

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1970



ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

10

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

УДК 622.276:621.311+65.011.56(479.24)

Электрификация и автоматизация нефтяной промышленности Азербайджана

Академик АН Азерб. ССР А. А. ЭФЕНДИЗАДЕ
Баку

Осенью этого года отмечается 50 лет со дня установления Советской власти в Азербайджане. За этот срок отсталая колониальная окраина царской России под руководством КПСС и Советского правительства превратилась в передовую Советскую республику с развитой индустрией и механизированным сельским хозяйством. Знаменательной дате — 50-летию Советского Азербайджана — редакция посвящает эту статью.

Развитие народного хозяйства Азербайджана, и в первую очередь нефтяной промышленности, было связано с перспективным народнохозяйственным планом экономического развития страны и определялось крутым подъемом энергетики и электрификации, предусмотренным планом ГОЭЛРО, и в первые годы после установления Советской власти осуществлялось за счет реконструкции и расширения основных тепловых электростанций в Бакинском районе.

Дореволюционная энергетика республики получила развитие исключительно в связи с ростом потребителей нефтяного района Апшерона. Этим обстоятельством объясняется то, что уже в 1913 г. бакинские электростанции по мощности занимали третье место в России после петербургских и московских электростанций.

Широкая электрификация нефтяной промышленности на Апшероне началась в 20-х годах и была обусловлена применением электроэнергии для различных механизмов и агрегатов.

Прогресс в нефтяной промышленности существенно повлиял на развитие всего народного хозяйства и создание многоотраслевой промышленности республики.

Начиная с 1930 г., коренным изменениям подверглись бакинские электростанции. На основных государственных районных электростанциях взамен старых малоэффективных машин и котлов были установлены котлы и турбогенераторы с относительно высокими параметрами, мощные высоковольтные трансформаторы и т. д. Кроме этих ГРЭС,

на Апшероне создались крупные энергетические центры.

Динамика роста и развития энергетики и электрификации Азербайджана за время 1920—1940 гг. представлена в табл. 1.

Данные табл. 1 показывают почти шестикратный рост мощностей электростанций и подъем производства электроэнергии более чем в 18 раз. При этом существенно снизилась удельная норма расхода условного топлива на выработанный киловатт-час.

В послевоенные годы электрификация республики, замедленная войной, стала развиваться быстрыми темпами (табл. 2).

Азербайджан обладает огромными энергетическими ресурсами. Достаточно сказать, что использование среднего течения р. Куры позволит создать крупные ГЭС общей мощностью каскада 920 квт.

Наряду с развитием и ростом строительства тепловых и гидроэлектростанций проводится большая работа по развитию высоковольтных линий электропередач и распределительных сетей.

Таблица 1

Годы	Мощность, Мвт	Производство электроэнергии, млн. квт·ч	Удельный расход условного топлива, кг/квт·ч
1920	55,0	101,2	0,866
1930	93,4	505,0	0,637
1940	295,7	1826,0	0,613

Таблица 2

Годы	Мощность, Мвт	Производство электроэнергии, млн. кВт·ч	Удельный расход условного топлива, кг/квт·ч
1945	305,8	1659,0	0,568
1950	492,0	2924,0	0,570
1960	1299,8	6590,0	0,456
1967	2547,6	11164,4	0,397
1969	2707,6	11700,0	0,345

Осуществлена связь энергосистемы Азербайджана с энергосистемами Грузии и Армении, т. е. реализована Кавказская секция Единой энергетической системы СССР.

Программа дальнейшего развития энергетики Азербайджана позволит еще выше поднять уровень электрификации всех отраслей народного хозяйства, в том числе новых развивающихся отраслей промышленности — химической, цветной металлургии, а также коммунально-бытовых потребителей.

В области электрификации народного хозяйства и промышленной энергетики, в том числе электрификации нефтяной промышленности, значительна роль азербайджанских энергетиков. Ученые и специалисты республики разработали проблему компенсации реактивной мощности на нефтепромыслах Апшерона и повышения коэффициента мощности электроустановок нефтяной промышленности. Проводились широкие исследования различных вопросов теории электрических машин, электроприводов переменного и постоянного тока, в том числе проблем автоматизированного электропривода, и другие вопросы, связанные с изучением основных потребителей электроэнергии.

Автоматизация нефтяной промышленности. Опыт автоматизации производственных процессов в различных отраслях нефтяной промышленности начался еще в предвоенные годы и характеризовался в тот период главным образом разработкой и применением отдельных видов средств контроля, сигнализации и защиты в основном вспомогательных процессов производства с целью улучшения операций регулирования некоторых параметров бурения и некоторых параметров процесса добычи нефти.

В последние 20 лет этот процесс связан с ростом энерговооруженности производства, внедрением новых типов механизмов, электроприводов и автоматизацией производственных процессов. Эти мероприятия позволили существенно улучшить технологические процессы, поднять экономическую эффективность различных процессов производства.

На базе автоматизации решены такие задачи, как система оптимального управления режимами малодобитных скважин типа САПЭ, устройство управления сбросом конденсата типа САГП, система автоматического регулирования фонтанных скважин и др.

Заводом телемеханической аппаратуры и приборов им. М. И. Калинина в Баку и Экспериментальной мастерской АЗИНЕФТЕХИМ им. М. Азизбекова серийно изготавливается аппаратура для исследования оборудования бурящейся скважины, изме-

рения веса нефтепродуктов, влагосодержания нефтей, электропроводности глинистого раствора и т. д. Изготовлены опытные образцы автоконтроля глубинных параметров при электробурении (Киевский завод), и в ближайшее время их серийный выпуск позволит осуществить широкое внедрение.

Внедрение разработанных систем и методов автоматического управления с применением вычислительной техники позволили укрупнить ряд нефтепромыслов. Объединение двух нефтепромысловых управлений на базе автоматизации дало суммарную экономию свыше 12 млн. руб.

В настоящее время значительное распространение получило телеуправление, сигнализация и контроль для различных рассредоточенных объектов нефтепромыслов, система централизованного контроля дебита нефтяных скважин и другие средства контроля и управления. Эти телемеханические системы обслуживают несколько тысяч скважин.

Нефтедобывающая промышленность является своеобразным хозяйством со сложными установками, объединяющими огромный фонд нефтяных скважин, с различными способами добычи нефти (глубиннонасосной, фонтанной, компрессорной и др.). Такое большое хозяйство с обширной территорией и рассредоточенными скважинами, оборудованными различными машинами и механизмами, обслуживаемыми единым технологический процесс добычи нефти, потребовало создания совершенной системы, автоматически управляемой из единого центра. Такое сложное хозяйство должно управляться непрерывно действующей системой оперативного управления на базе многосторонней централизованной надежной информации.

На промыслах республики впервые была разработана и создана совершенная рациональная структура иерархической системы ступенчатого управления нефтедобывающим предприятием. Попутно решена важнейшая задача по разработке высоконадежной информационно-измерительной системы ИИС с минимумом необходимой технико-экономической производственной информации.

Бурение скважин. Бурение нефтяных скважин связано с рядом операций, весьма трудоемких и требующих соблюдения определенной последовательности. Наиболее трудоемкими и существенно важными из этих операций являются процесс механического разрушения породы и спуск и подъем бурового инструмента. В соответствии с технологией бурения буровые установки являются сложными многомашинными системами, составляющими единый комплекс электрических машин, механизмов и установок с аппаратами управления и регулирования.

Разработка и создание совершенных систем управления электроприводами, наиболее полно отвечающих требованиям процесса бурения, позволяет существенно повысить экономичность проводки скважины, надежность и обеспечить высокие технические характеристики буровых установок. Попутно создаются благоприятные условия для механизации и автоматизации отдельных операций.

Главная задача автоматизации бурения заключается в ускорении темпа бурения — получения больших скоростей проходки скважины.

Создание совершенных систем буровых установок связано с использованием автоматизированных управляемых электроприводов, отвечающих требованиям технологических операций бурения.

Важнейшими техническими достижениями, дающими значительный экономический эффект, следует считать применение электродвигателей новых типов и больших мощностей, в частности, высоковольтных асинхронных двигателей специального исполнения — модифицированной серии АК мощностью 320—550 кВт, напряжением 6 000 в; использование безредукторного электропривода для буровой лебедки, позволяющее улучшить автоматизацию спуско-подъемных операций; повсеместное применение в качестве электропривода буровых насосов — синхронных двигателей; возможность использования регулируемых электроприводов постоянного тока и управляемых вентильных каскадных схем с асинхронным двигателем; применение электромагнитных муфт, что позволяет усовершенствовать электропривод буровой лебедки; возможность использования синхронных двигателей в сочетании с электромагнитными муфтами для лебедки с улучшенными эксплуатационными показателями и др.

За последние годы ведущие научно-исследовательские и проектные институты и машиностроительные заводы — ВНИИЭлектропривод, АзНИЭТИ, Гипронефтемаш, Уралмашзавод и другие провели широкие исследовательские и опытно-конструкторские работы по созданию новых типов машин и механизмов для нефтебуровых установок и перевооружению буровых современными агрегатами и оборудованием.

Современные буровые установки, выпускаемые отечественными заводами, имеют суммарную установленную мощность в обычных сериях до 2 500—3 000 кВт, а мощность некоторых уникальных установок еще больше. Эти установки рассчитаны на питание непосредственно от сети 6 кв или через силовые трансформаторы напряжением 6/0,5 кв и распределительными установками стандартного типа.

Для серийных установок в электроприводах подъемной лебедки и роторного стола используются стандартные асинхронные двигатели с фазным ротором мощностью 640—900 кВт и станцией дроссельного управления. В случае же индивидуального электропривода роторного стола также применяются асинхронные двигатели с фазным ротором мощностью 320—640 кВт.

Для буровых лебедок используются асинхронные приводы с одним или двумя двигателями с оперативными ЭММ и ЭМТ: для насосов — синхронная машина с оперативной муфтой, асинхронный дви-

гатель с плавным пуском, электропривод по системе «вентильный каскад» или «вентильно-машинный каскад»; для роторного стола — электропривод от буровой лебедки или индивидуальный электропривод системы Г — Д или ТП — Д. Регулятор подачи долота снабжен либо приводом типа Г — Д, либо ТП — Д, асинхронным электроприводом, управляемым тиристорным преобразователем в цепи статора.

Бурение нефтяных и газовых скважин глубиной 7—10—15 км в настоящее время приобретает особую актуальность в связи с эксплуатацией новых горизонтов. С углублением забоя скважины значительно возрастают трудности в технологии бурения и более жесткие требования предъявляются к буровому оборудованию. Эти требования обусловили создание и разработку индивидуального регулируемого в широких пределах электропривода главных механизмов, создание новых систем управления электроприводами с использованием полупроводниковых схем на управляемых вентилях — тиристорах и других средств, призванных существенно поднять производительность труда в процессе бурения. Создаваемые системы бурового оборудования должны обладать высокой надежностью в эксплуатации и располагать повышенной гибкостью и восприимчивостью к различным рабочим режимам и лучшими динамическими характеристиками и высокими техническими и экономическими показателями.

Выпускаемые буровые установки для сверхглубокого бурения типа БУ-200 и БУ-300 по своей мощности, производительности, эксплуатационной надежности, существенно улучшенным показателям (малый вес и габариты), удобствам эксплуатации и энергетическим показателям находятся на уровне современных лучших зарубежных образцов. В настоящее время разрабатываются уникальные установки типа «Уралмаш-15000» для бурения на глубину до 15 км. В табл. 3 приведены данные оборудования, выпускаемого отечественными заводами для нефтебуровых установок.

Таблица 3

Завод-изготовитель	Буровая установка, тип	Тип	Мощность, кВт	Напряжение, в	Скорость, об/мин	Назначение привода
„Баррикада“	БУ-75БрЭ	АКБ-12-39-6	320	6 000	985	Лебедка и роторный стол
		СДЗ-12-46-8А	320	6 000	750	Насосы
	БУ-80БР	СДЗ-13-42-8	450	6 000	750	Лебедка, роторный стол и насосы с ЭМС или ЭПМ
		‘				
	БУ-125БЭ	АКБ-13-62-8	500	6 000	740	Лебедка и роторный стол
„Уралмаш“	БУ-160БЭ*	СДЗ-13-42-8	2×450	6 000	750	Насосы
		АЗ-13-62-8**	630	6 000	735	Лебедка и роторный стол
	Уралмаш-43	АКБ-114-6	2×320	500	980	Лебедка и роторный стол
		СДБ-13-42-8А	2×450	6 000	750	Насосы
		АКБ-13-62-8	2×630	6 000	740	Лебедка и роторный стол
	Уралмаш-200Э	СДЗ-13-52-8А	3×630	6 000	750	Насосы

* Установки насосов БУ-100 и БУ-160 являются модификацией буровых установок соответственно классов БУ-80 и БУ-125.

** В приводе лебедки с применением ЭМС.

Форсирование режима бурения нефтяных скважин и рациональное использование мощностей технического оборудования в значительной степени определяются степенью автоматизации и механизации основных операций процесса бурения скважины. В процессе бурения эффективность в значительной степени зависит от того, насколько сокращается время на вспомогательные операции. С этой точки зрения автоматизация приобретает особое значение. В комплект буровых установок входит автомат спуско-подъема. Эффективность процесса спуско-подъема непосредственно связана с изменением способа торможения. Наиболее эффективным способом является электрическое торможение, основанное либо на использовании электрических машин в тормозных режимах, либо на применении электротормозных муфт.

В настоящее время разрабатываются и внедряются автоматические регуляторы подачи бурового инструмента. Впервые автомат подачи инструмента был разработан М. М. Скворцовым в Баку в 1924 г. Далее были разработаны и изготовлены различные автоматы для бурения, среди которых можно отметить регулятор ХЭМЗ и некоторые другие.

На нефтепромыслах Азербайджана наибольшее распространение получил автомат, основанный на использовании электромашинных систем. К таким автоматам относится буровой автоматический регулятор типа БАР-150. В отличие от регулятора подачи, поддерживающего один параметр, уставка которого задается бурильщиком, имеются автоматы подачи, работающие в функции двух параметров, осуществляющие не только регулирование, но и ограничение одного параметра (автоматы веса АВТ-1, АВТ-2, автомат подачи долота типа АПД и автоматический регулятор РПДЭ-3).

Проводятся исследования и разработки в направлении создания автоматов подачи экстремального типа, информационных полуавтоматических устройств, забойных устройств автоматического управления подачи долота.

При проходке глубоких и искривленных скважин большие преимущества нашли бы автоматы подачи в глубинном исполнении, работа которых была бы связана с истинными значениями забойных параметров. Создание глубинных автоматов подачи требует разрешения многих сложных научных и технических задач.

Одним из перспективных способов бурения нефтяных скважин является электробурение. Забойный двигатель электробурения имеет ряд важных преимуществ по сравнению с приводными двигателями других типов, применяемых в бурении. Непосредственная связь двигателя с долотом улучшает технологию бурения. При этом создаются благоприятные условия для автоматического управления электробуром и непрерывного контроля за работой забойного двигателя.

Специальная аппаратура электробурения и токоподводящий кабель позволяют сравнительно просто осуществлять контроль кривизны скважины. В отличие от турбобура работа двигателя электробурения практически не зависит от качества и количества промывочной жидкости. Это значительно расширяет возможность эффективного применения электробу-

ров при бурении с промывкой утяжеленными растворами. При бурении электробуром увеличивается срок службы бурильных труб, уменьшается расход металла. Преимущества забойного двигателя электробурения сказываются в наибольшей мере при бурении скважин в осложненных условиях. Существенным недостатком электробурения является его высокая скорость вращения. Быстроходность забойного двигателя электробурения объясняется его конструкцией, обусловленной условиями работы в скважине ограниченного диаметра. Выпускаемые серийные электробуры имеют скорость от 600 до 1000 об/мин. Так как долото связано непосредственно с валом электробурения, то оно вращается с такой же скоростью, что и вал забойного двигателя, что приводит к быстрому его износу, и это особенно сильно проявляется на больших глубинах, где механические свойства породы требуют значительного снижения скорости вращения. Частая смена долота и связанные с ней спуско-подъемные операции увеличивают время проходки скважины. Использование электробурения, скорость которого регулируется в широких пределах, позволило бы существенно улучшить показатели бурения.

Учитывая, что забойный двигатель электробурения — обычный короткозамкнутый асинхронный двигатель, наиболее рациональным способом регулирования скорости его вращения является частотный метод. С 1960 г. в Азербайджане начались широкие исследования регулируемого электробурения.

Было установлено, что снижение скорости в 1,5 раза позволяет увеличить проходку на долото на 30—40% в интервалах глубин 3000—4000 м. Особенно высокие показатели были получены при бурении новым типом электробурения — секционным.

Двигатель электробурения работает на большой глубине, и питание к нему подается по трехжильному токоподводу — кабелю, расположенному внутри бурильных труб. С целью уменьшения повреждений токоподвода была предложена система питания, в которой одна фаза токоподвода заменена колонной бурильных труб. Такая система хорошо показала себя в эксплуатации и значительно снизила число повреждений токоподвода.

