечивает управление обеими ПС из диспетчерского пункта в г. Виннипеге. В системе телесвязи применены сигналы двух типов: автоматические (без вмешательства оператора); ручные (контролируемые оператором). Автоматические сигналы формируются ЦВМ, которая анализирует ряд критических параметров, образующих основу для требуемого уровня кодирования, и модулирует сигналы для передачи через стандартные радиоканалы. На случай повреждения система снабжается резервной линией связи, использующей другую трассу. Все сигналы передаются одновременно по основной и резервной системам.

Селекция сигналов осуществляется приемником с приоритетом на сигналы основной системы. Основная радиосистема протяженностью 1000 км имеет 27 станций. Радиосистема первой очереди имеет 40 звуковых каналов, предусмотрено ее расширение до 120 каналов для трех биполярных ППТ. Резервная система состоит из трех звуковых каналов, обслуживающих преобразовательные ПС и диспетчерский пункт. Расчетная надежность основной системы составляет 99,999%, надежность резервной системы определена в 99%.

Фильтры переменного тока для передачи Nelson River. Фильтры, предназначенные для подавления гармоник тока и напряжения на стороне переменного тока ППТ, состоят из отдельных комплектов для 5-й, 7-й, 11-й, 13-й, 17-й и более высоких гармоник. Каждый комплект состоит из трех фаз, соединенных в звезду с глухозаземленной нейтралью, и включается с помощью выключателей на шины 130 кВ на передающем и 230 кВ на приемном конце ППТ. Конденсаторы объединены в параллельные группы, соединенные последовательно между собой. Каждый конденсатор защищен плавким предохранителем. Реакторы представляют собой катушки без сердечников, смонтированные в фарфоровых рубашках с масляным заполнением. Последовательно с ними включены катушки переменной индуктивности с плавной регулировкой, предназначенные для автоматической подстройки резонансной частоты при изменениях частоты системы и окружающей температуры. Фильтры рассчитаны так, что они могут работать в течение двух недель при выходе из строя одного из конденсаторов. Расчетная добротность фильтра равна 100. Так как фактически добротность получилась более высокой, для ее снижения применены резисторы.

Проектирование заземляющих электродов для ППТ. Для ППТ Nelson River будут сооружены электроды, которые должны позволять пропускать ток 1800 А любой полярности в течение четырех недель. Площадки для электродов выбирались с помощью аэрофотосъемки местности и геоэлектрических исследований грунтов. Северный электрод будет расположен на расстоянии 14 км от подстанций, а южный — на расстоянии 22 км. Электроды кольцевой формы закладываются на глубину 3 м. Они выполняются из стали круглого сечения диаметром 38 мм с засыпкой утрамбованным коксом 60×60 см. Во избежание электроосмотических явлений плотность тока на границе кокс — грунт не должна превосходить 100 мка/см^2 на южном и $62,5 \text{ мка/см}^2$ на северном электроде. Это привело к диаметрам электродов соответственно 250 и 400 м. С точки зрения безопасности для неогороженного электрода считается допустимым градиент потенциала на поверхности грунта 10 в/м. Чтобы проверить правильность расчетов и определить влияние поля на окружающие сооружения, был сооружен пробный электрод диаметром 19,5 м, через который пропускался ток до 200 А, для чего использовались линии 220 кВ длиной 150 км или 390 км. Испытания подтвердили правильность принятых решений. Поля, измеренные в местах расположения подземных сооружений, оказались слабее полей естественных теллурических токов.

Вопросы строительства ППТ + 450 кВ Nelson River. Двухцепная двухполюсная ППТ ± 450 кВ длиной 896 км соединяет преобразовательную подстанцию Radisson, расположенную вблизи источников генерируемой мощности на р. Нельсон, и подстанцию Dorsey вблизи г. Виннипега. Часть трассы проходит в районах очагового распространения вечной мерзлоты. В качестве массовых промежуточных и промежуточно-угловых опор были применены опоры с оттяжками. Анкерно-угловые опоры — свободностоящие. Основную проблему представляло строительство фундаментов в условиях труднопроходимой трассы. На некоторых участках трассы строительство было возможно только зимой. В качестве анкеров для оттяжек применялись стальные анкерные стержни, устанавливаемые в предварительно пробуренные скважины с последующим заполнением скважин цементным раствором. Под стойки опор с оттяжками устанавливались стальные болтовые подножки, опирающиеся на деревянные шпалы. Для связи в процессе строительства использовалась двухсторонняя радиосвязь. На наиболее удаленных от дорог участках трассы применялись вертолеты.

Опоры ППТ Nelson River. На основе технико-экономического анализа условий трассы ППТ Nelson River, нагрузок, высот и конструкций опор были выбраны четыре двухполюсные одноцепные опоры — промежуточная, угловая промежуточная для углов поворота от 0 до 8° , тяжелая угловая промежуточная для углов поворота от 0 до 25° и анкерно-угловая и концевая опоры для углов поворота от 0 до 60° . Первые

две опоры — на оттяжках, третья и четвертая — свободностоящие. Расстояние между полюсами 13,41 м определялось не электрическими габаритами от проводов до тела опоры, а условиями потерь на корону. Принятый первоначально угол грозозащиты 25° потребовал очень высокой тросостойки. Впоследствии этот угол был увеличен до 35°, что дало возможность значительно уменьшить тросостойку. Выбор опор на оттяжках был продиктован такими преимуществами, как легкость, удобство монтажа и простота конструкций фундаментов. Более широкая база опор на оттяжках, чем у свободностоящих, не повлияла на экономические показатели, поскольку отвод земель под площадки опор не представлял никаких проблем. Система оттяжек промежуточных опор состояла из четырех двойных тросов диаметром 11,7 мм, каждый из которых представлял собой петлю, проходящую перед блоком, установленным на конце одной из двух специальных консолей, расположенных перпендикулярно плоскости основных траверс. Расположение земли крепятся к специальному коушу, являющемуся частью арматуры, соединяющей оттяжки с анкером. Такая система оттяжек позволяет воспринимать крутящие моменты, а также исключать возможность перетирания оттяжек о тело опоры. В опоре применялась низколегированная сталь с пределом текучести 34 500 н/см² с требованиями испытаний на ударную вязкость при температуре 17,78 °С. Проколка отверстий на полный диаметр допускалась в элементах толщиной не более 12,27 мм. Гнутые элементы при изготовлении опор допускалось только в горячем состоянии. Опоры были подвергнуты натурным испытаниям. Разрушение промежуточной опоры произошло в нормальном режиме при действии ветра под углом 45°. Коэффициент перегрузки принят равным 1,3. Напряжение в опоре под действием расчетных нагрузок не должно превосходить предела текучести стали.