Глубинные насосные установки. Эксплуатация нефтяных скважин глубинно-насосными установками является самым распространенным механизированным способом извлечения нефти из скважин. Глубинно-насосные установки позволяют эксплуатировать скважины до глубины 3,5—4,0 км при относительно высоком к. п. д. При этом станки-качалки с электроприводом используются для эксплуатации скважин с суточным дебитом до 500 т в сутки.

Станки-качалки являются достаточно сложным механизмом с пульсирующим характером нагрузки и тяжелыми условиями пуска.

Рациональная работа глубинно-насосной установки и стабилизация добычи нефти требуют применения регулируемого электропривода для станков-качалок. Регулируемый электропривод позволяет обеспечить форсированный отбор нефти и поддерживать неизменным дебит скважин, при этом может быть обеспечено удлинение межремонтного периода работы скважины.

Эксплуатируемые в настоящее время станки-качалки имеют электропривод с блоком управления, обеспечивающим пуск, остановку и защиту. Кроме того, в случае кратковременных снижений напряжения осуществляется автоматический самозапуск установки. В блоке управления предусмотрено реле времени, которое при эксплуатации малодебитных скважин может быть использовано как элемент для программного управления.

Одной из наиболее важных проблем нефтедобывающей промышленности является комплексная автоматизация работы глубинно-насосных установок. Уже в настоящее время на многих промыслах Азербайджана используются системы телеметрического контроля и управления. Информация поступает на центральный пункт непрерывно в течение суток, и при этом не требуется остановка работающей скважины.

Изучение многолетнего опытного материала, установление математических связей между многочисленными факторами и разработанные теоретические положения позволили создать основы построения автоматизированной системы управления нефтедобывающим предприятием.

В Азербайджане разработаны и созданы системы автоматического централизованного контроля дебита скважин. Централизованный оперативный сбор и обработка информации в диспетчерском пункте производится по многим эксплуатационным скважинам. Логическая программа позволяет осуществлять контроль и замер не только нефти, но и воды, содержащейся в извлекаемой жидкости. Система автоматического группового контроля дебита нефтяных скважин позволяет проводить многократные измерения в течение суток, повышает точность измерения и создает надежный контроль за работой скважины.

В настоящее время более чем на половине всех скважин используется система централизованного телеуправления объектами, рассредоточенными на нефтепромыслах. Применение новых прогрессивных методов телеконтроля, измерения и управления уже дало значительный экономический эффект (табл. 4). Суммарная экономия на эксплуатационных затратах за счет автоматизации скважин (по 7 112 скважинам) составила около 15 млн. руб. за период с 1960 по 1968 г.

Разработаны информационно - измерительные системы в нефтяной промышленности и их структура. Определены условия сбора информации, ее характер, методы передачи и хранения информации, формы потоков информации и ее обработки. Разработаны системы для локального и централизованного контроля в нефтяной промышленности (для глубинно-насосных скважин, для контроля количества и качества нефте-

продуктов, состояния нефтяного оборудования, для исследования нефтяных скважин). Налажен серийный выпуск информационно-измерительных систем для централизованного контроля глубинно-насосных скважин на Апшероне, и в настоящее время более 5 000 скважин снабжены ими.

Для систематического контроля работы глубинных насосов без остановок станка-качалки были разработаны электрические динамографы, обладающие простотой, высокой точностью и возможностью применения в устройствах дистанционного контроля режимами глубинных насосов. Такая система дистанционного контроля работы скважины создана в НИПИ «Нефтехимавтомат» — телемеханическая система ЧТП. С диспетчерского пункта осуществляется контроль за работой 192 глубинно-насосных скважин. Используя различные датчики, рассматриваемая система обеспечивает селективный выбор скважины, телеуправление электроприводом станка-качалки (пуск и остановку), телеметрирование работы насоса, связь и сигнализацию.

Нефтепереработка и нефтехимия. Автоматизация основных технологических процессов и эффективное управление производством нефтеперерабатывающего предприятия выдвигают ряд требований, вызванных необходимостью создания надежного непрерывного процесса нефтепереработки и с этой целью использования непрерывного контроля выпускаемой продукции методами и средствами современной техники. При этом важной задачей является осуществление надежного контроля продукции на потоке производства и минимизации времени контроля качества продукции.

В процессах нефтепереработки и нефтехимии циркулирует множество различных продуктов с многообразием физико-химических свойств, что существенно затрудняет задачу непрерывного контроля на потоке производства.

Основные исследования и разработки аналитического приборостроения направлены на создание новых приборов и датчиков с высокой надежностью и повышенной точностью. Эти требования относятся не только к первичным элементам и датчикам, но и вторичным преобразователям информации, и в целом информационно-измерительным системам и системам управления.

Таблица 4

Наименование	Годы									
	1960	1961	1962	1963	1964	1965	1966	1967	1968	1969
Фонд автоматизированных скважин	480	1 709	2 544	3 446	3 906	4 181	4 232	4 552	5 803	6 509
Прирост добычи нефти, тыс. т	6,3	22,4	33,3	45,1	51,2	54,8	56,1	59,6	74,3	83,6
Годовая экономия на эксплуатационных затратах, млн. руб.	0,3	0,46	0,90	1,09	1,24	1,34	1,37	1,46	1,81	2,08
Капвложения в автоматизацию, млн. руб.	0,4	1,21	1,87	2,54	2,82	3,04	3,09	3,24	3,7	4,0
Срок окупаемости, год	1,0	2,4	1,7	1,9	1,9	1,9	1,9	1,8	1,85	1,85
Годовой экономический эффект, млн. руб.	0,24	0,26	0,59	0,66	0,77	0,83	0,85	0,93	0,98	1,1

Ряд разработанных приборов непрерывного аналитического контроля является универсальным, что в значительной мере облегчает использование этих приборов для целей автоматизации. Многие из приборов—спектрофотометры, рефрактометры и другие—построены на основе волновых методов измерения или взаимодействия волновых излучений с веществом (оптическое излучение, СВЧ радиоволны, ультразвуковые колебания).

В нефтехимической промышленности значительная роль принадлежит процессам приготовления и дозирования жидких систем. В настоящее время разработана и прошла полупромышленную проверку типовая система автоматического приготовления и дозирования жидких смесей, что позволяет непрерывно контролировать качество смеси и обеспечивает ее высокое качество.

Разрабатывается комплекс измерительных приборов для автоматического анализа нефти, транспортируемой по трубопроводу. Эта работа является частью большого класса специальных контрольно-измерительных приборов, разработку которых успешно проводит НИПИ «Нефтехимавтомат».

Разработанный в Азербайджане и освоенный промышленным производством автоматический рефрактометр РАЖ-451 принципиально отличается от отечественных и зарубежных рефрактометров по ряду устройств, улучшающих работу прибора и отдельных его узлов. Показывающий прибор РАЖ-451 имеет дифференциальную трансформаторную систему телепередачи показаний на стандартные вторичные приборы и нормирующие преобразователи. В 1968 г. закончена разработка и совместно с заводом-изготовителем выполнен автоматический фильтровый спектрофотометр типа ИФО-453 для контроля видимой и ближней к инфракрасной области спектра. Этот прибор представляет собой двухлучевой фотометр с одним излучателем и одним фотоприемником. Нулевым модуляционным методом производится сравнение световых потоков, при этом в оптическом канале осуществляется компенсация с помощью оптического клина. Следящая система компенсации прибора имеет достаточно простую конструкцию и состоит из стандартных элементов. Прибор предназначен для непрерывного измерения и регистрации изменения оптической плотности жидких и газообразных сред в диапазоне спектра от 0,5 до 2,5 мк. В этом приборе монохроматизация излучения осуществляется интерференционными фильтрами. Эти спектрофотометры применяются для контроля и регулирования процессов в нефтепереработке, нефтехимической и фармацевтической промышленности и в других областях производства.

Наиболее важной и актуальной проблемой является создание автоматизированной системы управления целым нефтеперерабатывающим заводом. Разрешение этой проблемы связано с разработкой принципиальной задачи структуры управления технологией производства, обеспечением всего комплекса системы управления моделями отдельных узлов производства, приборами контроля и из-

мерения и другими средствами. Такая система должна обеспечить автоматизированный учет и оптимизацию работы отдельных узлов и всей установки в целом.

При комплексной автоматизации целого нефтеперерабатывающего завода существенный интерес представляет разработка подсистемы оптимального экономического планирования и управления. Такое устройство позволит наряду с анализом деятельности всего предприятия рассчитать месячные, квартальные и годовые планы завода, произвести текущую корректировку плана, обусловленную приложениями возмущениями, изменениями задания и другими причинами. При этом система должна обеспечить строгий учет материального баланса, качество продукции и сырья, ее ассортимент и производительность труда.

Диспетчерский контроль совместно с подсистемой оптимизации создает необходимые условия оптимального, наиболее благоприятного оперативного управления предприятием и в случае изменения программы и режима технологического процесса позволяет обеспечить работу завода с наименьшими потерями при соблюдении высокого качества продукции и рациональной технологии.

В настоящее время разработана автоматизированная система, позволяющая осуществить поиск оптимального режима, соответствующего заданным условиям по нагрузке, качеству и ассортименту выпускаемой продукции. Эта система реализована на установке каталитического крекинга. Внедрение этой системы ведет к коренной реорганизации структуры управления производством, существенному сокращению управленческого аппарата.

На практике эта система показала большую эффективность. По расчету годовая прибыль составляет только для одного завода более 500 тыс. руб.

На некоторых нефтехимических предприятиях, например, крупнопоточном производстве дивинила из спирта и из бутилена процесс протекает периодически, причем продолжительность цикла существенно отражается на технологических и экономических показателях производства. В настоящее время разработан метод и создана система автоматической оптимизации цикличности процесса дегидрирования бутилена в дивинил. Опыт эксплуатации показал, что только в одном реакторе годовой экономический эффект составил около 100 тыс. руб.

В настоящее время при наличии совершенных систем автоматического управления различными производственными процессами во многих отраслях народного хозяйства важнейшей проблемой является создание современных автоматизированных систем управления крупными объектами нефтепереработки и нефтехимии. Специфические условия, вытекающие из сложности технологического процесса, широкая номенклатура выпускаемой продукции, изменяющийся состав сырья и многие другие факторы создают трудности, которые несомненно будут устранены путем создания высокоэффективных управляемых кибернетических систем.



Переходные процессы синхронной машины, работающей совместно с зависимым преобразователем частоты

Доктор техн. наук, проф. М. Г. ЧИЛИКИН
Москва

канд. техн. наук, доц. А. К. АРАКЕЛЯН и канд. техн. наук А. А. АФАНАСЬЕВ
Чебоксары

Синхронная машина вместе с механизмом на ее валу и зависимым преобразователем частоты [Л. 1] представляет сложную электромеханическую систему, поведение которой в переходных режимах определяется совокупностью электромагнитных и механических процессов. Анализ этих процессов имеет ряд особенностей, связанных с возможностью широкого изменения частоты (скорости) синхронной машины (порядка 1:10) и характером вентильного преобразователя, представляющего собой устройство с дискретно и периодически меняющимися параметрами.

Точный расчет переходных процессов в данной системе заключается в составлении и решении разностных уравнений для интервалов межкоммутационной и коммутационной работы вентилей [Л. 2]. Расчет будет представлять решение нелинейной задачи и практически трудно осуществим.

Ввиду сравнительной сложности уравнений, характеризующих поведение синхронной машины, математическое описание вентильной схемы инвертора может быть произведено методом непрерывной аппроксимации. В этом случае зависимый инвертор, являясь элементом цепи постоянного тока, представляется эквивалентным активным сопротивлением, учитывающим влияние реактивностей цепи переменного тока в процессе коммутации на указанный постоянный ток, и гладкой составляющей его противо-э. д. с. Влияние зубчатой составляющей этой э. д. с. при рабочих частотах и реальных маховых массах привода ввиду наличия сглаживающего дросселя невелико и им можно пренебречь.

Переменный ток на выходе преобразователя частоты в установившемся режиме имеет форму криволинейных трапеций, разделенных бестоковой паузой, причем межкоммутационный участок кривой повторяет постоянный ток как в установившемся, так и в переходном режимах. Этот факт, вытекающий из принципа инвертирования постоянного тока, позволяет установить связь между постоянным током на входе преобразователя и переменным током синхронной машины:

$$I_{m1} = \eta(\gamma) I_{d\Phi}, \quad (1)$$

где

$$\eta(\gamma) = \frac{2}{\pi} \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{4}{\gamma} \sin \frac{\gamma}{2};$$

I_{m1} — амплитуда 1-й гармоники тока якоря; γ — угол коммутации; $I_{d\Phi}$ — входной ток преобразователя.

В системе координат $d, q, 0$ осевые составляю-

щие тока якоря будут равны:

$$i_d = I_{m1} \sin(\varphi_1 + \theta); \quad (2)$$

$$i_q = -I_{m1} \cos(\varphi_1 + \theta), \quad (3)$$

где θ — угол нагрузки; φ_1 — фазный угол тока;

$$\varphi_1 = \beta_1 - \frac{\gamma}{2}, \quad (4)$$

где β_1 — угол сеточного отпирания вентилей.

Напряжение якоря синхронной машины в данной системе не является заданным. Оно может быть определено из внешней характеристики преобразователя частоты.

При учете только первых гармоник напряжения и тока якоря входной ток преобразователя связан с углом коммутации выражением [Л. 3].

Внешняя характеристика преобразователя в этом случае с учетом (4) при $\frac{x''_q}{x''_d} = 1$ примет вид:

$$E_{d\Phi} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_{m1} \cos \beta_1 + R_d I_{d\Phi}, \quad (5)$$

где эквивалентное активное сопротивление, учитывающее коммутационное повышение напряжения преобразователя,

$$R_d = \frac{3}{\pi} \left(1 - \frac{12}{\pi\gamma} \sin^2 \frac{\gamma}{2} \right) \omega L''_d. \quad (6)$$

Для входной цепи постоянного тока равновесие напряжений запишется в виде:

$$U_{d\Phi} = (R + R_d) I_{d\Phi} + L \frac{dI_{d\Phi}}{dt} + \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_{m1} \cos \beta_1 + 2\Delta U_a, \quad (7)$$

где R и L — соответственно активное сопротивление и индуктивность сглаживающего дросселя; ΔU_a — падение напряжения в открытом вентиле.

В случае последовательного возбуждения синхронной машины входным током преобразователя в (7) нужно добавить еще одно слагаемое — падение напряжения в обмотке возбуждения.

Напряжения контуров синхронной машины определяются в соответствии с известными уравнениями Горева — Парка [Л. 4]. Напряжение на обмотке возбуждения для случая обычного способа возбуждения будет представлять функцию нескольких переменных $u_f = f(I_{m1}, \omega, \dots)$, структура которой определяется выбранной системой возбуждения и требуемыми характеристиками привода.

Угловая частота основной гармоники выходного напряжения преобразователя ω будет связана с электрической угловой скоростью ротора выраже-

нием:

$$\omega = \omega_p + \frac{d\theta}{dt}. \quad (8)$$

Получаемая в совокупности система уравнений в общем виде не поддается решению точными аналитическими методами, поскольку она содержит нелинейные дифференциальные уравнения. Существующие приближенные численные методы решения (например, метод последовательных интервалов) требуют весьма трудоемких расчетов и не могут практически гарантировать достаточную точность. Решение данной системы может быть реализовано с помощью ЭВМ непрерывного или дискретного действия, позволяющих учесть также ряд дополнительных факторов, например, влияние насыщения и непостоянство сопротивлений обмоток ротора, зависящих от частоты протекающих по ним токов. Однако в целом ряде случаев для решения указанной системы могут быть применены аналитические методы.

Известно, что обычно электромагнитные процессы протекают весьма быстро и не оказывают существенного влияния на изменение скорости вращения двигателя. Поэтому исследование таких процессов, определение максимальных значений токов, напряжений и их производных, к которым особенно чувствительны вентильные элементы, может быть произведено при допущении постоянства скорости вращения ротора. При этом соответствующие уравнения системы становятся линейными и допускают решение обычными математическими методами.

Рассмотрим электромагнитные переходные процессы синхронного двигателя с последовательным возбуждением (рис. 1, а), поскольку в этом практически важном случае отпадает необходимость в анализе какой-либо конкретной системы возбуждения.

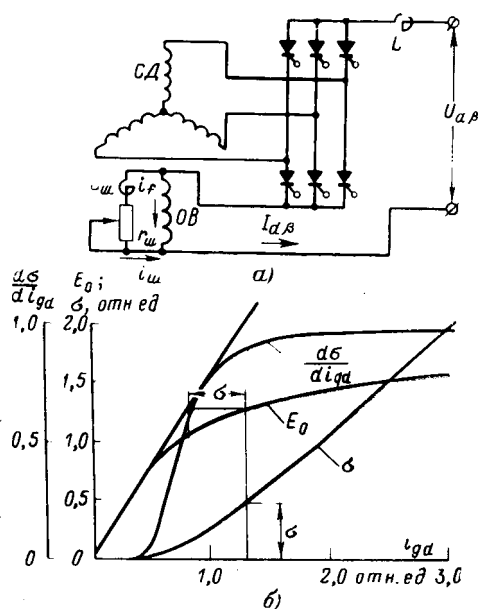


Рис. 1.