Проект фундаментов под опоры ППТ Nelson River, из которых 3918 были на оттяжках, а 96 — свободностоящими, представляет особый интерес, поскольку трасса ЛЭП пересекает труднодоступные северные районы Канады с тяжелыми грунтовыми условиями. Северный участок трассы длиной 364 км характеризуется широким распространением скальных пород, твердых моренных глин, а также слабых иловатых глин, большим количеством озер, болот и торфяных отложений. Кроме того, этот район находится в зоне очагового распространения вечной мерзлоты. Южная часть трассы длиной 530 км проходит по сравнительно ровной местности, характерной наличием известняковых отложений, моренных глин с вкраплением валунов, а также иловатых и глинистых грунтов различной степени влажности. Геологические изыскания трассы производились в больших масштабах с привлечением исследовательских организаций, занимающихся изучением вечномерзлых грунтов и сил морозного пучения. Были проведены полевые испытания различных типов анкеров под оттяжки в вечномерзлых и талых грунтах. Производились испытания анкеров в вечномерзлых грунтах, размораживаемых с помощью забитых в грунт электродов. Это дало возможность получить данные о прочности и деформативности анкеров в естественно оттаявших мерзлых грунтах. Было установлено, что температура вечномерзлых грунтов колеблется между -1,11 °С и 0 °С. При такой высокой температуре вечной мерзлоты, близкой к точке таяния грунта, необходимо учитывать вероятность глубокого протаивания грунтов в период эксплуатации ППТ вследствие нарушения теплового режима, вызванного работами по расчистке просеки. Значения сил морозного пучения, действующего на фундамент, определялись на основе работ советских исследователей — Цитовича, Далматова и Вялова. В качестве фундаментов под стойки опор на оттяжках применялись бетонные фундаменты, бетонизируемые в про-

буренных котлованах. Анкеры под оттяжки представляли собой анкерные стержни, устанавливаемые в пробуренные с помощью обсадных труб скважины, которые заполнялись цементным раствором. По мере заполнения скважины раствором, обсадные трубы извлекались. Максимальная глубина скважины достигала 15,24 м; наиболее экономичный диаметр скважины получился равным 15,24 см. При устройстве таких фундаментов решались проблемы, связанные с буровым оборудованием и технологией образования скважин в различных грунтах. Несущая способность анкеров определялась полевыми испытаниями с помощью инвентарных испытательных устройств. Всего было испытано около 8000 анкеров; 150 анкеров были усилены после испытаний.

Собственные нужды и электроснабжение преобразовательных подстанций электропередачи постоянного тока высокого напряжения от ГЭС на р. Нельсон. Собственные нужды каждого преобразовательного устройства обеспечиваются тремя трансформаторами собственных нужд: выпрямительная подстанция Radisson — трансформаторами 7,5/20 Мва, 138/16 кв, а инверторная подстанция Dorsey — трансформаторами 10/13,3 Мва, 230/4,16 кв. При полном развитии на каждой подстанции имеются два устройства. Мощность трансформаторов на инверторных подстанциях больше, так как на них добавляются собственные нужды синхронных компенсаторов, включая разгонные электродвигатели 4,16 кв (асинхронные электродвигатели с жидкостными реостатами). Возбуждение синхронных компенсаторов не увеличивает нагрузку трансформаторов собственных нужд, так как возбуждение синхронных компенсаторов выполнено статическим по схеме самовозбуждения.

Приведен расчет нагрузки собственных нужд. Для шести мостов она составляет около 6 Мва зимой и около 7 Мва летом. Рассмотрены нагрузки собственных нужд следующих категорий. 1. Те, которые не терпят перерыва более 0,1 сек. К этой категории относятся нагрузки собственных нужд самих ртутных вентилях (РВ). Эти собственные нужды обеспечиваются двигателями-генераторами 4160/600 в с маховиками в количестве четырех штук на каждое устройство. 2. Ответственные собственные нужды, к которым относятся управление, защита, связь. 3. Аварийные собственные нужды, к которым относятся питание насосов смазки при останове синхронных компенсаторов, обогрев катодов и анодов РВ, компрессоры для воздушных выключателей, обогрев снаружи баков для воды, отопление зданий, пожаротушение, оновное освещение. 4. Остальные собственные нужды.

Для питания сетей 600 в установлены на каждом устройстве четыре трансформатора на 1000 кв, 4160/600 в. Имеются также мелкие трансформаторы 600/415/240 в, 600/120 в. На каждом устройстве имеются две аккумуляторные батареи 129 в и отдельные аккумуляторные батареи 129 в для ОРУ переменного тока. Три батареи 25 в для РВ, одна батарея 48 в для установок связи и одна установка, питаемая от аккумуляторной батареи 129 в, обеспечивающая бесперебойное питание через инвертор шины 120 в переменного тока для вычислительного устройства. Все РУ собственных нужд выполнены в виде комплектных устройств и имеют не менее двух секций на каждое РУ. На случай аварии в энергосистеме подстанции Radisson может быть обеспечена электроэнергия от электростанции Kettle, на которой сохраняются установленные на время строительства дизель-генераторы 2 × 250 квт и 2 × × 350 квт. Подстанция Dorsey может в этих случаях получить электроэнергию от электростанции Selkirk, на которой установлены две газовые турбины с генераторами 14 Мва.

· Канд. техн. наук Л. И. ПАВЛОВ и инж. М. В. ФОНАРЕВА



УВАЖАЕМЫЙ ЧИТАТЕЛЬ

Публикуем перечень книг из плана издательства «Энергия» на 1973 г., которые рекомендуются читателям нашего журнала.

УЧЕБНАЯ ЛИТЕРАТУРА

- Барзам А. Б. Системная автоматика. Учебное пособие для техникумов. Изд. 3-е. 1 р. 93 к.
- Каган Б. М., Каневский М. М. Цифровые вычислительные машины и системы. Учебное пособие для вузов. 34 л. 1 р. 43 к.
- Кузин Л. Т. Основы кибернетики. Учебное пособие для вузов. 34 л. 1 р. 43 к.
- Новоселов А. И. Автоматическое управление. Учебное пособие для вузов. 29 л. 1 р. 26 к.
- Петров Г. Н., Косачева Д. И. Чтение чертежей микросхем. Учебное пособие для профтехучилищ. 6 л. 14 к.
- Стефани Е. П., Пикина Г. А. Сборник задач по основам автоматического регулирования теплоэнергетических процессов. Учебное пособие для вузов. 13 л. 60 к.
- Тутевич В. Н. Телемеханика. Учебное пособие для вузов. 29 л. 1 р. 26 к.
- Электрические измерения. Учебник для вузов. Под ред. А. В. Фремке. Изд. 4-е. 33 л. — Авт.: Байда Л. И., Добротворский Н. С., Душин Е. М. и др.

СПРАВОЧНАЯ ЛИТЕРАТУРА

- Згурский В. С., Лисицин Б. Л. Элементы индикации. 14 л. 84 к.
- Кацнельсон Б. В., Ларионов А. С. Отечественные приемно-усилительные лампы и их зарубежные аналоги. 26 л. 1 р. 54 к.
- Свойства и применение металлов для электровакуумных приборов. 18 л. 99 к. — Авт.: Андреева Р. Т., Ипатова С. И., Розина Н. С. и др.
- Справочник по электроизмерительным приборам. Сост.: Орешников В. В., Шаповалов В. Д., Цветков Э. И. 77 л. 1 р. 09 к.
- Шелихов А. А., Селиванов Ю. П. Отечественные вычислительные машины. 12 л. 60 к.

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ

- Агаханян Т. М. Основы транзисторной электроники. 20 л. 1 р. 24 к.
- Барсуков Ф. И., Русанов Ю. Б. Элементы и устройства радиотелеметрических систем. 14 л. 88 к.
- Виноградов А. А., Демусяк А. Г. Международная стандартизация в области электротехники и радиоэлектроники. 12 л. 60 к.
- Говорков В. А. Ускоренные числовые расчеты сложных электрических цепей. 6 л. 30 к.
- Дружинин Г. В. Процессы технического обслуживания. 17 л. 99 к.
- Жовинский В. Н., Арховский В. Ф. Корреляционные устройства. 13 л. 65 к.
- Зи С. М. Физика полупроводниковых приборов. Пер. с англ. 58 л. 4 р. 32 к.
- Золотарев И. Д., Брюханов Ю. А. Автоматические анализаторы спектра рециркуляционного типа. 9 л. 45 к.
- Кибернетику — на службу коммунизму. Т. 7. Кибернетические проблемы энергетических систем. Под. ред. А. И. Берга и А. А. Веникова. 25 л. 2 р. 46 к.
- Козлов Г. Д. Коммутация магнитного потока. 16 л. 1 р. 04 к.
- Кривонос А. И. Полупроводниковые датчики температуры. 10 л. 50 к.

- Кучинский Г. С. Высоковольтные импульсные конденсаторы. 11 л. 56 к.
- Лабутин В. К., Молчанов А. П. Моделирование механизмов слуха. 11 л. 55 к.
- Лапицкий Е. Г., Семенов А. М., Сосновкин Л. Н. Расчет диапазоновых радиопередатчиков. 22 л. 1 р. 41 к.
- Лившиц И. И. Транзисторные усилители класса D. 8 л. 42 к.
- Локтаев В. С., Гимпельсон В. Д. Технология производства микромодулей и микромодульных узлов. 8 л. 40 к.
- Перцов С. В., Щуцкой К. А. Входные цепи радиоприемников. 15 л. 94 к.
- Рубицкий А. М. Техническая подготовка на предприятиях радиопромышленности. 13 л. 66 к.
- Соммер А. Фотоэмиссионные материалы. Пер. с англ. 19 л. 13 л. 90 к.
- Средства механизации электромонтажа радиоэлектронных устройств. 11 л. 65 к. — Авт.: Левин Б. В., Колпаков В. Я., Каменев В. М., Кидалюк А. В.
- Черняк М. И. Комбинированные стеклянные оболочки. 6 л. 30 к.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ

- Болотин И. Б., Эйдель Л. З. Измерения при испытании высоковольтных аппаратов в режимах короткого замыкания. 11 л. (Серия «Испытания электрических аппаратов»). 56 к.
- Буткевич Г. В. Дуговые процессы при коммутации электрических цепей. 17 л. 99 к.
- Карпенко Л. И. Быстродействующие электродинамические отключающие устройства. 11 л. 56 к.
- Клепарская Л. Г. Синхронизированные выключатели. 6 л. 30 к.
- Коц Б. Э. Электромагниты постоянного тока с форсировкой. 6 л. 30 к.
- Шмелев В. К. Рентгеновские аппараты. Изд. 4-е. 30 л. 1 р. 74 к.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ И ТРАНСФОРМАТОРЫ

- Борисенко А. И., Данько В. Г., Яковлев А. И. Аэродинамика и теплопередача в электрических машинах. 27 л. 1 р. 59 к.
- Геллер Б., Веверка А. Импульсные процессы в электрических машинах. 33 л. 2 р. 52 к.
- Глебов Л. В., Филиппов Ю. И., Чулошников П. Л. Установка и эксплуатация машин контактной сварки. 20 л. 1 р. 30 к.
- Ермолин Н. П. Расчет коллекторных машин малой мощности. Изд. 2-е. 15 л. 99 к.
- Копылов И. П., Щедрин О. П. Расчет на ЦВМ характеристик асинхронных машин. 7 л. 35 к.
- Лившиц П. С. Скользящий контакт электрических машин. 17 л. 99 к.
- Магнитопроводы силовых трансформаторов. 20 л. (Серия «Трансформаторы»). 1 р. 24 к. — Авт.: Майорец А. И., Пшеничный Г. И., Чечелюк Я. З. и др.
- Шаров В. С. Высокочастотные и сверхвысокоскоростные электрические машины. 17 л. 99 к.

ЭЛЕКТРОПРИВОД

- Загорский А. В., Золотов М. Б. Автономный электропривод повышенной частоты. 11 л. 55 к.
- Корытин А. М. Синтез автоматизированного электропривода на аналоговых и цифровых вычислительных машинах. 12 л. 60 к.

Кулесский Р. А., Шубенко В. А. Электроприводы постоянного тока с цифровым управлением. 13 л. 79 к.

Тун А. Я. Наладка и эксплуатация релейно-контакторной аппаратуры электроприводов. 9 л. 45 к.

Фрер Ф., Орттенбургер Ф. Введение в электронную технику регулирования. Пер. с нем. 20 л. 1 р. 14 к.

Шабанов В. А., Павлов А. И., Чернышев В. М. Электропривод с глубоким регулированием скорости. 6 л. 30 к.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Ромаш Э. М. Тиристорные преобразователи постоянного тока. 8 л. 40 к.

Такеути Т. Теория вентиляльных цепей для регулирования двигателей. Пер. с англ. 22 л. 1 р. 76 к.

Челноков В. Е., Евсеев Ю. А. Физические основы и расчет силовых полупроводниковых приборов. 17 л. 99 к.

АВТОМАТИКА, РЕЛЕЙНАЯ ЗАЩИТА И СВЯЗЬ В ЭНЕРГОСИСТЕМАХ

Агафонов С. С., Шишкин В. Х. Радиосвязь в энергосистемах. 10 л. 50 к.

Гельфанд Я. С., Голубев М. Л., Царев М. И. Релейная защита и автоматика на переменном оперативном токе. Изд. 2-е, 17 л. 99 к.

Костенко М. В., Перельман Л. С., Шкарин Ю. П. Волновые процессы и электрические помехи в многопроводных линиях высокого напряжения. 16 л. 94 к.