Исходя из уравнения связи токов возбуждения и якоря,

$$i_f = H I_{m1}, \quad (9)$$

где

$$H = \frac{k_p k_f}{\eta(\gamma)}; \quad (10)$$

$k_p = \frac{r_m}{r_f + r_m}$ — коэффициент регулирования тока возбуждения сопротивлением шунта r_m обмотки возбуждения;

k_f — коэффициент приведения тока возбуждения к току якоря, и учитывая формулы (2), (3), (5) — (7) и уравнения Парка — Горева, получим:

$$a_1 \frac{dI_{m1}}{dt} + a_2 \frac{di_{kd}}{dt} + a_3 \frac{di_{kq}}{dt} + a_4 I_{m1} + a_5 i_{kd} + 2\Delta u_a = U_{d\beta}; \quad (11)$$

$$a_d \frac{dI_{m1}}{dt} + \frac{di_{kd}}{dt} + \frac{1}{T_{kd\Sigma}} i_{kd} = 0; \quad (12)$$

$$a_q \frac{dI_{m1}}{dt} + \frac{di_{kq}}{dt} + \frac{1}{T_{kq\Sigma}} i_{kq} = 0, \quad (13)$$

где

$$a_1 = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} L_q \frac{\cos \beta_1 \cos(\varphi_1 + \theta)}{\cos \theta} + \frac{1}{k_u} [H L_{ad} - L_d \sin(\varphi_1 + \theta)] + L_{\sigma f} \frac{H}{k_u} + L_{\sigma} \frac{\sin(\varphi_1 + \theta)}{k_u} + \frac{L}{\eta(\gamma)}; \quad (14)$$

$$a_2 = -L_{ad} \frac{1}{k_u}; \quad (15)$$

$$a_3 = -\frac{3\sqrt{3}}{\pi} L_{aq} \frac{\cos \beta_1}{\cos \theta}; \quad (16)$$

$$a_4 = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} r \frac{\cos \beta_1 \cos(\varphi_1 + \theta)}{\cos \theta} + r_f \frac{H}{k_u} + \frac{R + R_d}{\eta(\gamma)} + \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \omega [H L_{ad} - L_d \sin(\varphi_1 + \theta)] \frac{\cos \beta_1}{\cos \theta}; \quad (17)$$

$$a_5 = -\frac{3\sqrt{3}}{\pi} \omega L_{ad} \frac{\cos \beta_1}{\cos \theta}; \quad (18)$$

$$T_{kd\Sigma} = \frac{L_{ad} + L_{\sigma kd}}{r_{kd}}; \quad T_{kd} = \frac{L_{ad}}{r_{kd}}; \quad (19)$$

$$T_{kq\Sigma} = \frac{L_{aq} + L_{\sigma kq}}{r_{kq}}; \quad T_{kq} = \frac{L_{aq}}{r_{kq}}; \quad (20)$$

$$a_d = -\frac{T_{kd}}{T_{kd\Sigma}} [H - \sin(\varphi_1 + \theta)]; \quad (21)$$

$$a_q = -\frac{T_{kq}}{T_{kd\Sigma}} \cos(\varphi_1 + \theta); \quad (22)$$

k_u — коэффициент приведения напряжения обмотки возбуждения к напряжению якоря.

Дифференциальные уравнения (11) — (13) описывают электромагнитные процессы при различных возмущениях системы.

Электромагнитные процессы будут наиболее выражены при внезапных нарушениях предшествующего режима, например, скачкообразными изменениями питающего напряжения $U_{d\beta}$, сопротивления шунта r_m обмотки возбуждения, угла отпирания вентилей β_1 и др.

Рассмотрим решение уравнений (11) — (13) при скачкообразном изменении напряжения $U_{d\beta}$, которое в

изображениях по Лапласу для приращений будет иметь вид:

$$I_{m1} = \frac{U_{d\beta} (1 + pT_{kd\Sigma}) (1 + pT_{kq\Sigma})}{p(\alpha p^3 + \beta p^2 + \gamma p + \delta)}; \quad (23)$$

$$i_{kd} = - \frac{a_d T_{kd\Sigma} p}{1 + pT_{kd\Sigma}} I_{m1}; \quad (24)$$

$$i_{kq} = - \frac{a_q T_{kq\Sigma} p}{1 + pT_{kq\Sigma}} I_{m1}, \quad (25)$$

где

$$\alpha = T_{kd\Sigma} T_{kq\Sigma} (a_1 - a_2 a_d - a_3 a_q); \quad (26)$$

$$\beta = T_{kd\Sigma} \left(a_1 + a_1 \frac{T_{kq\Sigma}}{T_{kd\Sigma}} - a_2 a_d - a_3 a_q \frac{T_{kq\Sigma}}{T_{kd\Sigma}} + a_4 T_{kq\Sigma} - a_5 a_d T_{kq\Sigma} \right); \quad (27)$$

$$\gamma = a_1 + a_4 (T_{kd\Sigma} + T_{kq\Sigma}) - a_5 a_d T_{kd\Sigma}; \quad (28)$$

$$\delta = a_4. \quad (29)$$

С помощью теоремы разложения переходим от изображений токов к их оригиналам:

$$I_{m1} = A_0 + \sum_{i=1}^3 A_i e^{p_i t}; \quad (30)$$

$$i_{kd} = - \sum_{i=1}^3 B_{id} e^{-\frac{p_i t}{T_{kd\Sigma}}} + \sum_{i=1}^3 B_{id} e^{p_i t}; \quad (31)$$

$$i_{kq} = - \sum_{i=1}^3 B_{iq} e^{-\frac{p_i t}{T_{kq\Sigma}}} + \sum_{i=1}^3 B_{iq} e^{p_i t}. \quad (32)$$

Здесь p_i — корни многочлена

$$F_2(p) = \alpha p^3 + \beta p^2 + \gamma p + \delta.$$

Если обозначим:

$$F_1(p) = U_{d\beta} (1 + pT_{kd\Sigma}) (1 + pT_{kq\Sigma}),$$

то

$$A_0 = \frac{F_1(0)}{F_2(0)} = \frac{U_{d\beta}}{\delta};$$

$$A_i = \frac{F_1(p_i)}{p_i F_2'(p_i)};$$

$$B_{id} = - \frac{A_i p_i a_d T_{kd\Sigma}}{1 + p_i T_{kd\Sigma}};$$

$$B_{iq} = - \frac{A_i p_i a_q T_{kq\Sigma}}{1 + p_i T_{kq\Sigma}}.$$

По найденным токам, используя уравнения Парка—Горева, можем найти соответствующие приращения напряжений якоря и обмотки возбуждения:

$$U_{m1} = \frac{1}{\cos \theta} \left\{ [H\omega L_{ad} - \omega L_d \sin(\varphi_1 + \theta) + r \cos(\varphi_1 + \theta)] I_{m1} - \omega L_{ad} i_{kd} + [L_q \cos(\varphi_1 + \theta)] \frac{dI_{m1}}{dt} - L_{aq} \frac{di_{kq}}{dt} \right\}; \quad (33)$$

$$u_f = r_f H I_{m1} + [H L_{ad} - L_d \sin(\varphi_1 + \theta) + H L_{qf} + L_{\sigma} \sin(\varphi_1 + \theta)] \frac{dI_{m1}}{dt} - L_{ad} \frac{di_{kd}}{dt}. \quad (34)$$

По (30) ÷ (34) построены кривые переходных процессов (рис. 2) для опытного двигателя при скачкообразном возрастании питающего преобразователь напряжения со 110 до 220 в. Начальные условия и сам расчет приводятся в приложении. На рис. 3 даны осциллограммы переходных процессов этого двигателя при указанном возмущении.

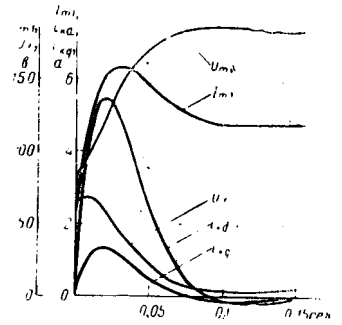


Рис. 2.

Расчетные кривые удовлетворительно совпадают с опытными.

Необходимо также отметить, что в зависимости от параметров системы все три корня многочлена $F_2(p)$ могут быть действительными, либо один — действительным, а два других — комплексно-сопряженными. Анализом коэффициентов многочлена $F_2(p)$ с помощью алгебраических или частотных критериев представляется возможным выявить области устойчивости системы по различным ее параметрам.

Как отмечалось выше, исследование электромагнитических переходных процессов путем решения полной системы исходных уравнений возможно с помощью ЭВМ. Приведем данную систему уравнений к виду, удобному для моделирования на аналоговой вычислительной машине. Предварительно с целью учета насыщения магнитной цепи машины представим соответствующие потокоцепления в виде:

$$\psi_d = L_{ad} (i_d - i_f + i_{kd} + \sigma) + L_{\sigma} i_d; \quad (35)$$

$$\psi_f = L_{ad} (-i_d + i_f - i_{kd} - \sigma) + L_{\sigma f} i_f; \quad (36)$$

$$\psi_{kd} = L_{ad} (i_d - i_f + i_{kd} + \sigma) + L_{\sigma kd} i_{kd}, \quad (37)$$

где $\psi_d, \psi_f, \psi_{kd}, i_d, i_f, i_{kd}, L_{\sigma}, L_{\sigma f}, L_{\sigma kd}$ — потокоцепления, токи, индуктивности рассеяния по оси d обмоток статора, возбуждения и успокоительной; σ — некоторый фиктивный ток, учитывающий насыщение машины по продольной оси (рис. 1,б) и являющийся нелинейной функцией результирующего тока по оси d :

$$i_{gd} = i_f - i_d - i_{kd}. \quad (38)$$

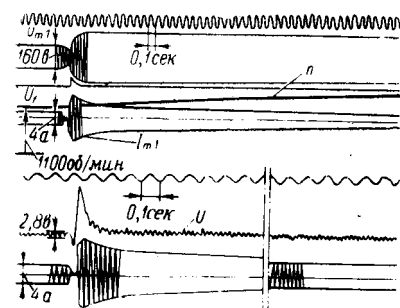


Рис. 3.

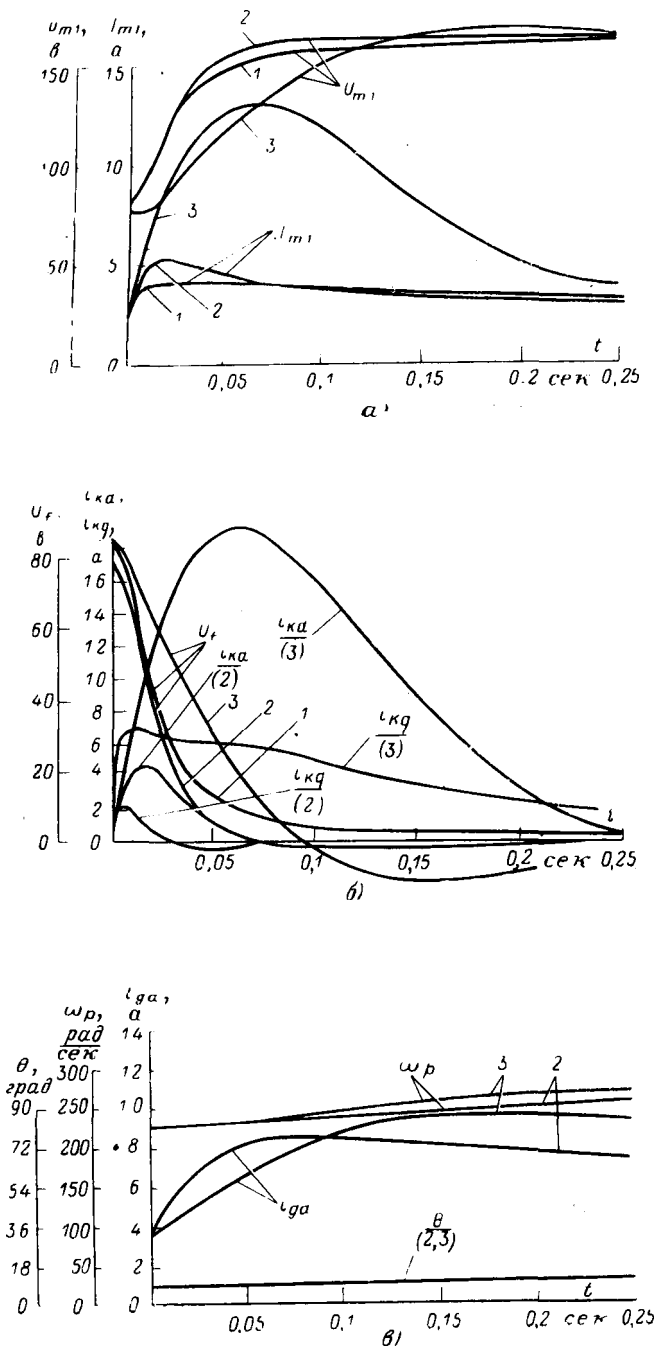


Рис. 4.

Эта нелинейная функция $\sigma = f(i_{gd})$ находится из магнитной характеристики конкретной синхронной машины. Построение ее при наличии даже только токов i_f и i_a представляет известные трудности. Поэтому, учитывая приближенность самого метода учета насыщения, наличие которого, строго говоря, исключает использование дифференциальных уравнений в форме Горева — Парка, для нахождения тока σ может быть использована магнитная характеристика холостого хода синхронной машины.

Исходная система уравнений должна быть уточнена и дополнена, как отмечалось выше,

уравнениями, учитывающими режим цепи возбуждения. Ориентируясь на последовательный способ возбуждения синхронного двигателя в соответствии с принципиальной схемой рис. 1,а, это дополнение выразим в двух уравнениях:

$$i_f + i_{ш} = \frac{k_i}{\eta(\gamma)} I_{m1}; \quad (39)$$

$$u_f = r_{ш} i_{ш} + L_{ш} \frac{di_{ш}}{dt}, \quad (40)$$

где $r_{ш}$, $L_{ш}$ — активное сопротивление и индуктивность шунта обмотки возбуждения, приведенные к обмотке якоря; $i_{ш}$ — ток в шунте.

Уточнение коснется уравнения (7), которое теперь с учетом падения напряжения в обмотке возбуждения запишется в виде:

$$U_{d\beta} = (R + R_d) I_{d\beta} + L \frac{dI_{d\beta}}{dt} + \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_{m1} \cos \beta_1 + \frac{u_f}{k_u} + 2\Delta u_a. \quad (41)$$

Производя далее дифференцирование по времени уравнений (2), (3), (35) — (37) и потокосцеплений по оси q обмоток якоря ψ_q и ротора ψ_{kq} :

$$\psi_q = L_{aq} (i_q + i_{kq}) + L_{\sigma} i_q; \quad (42)$$

$$\psi_{kq} = L_{aq} (i_q + i_{kq}) + L_{\sigma kq} i_{kq}, \quad (43)$$

из уравнений Парка — Горева и выражений (39) — (41) можно получить окончательную систему уравнений, которая непосредственно использовалась для моделирования на машине МН-14.

Переходные процессы исследовались при скачкообразном изменении следующих величин, регулирующих скорость вращения синхронного двигателя: входного напряжения преобразователя $U_{d\beta}$; угла отпирания вентилей преобразователя β_1 ; сопротивления шунта $r_{ш}$ обмотки возбуждения двигателя.

На рис. (4,а, б и в) показаны кривые переходных процессов при скачкообразном увеличении напряжения $U_{d\beta}$ вдвое. Кривые построены для трех вариантов активных сопротивлений обмоток синхронной машины (см. табл. приложения). В относительных единицах параметры третьего варианта соответствуют типовым для синхронной машины мощностью порядка 3 000 кВт, второго — нескольких сотен киловатт и первого — одного киловатта.

Выводы. 1. Исследование быстро протекающих электромагнитных переходных процессов в системе электропривода — зависимый инвертор — синхронный двигатель, определение их основных характеристик (амплитудных значений токов, напряжений и их производных и др.) с достаточной точностью может быть произведено аналитическими методами. При этом на основе этих методов представляется возможным судить и об устойчивости системы.

2. Исследование электромеханических переходных процессов с помощью ЭВМ и сравнение результатов решения с натурными испытаниями показывает достоверность рассмотренной математической формулировки задачи и правомерность предлагаемой методики математического моделирования данной системы.

Приложение. Расчет электромагнитного переходного процесса при скачкообразном изменении питающего преобразователя напряжения.

Параметры синхронной машины (обмотка якоря соединена в звезду).

$$\begin{aligned} U_n &= 260 \text{ в}; & x_{\sigma kq} &= 1,3 \text{ ом} (0,074); \\ I_n &= 8,5 \text{ а}; & r_{\Sigma 0} &= 0,715 \text{ ом} (0,044); \\ n_c &= 1500 \text{ об/мин}; & r_f &= 0,108 \text{ ом} (0,006); \\ \cos \varphi_n &= 0,9; & r_{kd} &= 1,88 \text{ ом} (0,107); \\ P_{2n} &= 2,8 \text{ кВт}; & r_{kq} &= 1,28 \text{ ом} (0,073); \\ x_d &= 29 \text{ ом} (1,64); & T_{kd\Sigma} &= 0,05 \text{ сек}; \\ x_q &= 16 \text{ ом} (0,91); & T_{kq\Sigma} &= 0,04 \text{ сек}; \\ x_{\sigma} &= 1,2 \text{ ом} (0,07); & \omega &= 148; \\ x_{\sigma kd} &= 1,75 \text{ ом} (0,1); & k_{w1} &= 0,963; \\ & & \omega_f &= 630. \end{aligned}$$

Непосредственно перед скачком имели:

$$\begin{aligned} U_{m1} &= 80 \text{ в}; & \theta &= 7^\circ; \\ I_{m1} &= 2 \text{ а}; & \gamma &= 0,5^\circ; \\ u_f &= 2,6 \text{ в (не приведенное)}; & H &= 2,7; \\ \omega &= 230 \text{ рад/сек}; & L &= 0,15 \text{ гн}; \\ \cos \varphi &= 0,6; \end{aligned}$$

Используя параметры двигателя, по (14)–(22) определяем коэффициенты: $a_1=0,978 \text{ гн}$; $a_2=-0,4 \text{ гн}$; $a_3=-0,047 \text{ гн}$; $a_4=40 \text{ ом}$; $a_5=-20 \text{ ом}$; $a_d=-1,72$; $a_q=-0,46$.

Далее по (26)–(29) находим коэффициенты характеристического многочлена $F_2(p)$: $\alpha=5,34 \cdot 10^{-4} \text{ гн} \cdot \text{сек}^2$; $\beta=0,0639 \text{ гн} \cdot \text{сек}$; $\gamma=2,858 \text{ гн}$; $\delta=40 \text{ ом}$.

Вычислив его корни: $p_1=-54,6 \text{ сек}^{-1}$; $p_2=(-32,7 + j27,3 \text{ сек}^{-1})$; $p_3=(-32,7 - j27,3 \text{ сек}^{-1})$, определяем токи I_{m1} ; i_{kd} ; i_{kq} при скачке питающего напряжения $U_{d\phi}$ на 110 в:

Варианты	Активное сопротивление							
	r		r_f		r_{kd}		r_{kq}	
	ом	отн. ед.	ом	отн. ед.	ом	отн. ед.	ом	отн. ед.
1	0,072	0,041	0,108	0,006	4,54	0,257	3,76	0,213
2	0,36	0,021	0,036	0,002	2,06	0,117	1,56	0,088
3	0,18	0,01	0,036	0,002	0,15	0,0085	0,164	0,0093

$$\begin{aligned} I_{m1} &= 2,75 - 6,32e^{-54,6t} + 7,86e^{-32,7t} \cos(1560t - 63^\circ); \\ i_{kd} &= 2e^{-20t} - 17,2e^{-54,6t} + 19,2e^{-32,7t} \cos(1560t - 37,8^\circ); \\ i_{kq} &= 0,6e^{-25t} - 5,4e^{-54,6t} + 5,43e^{-32,7t} \cos(1560t - 28,4^\circ). \end{aligned}$$

По (33) и (34) при известных токах и их производных находим напряжения U_{m1} и u_f .

Литература

1. Чиликин М. Г. и др., О некоторых возможностях бесколлекторного электропривода постоянного тока, «Электричество», 1965, № 9.
2. Булгаков А. А., Основы динамики управляемых вентильных систем, Изд. АН СССР, 1965.
3. Чиликин М. Г. и др., Коммутация синхронного двигателя, питаемого от зависимого преобразователя частоты, «Электричество», 1967, № 8.
4. Лайбль Т., Теория синхронной машины при переходных процессах, Госэнергоиздат, 1957.

[23.4.1970]



УДК 621.313.333

Учет насыщения и несимметрии статорных цепей при исследовании динамики асинхронных электроприводов

Л. П. ПЕТРОВ

Одесский политехнический институт

Введение. Современный уровень технологических процессов в промышленности предъявляет к электроприводу требования плавного пуска и реверса, эффективного торможения и точной остановки, отработки малых перемещений и получения низких доводочных скоростей, — и все это при большой частоте включений.

Асинхронные короткозамкнутые двигатели, работающие на естественной механической характеристике в обычной схеме включения, не могут удовлетворить всем этим требованиям. Поэтому в последнее время уделяется большое внимание разработке и исследованию так называемых «специальных» режимов, позволяющих существенно изменять свойства асинхронных приводов с короткозамкнутыми двигателями [Л. 1]. Особенно интересной при этом является задача создания специальных динамических характеристик привода, которая сводится, в первую очередь, к управлению электромагнитными переходными процессами.

Управление динамикой, как и получение других специальных режимов, достигается путем вариации степени несимметрии, скорости изменения и величины питающих напряжений; дискретного или непрерывного изменения проводимости отдельных фаз статорной цепи; кратковременного значительного насыщения магнитной системы. Необходимость учета в связи с этим несимметрии мгновенных состояний и степени насыщения магнитной системы двигателя значительно усложняет и без того трудную задачу математического анализа динамики асинхронных приводов с учетом электромагнитных явлений [Л. 2 и 3].

Настоящая работа имеет своей целью на примере решения частных задач показать возможность единого подхода к исследованию электромагнитных процессов асинхронного привода с учетом несимметрии и насыщения магнитной системы двигателя.

Учет насыщения магнитной системы. Наиболее серьезная попытка учета нелинейности магнитной

системы машины при анализе режимов асинхронного привода с помощью аналоговых вычислительных машин (АВМ) сделана в [Л. 4], где автор исходит из известных уравнений обобщенной асинхронной машины, которые решаются относительно токов статора и ротора.

Эти уравнения, записанные в относительных единицах и неподвижной системе координат, имеют следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_s &= r_s \bar{i}_s + x_{os} \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \frac{d(x_m \bar{i}_m)}{dt}; \\ 0 &= r_r \bar{i}_r + x_{or} \frac{d\bar{i}_r}{dt} + \frac{d(x_m \bar{i}_m)}{dt} - j\omega (x_{or} \bar{i}_r + x_m \bar{i}_m); \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{1}{J} \operatorname{Im} (\bar{\psi}_s \bar{i}_s). \end{aligned} \right\} (1)$$

Последнее уравнение системы справедливо для работы привода вхолостую с пренебрежимо малым моментом сил трения.

С целью упрощения расчетной модели выполняются преобразования, основанные на предположении, что

$$\frac{d(x_m \bar{i}_m)}{dt} = \frac{d(x_m \bar{i}_m)}{d\bar{i}_m} \frac{d\bar{i}_m}{dt} = \frac{d(x_m \bar{i}_m)}{d\bar{i}_m} \frac{d\bar{i}_m}{dt}. \quad (2)$$

справедливым только в том случае, если вектор $d(x_m \bar{i}_m)$ совпадает по направлению с вектором $d\bar{i}_m$.

Однако для такого допущения нет основания, поскольку x_m величина переменная и поэтому

$$\frac{d(x_m \bar{i}_m)}{dt} = \frac{dx_m}{dt} \bar{i}_m + x_m \frac{d\bar{i}_m}{dt}. \quad (3)$$

Следовательно, вектор $d(x_m \bar{i}_m)$ представляет собой сумму двух векторов и не совпадает по направлению с вектором $d\bar{i}_m$. Можно показать, что (2) справедливо только для установившегося режима, когда вектор \bar{i}_m неподвижен относительно системы координат. Поэтому выводы, основанные на (2), приводят к ошибочным результатам и делают невозможным использование модели, рекомендованной в [Л. 4] для расчетов переходных режимов асинхронной машины.

Систему уравнений (1) можно привести к виду, удобному для моделирования более корректно, если пренебречь величиной сопротивления рассеяния ротора x_{or} . Это допустимо при малых скольжениях, когда в роторе протекают токи низкой частоты. Для большинства асинхронных двигателей величина x_{or} близка к величине активного сопротивления r_r и поэтому уже при скольжении 0,25 пренебрежение x_{or} в наиболее неблагоприятном случае дает погрешность в величинах полного сопротивления и тока меньше 10%. 0/0.

Расчеты ряда режимов на линейных и нелинейных моделях разных асинхронных машин и их сравнение с экспериментом подтвердили полную допустимость пренебрежения величиной x_{or} во всех случаях, когда скольжение меньше 0,2. При самом неблагоприятном сочетании величин x_{or} и r_r погрешность не превышает 5%. Расчеты на модели статических механических

характеристик ряда двигателей с учетом и без учета x_{or} показали их полную идентичность в зоне скольжений меньших критического.

При асинхронном самовозбуждении скольжение является сложной функцией параметров машины и возбуждающей емкости, но его максимальная величина, как показывают расчеты и эксперименты, не превышает величины 0,1, при которой x_{or} пренебрежимо мало.

Исключив x_{or} , путем простых преобразований систему (1) можно привести к виду, удобному для решения на АВМ:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\bar{i}_s}{dt} &= \frac{1}{x_{os}} \bar{U}_s - \frac{r_s + r_r}{x_{os}} \bar{i}_s + \frac{z_r}{x_{os}} \left(\frac{1}{x_m} \bar{\psi}_m \right) - j \frac{1}{x_{os}} \omega \bar{\psi}_m; \\ \frac{d\bar{\psi}_m}{dt} &= -r_r \left(\frac{1}{x_m} \bar{\psi}_m \right) + r_r \bar{i}_s + j\omega \bar{\psi}_m; \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{1}{J} \operatorname{Im} (\bar{\psi}_m \bar{i}_s), \end{aligned} \right\} (4)$$

где $\bar{\psi}_m = x_m \bar{i}_m$.

Для решения системы (4) на АВМ все векторные величины представляются проекциями векторов на вещественную x и мнимую y координатные оси, после чего уравнения принимают следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_{sx}}{dt} &= \frac{1}{x_{os}} U_{sx} - \frac{r_s + r_r}{x_{os}} i_{sx} + \frac{r_r}{x_{os}} \left(\frac{1}{x_m} \psi_{mx} \right) + \frac{1}{x_{os}} \omega \psi_{ny}; \\ \frac{di_{sy}}{dt} &= \frac{1}{x_{os}} U_{sy} - \frac{r_s + r_r}{x_{os}} i_{sy} + \frac{r_r}{x_{os}} \left(\frac{1}{x_m} \psi_{my} \right) - \frac{1}{x_{os}} \omega \psi_{mx}; \\ -\frac{d\psi_{mx}}{dt} &= r_r \left(\frac{1}{x_m} \psi_{mx} \right) - r_r i_{sx} + \omega \psi_{my}; \\ -\frac{d\psi_{my}}{dt} &= r_r \left(\frac{1}{x_m} \psi_{my} \right) - r_r i_{sy} - \omega \psi_{mx}; \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{1}{J} (\psi_{mx} i_{sy} - \psi_{my} i_{sx}). \end{aligned} \right\} (5)$$

Если, как это обычно принято, пренебречь остаточным намагничиванием, то проводимость $\frac{1}{x_m}$ зависит только от величины ψ_m результирующего потоко-сцепления машины, создаваемого токами всех фаз. Эта зависимость нелинейна и определяется статической кривой намагничивания, если пренебречь потерями на гистерезис, что является общепринятым допущением. Поэтому для решения (5) необходимо располагать опытной кривой намагничивания, по которой для ряда значений i_m определяются величины ψ_m и $\frac{1}{x_m}$.

Поскольку в (5) входят только составляющие вектора результирующего потоко-сцепления по осям, систему необходимо дополнить уравнениями, устанавливающими связь между этими составляющими ψ_{mx} , ψ_{my} , модулем потоко-сцепления ψ_m и проводимостью

$\frac{1}{x_m}$. Удобнее всего эти уравнения представить в виде:

$$\frac{1}{x_m} = F(\psi_m^2); \psi_m^2 = \psi_{mx}^2 + \psi_{my}^2. \quad (6)$$

Использование нелинейной модели двигателя, описываемой уравнениями (5) и (6), позволяет рассчитать большую группу переходных процессов и специальных режимов, связанных с эффектом асинхронного самовозбуждения.

Для расчета всех симметричных режимов статорное напряжение в (5) заменяется падением напряжения на конденсаторах, определяемых уравнениями

$$\bar{U}_s = -\bar{U}_c; \frac{dU_{cx}}{dt} = x_c i_{cx}; \frac{dU_{cy}}{dt} = x_c i_{cy}, \quad (7)$$

где x_c — относительная величина реактивного сопротивления емкости при частоте 50 гц.

Учет насыщения и несимметрии. Для иллюстрации применения нелинейной модели при анализе сложных режимов, в том числе и с учетом несимметрии, можно рассмотреть расчет переходного процесса при конденсаторно-динамическом торможении. Эквивалентная схема такого торможения с симметричным включением конденсаторов и питанием постоянным током от двухполупериодного выпрямителя приведена на рис. 1, где через r_d обозначено сопротивление цепи постоянного тока при ее проводящем состоянии.

В схеме рис. 1 напряжения на конденсаторах равны:

$$\left. \begin{aligned} U_{c1} &= x_c \int i_{c1} dt; \\ U_{c2} &= x_c \int i_{c2} dt; \\ U_{c3} &= x_c \int i_{c3} dt. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Ток выпрямителя при проводящем состоянии цепи равен:

$$i_d = \frac{1}{r_d} (U_{c2} - U_{c3} + U_d), \quad (9)$$

а при непроводящем состоянии равен нулю.

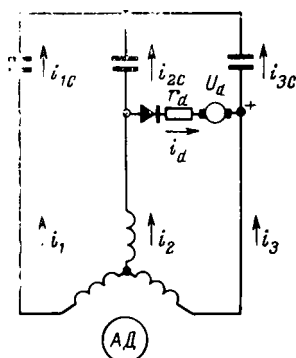


Рис. 1. Эквивалентная схема конденсаторно-динамического торможения асинхронного двигателя. U_d — напряжение источника выпрямленного тока; i_d — выпрямленный (тормозной) ток; r_d — сопротивление цепи выпрямленного тока.

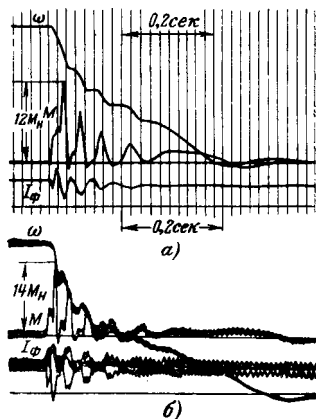


Рис. 2. Расчетная (а) и экспериментальная (б) осциллограммы конденсаторно-динамического торможения двигателя А02-31-4.

Проводящее состояние цепи существует при соблюдении условия

$$(U_{c2} - U_{c3} + U_d) > 0. \quad (10)$$

С учетом (9) и (10) уравнения (8) можно записать в виде:

$$\frac{dU_{c1}}{dt} = x_{c1} i_1; \frac{dU_{c2}}{dt} = x_{c2} (i_2 - i_d); \frac{dU_{c3}}{dt} = x_{c3} (i_3 + i_d). \quad (11)$$

Совместное решение (11), (9) и (5) возможно, если мгновенные значения фазных токов и напряжений выразить через составляющие результирующих векторов. Поскольку система не содержит напряжений нулевой последовательности, то

$$\left. \begin{aligned} \frac{dU_{c1}}{dt} &= x_{c1} i_{sx}; \\ \frac{dU_{c2}}{dt} &= x_c [-0,5 i_{sx} + 0,866 i_{sy} - i_d]; \\ \frac{dU_{c3}}{dt} &= x_c (-0,5 i_{sx} - 0,866 i_{sy} + i_d); \\ U_{sx} &= -U_{c1}; U_{sy} = -\frac{1}{\sqrt{3}} (U_{c2} - U_{c3}); \\ i_d &= \frac{1}{r_d} (U_{c2} - U_{c3} + U_d). \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Уравнения (5), (6) и (12) дают возможность исследовать динамику и статику конденсаторно-динамического торможения при любых схемах его осуществления. Если тормозная схема отличается от схемы рис. 1, то для ее анализа следует составить уравнения, аналогичные (11), описывающие мгновенное состояние внешних (по отношению к двигателю) цепей и решать их совместно с уравнениями двигателя.

Точность расчета величин момента и скорости, достижимая при использовании рассмотренных уравнений, иллюстрируется приведенными на рис. 2 осциллограммами тормозного процесса, полученным при расчете по данным, приведенным в приложении 1.