АВТОМАТИКА И ТЕЛЕМЕХАНИКА

Алферов А. В. Механизация и автоматизация проектно-конструкторских работ. 9 л. 45 к.

Дудников Е. Г., Левин А. А. Промышленные автоматизированные системы управления. 11 л. 1 р. 17 к.

Клюев А. С. Автоматическое регулирование. Изд. 2-е. 19 л. 1 р. 09 к.

Медич Д. Статистические оптимальные линейные оценки и управление. Пер. с англ. 30 л. 2 р. 31 к.

Ростригин Л. А., Сытенко Л. В. Многоканальные статистические оптимизаторы. 11 л. 55 к.

Хлыпало Б. И. Нелинейные корректирующие устройства в автоматических системах. 28 л. 1 р. 64 к.

ЭЛЕМЕНТЫ АВТОМАТИКИ И ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

Авах Ю. А. Полупроводниковые запоминающие устройства с механической сменой информации. 8 л. 40 к.

Аналоговые запоминающие и адаптивные устройства. Под ред. Б. С. Сотского. 17 л. 1 р. 09 к. — Авт.: Боярченков М. А., Раев В. К., Шарыгин А. П., Мазо Б. Л.

Бардиж В. В. Магнитные элементы вычислительных машин. Изд. 2-е. 27 л. 1 р. 59 к.

Венгеровский Л. В., Вайнштейн В. Х. Прецизионные полупроводниковые стабилизаторы. 9 л. 46 к.

Касимзаде М. С., Халилов Р. Ф., Балашов А. Н. Электрокинетические преобразователи информации. 8 л. 40 к.

Клебанский Р. Б. Преобразователи кода в напряжение. 7 л. 35 к.

Певзнер В. В. Прецизионные регуляторы температуры. 11 л. 55 к.

Пирогов А. И., Шалаев Ю. М. Магнитные сердечники для устройств автоматики и вычислительной техники. Изд. 3-е. 17 л. 99 к.

Пороговые элементы на разветвленных магнитных сердечниках. 6 л. 30 к. — Авт.: Веселовский Г. Г., Вороничев П. П., Розенблат М. А. и др.

Страшун А. З., Чернухин В. Ш. Программные регуляторы технологических процессов. 11 л. 56 к.

БИБЛИОТЕКА ПО АВТОМАТИКЕ

Анисков В. В., Витейберг И. М. Электрическое моделирование задач сетевого планирования и управления. 8 л. (Б-ка по автоматике). 40 к.

Бесконтактные элементы промышленной телемеханики (комплекс «Спектр»), 9 л. (Б-ка по автоматике). 45 к. — Авт.: Крутенко В. С., Каражаев П. И., Никитин В. П. и др.

Викторов В. А., Лункин Б. В. Измерение количества и плотности различных сред при автоматизации технологических процессов. 8 л. (Б-ка по автоматике). 40 к.

Гуревич А. Л., Соколов М. В. Импульсные системы автоматического дозирования агрессивных жидкостей. 7 л. (Б-ка по автоматике). 35 к.

Дехтяренко П. И., Коваленко В. П. Определение характеристик звеньев систем автоматического регулирования. 8 л. (Б-ка по автоматике). 40 к.

Дмитренко Л. П. Тиратронные релейные устройства. 6 л. (Б-ка по автоматике). 30 к.

Догановский С. А. Параметрические системы автоматического регулирования. 9 л. (Б-ка по автоматике). 45 к.

Дуванов С. Г., Шекшия В. Л. Корректирующие устройства с конечной памятью в системах автоматического регулирования. 8 л. (Б-ка по автоматике). 40 к.

Ильинская Л. С., Иванов В. М., Поднебеснов В. В. Высокотемпературные тензорезисторы на основе жаростойких оксидов. 6 л. (Б-ка по автоматике). 30 к.

Каган А. И. Частотные реле. 6 л. (Б-ка по автоматике). 30 к.

Карповский М. Г., Москалев Э. С. Спектральные методы анализа и синтеза дискретных устройств. 8 л. (Б-ка по автоматике). 40 к.

Кузин В. П. Управление сбытом в АСУП. 6 л. (Б-ка по автоматике). 30 к.

Литвак В. И. Автоматическая аварийная защита в системах управления. 8 л. (Б-ка по автоматике). 40 к.

Памфилов Р. К. Принципы построения измерителей рас- согласования следящих систем. 8,5 л. (Б-ка по автоматике). 43 к.

Пасковатый О. И. Электрические помехи промышленной автоматики. 8 л. (Б-ка по автоматике). 40 к.

Снайдер Д. Методы состояний для непрерывной оценки в применении к теории связи. Пер. с англ. 6 л. (Б-ка по автоматике). 11 к.

Старос Ф. Г., Крайзмер Л. П. Полупроводниковые интегральные запоминающие устройства. 9 л. (Б-ка по автоматике). 49 к.

Страхов В. А. Преобразование и передача информации в многоканальных системах. Развертывающее резонансное преобразование. 6 л. (Б-ка по автоматике). 30 к.

Шарин Ю. С., Либерман Я. Л., Анахов В. Я. Комбинаторные шкалы в системах автоматики. 7 л. (Б-ка по автоматике). 35 к.

Шашков А. Г., Минкин С. Б. Познаторы. 6 л. (Б-ка по автоматике). 30 к.

Шорников Е. А. Измерительно-вычислительные приборы и системы. Изд. 2-е. 8 л. (Б-ка по автоматике). 42 к.

ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Берлинер М. А. Измерения влажности. Изд. 2-е. 27 к. 1 р. 59 к.

Горбатов А. А., Рудашевский Г. Е. Акустические методы и средства измерения расстояний в воздушной среде. 9 л. 45 к.

Дорофеев А. Л. Индукционная структуроскопия. 11 л. 55 к.

Ермолов Р. С. Цифровые частотомеры. 13 л. 66 к.

Ильинский В. М. Измерение массовых расходов. 9 л. 45 к.

Калинчук Б. А., Пиастро В. П. Анализаторы инфразвуковых случайных процессов. 13 л. 83 к.

Ковалеров Г. И., Мандельштам С. М. Введение в информационную теорию измерений. 23 л. 1 р. 39 к.

Миц М. Б., Ткаченко А. Н. Магнитоэлектрические веберметры. 7 л. 39 к.

Прецизионные частотные преобразователи автоматизированных систем контроля и управления. 21 л. 1 р. 18 к. — Авт.: Кудрявцев В. Б., Лысенко А. П., Милохин Н. Т., Тищенко Н. М.

Скрыпник Ю. А. Коммутационные цифровые измерители. 9 л. 45 к.

Цветков Э. И. Нестационарные случайные процессы и их анализ. 7 л. 35 к.

Шваб А. Измерения высоких напряжений. (Измерительные приборы и способы измерения). Пер. с нем. 18 л. 1 р. 43 к.