Учет несимметрии при тиристорном управлении. Для исследования несимметричных режимов, при которых магнитная цепь машины не насыщена и может рассматриваться как линейная, из системы уравнений (1) можно получить:

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_s &= r_s \bar{i}_s + \sigma x_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + k_2 \frac{d\bar{\psi}_r}{dt}; \\ 0 &= -k_1 r_r \bar{i}_r + \frac{r_r}{x_r} \bar{\psi}_r + \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} - j\omega \bar{\psi}_r; \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{1}{J} k_r \operatorname{Im}(\bar{\psi}_r^* \bar{i}_s), \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

где

$$k_r = \frac{x_m}{x_r}.$$

Для решения (13) на АВМ вектор потокосцепления ротора представляется в составляющих по осям координат, а токи статора в мгновенных значениях фазных величин. Для схем с изолированной нейтралью связь между фазными величинами и проекциями результирующего вектора на оси коор-

динат определяется выражениями

$$i_x = i_A; i_y = \frac{i_B - i_C}{\sqrt{3}},$$

с учетом которых уравнения (13) принимают вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_A}{dt} &= \frac{1}{\sigma x_s} (U'_A - U_0 - r_s i_A - k_r \frac{d\psi_{rx}}{dt}); \\ \frac{di_B}{dt} &= \frac{1}{\sigma x_s} \left[U'_B - U_0 - r_s i_B + k_r \left(\frac{1}{2} \frac{d\psi_{rx}}{dt} - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{d\psi_{ry}}{dt} \right) \right]; \\ \frac{di_C}{dt} &= \frac{1}{\sigma x_s} \left[U'_C - U_0 - r_s i_C + k_r \left(\frac{1}{2} \frac{d\psi_{rx}}{dt} + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{d\psi_{ry}}{dt} \right) \right]; \\ \frac{d\psi_{rx}}{dt} &= k_r r_r i_A - \frac{r_r}{x_r} \psi_{rx} - \omega \psi_{ry}; \\ \frac{d\psi_{ry}}{dt} &= \frac{k_r r_r}{\sqrt{3}} (i_B - i_C) - \frac{r_r}{x_r} \psi_{ry} + \omega \psi_{rx}; \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{k_r}{J} (\psi_{rx} i_{sy} - \psi_{ry} i_{sx}), \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

где U_0 — разность потенциалов между нулевыми точками «звезд» фазных напряжений сети и двигателя.

Уравнения (14) являются основными для расчета многих несимметричных режимов при отсутствии токов нулевой последовательности. Для иллюстрации можно проанализировать переходные процессы асинхронных приводов с тиристорными коммутаторами в цепи статора. При этом предполагается, что в коммутируемой фазе включены либо два тиристора по встречно-параллельной схеме, либо один симистор.

В зависимости от мгновенного состояния проводимости тиристоров в (14) изменяется только напряжение U' , прикладываемое ко входу модели. При проводящем состоянии тиристоров напряжение U' соответствующей фазы равно фазному напряжению сети. При непроводящем состоянии тиристора ток в фазе равен нулю. Последнее равносильно тому, что э. д. с., наводимая в обмотке этой фазы, не отличается от приложенного к ней напряжения. Поэтому при непроводящем состоянии тиристоров, например фазы А, вместо напряжения $U'_A - U_0$ ко входу модели следует приложить напряжение, численно равное э. д. с. фазы

$$e_A = k_r \frac{d\psi_{rx}}{dt} \quad (15)$$

или вместо напряжения U'_A величину $e_A + U_0$. Величина напряжения U_0 при этом определяется для проводящего состояния тиристоров выражением

$$U_0 = \frac{1}{3} (U'_A + U'_B + U'_C), \quad (16)$$

а для непроводящего состояния тиристоров соответственно выражением

$$U_0 = \frac{1}{2} (e_A + U'_B + U'_C). \quad (17)$$

Следует отметить, что уравнение (16) справедливо для симметричной либо несимметричной системы питающих напряжений при любом количестве обесточенных фаз двигателя.

Поскольку в зависимости от состояния проводимости тиристоров изменяются величины действующих напряжений, то для решения системы (14) и ей аналогичных должны применяться модели с переменной структурой. Для изменения структуры модели в соответствии с изменением состояния тиристоров в схему решения вводятся периодизаторы — устройства, периодически коммутирующие напряжения, прикладываемые ко входу модели.

На рис. 3 приведена схема модели с переменной структурой для решения системы (14) с учетом (15), (16) и (17). Здесь исполнительными органами периодизатора являются контакты переключающих реле во входных цепях интеграторов. Длительность включения этих реле равна времени проводящего состояния тиристоров соответствующей фазы, которое начинается с момента подачи управляющего сигнала на тиристор при положительном напряжении на его аноде и прекращается в момент прохождения фазного тока через нуль.

Для управления переключающими реле можно использовать амплитудный или фазовый способы. Первый предпочтительнее при моделировании про-

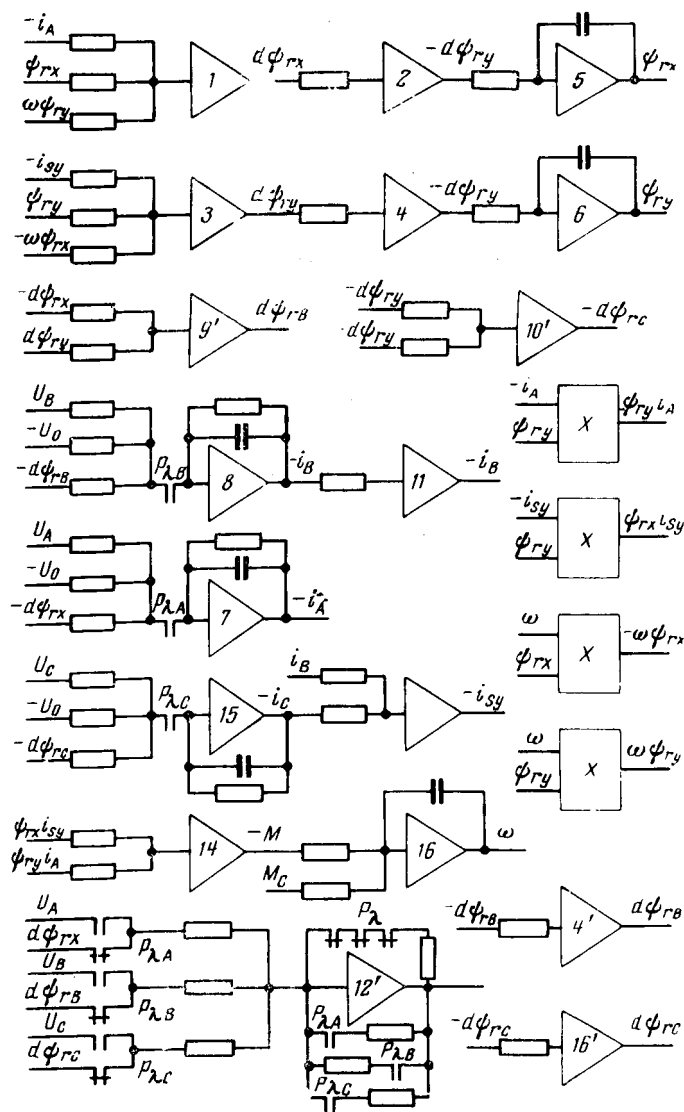


Рис. 3. Структурная схема модели для решения системы уравнений (14) $d = \frac{d}{dt}$ — символ дифференцирования.

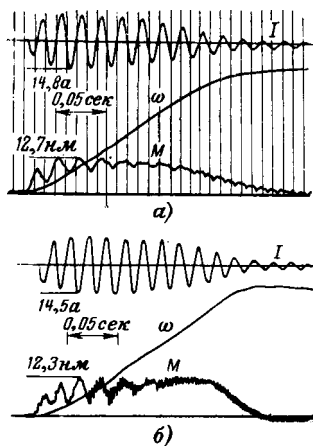


Рис. 4. Расчетная (а) и экспериментальная (б) осциллограммы пуска двигателя А02-31-4 с помощью тиристорного коммутатора.

Погрешность, вносимая периодизацией решения за счет собственного времени срабатывания реле, может быть сведена к пренебрежимо малой величине применением быстродействующих реле и увеличением масштаба времени при решении задачи. Опыт исследования на АВМ режимов тиристорного управления асинхронными приводами показывает, что при использовании реле телефонного типа с собственным временем порядка 0,02 сек наиболее удобным масштабом времени является увеличение действительного времени процесса в 200 раз либо уменьшение относительного времени в 1,57 раза. При этом дополнительная погрешность не превышает 2%.

Для иллюстрации возможностей предлагаемого способа на рис. 4 приведены расчетная (а) и экспериментальная (б) осциллограммы пуска двигателя с помощью тиристорного коммутатора с постоянным углом открывания. Результаты расчета для пофазного включения двигателя приводились в [Л. 6]. В приложении 2 приведены машинные уравнения, по которым получена осциллограмма рис. 4,а.

Основные обозначения даны в приложении 3.

Выводы. 1. Предлагаемые способы учета насыщения магнитной системы асинхронного двигателя и мгновенной несимметрии его статорных цепей позволяют производить с помощью АВМ анализ специальных режимов асинхронного привода.

2. Предлагаемый способ учета насыщения прост и ограничен только диапазоном малых скольжений (до $s=0,2$), при которых сопротивлением рассеяния роторной цепи можно пренебречь.

3. При расчетах по предлагаемому способам на стандартных АВМ типов МН-7 и МНБ основные показатели переходных процессов асинхронных приводов, работающих в специальных режимах (ударные значения моментов и токов, время переходного процесса), можно определять в зависимости от точности задания параметров привода с погрешностью порядка 10–15%.

Приложение 1. Расчет режима конденсаторно-динамического торможения произведен для двигателя типа А02-31-4, 2,2 кВт, 380 в, 1430 об/мин, 4,9 а, включенного по схеме рис. 1. На вал двигателя насажен маховик с моментом инерции, в 5 раз превышающим момент инерции ротора. Статический момент меньше 0,05 номинального и при расчете не учитывается.

Сопротивления цепей двигателя в относительных единицах равны: $x_{ss}=0,067$; $r_s=0,055$; $r_r=0,078$; $r_d=0,1$. За базисную величину принято сопротивление:

$$R_6 = \frac{U_H}{\sqrt{3}I_H} = \frac{380}{3 \cdot 4,9} = 45 \text{ ом.}$$

Базисная величина момента инерции равна:

$$J_6 = \frac{p^2 \sqrt{3} U_H I_H}{\Omega^3} = \frac{2^2 \cdot 3 \cdot 380 \cdot 4,9}{314^3} = 4,12 \cdot 10^{-4} \text{ кгм}^2.$$

Торможение осуществлялось при напряжении источника постоянного тока 90 в (или в относительных единицах 0,3), при котором тормозной постоянный ток был равен двойному от номинального. Тормозная емкость составляла 307 мкф на фазу.

Масштабные коэффициенты приняты равными:

$$m_u = 0,02 \frac{1}{g}; m_i = 0,08 \frac{1}{g}; m_\omega = 0,01 \frac{1}{g};$$

$$m_\psi = 0,018 \frac{1}{g}; m_t = 3,14; m_{\frac{1}{x}} = 0,0445 \frac{1}{g};$$

$$m_M = 0,144 \frac{1}{g}; m_{id} = 0,16 \frac{1}{g}.$$

Для настройки функционального преобразователя по первому уравнению (6) использованы данные, полученные из опытной кривой намагничивания.

С учетом масштабных коэффициентов и параметров двигателя из (15), (6) и (12) получены уравнения для расчета процесса на АВМ:

$$\frac{di_{sx}}{dt} = 11,7U_{sx} - 6,23i_{sx} + 3,65 \left(\frac{1}{x_m} \psi_{mx} \right) + 10,5\omega\psi_{my};$$

$$\frac{di_{sy}}{dt} = 11,7U_{sy} - 6,23i_{sy} + 3,65 \left(\frac{1}{x_m} \psi_{my} \right) - 10,5\omega\psi_{mx};$$

$$-\frac{d\psi_{mx}}{dt} = 1,09 \left(\frac{1}{x_m} \psi_{mx} \right) - 1,09i_{sx} + 3,14\omega\psi_{my};$$

$$-\frac{d\psi_{my}}{dt} = 1,09 \left(\frac{1}{x_m} \psi_{my} \right) - 1,09i_{sy} - 3,14\omega\psi_{mx};$$

$$\frac{d\omega}{dt} = 0,31 (\psi_{mx}i_{sy} - \psi_{my}i_{sx});$$

$$\frac{dU_{c1}}{dt} = 3,07i_{sx}; \quad \frac{dU_{c2}}{dt} = -1,53i_{sx} + 2,66i_{sy} - 6,15i_d;$$

$$\frac{dU_{c3}}{dt} = -1,53i_{sx} - 2,66i_{sy} + 6,15i_d;$$

$$i_d = 1,25U_{c2} - 1,25U_{c3} + 17,0;$$

$$U_{sx} = -U_{c1}; \quad U_{sy} = -\frac{1}{\sqrt{3}} U_{c2} + \frac{1}{\sqrt{3}} U_{c3}.$$

Результат расчета приведен на рис. 2,а.

Приложение 2. Расчет пуска двигателя А02-31-4 с помощью тиристорного трехфазного коммутатора с постоянным углом открывания тиристорov, равным 95 эл. град.

Основные данные двигателя приведены в приложении 1. Пуск производится без дополнительных маховых масс, при статическом моменте меньше 0,05 номинального, который в расчете не учитывался. Масштабные коэффициенты

$$m_u = 0,01 \frac{1}{g}; m_i = 0,04 \frac{1}{g}; m_\omega = 0,01 \frac{1}{g};$$

$$m_\psi = 0,01 \frac{1}{g}; m_t = 1,57; m_M = 0,04 \frac{1}{g}.$$

С учетом этих величин машинные уравнения, полученные из системы (14) при условии, что $k_r \psi_r = \psi'_r$, имеют вид:

$$\frac{di_A}{dt} = 2,53U'_A - 2,53U_0 - 0,141i_A - 2,53 \frac{d\psi'_{rA}}{dt};$$

$$\frac{di_B}{dt} = 2,53U'_B - 2,53U_0 - 0,141i_B - 2,53 \frac{d\psi'_{rB}}{dt};$$

$$\frac{di_C}{dt} = 2,53U'_C - 2,53U_0 - 0,141i_C - 2,53 \frac{d\psi'_{rC}}{dt};$$

$$\frac{d\psi'_{rx}}{dt} = 0,463i_{sx} - 0,052\psi'_{rx} - 1,57\omega\psi'_{ry};$$

$$\frac{d\psi'_{ry}}{dt} = 0,463i_{sy} - 0,052\psi'_{ry} + 1,57\omega\psi'_{rx};$$

$$i_{sx} = i_A; i_{sy} = 0,577i_B + 0,577i_C;$$

$$\psi'_{rA} = \psi'_{rx}; \psi'_{rB} = -0,5\psi'_{rx} + 0,866\psi'_{ry};$$

$$\psi'_{rC} = -0,5\psi'_{rx} + 0,866\psi'_{ry}; U_0 = \frac{1}{3}(U'_A + U'_B + U'_C);$$

$$\frac{d\omega}{dt} = 0,258(\psi'_{rx}i_{sy} - \psi'_{ry}i_{sx}).$$

Результаты расчета приведены на рис. 4,а.

Приложение 3. Принятые обозначения.

$x_{os}; (x_{or})$ — индуктивное сопротивление рассеяния обмоток статора (ротора); x_m — индуктивное сопротивление взаимной индукции между обмотками статора и ротора; $x_s = x_{os} + x_m$, $x_r = x_{or} + x_m$ — синхронное индуктивное сопротивление статора (ротора); $r_s; (r_r)$ — активное сопротивление обмоток статора (ротора); $i_s, i_r; i_m$ — токи соответственно статора, ротора, на-

магничивания; i_A, i_B, i_C — токи фаз А, В, С; ψ_s, ψ_r, ψ_m — потокосцепления соответственно статора, ротора, взаимной индукции; U'_A, U'_B, U'_C — величины фазного напряжения, принимающие разные значения в зависимости от состояния проводимости тиристоры; J — момент инерции привода (в относительных единицах); ω — угловая скорость ротора двигателя; Im — мнимая составляющая вектора (или комплексного выражения); $\sigma = 1 - \frac{x_m^2}{x_s x_r}$ — полный коэффициент рассеяния.

Литература

1. Петров И. И. и Мейстель А. М., Специальные режимы работы асинхронного электропривода, изд-во «Энергия», 1968.
2. Соколов М. М. и др., Электромагнитные переходные процессы в асинхронном электроприводе, изд-во «Энергия», 1967.
3. Копылов И. П. и др., Математическое моделирование асинхронных машин, изд-во «Энергия», 1969.
4. Ковач К. Р., Исследование переходных процессов асинхронных двигателей с помощью электронно-моделирующих установок, Экспресс-информация «Автоматизированный электропривод и электротехнология», 1962, № 41.
5. Ладензон В. А. и др., К использованию АВМ для расчета переменного тока в индуктивной цепи, управляемой тиристорным регулятором, Изв. вузов, «Энергетика», 1968, № 9.
6. Петров Л. П. и др., Ограничение переходных моментов при пуске асинхронных двигателей, «Электричество», 1967, № 5.