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Безродный М. С. Основы построения устройства оперативного вывода информации. 8 л. 40 к.

Дроздов Е. А., Пятибратов А. П. Основы построения и функционирования вычислительных систем. 21 л. 1 р. 29 к.

Евреинов Э. В., Прангишвили И. В. Цифровые автоматы с настраиваемой структурой. 15 л. 99 к.

Левковиц Д. Структуры файла в оперативных системах. Пер. с чеш. 16 л. 1 р. 24.

Основы технической эксплуатации ЭЦВМ. 19 л. 1 р. 09 к.— Авт.: Верцайзер А. Л., Буличев И. И., Вишневицкий Л. Н., Евсеев Г. Г.

Садовников В. И., Эпштейн В. Л. Потоки информации в системах управления. 18 л. (Серия «Применение вычислительных машин в исследованиях»). 1 р. 14 к.

Хетагуров Я. А., Руднев Ю. П. Повышение надежности цифровых устройств методами помехоустойчивого кодирования. 17 л. 99 к.

РАДИОЭЛЕКТРОННАЯ АППАРАТУРА

Буклер В. О., Владимиров Л. П., Гиршман Г. Х. Монтаж радиоаппаратуры. 16 л. 99 к.

Жук М. С., Молочков Ю. Б. Проектирование линзовых сверхширокополосных приемных антенн и фидерных устройств. 22 к. 1 р. 31 к.

ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ И РАДИОДЕТАЛИ

Белопольский И. И., Каретникова Е. И., Пикалова А. Г. Расчет трансформаторов и дросселей малой мощности. Изд. 3-е. 21 л. 1 р. 19 к.

Бескорпусные полупроводниковые приборы. 11 л. 55 к.— Авт.: Чернышев А. А., Аксенов А. И., Иванов В. И., Кутыркин Ю. М.

Гершберг А. Е. Передающие телевизионные трубки, использующие внутренний фотоэффект В. В. Долговечность элементов радиоэлектронной аппаратуры. 11 л. 60 к.

Мазель Е. З., Пресс Ф. П. Планарная технология кремневых приборов. 23 л. 1 р. 29 к.

Русин Ю. С. Трансформаторы звуковой и ультразвуковой частоты. 13 л. 78 к.

БИБЛИОТЕКА ПО РАДИОЭЛЕКТРОНИКЕ

Губернаторов О. И., Соколов Ю. Н. Цифровые синтезаторы частот радиотехнических систем. 11 л. (Б-ка по радиоэлектронике). 55 к.

Дружинин А. Я. Генераторы импульсов с термозависимыми времязадающими элементами. 9 л. (Б-ка по радиоэлектронике). 45 к.

Концевой Ю. А., Кудин В. Д. Методы контроля технологии производства полупроводниковых приборов. 9 л. (Б-ка по радиоэлектронике). 45 к.

Лукошкин А. П. Усилители на транзисторах со стабильными фазовыми характеристиками. 7 л. (Б-ка по радиоэлектронике). 35 к.

Седов К. И. Введение в синтез активных цепей. 13 л. (Б-ка по радиоэлектронике). 78 к.

Синельников А. Х. Электронные реле времени. 11 л. (Б-ка по радиоэлектронике). 55 к.

Соловов В. Я. Фазовые измерения. 8 л. (Б-ка по радиоэлектронике). 40 к.

Филановский И. М., Персианов А. Ю., Рыбин В. К. Схемы с преобразователями сопротивления. 12 л. (Б-ка по радиоэлектронике). 61 к.

СЕРИЯ «ЭЛЕКТРОННОЕ МАТЕРИАЛОВЕДЕНИЕ»

Батыгин В. Н., Метелкин И. И., Решетников А. М. Вакуумноплотные керамические материалы и их спай с металлами. 27 л. (Серия «Электронное материаловедение»). 1 р. 59 к.

Корзо В. Ф., Курочкин В. А., Долин В. П. Пленки из элементоорганических соединений в радиоэлектронике. 11 л. (Серия «Электронное материаловедение»). 55 к.

Палатник Л. С., Сорокин В. К. Основы пленочного полупроводникового материаловедения. 20 л. (Серия «Электронное материаловедение»). 1 р. 30 к.



РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

В. В. Афанасьев, А. И. Бертинов, В. Г. Бирюков, В. А. Веников, И. С. Ефремов, Д. Г. Жимерин, А. М. Залесский, П. М. Ипатов, М. П. Костенко, Л. Г. Мамиконянц (зам. главного редактора), Л. Р. Нейман, И. И. Петров, С. И. Рабинович, Д. В. Разевиг (главный редактор), А. М. Федосеев, М. Г. Чиликин, А. С. Шаталов.

Адрес редакции: Москва, Б. Черкасский пер., д. 2/10. Телефон 294-24-80.

Почтовый адрес: Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Л. Н. Никитина

Сдано в набор 15/XI 1972 г.
Формат 60×90^{1/8}
Тираж 9 626 экз.

Подписано к печати 29/XII 1972 г.
Печ. л. 12
Зак. 1437

T-21503
Уч.-изд. л. 13,57
Цена 80 коп.

1. Материал статьи должен быть изложен в строгой и вместе с тем понятной форме для широкого круга научных работников и инженеров, работающих в различных областях науки и техники. В частности, необходимо пояснить все малоизвестные термины и понятия. Надо помнить, что читателя прежде всего интересует физический смысл рассматриваемых явлений.

Если в статье сообщаются новые разработки (научных и технических проблем), то должны быть показаны их технико-экономические преимущества по сравнению с ранее известными. При изложении новых методов расчетов, исследований и т. п. необходимо давать их сравнительную оценку (по отношению к известным способам) с точки зрения их простоты и затрат времени на изучение и пользование ими.

Перед заглавием статьи желательно проустанавливать ее индекс в соответствии с универсальной десятичной классификацией (УДК).

Для того чтобы облегчить работу читателя с журналом, авторам необходимо придерживаться следующей структуры статей:

а) краткое изложение состояния рассматриваемого вопроса и постановка задачи, решаемой в настоящей статье;

б) метод решения задачи и принятые допущения;

в) основное содержание статьи — физическая сущность, исходные и конечные математические выражения, эксперименты и расчеты, примеры, иллюстрации;

г) обсуждение полученных результатов и сопоставление с известными ранее;

д) выводы и рекомендации;

е) приложения: доказательства, использованных в статье положений, математические выкладки и преобразования;

ж) список литературы.

2. При написании статьи необходимо избегать применения громоздкого математического аппарата. Сведения, приводимые в статье, должны содержать лишь самый необходимый минимум формул.

Объем статьи с приложением не должен превышать 16 страниц машинописного текста.

3. Статья представляется в 2-х эк-

земплярах (первый и второй), отпечатанных через два интервала с полями 4—5 см.