[28.4.1970]



УДК 62-523.2

Расчет запаса напряжения в двукратноинтегрирующей системе регулирования скорости с учетом внутренней обратной связи по Э. Д. С. двигателя

Б. М. ЛАКС

Новокузнецк

Двукратноинтегрирующая система регулирования скорости вращения электропривода (рис. 1) применяется в тех случаях, когда по условиям технологического процесса при увеличении момента сопротивления не допускается уменьшение скорости. Перспективным, по всей вероятности, является применение этой системы для листовых и трубопрокатных станов.

Из литературных источников известен анализ запаса напряжения преобразователя для двукратноинтегрирующей системы регулирования, необходимого для реализации ее настройки по симметричному оптимуму при изменении нагрузки [Л. 1], при этом анализ проводится в предположении, что система регулирования описывается уравнением третьего порядка, что является следствием аппроксимации контура тока апериодическим звеном и

отсутствием в контуре скорости дополнительных инерционных звеньев.

При решении таких задач, как, например, определение перерегулирования выходной величины при ступенчатом входном сигнале, представление контура тока в виде апериодического звена оправдано, так как в этом случае более точное представление контура тока звеном второго порядка приводит лишь к незначительному уточнению конечного результата. Однако при определении запаса напряжения преобразователя упрощенное представление контура тока приводит к значительной погрешности, так как при этом сильно изменяется составляющая, уравнивающая индуктивное падение напряжения в якорной цепи.

Кроме того, если в контуре скорости имеются дополнительные инерционные звенья с суммарной

постоянной времени, которая равна удвоенному значению малой постоянной времени (или превышает ее), если, например, в контуре скорости имеется фильтр тахогенератора, то при симметричной настройке система регулирования скорости хорошо аппроксимируется системой регулирования третьего порядка без значительной ошибки в определении тока и его производной. В этом случае в отличие от ранее опубликованных данных [Л. 1] суммарная постоянная времени контура скорости равна сумме удвоенного значения малой постоянной времени токового контура и сумме дополнительных постоянных времени контура скорости.

Ниже приводится методика определения запаса напряжения для двух случаев, когда система регулирования описывается соответственно уравнениями третьего и четвертого порядков. Заметим, что ранее [Л. 2 и 3] определение запаса напряжения преобразователя производилось с точки зрения обеспечения безаварийной работы реверсивного ртутно-преобразовательного агрегата в статическом режиме. Анализ цепи регулирования осуществлялся при допущениях, обычно применяемых при рассмотрении двукратноинтегрирующих систем регулирования;

ток якорной цепи непрерывен, и внешняя характеристика преобразователя не имеет изломов при малых токах;

шунтирующее действие уравнительного контура реверсивного преобразователя и поток реакции якоря двигателя отсутствуют;

фильтры датчиков тока и скорости, выбранные из условия ограничения пульсаций выходного напряжения датчиков до уровня, при котором система фазового управления работает без сбоев, пульсации тока якоря находятся в допустимых пределах, и аналоговые усилители работают без заметного снижения коэффициента усиления, включены в цепи обратной связи по току и скорости.

Структурная схема, приведенная к виду, удобному для последующего анализа, показана на рис. 2 [Л. 4].

Рассмотрим первый случай, когда в контуре скорости имеется фильтр тахогенератора, постоянная времени которого равна или больше малой постоянной времени контура тока.

Как известно [Л. 4], изображение для тока якоря при ступенчатом воздействии статического момента имеет следующий вид:

$$I(p) = \frac{I_{ст}}{p} \frac{(1 + a^2 T_{\mu 3} p)}{(1 + a T_{\mu 3} p) [a^2 T_{\mu 3}^2 p^2 + (a - 1) a T_{\mu 3} p + 1]},$$

где

$$a = \sqrt{\frac{T}{T_{\mu 3}}}; \quad T_{\mu 3} = 2T_{\mu 1} + T_{\phi.c}; \quad T_{\mu 1} = \frac{(\tau + T_{\phi 1}) + \sqrt{(\tau + T_{\phi 1})^2 + T_{\phi.c}^2}}{2}; \quad T = R_{o.c} C_2.$$

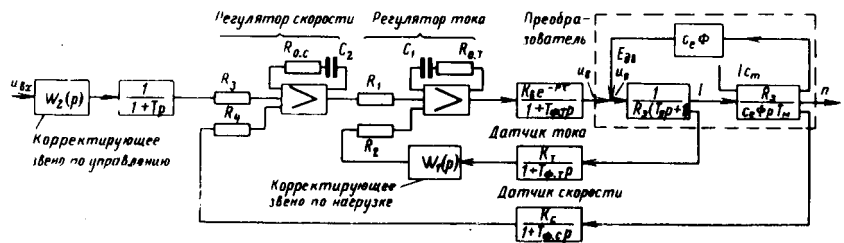


Рис. 1. Структурная схема двухконтурной системы регулирования с пропорционально-интегральным регулятором скорости.

$T_{\phi 1}$, $T_{\phi.t}$, $T_{\phi.c}$ — постоянные времени фильтров системы фазового управления датчиков тока и скорости; K_n , K_t , K_c — коэффициенты усиления; τ — запаздывание преобразователя; R_o , T_n , T_m , $c_e \Phi$ — параметры якорной цепи; R_3 , R_4 , $R_{o.c}$, R_1 , R_2 , c , $R_{o.t}$ — параметры регуляторов скорости и тока; T — постоянная времени входного фильтра.

Изображение приращения напряжения на якоре имеет такой вид:

$$\Delta U_n(p) = I(p) R_o (1 + T_n p) = \frac{I_{ст}}{p} \frac{R_o (1 + a^2 T_{\mu 3} p) (T_n p + 1)}{(1 + a T_{\mu 3} p) [a^2 T_{\mu 3}^2 p^2 + (a - 1) a T_{\mu 3} p + 1]}.$$

Соответствующая переходная функция будет равна:

$$\frac{\Delta U_n\left(\frac{t}{T_{\mu 3}}\right)}{I_{ст} R_o} = 1 + \frac{(a - 1) \left(1 - \frac{T_n}{T_{\mu 3}}\right)}{(3 - a)} e^{-\frac{t}{T_{\mu 3}}} + 2A \frac{1}{a T_{\mu 3}} \frac{e^{-\frac{a-1}{2a T_{\mu 3}} t}}{\sqrt{3 - a^2 + 2a}} \sin\left(\frac{1}{2a T_{\mu 3}} \sqrt{3 - a^2 + 2a} t + \phi\right),$$

где

$$\phi = \arctg \frac{a \sqrt{3 - a^2 + 2a}}{2 - a^2 + a} + \arctg \frac{\sqrt{3 - a^2 + 2a}}{\frac{2a T_{\mu 3}}{T_n} - (a - 1)} - \arctg \left(-\frac{\sqrt{3 - a^2 + 2a}}{2 - a^2 + a} \right) - \arctg \frac{\sqrt{3 - a^2 + 2a}}{3 - a};$$

$$A = a T_{\mu 3} \sqrt{\frac{a + 1}{3 - a} \left[1 - \frac{a - 1}{a T_{\mu 3}} T_n + \left(\frac{T_n}{T_{\mu 3}} \right)^2 \right]}.$$

На основании этой формулы можно построить зависимость $\frac{\Delta U_n}{I_{ст} R_o}$ в функции $\frac{t}{T_{\mu 3}}$ и параметра $\frac{T_n}{T_{\mu 3}}$ и использовать ее для дальнейших расчетов.

Учитывая, что в цепь обратной связи по току двигателя включено корректирующее звено по нагрузке, точная передаточная функция которого

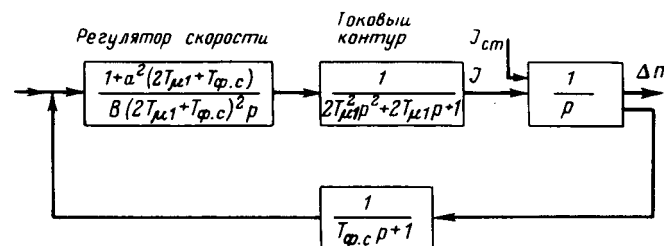


Рис. 2. Упрощенная структурная схема двукратноинтегрирующей системы регулирования скорости.

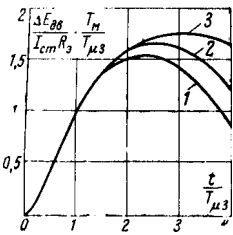


Рис. 3. Приращение э. д. с. двигателя при воздействии нагрузки в двукратноинтегрирующей системе регулирования третьего порядка при $a=2$.
1 — $B=5$; 2 — $B=6,4$;
3 — $B=8$.

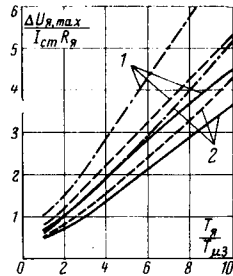


Рис. 4. Максимальное значение приращения напряжения в якоре цепи при двукратноинтегрирующей системе регулирования четвертого (1) и третьего (2) порядка.
— — — $B=8$;
— — — $B=6,4$;
- - - - - $B=5$.

равна:

$$W_1(p) = 1 + \frac{p^2 8 T_{\mu 3}^2 2 T_{\mu 1} [p 2 T_{\mu 1} (p T_{\mu 1} + 1) + 1] (p T_{\mu 1} + 1) (p T_{\Phi.c} + 1)}{T_m (p T_m + 1) (p 4 T_{\mu 3} + 1)},$$

и что в этом случае переходный процесс тока в якоре цепи с учетом внутренней обратной связи по э. д. с. двигателя остается оптимальным, приращение э. д. с. двигателя можно определить по следующей зависимости:

$$\frac{\Delta E_d}{I_{ст} R_я} \left(\frac{t}{T_{\mu 3}} \right) = \frac{T_{\mu 3}}{T_m} \int_0^{\frac{t}{T_{\mu 3}}} \left(1 - \frac{I}{I_{ст}} \right) d \left(\frac{t}{T_{\mu 3}} \right).$$

В таком случае переходная функция приращения э. д. с. имеет следующий вид:

$$\frac{\Delta E_d}{I_{ст} R_я} \left(\frac{t}{T_{\mu 3}} \right) = \frac{T_{\mu 3}}{T_m} \left\{ \frac{a(a-1)}{(3-a)} e^{-\frac{a}{aT_{\mu 3}} t} + \frac{a}{3-a} e^{-\frac{a-1}{2a} \frac{t}{T_{\mu 3}}} \times \right. \\ \left. \times \left[(1-a) \cos \frac{\sqrt{3+2a-a^2}}{2a} \frac{t}{T_{\mu 3}} + \sqrt{3+2a-a^2} \sin \frac{\sqrt{3+2a-a^2}}{2a} \frac{t}{T_{\mu 3}} \right] \right\}.$$

При наличии корректирующего звена по нагрузке переходный процесс тока в якоре цепи оптимален только при воздействии нагрузки. Поэтому для обеспечения оптимального переходного процесса в системе регулирования при воздействии управляющего сигнала в основной канал регулирования включается второе корректирующее звено со следующей передаточной функцией:

$$W_2(p) = 1 + \frac{p^2 8 T_{\mu 3}^2 2 T_{\mu 1} (p T_{\mu 1} + 1) (p T_{\Phi.c} + 1)}{T_m (p T_m + 1) (p 4 T_{\mu 3} + 1)}.$$

На рис. 3 представлены зависимости приращения э. д. с. двигателя в функции $\frac{T_{\mu 3}}{T_m}$ при разных значениях постоянных коэффициентов интегрирования B контура скорости и $a=2$.

На основании кривых, приведенных на рис. 3, графиков $\frac{\Delta U_я}{I_{ст} R_я} = f \left(\frac{t}{T_{\mu 3}}; \frac{T_я}{T_{\mu 3}} \right)$ можно определить динамический запас напряжения преобразователя в функции $\frac{T_я}{T_{\mu 3}}$ и $\frac{1}{\sqrt{T_m T_я}} = f \left(\frac{1}{T_{\mu 3}} \right)$. Определение ди-

намического запаса напряжения преобразователя в каждом конкретном случае следует производить путем определения приращения напряжения на якоре двигателя при оптимальных графиках изменения тока в якоре цепи и приращения э. д. с. двигателя.

Если не учитывать внутреннюю обратную связь по э. д. с. двигателя, то это приведет к ошибке в определении запаса напряжения преобразователя. Задавшись величиной ошибки, можно решить, следует ли учитывать приращение э. д. с. двигателя.

Например, при соотношениях $\frac{1}{\sqrt{T_m T_я}} \leq \left(\frac{1}{1,5} \cdot \frac{1}{2} \right) \times \frac{1}{T_{\mu 3}}$ и $\frac{T_я}{T_{\mu 3}} = 1$ приращение э. д. с. двигателя на-

столько велико, что приращение напряжения преобразователя либо равно нулю, либо отрицательно. При $\frac{1}{\sqrt{T_m T_я}} \leq \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{1}{6} \right) \frac{1}{T_{\mu 3}}$ и $\frac{T_я}{T_{\mu 3}} = 1$ приращение э. д. с.

незначительно, приращение напряжения преобразователя положительно. При соотношениях $\frac{1}{\sqrt{T_m T_я}} \geq \frac{1}{5 T_{\mu 3}}$ характер изменения приращения э. д. с. двигателя практически не изменяется. Ошибка в определении приращения э. д. с. двигателя при изменении $\frac{1}{\sqrt{T_m T_я}}$

от $\frac{1}{5 T_{\mu 3}}$ до $\frac{1}{5,5 T_{\mu 3}}$ составляет около 5%.

Как известно, при $a=2$ система управления имеет запас по фазе, приблизительно равный $\mu_{\max} = 36^\circ 50'$, что соответствует практике работы систем регулирования промышленных электроприводов. На рис. 4 приведены зависимости максимального значения приращения напряжения на якоре двигателя в функции $\frac{T_я}{T_{\mu 3}}$.

Система регулирования при $a=2$ имеет минимальную колебательность, если постоянная интегрирования контура скорости будет равна 6,4 [Л. 5]. В этом случае максимумы резонансных значений тока и приращений напряжения в цепи якоря и э. д. с. двигателя имеют минимальные величины, хотя запас по фазе на несколько градусов и снижается по сравнению с μ_{\max} . Для этого случая выражения для тока, приращения напряжения в цепи якоря и э. д. с. двигателя равны:

$$\frac{I}{I_{ст}} \left(\frac{t}{T_{\mu 3}} \right) = 1 + 0,43 e^{-0,31 \frac{t}{T_{\mu 3}}} + e^{-0,34 \frac{t}{T_{\mu 3}}} \times \\ \times \left[0,66 \sin \left(0,7 \frac{t}{T_{\mu 3}} - 0,791 \right) - \right. \\ \left. - 1,36 \cos \left(0,7 \frac{t}{T_{\mu 3}} - 0,791 \right) \right];$$

$$\frac{\Delta U_{\text{я}}}{I_{\text{ср}} R_{\text{я}}} \left(\frac{t}{T_{\mu 3}} \right) = 1 + 0,43 \left(1 - 0,31 \frac{T_{\text{я}}}{T_{\mu 3}} \right) e^{-0,31 \frac{t}{T_{\mu 3}}} +$$

$$+ e^{-0,34 \frac{t}{T_{\mu 3}}} \left\{ \left[0,95 \frac{T_{\text{я}}}{T_{\mu 3}} + 0,66 \left(1 - 0,34 \frac{T_{\text{я}}}{T_{\mu 3}} \right) \right] \times \right.$$

$$\times \sin \left(0,7 \frac{t}{T_{\mu 3}} - 0,791 \right) + \left[0,462 \frac{T_{\text{я}}}{T_{\mu 3}} - \right.$$

$$\left. - 1,36 \left(1 - 0,34 \frac{T_{\text{я}}}{T_{\mu 3}} \right) \right] \cos \left(0,7 \frac{t}{T_{\mu 3}} - 0,791 \right) \left. \right\};$$

$$\frac{\Delta E_{\text{д}}}{I_{\text{ср}} R_{\text{я}}} \left(\frac{t}{T_{\mu 3}} \right) = \frac{T_{\mu 3}}{T_{\text{м}}} \left\{ -1,39 \left(1 - e^{-0,31 \frac{t}{T_{\mu 3}}} \right) + e^{-0,34 \frac{t}{T_{\mu 3}}} \times \right.$$

$$\times \left[1,94 \sin \left(0,7 \frac{t}{T_{\mu 3}} - 0,791 \right) \right] + 1,38 \left. \right\}.$$

На рис. 5 приведены графики тока в якорной цепи и скорости при настройке системы управления третьего порядка.