4. Формулы вписываются темными чернилами в отдельных строках, а не в тексте.

В том случае, если прописные и строчные буквы имеют одинаковое начертание, прописные буквы рекомендуются подчеркивать двумя черточками снизу, строчные — двумя черточками сверху. Греческие буквы следует заключать в кружок красным карандашом.

При вписывании индексов следует указать, какие из них латинские и какие русские.

5. Библиографический указатель (литература) составляется в порядке последовательности ссылок в тексте. При этом указываются:

а) для журнальных статей — фамилия и инициалы автора, название статьи, наименование журнала или сборника, год издания, том, номер, страницы начала и конца статьи;

б) для книг — фамилия и инициалы автора, название книги, наименование издательства, город (для центральных издательств СССР не нужно), год издания, общее количество страниц в книге.

Название иностранных работ и работ на языках народов СССР, а также фамилии авторов их должны быть приведены в оригинальной транскрипции (за исключением работ, напечатанных иероглифами и арабским шрифтом).

В список литературы не следует включать неопубликованные материалы, а также материалы, отпечатанные литографским и подобными ему способами.

6. Рисунки не должны содержать лишних данных, а все обозначения на рисунках обязательно должны соответствовать ГОСТ. Поясняющие надписи следует по возможности выносить в подпись к рисунку, причем они должны дополнять текст статьи, а не повторять его. Цифровые или буквенные обозначения, имеющиеся на рисунках, необходимо объяснить либо только в подписи к рисунку, либо только в тексте.

Следует учитывать, что при печати рисунки уменьшаются, поэтому детали их не должны быть мелкими, однако размер каждого рисунка не должен превышать 20×30 см.

Фотоснимки должны быть отпечатаны на белой глянцевой бумаге. Изображение должно быть контрастным, с резкой проработкой деталей. На одном экземпляре осциллограмм не должно содержаться никаких надписей.

Рисунки и фотоснимки не следует вклеивать в текст статьи; на обороте каждого из них необходимо указывать фамилию автора.

Количество рисунков не должно превышать 7 шт. на 1 авт. лист (не более 1 рис. на 3 стр. машинописного текста), причем необходимо учитывать, что буквенные подразделения графического материала (например, рис. 1,а, рис. 1,б и т. п.) редакция журнала «Электричество» считает за отдельные рисунки.

7. В таблицах все наименования следует указывать полностью, не сокращая слов.

8. К статье необходимо приложить реферат.

Реферат должен дать читателю представление о характере освещаемой работы, оригинальности постановки вопроса, методике проведения исследования и основных результатах его.

Реферату должно предшествовать библиографическое описание в следующем виде: название статьи, фамилия и инициалы автора, название журнала, где помещается статья.

Средний объем реферата — 0,5 стр. машинописного текста, отпечатанного через два интервала на белой писчей бумаге обычного формата (30×2 см) в 2-х экземплярах, с полем 4 см с левой стороны.

Сообщение о наличии в реферируемой работе таблиц, графиков, фотографий, карт, рисунков необходимо давать в конце реферата. Например: Библ. 9.

9. В конце статьи должны быть указаны фамилия, имя и отчество автора, год рождения, домашний адрес, место работы, номера домашнего и служебного телефонов.

10. Рукописи статей должны сопровождаться письмом автора и необходимыми документами предприятия (учреждения). Если автор статьи является соискателем ученой степени, то это должно найти отражение в этих документах.

11. Рукописи, не удовлетворяющие перечисленным правилам, редакция не будет принимать к рассмотрению.



СОДЕРЖАНИЕ

Лидоренко Н. С. — Новые способы получения электрической энергии	1	Куракин К. И. и Куракин Л. К. — Периодические режимы в системах автоматического регулирования на несущей частоте	52
Хачатуров А. А. — Условия возникновения электромеханического резонанса в сложных электрических системах	6	Кошелев П. А. и Каганов И. Л. — Автокоррекция передаточной функции стабилизатора постоянного напряжения с управляемым выпрямителем	58
Слободкин А. X. — Анализ и синтез схемы устройства защитного отключения с самоконтролем исправности	10	Белый М. И. и Федоров А. В. — Метод аналитического исследования нелинейных магнитных цепей с распределенными параметрами	61
Буткевич Г. В. и Бунятов С. Б. — Измерительный тензопреобразователь постоянного тока высокого напряжения	15	Буряев Т. К. и Верещагин И. П. — Исследование динамики процесса распыления жидкостей в электрическом поле	64
Пищиков В. И., Зезюлькин Г. Г. и Крутиков К. К. — Рабочие характеристики инвертора МГД-генератора при нулевой и бесконечной величине индуктивности сглаживающего реактора	19	Хренков Н. Н. — Влияние резонансного поглощения на диэлектрические потери политетрафторэтилена при криогенных температурах и сверхвысоких частотах	70
Памфилов Р. К. — Исследование функций само- и взаимной индукции обмоток вращающихся трансформаторов	24	Твардовский П. М. — Статистическое исследование энергетических характеристик электролиза алюминия	74
Рогачевская Г. С. — Расчет переменных составляющих потоков в машинах постоянного тока при питании их пульсирующим напряжением		ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ	
Прусс-Жуковский В. В. и Рогачевская Г. С. — Расчет параметров якорной цепи и дополнительных потерь машин постоянного тока при питании их пульсирующим напряжением	29	Львов Ю. Н. и Чернова Ю. Р. — Экспериментальное определение параметров нулевой последовательности опытно-промышленной электропередачи 750 кВ	78
Рабинович В. М. — Физически нелинейная модель шихтованного сердечника статора турбогенератора	33	Кукеков Г. А., Каплан Г. С., Ветюкова Л. С., Врангов И. В. и Соснин В. А. — Гашение электрической дуги при синхронизированном размыкании контактов в дугогасителях воздушных выключателей	79
Жиц М. З. — Электродвижущая сила обмоток беспазовых коллекторных машин постоянного тока	37	Пронин Ю. Н. и Makeev В. Б. — Экспериментальные характеристики одного типа электрогидравлических преобразователей	82
Барышников В. Д., Борцов Ю. А., Шестаков В. М., Чистяков В. А. и Белько Н. П. — Динамика тиристорного электропривода секций быстроходных бумагодельных машин	40	СООБЩЕНИЯ	
Любимов Э. В., Медведев Е. И., Динкель А. Д. и Васильевский С. П. — Исследование системы фазово-импульсного регулирования асинхронного привода по цепи ротора	43	Базаров В. Н. — Оценка конструктивного совершенства систем охлаждения электрических машин	84
	48	Азанов В. А. и Ефанов А. А. — Расчет статических характеристик комбинированного преобразователя	85
		По страницам технических журналов	88