Рассмотрим второй случай, когда система регулирования не имеет других инерционных звеньев, кроме замкнутого контура, и описывается уравнением четвертого порядка. Если учесть, что в цепь обратной связи по току двигателя включено корректирующее звено по нагрузке, точная передаточная функция которого равна:

$$W_1(p) = 1 + \frac{p^2 2T_{\mu 3}^2 4T_{\mu 3} \left[pT_{\mu 3} \left(p \frac{T_{\mu 3}}{2} + 1 \right) + 1 \right] \left(p \frac{T_{\mu 3}}{2} + 1 \right)}{T_{\text{м}} (pT_{\text{я}} + 1) (p4T_{\mu 3} + 1)},$$

и что при этом переходный процесс тока в цепи якоря при воздействии нагрузки с учетом внутренней обратной связи по э. д. с. двигателя остается оптимальным, то для симметричного оптимума ($a=2$) передаточные функции тока, приращения напряжения цепи якоря и э. д. с. двигателя будут иметь следующий вид:

$$\frac{I}{I_{\text{ср}}} (p) = \frac{1 + p4T_{\mu 3}}{p^4 4T_{\mu 3}^4 + p^3 8T_{\mu 3}^3 + p^2 8T_{\mu 3}^2 + p4T_{\mu 3} + 1};$$

$$\frac{\Delta U_{\text{я}} (p)}{I_{\text{ср}} R_{\text{я}}} = \frac{(1 + p4T_{\mu 3})(1 + pT_{\text{я}})}{p^4 4T_{\mu 3}^4 + p^3 8T_{\mu 3}^3 + p^2 8T_{\mu 3}^2 + p4T_{\mu 3} + 1};$$

$$\frac{\Delta E_{\text{д}} (p)}{I_{\text{ср}} R_{\text{я}}} =$$

$$= \left(1 - \frac{1 + p4T_{\mu 3}}{p^4 4T_{\mu 3}^4 + p^3 8T_{\mu 3}^3 + p^2 8T_{\mu 3}^2 + p4T_{\mu 3} + 1} \right) \frac{1}{pT_{\text{м}}}.$$

Аналогично системе третьего порядка передаточная функция корректирующего звена по управляющему воздействию имеет следующий вид:

$$W_2(p) = 1 + \frac{p^2 2T_{\mu 3}^2 4T_{\mu 3} \left(p \frac{T_{\mu 3}}{2} + 1 \right)}{T_{\text{м}} (pT_{\text{я}} + 1) (p4T_{\mu 3} + 1)}.$$

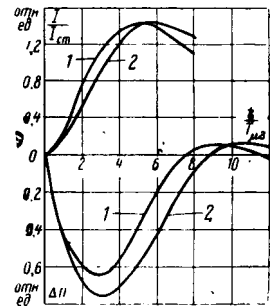
Соответствующие переходные функции будут равны:

$$\frac{I}{I_{\text{ср}}} \left(\frac{t}{T_{\mu 3}} \right) = 1 + e^{-\frac{t}{2T_{\mu 3}}} \left[\left(\sin \frac{t}{2T_{\mu 3}} - 3 \cos \frac{t}{2T_{\mu 3}} \right) + \right.$$

$$+ 2 \frac{t}{2T_{\mu 3}} \left(\sin \frac{t}{2T_{\mu 3}} - \cos \frac{t}{2T_{\mu 3}} \right) - \sqrt{5} \left(\frac{t}{2T_{\mu 3}} - \right.$$

$$\left. - 1 \right) \sin \left(\frac{t}{2T_{\mu 3}} + 1,1 \right) + \sqrt{5} \frac{t}{2T_{\mu 3}} \cos \left(\frac{t}{2T_{\mu 3}} + 1,1 \right) \left. \right],$$

Рис. 5. Зависимость тока и изменения скорости двигателя при системе управления третьего порядка.
1 — $B=6,4$; 2 — $B=8$.



$$\frac{\Delta U_{\text{я}}}{I_{\text{ср}} R_{\text{я}}} \left(\frac{t}{T_{\mu 3}} \right) = 1 + e^{-\frac{t}{T_{\mu 3}}} \left\{ \left(1 + 2 \frac{T_{\text{я}}}{T_{\mu 3}} \right) \sin \frac{t}{2T_{\mu 3}} + \right.$$

$$+ \left(\frac{T_{\text{я}}}{T_{\mu 3}} - 3 \right) \cos \frac{t}{2T_{\mu 3}} + 2 \frac{t}{2T_{\mu 3}} \left[\sin \frac{t}{2T_{\mu 3}} - \right.$$

$$\left. - \left(1 + \frac{T_{\text{я}}}{T_{\mu 3}} \right) \cos \frac{t}{2T_{\mu 3}} \right] + \sqrt{5} \left[-\frac{t}{2T_{\mu 3}} + \right.$$

$$+ \left(1 - \frac{T_{\text{я}}}{T_{\mu 3}} \right) \sin \left(\frac{t}{2T_{\mu 3}} + 1,1 \right) + \sqrt{5} \left[\frac{t}{2T_{\mu 3}} + \right.$$

$$\left. + \left(1 - \frac{t}{2T_{\mu 3}} \right) \frac{T_{\text{я}}}{T_{\mu 3}} \right] \cos \left(\frac{t}{2T_{\mu 3}} + 1,1 \right) \left. \right\};$$

$$\frac{\Delta E_{\text{д}}}{I_{\text{ср}} R_{\text{я}}} \left(\frac{t}{T_{\mu 3}} \right) = \frac{2T_{\mu 3}}{T_{\text{м}}} e^{-\frac{t}{4T_{\mu 3}}} \left[-2 \frac{t}{4T_{\mu 3}} \cos 2 \frac{t}{4T_{\mu 3}} + \right.$$

$$\left. + \left(1,5 + \frac{t}{4T_{\mu 3}} \right) \sin 2 \frac{t}{4T_{\mu 3}} \right].$$

Зависимости изменения тока и э. д. с. двигателя в функции $\frac{t}{T_{\mu 3}}$ представлены соответственно на рис. 6 и 7.

Можно показать, что для рассматриваемого случая настройка системы управления на минимальную колебательность совпадает с ее настройкой по симметричному оптимуму. Однако в целях снижения величины изменения скорости во время переходного процесса можно несколько увеличить коэффициент усиления. Для предельного по допустимой колебательности системы управления значения $B=5$ переходные функции тока, приращения якорного напряжения и э. д. с. двигателя будут

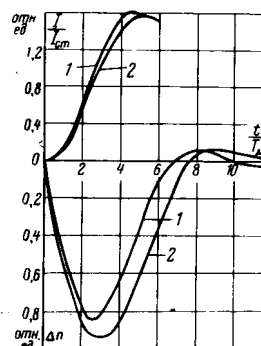


Рис. 6. Зависимость изменения тока и скорости в системе регулирования четвертого порядка при $a=2$.
1 — $B=6,4$; 2 — $B=8$.

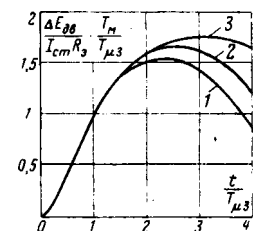


Рис. 7. Приращение э. д. с. двигателя при воздействии нагрузки в двукратноинтегрирующей системе регулирования четвертого порядка и $a=2$.
1 — $B=5$; 2 — $B=6,4$; 3 — $B=8$.

равны:

$$\begin{aligned} \frac{I}{I_{\text{сг}}}\left(\frac{t}{T_{\mu 3}}\right) &= 1 + 0,56e^{-0,33 \frac{t}{T_{\mu 3}}} - 0,72e^{-1,27 \frac{t}{T_{\mu 3}}} + \\ &+ e^{-0,2 \frac{t}{T_{\mu 3}}} \left[0,27 \sin\left(0,95 \frac{t}{T_{\mu 3}} - 1,04\right) - \right. \\ &\quad \left. - 1,24 \cos\left(0,95 \frac{t}{T_{\mu 3}} - 1,04\right) \right]; \\ \frac{\Delta U_{\pi}}{I_{\text{сг}}R_{\theta}}\left(\frac{t}{T_{\mu 3}}\right) &= 1 + 0,56\left(1 - 0,33 \frac{T_{\pi}}{T_{\mu 3}}\right)e^{-0,33 \frac{t}{T_{\mu 3}}} - \\ &- 0,72e^{-1,27 \frac{t}{T_{\mu 3}}}\left(1 - 1,27 \frac{T_{\pi}}{T_{\mu 3}}\right) + e^{-0,2 \frac{t}{T_{\mu 3}}} \times \\ &\times \left\{ \left[1,18 \frac{T_{\pi}}{T_{\mu 3}} + 0,27\left(1 - 0,2 \frac{T_{\pi}}{T_{\mu 3}}\right) \right] \sin\left(0,95 \frac{t}{T_{\mu 3}} - \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - 1,04\right) + \left[0,256 \frac{T_{\pi}}{T_{\mu 3}} - 1,24\left(1 - 0,2 \frac{T_{\pi}}{T_{\mu 3}}\right) \right] \times \right. \\ &\quad \left. \times \cos\left(0,95 \frac{t}{T_{\mu 3}} - 1,04\right) \right\}; \\ \frac{\Delta E_{\pi}}{I_{\text{сг}}R_{\theta}}\left(\frac{t}{T_{\mu 3}}\right) &= \frac{T_{\mu 3}}{T_{\pi}} \left[-1,7\left(1 - e^{-0,33 \frac{t}{T_{\mu 3}}}\right) + \right. \\ &+ 0,567\left(1 - e^{-1,27 \frac{t}{T_{\mu 3}}}\right) + 1,31e^{-0,2 \frac{t}{T_{\mu 3}}} \times \\ &\quad \left. \times \sin\left(0,95 \frac{t}{T_{\mu 3}} - 1,04\right) + 1,13 \right]. \end{aligned}$$

Примеры. Для электропривода чистовой клети широкополосного стана горячей прокатки (или электропривода горизонтальных валков слябинга с питанием от статического преобразователя при $T_{\mu 3} = 2T_{\mu 1} = 2 \cdot 0,01 = 0,02$ сек и $T_{\pi} = 0,04$ сек запас напряжения преобразователя при отработке возмущающего воздействия для симметричной настройки и отсутствии фильтров в контуре скорости $\frac{T_{\pi}}{T_{\mu 3}} = 2$, $\frac{T_{\pi}}{T_{\mu 3}} = \frac{0,04}{0,02} = 2$, $B = 8$ и $a = 2$ будет равен:

$$\frac{\Delta U_{\pi}}{I_{\text{сг}}R_{\theta}} = \frac{1}{I_{\text{сг}}R_{\theta}} (\Delta U_{\pi} - \Delta E_{\pi}) = 0,65.$$

При номинальном напряжении двигателя 700 в перерегулирование по напряжению будет составлять:

$$\Delta U_{\pi} = 0,65 I_{\text{сг}} R_{\theta} = 0,65 \cdot 2 \cdot 0,07 \cdot 700 \approx 64 \text{ в или } 9,1\%$$

при

$$I_{\text{сг}} = 2I_{\text{ном}} \text{ и } I_{\text{сг}}R_{\theta} = 0,14U_{\text{д.ном}};$$

для широкополосного стана

$$\Delta U_{\pi} = 0,65 I_{\text{сг}} R_{\theta} = 0,65 \cdot 0,07 \cdot 700 = 32 \text{ в, т. е. } 4,55\%$$

при

$$I_{\text{сг}} = I_{\text{ном}} \text{ и } I_{\text{сг}}R_{\theta} = 0,07U_{\text{д.ном}}.$$

При наличии в цепи тахогенератора фильтра с постоянной времени, равной, например, 0,02 сек:

$$\frac{T_{\pi}}{T_{\mu 3}} = 2; \frac{T_{\pi}}{2T_{\mu 1} + T_{\text{ф.с}}} = \frac{0,04}{0,02 + 0,02} = 1$$

и соответственно при $B = 8$ и $a = 2$

$$\frac{\Delta U_{\pi}}{I_{\text{сг}}R_{\theta}} = \frac{1}{I_{\text{сг}}R_{\theta}} (\Delta U_{\pi} - \Delta E_{\pi}) = 0,45.$$

Аналогично случаю без фильтра тахогенератора: для слябинга

$$\Delta U_{\pi} = 0,45 I_{\text{сг}} R_{\theta} = 0,45 \cdot 2 \cdot 0,07 \cdot 700 \approx 44,0 \text{ в или } 6,3\%;$$

для широкополосного стана

$$\Delta U_{\pi} = 0,45 I_{\text{сг}} R_{\theta} = 0,45 \cdot 0,07 \cdot 700 = 22 \text{ в, т. е. } 3,15\%.$$

В заключение отметим, что в тех случаях, когда по технологическим условиям требуется или допускается большее изменение скорости, чем при оптимальной настройке системы управления, запас по напряжению может быть меньше расчетного. Поэтому необходимо дополнительно определять фактическое быстродействие системы регулирования при ограниченном запасе напряжения преобразователя.

Литература

1. Gens W., Berechnung der dynamischen Spannungsreserve bei drehzahlgeregelten stromrichter gespeisten Gleichstromantrieben zur Bemessung des Stromrichtertransformatoren M. S. R., 1967, и. 6.
2. Карлов В. С., Выбор величины напряжения трансформатора для реверсивного ионного преобразователя, Инструктивные указания по проектированию электротехнических промышленных установок института «Тяжпромэлектропроект», изд-во «Энергия», 1967, № 9.
3. Пистрак М. Я., Предельные углы регулирования реверсивного ионного преобразователя, «Электричество», 1965, № 6.
4. Ямпольский Д. С. и др., Переходные процессы в двухконтурной системе подчиненного регулирования с пропорционально-интегральным регулятором скорости, «Инструктивные указания по проектированию электротехнических промышленных установок института «Тяжпромэлектропроект», изд-во «Энергия», 1967, № 11.
5. Бесекерский Б. А. и Попов Е. П., Теория систем автоматического регулирования, изд-во «Наука», 1966.

[24.5.1969]



ВНИМАНИЮ ЧИТАТЕЛЕЙ!

Издательством «Энергия» выпущена в свет книга по научному применению телевидения.

Гуревич С. Б. ТЕОРИЯ И РАСЧЕТ НЕВЕЩАТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ ТЕЛЕВИДЕНИЯ. 1970. 236 с. 2 р. 51 к. в перепл.

В книге рассматриваются приложения общей теории систем воспроизведения к не вещательным системам телевидения.

Обосновываются принципы расчета, выводятся соответствующие формулы и дается методика расчета параметров телевизионных систем, предназначенных для использования в различных областях науки и техники.

Рассматриваются способы оптимального согласования характеристик отдельных звеньев системы между собой и с характеристиками передаваемого объекта.

Книга рассчитана на специалистов, разрабатывающих телевизионные системы, научных работников и инженеров, использующих телевидение в различных целях, а также на аспирантов и студентов, специализирующихся в области телевидения, медицинской электроники, по применению электроники в ядерной физике и т. п.

КНИГУ МОЖНО ПРИОБРЕСТИ ВО ВСЕХ КНИЖНЫХ МАГАЗИНАХ

Динамическая точность релейной следящей системы с быстродействующими электромагнитными муфтами

Канд. техн. наук В. Д. ТОКАРЕВА
Москва

Наряду с электрогидроприводом и аналоговыми электрическими следящими системами в настоящее время находит применение также привод с быстродействующими электромагнитными муфтами. Этот привод представляет собой релейную следящую систему, которая в качестве преобразователя «цифра — вал» имеет шаговый двигатель, обеспечивающий простейшую структуру управления системой. Силовой привод является системой программного регулирования скорости приводного двигателя муфты. Преимуществом следящих систем с электромагнитными муфтами является хорошее быстродействие и простота схемных решений.

Основные элементы этой системы следующие.

1. Релейный элемент рассогласования имеет однозначную несимметричную характеристику с зоной нечувствительности δ_0 :

$$i_b = F_1[\delta] = \begin{cases} i_{b.n} & \text{при } \delta > \delta_0; \\ 0 & \text{при } \delta < \delta_0 < 0. \end{cases}$$

2. Управляющее устройство (блок муфт) состоит из реверсивных и тормозной муфт. Динамическая характеристика быстродействующей электромагнитной муфты нелинейна: при включении муфты имеется время запаздывания и в зависимости от знака входного воздействия меняется постоянная времени муфты. При подаче или снятии управляющего сигнала (тока возбуждения муфты) происходит переключение реверсивной и тормозной муфт, причем при включении рабочей муфты тормозная отключается и наоборот:

$$M_b = F_2[i_b] = \begin{cases} \text{при } i_b = i_{b.n} \quad M_b|_{t > t_n} = M_{b.n} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_n}}\right); \\ \text{при } i_b = 0 \quad M_b = M_{b.нач} e^{-t/T_0}; \end{cases}$$

$$M_T = F_3[i_b] = \begin{cases} \text{при } i_b = i_{b.n} \quad M_T = M_{T.нач} e^{-t/T_0}; \\ \text{при } i_b = 0 \quad M_T|_{t > t_n} = M_{T.n} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_n}}\right), \end{cases}$$

где M_b и M_T — моменты рабочей и тормозной муфт; T_n и T_0 — постоянные времени муфты при включении и отключении; t_n — время движения якоря муфты; i_b — ток возбуждения муфты.