CONTENTS

New Ways of Obtaining Electric Energy — N. S. Lidorenko	1	Periodic Operating Conditions in Carrier Frequency Automatic Control Systems — K. I. Kurakin, L. K. Kurakin	52
Conditions for the Appearance of Electromechanical Resonance in Complex Power System — A. A. Khachaturov	6	Autocorrection of the Transfer Function of a D. C. Stabilizer with Controlled Rectifier — P. A. Koshelev, I. L. Kaganov	58
Analysis and Synthesis of the Circuit for a Protective Tripping Device Having an Inherent Check of its Functionability — A. H. Slobodkin	10	An Analytical Method of Studying Non-linear Magnetic Circuits Having Distributed Constants — M. I. Bely, A. V. Fedorov	61
A H. V. D. S. Metering Transducer — G. V. Butkevitch, S. B. Buniatov	15	A Study of Fluid Spray Dynamics in an Electric Field — T. K. Burayev, I. P. Vereschagin	64
The Operating Characteristics of the Inverter for a MHD Generator with a Smoothing Reactor of Zero and Infinite Inductance — V. I. Pischikov, G. G. Zeziulkin, K. K. Krutikov	19	The Influence of Resonant Absorption on the Dielectric Losses of Polytetrafluoroethylene at Cryogenic Temperatures and Extra-high Frequencies — N. N. Khrenkov	70
A Study of Functions of Self and Mutual Inductances for Windings in Rotary Transformers — R. K. Pamfilov	24	A Statistical Study of the Energy Characteristics of Aluminium Electrolysis — P. M. Tvardovski	74
Calculating Time Varying Flux Components in D. C. Machines Fed with a Pulsating Voltage — G. S. Rogachevskaya	29	FROM OPERATING EXPERIENCE	
Calculating Armature Circuit Parameters and Additional Losses in D. C. Machines Fed with a Pulsating Voltage — V. V. Pruss-Djukovski, G. S. Rogachevskaya	33	Finding the Zero-Sequence Parameters of a 750 kV Commercial-Trial Transmission System Experimentally — U. N. Lvov, U. R. Chernova	78
A Non-linear Physical Model for the Laminated Core of a Turbogenerator Stator — V. M. Rabinovitch	37	Electric Arc Extinction for Synchronized Contact Rupture in Air Blast Breakers — G. A. Kukekov, G. S. Kaplan, I. S. Vetukova, I. V. Vrangov, V. A. Sosnin	79
The E. M. F. of Windings in D. C. Slotless Commutator Machines — M. Z. Djits	40	The Experimental Characteristics of One Type of Electrohydraulic Converter — U. N. Pronin, V. B. Makeyev	82
Dynamics of the Thyristor Drive for Sections of High Speed Paper Machines — V. D. Barishnikov, U. A. Bortsov, V. M. Shestakov, V. A. Chistiakov, N. P. Belko	43	REPORTS	
A Study of Phase-pulse Control of the Rotor Circuit in an Induction Motor Drive — E. V. Liubimov, E. I. Medvedev, A. D. Dinkei, S. P. Vasilievski	48	An Appraisal of Design Perfection of Electrical Machine Cooling Systems — V. N. Bazarov	84
		Calculating the Static Characteristics of a Combined Type Converter. — V. A. Azanov, A. A. Ephanov	85
		IN OTHER ENGINEERING JOURNALS	88



УДК 621.3.026.4:620.91

Новые способы получения электрической энергии

Лидоренко Н. С.

«Электричество», 1973, № 1

Рассматриваются современные аспекты исследования различных принципов генерирования электромагнитного поля, затрагивающие перспективы многих современных разделов науки и техники.

Проводится анализ современного уровня, перспектив развития и путей оптимизации автономных электрогенерирующих систем, основанных на термоэлектрическом, фотоэлектрическом и электрохимическом способах преобразования энергии.

УДК 621.311:621.3.018.53

Условия возникновения электромеханического резонанса

в сложных электрических системах

Хачатуров А. А.

«Электричество», 1973, № 1

Излагается методика анализа электромеханического резонанса в сложных электрических системах, основанная на решении методом гармонического баланса нелинейных дифференциальных уравнений движения трехмашинной системы, обладающей свойствами сложной системы. Исследовано влияние различных факторов на условия возникновения резонанса, из которого следует, что развитие резонансных явлений в электрических системах ограничивается при малых нагрузках электропередач, наличии соответствующего демпфирования, а также при быстром прохождении области резонансных частот. Библи. 8.

УДК 62-784.37

Анализ и синтез схемы устройства защитного отключения с самоконтролем исправности

Слободкин А. Х.

«Электричество», 1973, № 1

Проводится анализ способности электронных схем к самопроизвольной фиксации отказов, рассмотрены виды самоконтроля и их количественная оценка. Синтезирована структурная схема и приведена принципиальная схема самоконтролируемого устройства. Библи. 6.

УДК 531.787.913

Измерительный тензопреобразователь постоянного тока высокого напряжения

Буткевич Г. В., Бунятов С. Б.

«Электричество», 1973, № 1

Рассматривается принцип действия, конструктивные особенности и результаты исследований измерительного тензопреобразователя постоянного тока высокого напряжения. Библи. 5.

УДК 621.314:538.4

Рабочие характеристики инвертора МГД-генератора при нулевой и бесконечной величине индуктивности сглаживающего реактора

Пишиков В. И., Зезюлькин Г. Г., Крутиков К. К.

«Электричество», 1973, № 1

Рассмотрены условия прокидывания инвертора МГД-генератора, энергетические показатели на стороне переменного тока (зависимость активной инвертируемой мощности и $\cos \phi$ от угла регулирования), гармонический состав инвертируемого в сеть переменного тока при двух значениях индуктивности сглаживающего реактора $L_d = \infty$ и $L_d = 0$ с учетом существенно малой проводимости плазмы. Библи. 4.

УДК 621.314.714.2

Исследование функций само- и взаиминдукции обмоток вращающихся трансформаторов

Памфилов Р. К.

«Электричество», 1973, № 1

Получены в общем виде функции само- и взаиминдукции обмоток вращающегося трансформатора при двусторонней зубчатости воздушного зазора и скосе пазов. Установлено, при каком числе пазов функции само- и взаиминдукции удовлетворяют требованиям безотбойной работы сельсинной трансформаторной схемы, состоящей из двух вращающихся трансформаторов. Библи. 7.

УДК 621.313.2:621.3.013.1.001.24

Расчет переменных составляющих потоков в машинах постоянного тока при питании их пульсирующим напряжением

Рогачевская Г. С.

«Электричество», 1973, № 1

Предлагается схема замещения магнитной цепи машины постоянного тока для переменной составляющей тока цепи якоря, которая позволяет определять переменную составляющую потока в зоне коммутации и потоков во всех основных участках магнитопровода. Схема позволяет рассчитывать эквивалентные параметры, добавочные потери в отдельных элементах машины и оценивать изменения условий коммутации при питании машины пульсирующим напряжением. Учет вихревых токов в проводящих элементах магнитопровода производится введением комплексных магнитных сопротивлений этих участков. Приводятся результаты экспериментального исследования потоков серийных машин малой и средней мощности и сравнение их с расчетом. Библи. 5.

УДК 621.313.2.001.24

Расчет параметров якорной цепи и дополнительных потерь машин постоянного тока при питании их пульсирующим напряжением

Прусс-Жуковский В. В., Рогачевская Г. С.

«Электричество», 1973, № 1

Рассматривается общий метод расчета эквивалентных индуктивностей и активных сопротивлений якорной цепи машин постоянного тока, а также дополнительных потерь от переменной составляющей тока при питании их от управляемых выпрямителей с учетом гармонических составляющих. Метод может быть использован для расчета параметров и потерь машин на стадии их проектирования. Библи. 2.

УДК 621.313.320—81.001.57

Физически нелинейная модель шихтованного сердечника статора турбогенератора

Рабинович В. М.

«Электричество», 1973, № 1

Анализируются амплитудно-частотные характеристики сердечников статоров мощных турбогенераторов. Установлен факт отклонения эмпирических амплитудно-частотных характеристик от рассчитанных по линейной модели сердечника. Предложенная нелинейная модель дает приемлемое математическое описание явлений. Библи. 4.

УДК 621.313.2:621.317.321

Электродвижущая сила безпазовых коллекторных машин постоянного тока

Жиц М. З.

«Электричество», 1973, № 1

Предложена расчетная формула э. д. с. на щетках якоря машин постоянного тока и даны ее практические приложения. Библи. 4.

УДК 62-83:621.314.632:621.313.2

Динамика тиристорного электропривода секций бестроходных бумагоделательных машин

Барышников В. Д., Борцов Ю. А., Шестаков В. М., Чистяков В. А., Белью А. П.

«Электричество», 1973, № 1

Приведено исследование динамики и синтез современного тиристорного секционного электропривода бумагоделательных машин с учетом упругости и зазоров в механических передачах. Детализированная структурная схема (ДСС) с обобщенными параметрами представляет собою наиболее полную по содержанию информации и удобную для использования различных методов расчета универсальную форму математического описания электромеханических систем. Приведены способы экспериментального определения параметров упругих передач. Даны рекомендации по настройке регуляторов САРСС БМ. Приведен сравнительный анализ различных видов электротехнической коррекции секционных тиристорных электроприводов с упругой механической связью. Библи. 10.

УДК 621.313.333+62-8:621.316.7

Исследование системы фазово-импульсного регулирования асинхронного привода по цепи ротора

Любимов Э. В., Медведев Е. И., Динкель А. Д., Васильевский С. П.

«Электричество», 1973, № 1

Приводятся методика и результаты исследований на АВМ замкнутой САР скорости асинхронного привода с тиристорным коммутатором в цепи ротора. В основу методики положены заранее рассчитанные статические характеристики двигателя с тиристорным коммутатором. Библи. 4.

УДК 621.3 078.001.24

Периодические режимы в системах автоматического регулирования на несущей частоте

Куракин К. И., Куракин Л. К.

«Электричество», 1973, № 1

На основе точного метода анализа определяются составляющие амплитудно-модулированные гармонические колебания ошибки САР на гармонической несущей переменной тока (с одним простым полюсом), а также рассматривается прохождение через систему высокочастотных входных воздействий. Показано, что при наличии в системе двухполупериодных модулятора и демодулятора, работающих по принципу умножения сигналов, особенно вредными являются воздействия в полосе частот $(2\omega_c \pm \omega_{cp})$, где ω_c — несущая частота, а ω_{cp} — частота среза системы. Такого рода воздействия приводят к возникновению на выходе системы низкочастотных колебаний, или так называемых периодических режимов. Полученные аналитические выражения для периодических режимов подтверждены экспериментальной проверкой. Библи. 4.

УДК 621.316.722.1

Автокоррекция передаточной функции стабилизатора постоянного напряжения с управляемым выпрямителем

Кошелев П. А., Каганов И. Л.

«Электричество», 1973, № 1

Описана система автоматического регулирования, способная переключаться на любую из имеющихся у нее в наборе «стандартных» передаточных функций в зависимости от параметров переходного процесса.

Показана возможность использования автоколебательного режима САР для улучшения ее динамических параметров. Библи. 4.

УДК 538.26.001.24

Метод аналитического исследования нелинейных магнитных цепей с распределенными параметрами

Белый М. И., Федоров А. В.

«Электричество», 1973, № 1

Анализируется влияние нелинейности кривой намагничивания на магнитное сопротивление и постоянную распространения магнитной цепи индукционного преобразователя с распределенными параметрами в ненагруженном режиме при гармоническом возбуждении потока. Излагается метод оптимальной линеаризации, с помощью которого определены коэффициенты затухания и фазы магнитного потока в линеаризованной магнитной цепи на основной частоте. Библи. 13.

УДК 621.315.615:537.212

Исследование динамики процесса распыления жидкостей в электрическом поле

Бураев Т. К., Верещагин И. П.

«Электричество», 1972, № 12

Исследован процесс распыления жидкостей в электрическом поле. Электропроводность жидкостей изменяется от $6,67 \cdot 10^{-10}$ до $3,5 \cdot 10^{-5}$ (ом · см) $^{-1}$. Составлена картина динамики распыления жидкостей и дан анализ физических процессов в зависимости от электропроводности, напряжения и расхода. Установлено, что коронный разряд, возникающий у поверхности жидкостей, имеет малую длительность и практически не влияет на процесс распыления. С ростом электропроводности $\gamma > 10^{-8}$ (ом · см) $^{-1}$ качество распыления жидкости ухудшается из-за большого объема заряда капель, находящихся в межэлектродном промежутке. Библи. 6.

УДК 621.315.61:621.59

Влияние резонансного поглощения на диэлектрические потери политетрафторэтилена при криогенных температурах и сверхвысоких частотах

Хренков Н. Н.

«Электричество», 1973, № 1

Диэлектрические потери в политетрафторэтилене при криогенных температурах на СВЧ связываются с резонансным поглощением в основной инфракрасной области. Предложен метод расчета резонансных диэлектрических потерь и «скачков» диэлектрической проницаемости, связанных с полосами поглощения. Результаты расчетов сравниваются с экспериментальными данными. Библи. 12.

УДК 621.357.1:669.71

Статистическое исследование энергетических характеристик электролиза алюминия

Твардовский П. М.

«Электричество», 1973, № 1

На основе методов корреляционного анализа получены эмпирические формулы, удовлетворительно описывающие некоторые зависимости параметров электролиза алюминия, связанные с энергоемкостью процесса. Приведены основные методические положения отбора и обработки информации, а также описаны принятые критерии оценки точности полученных формул. Библи. 12.