В переходном режиме имеются два периода работы муфты: режим скольжения и режим жесткого сцепления. При жестком сцеплении скорость выходного вала $n_{вых}$ определяется законом движения приводного двигателя муфты $n_{дв}$ [Л. 1]. В режиме скольжения скорость выходного вала определяется параметрами и свойствами системы с электромагнитными муфтами [Л. 2]. Эти два периода работы

могут быть отражены релейным элементом сравнения скорости со следующим уравнением:

$$n_{вых} = F_4[\Delta n] = \begin{cases} n = n_c & \text{при } \Delta n \neq 0 \text{ (режим скольжения);} \\ n = n_{дв} & \text{при } \Delta n = 0 \text{ (режим жесткого сцепления),} \end{cases}$$

где $\Delta n = n_{дв} - n_c$; $n_{дв}$ — скорость приводного двигателя муфты (ведущего вала муфты); n_c — скорость ведомого вала муфты (исполнительный вал).

3. Нагрузка рассматривается как момент сил сухого трения:

$$M_c = F_5[n_c] = \begin{cases} M_c \operatorname{sign} n_c & \text{при } n_c \neq 0; \\ -(M_b - M_T) \leq M_c \leq (M_b - M_T) & \text{при } n_c = 0. \end{cases}$$

4. Система непрерывного регулирования скорости силового привода муфты (система ЭМУ—Д) была исследована в [Л. 1]. Наличие регулируемого силового привода, получающего задание работы одновременно от релейной следящей системы, позволяет поддерживать скорость ведущего вала муфты на любом желаемом уровне по отношению к задающей. Отношение скорости привода муфты к задающей скорости обозначается коэффициентом превышения скорости

$$k_{пр} = \frac{n_{дв}}{n_{вх}}.$$

Особенностью рассматриваемой релейной системы с электромагнитными муфтами является отсутствие за релейным элементом рассогласования линейной части. Поэтому движение системы рассматривается по участкам в зависимости от положения релейных элементов рассогласования $F_1[\delta]$ и сравнения скорости $F_4[\Delta n]$ [Л. 3].

В результате анализа переходного процесса было установлено, что при постоянной скорости изменения входного воздействия и установившейся скорости приводного двигателя муфты система работает в режиме установившихся автоколебаний: исполнительная ось то отстает, то опережает задающую. Рассогласование системы складывается из ошибки при отставании исполнительной оси и ошибки при опережении этой осью задающей [Л. 3]. В свою очередь, ошибка при отставании состоит из ошибки запаздывания при включении $\delta_{зап}$, обусловленной инерционностью нарастания момента муфты, наличия нагрузки и из-за времени движения якоря муфты, и из ошибки скольжения $\delta_{ск}$, обусловленной тем, что в режиме скольжения муфты скорость ведомой ее части будет ниже скорости задающей:

$$\delta_{от} = \delta_{зап} + \delta_{ск}, \quad (1)$$

где

$$\delta_{зап} = U_{вх} t_{зап} = f_1(U_{вх}, T_m, M_b, M_T \text{ и } M_c); \quad (2)$$

$$\delta_{ск} = F_1[U_{вх}, T_m, M_b, M_c]. \quad (2a)$$

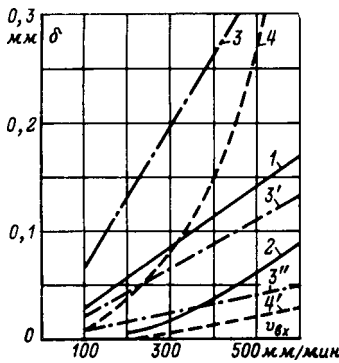


Рис. 1. Составляющие рассогласования следящей системы.
1 — ошибка запаздывания при включении $\delta_{зап}$; 2 — ошибка скольжения $\delta_{ск}$; 3, 3' и 3'' — ошибки запаздывания при отключении $\delta_{з.о}$; 4 и 4' — ошибка торможения δ_t ; 3 и 4 — $k_{пр} = 2,5$; 3' и 4' — $k_{пр} = 1,5$; 3'' — $k_{пр} = 1,2$.

Ошибка запаздывания зависит линейно, а ошибка скольжения — нелинейно от скорости воздействия, постоянной времени муфты, момента муфты и нагрузки. Ошибка опережения включает в себя ошибку запаздывания при отключении и ошибку торможения:

$$\delta_{оп} = \delta_{з.о} + \delta_t, \quad (3)$$

где

$$\delta_{з.о} = U_{вх} (k_{пр} - 1) t_{з.о} = f_2 (U_{вх}, k_{пр}, T_0, M_в, M_t, M_c); \quad (4)$$

$$\delta_t = F_2 [U_{вх}, k_{пр}, T_0, GD^2, M_c]. \quad (4a)$$

Ошибка запаздывания линейно зависит от скорости, коэффициента превышения скорости муфты, постоянной времени и момента муфты и нагрузки. Ошибка торможения имеет нелинейную зависимость от этих параметров. Зависимость каждой из составляющих от скорости и коэффициента превышения скорости муфты дана на рис. 1.

Динамическая точность релейной следящей системы, находящейся в режиме установившихся колебаний, характеризуется параметрами автоколебаний: смещением центра, размахом и периодом.

Смещение центра автоколебаний (среднее значение ошибки) — это среднеарифметическое из наибольших значений рассогласования в период отставания и опережения исполнительской оси:

$$\Delta_{см} = \frac{\delta_{от}}{2} + \frac{(-\delta_{оп})}{2}. \quad (5)$$

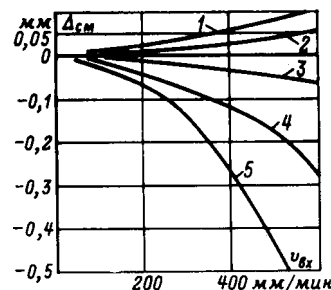


Рис. 2. Смещение центра автоколебаний (работа на холстом ходу $M_c^D = 0,1$ с тормозной муфтой $M_T^T = 0,25$).
1 — $k_{пр} = 1,2$; 2 — $k_{пр} = 1,5$; 3 — $k_{пр} = 2,0$; 4 — $k_{пр} = 2,5$; 5 — $k_{пр} = 3,0$.

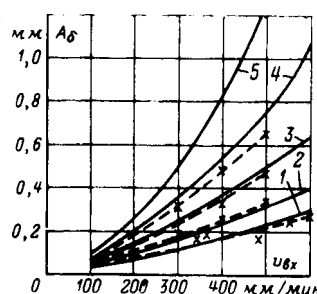


Рис. 3. Размах автоколебаний при работе на холстом ходу и с тормозной муфтой.
1 и 1' — $k_{пр} = 1,2$; 2 и 2' — $k_{пр} = 1,5$; 3 и 3' — $k_{пр} = 2,0$; 4 и 4' — $k_{пр} = 2,5$; 5 — $k_{пр} = 3,0$; — — — опытные данные.

С учетом (1) и (3)

$$\Delta_{см} = \frac{\delta_{зап} + \delta_{ск} - \delta_{з.о} - \delta_t}{2}. \quad (6)$$

Изменение смещения от скорости и коэффициента превышения этой скорости приводом муфты приведено на рис. 2. Для системы с небольшим коэффициентом превышения скорости ($k_{пр} \leq 1,2$) значение смещения при изменении скорости входного воздействия меняется практически линейно (рис. 2, кривые 1 и 2) и все время находится в зоне положительных значений. Это объясняется тем, что ошибка торможения при этом отсутствует, а ошибка запаздывания при отключении значительно меньше ошибки периода отставания $\delta_{от}$ [Л. 3] и рис. 1.

Для $k_{пр} \leq 1,5$ и небольших скоростях, при которых $\delta_{ск} \approx 0$ ($U_{вх} = 200$ мм/мин), формула (6) может быть записана в виде:

$$\Delta_{см} = \frac{\delta_{зап} - \delta_{з.о}}{2},$$

причем $\delta_{з.о} < \delta_{зап}$ (рис. 1, кривые 1 и 3'); с увеличением коэффициента превышения скорости резко возрастают составляющие ошибки запаздывания при отключении $\delta_{з.о}$ и торможения δ_t (рис. 1, кривые 3 и 4). Они становятся больше ошибок отставания (1), которые остаются неизменными при любых $k_{пр}$ (рис. 1, кривые 1 и 2). В этом случае смещение становится отрицательным и возрастает по мере роста скорости и коэффициента $k_{пр}$ (рис. 2, кривые 3-5). Для анализа параметров системы на смещение выражение (5) можно записать с учетом (2) и (4)

$$\Delta_{см} = \frac{U_{вх}}{2} [(t_{зап} + t_{з.о}) - k_{пр} t_{з.о}] + \frac{\delta_{ск}}{2}.$$

Изменения нагрузки и момента тормозной муфты не будут сказываться на суммарном времени запаздывания ($t_{зап} + t_{з.о}$) [Л. 2]; на смещение будет влиять лишь изменение времени запаздывания при отключении $t_{з.о}$. С ростом нагрузки это время, уменьшаясь, будет увеличивать значение смещения. На рост смещения с увеличением нагрузки будет также влиять возросшее значение ошибки скольжения.

Размах автоколебаний определяется как сумма рассогласований системы при отставании и опережении исполнительской оси. С учетом (1) и (3)

$$A_{\delta} = \delta_{зап} + \delta_{ск} + \delta_{з.о} + \delta_t.$$

Уменьшение среднего значения ошибки (смещение центра автоколебаний) за счет увеличения коэффициента $k_{пр}$ одновременно приводит к возрастанию размаха автоколебаний. Так, одинаковая величина смещения (с различными знаками) при $k_{пр} = 1,5$ (рис. 2, кривая 2) и $k_{пр} = 2,0$ (рис. 2, кривая 3) сопровождается для $k_{пр} = 2,0$ почти двукратным увеличением размаха (рис. 3, кривые 2 и 3). Изменение нагрузки или момента тормозной муфты мало влияет на размах автоколебаний, так как нагрузка оказывает противоположное влияние на ошибку запаздывания при включении и при отключении [Л. 2].

Период автоколебаний — время движения системы в период отставания и опережения исполнительной оси.

$$T_{a.k} = t_{от} + t_{оп} = (t_{зап} + t_{отс} + t_{уст}) + (t_{з.о} + t_{т} + t_{ост} + t_{к.з}),$$

где

$$t_{зап} = t_{я} + T_m \ln \frac{M_{в} + M_{т} e^{-\frac{t_{я}}{T_0}}}{M_{в} - M_{с}};$$

$$t_{з.о} = t_{я} + T_0 \ln \frac{M_{в} e^{-\frac{t_{я}}{T_0}} + M_{т}}{M_{с} + M_{т}}.$$

Это время зависит лишь от параметров системы и нагрузки, а при изменении скорости оно остается неизменным (рис. 4, кривая 2). Время отсечки $t_{отс}$, т. е. время жесткого сцепления муфты может быть приближенно определено аналитически [Л. 3], либо точно графо-аналитически, как время достижения скоростью ведомого вала муфты $n_c(t)$ скорости ведущего вала (скорости приводного двигателя муфты). Скорость ведомого вала муфты имеет следующий закон движения [Л. 2]:

$$n_c = \frac{375}{GD^2} (M_{в} - M_{с}) \left[t - T_m \left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}} \right) \right].$$

Это время от скорости входного воздействия и от уровня превышения скорости ($k_{пр}$) зависит в малой степени (рис. 4, кривая 1).

Время торможения $t_{т}$ определяется аналогично времени отсечки и для исследуемой системы ($k_{пр} \leq 1,2$) практически с ним совпадает.

Время установившегося движения $t_{уст}$ — период с момента жесткого сцепления муфты и до момента достижения управляющим сигналом порогового значения $\delta = \delta_0$ и равенства при этом нулю управляющего воздействия $i_{в} = 0$. Приняв время жесткого сцепления за нулевое, определим путь задающей оси

$$S_{вх} |_{t=t_{уст}} = \delta_{зап} + \delta_{ск} + U_{вх} t_{уст} \quad (7)$$

и путь исполнительной оси за этот же период

$$S_c |_{t=t_{уст}} = k_{пр} U_{вх} t_{уст}. \quad (8)$$

Из (7) и (8), линеаризировав кривую $\delta_{ск}$ (рис. 1 кривая 2),

$$\delta_{ск} = U_{вх} k_{ск} [U_{вх}],$$

можно определить время установившегося движения

$$t_{уст} = \frac{t_{зап} + k_{ск} [U_{вх}]}{k_{пр} - 1}. \quad (9)$$

Таким образом, время установившегося движения от скорости входного воздействия меняется лишь за счет изменения коэффициента скольжения. На рис. 4 это время показано кривой 4.

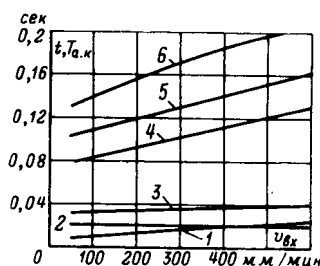
Время останова исполнительной оси $t_{ост}$ зависит от коэффициента превышения скорости. Для систем с $k_{пр} \leq 1,2$ это время близко к нулю.

Время координатного запаздывания $t_{к.з}$ обуславливается зоной нечувствительности релейного элемента рассогласования. При неподвижной исполнительной оси

$$t_{к.з} = \frac{\delta_0}{U_{вх}}.$$

Рис. 4. Период автоколебаний при $k_{пр} = 1,2$.

1 — время отсечки (торможения); 2 — время запаздывания (при включении и отключении); 3 — период опережения; 4 — время установившегося движения; 5 — период отставания; 6 — период автоколебания.



Для систем с небольшим $k_{пр}$ исполнительная ось практически не останавливается, т. е.

$$t_{ост} + t_{к.з} = 0. \quad (10)$$

Период автоколебания для систем с регулируемым приводом двигателя муфты ($k_{пр} \leq 1,2$) с учетом (9) и (10)

$$T_{a.k} = \frac{k_{пр}}{k_{пр} - 1} t_{зап} + \frac{k_{ск} [U_{вх}]}{k_{пр} - 1} + t_{з.о} + (t_{отс} + t_{т}) [U_{вх}, k_{пр}].$$

Изменение периода автоколебаний и его составляющих в зависимости от скорости входного воздействия происходит за счет изменения времени установившегося движения (рис. 4, кривая 6). Зависимость периода автоколебания от коэффициента превышения скорости $k_{пр}$ носит более сложный характер: с ростом $k_{пр}$ уменьшается время установившегося движения (9) и увеличивается время торможения, останова. Минимальное значение периода автоколебания соответствует такому коэффициенту превышения скорости муфты, при котором смещение центра автоколебаний равно нулю. Для рассматриваемого привода нулевому смещению и минимальному периоду автоколебания соответствует $k_{пр} = 1,75$.

По аналогии с непрерывными следящими системами для рассматриваемой релейной следящей системы может быть введено понятие скоростной ошибки. Она складывается из ошибки, обусловленной колебаниями ошибки относительно центра колебаний:

$$\delta_{скоп} = \Delta_{см} \pm a_{\delta}. \quad (11)$$

Колебания ошибки происходят с амплитудой, равной половине размаха колебаний:

$$a_{\delta} = \frac{A_{\delta}}{2} = \frac{\delta_{от}}{2} + \frac{\delta_{оп}}{2}.$$

После несложных преобразований периодическая ошибка с учетом (5) может быть выражена через смещение центра:

$$a_{\delta_1} = -\Delta_{см} + \delta_{от}$$

или

$$a_{\delta_2} = -(\Delta_{см} + \delta_{оп}).$$

Из (11)

$$\delta_{скоп1} = \delta_{от}$$

или

$$\delta_{скоп2} = -\delta_{оп}.$$

Таким образом, скоростная ошибка исследуемой релейной системы является несимметричной

ошибкой и характеризуется рассогласованием в период отставания или в период опережения исполнительного вала. Для системы с регулируемым приводом муфты ($k_{пр} \leq 1,2$) основной скоростной ошибкой является ошибка отставания. Наибольшее влияние на нее оказывает скорость входного воздействия, время движения якоря и параметры системы:

$$\delta_{\text{скор1}} = F_1 [U_{\text{вх}}, t_{\text{я}}, T_{\text{м}}, M_{\text{в}}, M_{\text{т}}].$$

Для системы с нерегулируемым приводом муфты ($k_{пр} > 1,2$) основной ошибкой является рассогласование опережения (3). Наибольшее влияние на скоростную ошибку оказывает задающая скорость и коэффициент превышения скорости муфты:

$$\delta_{\text{скор2}} = F_2 [U_{\text{вх}}, k_{пр}, T_0, M_{\text{с}}, M_{\text{т}}].$$

При увеличении нагрузки растет ошибка отставания $\delta_{\text{скор1}}$ и уменьшается ошибка опережения $\delta_{\text{скор2}}$, т. е. перераспределяются скоростные ошибки. Полная ошибка установившегося режима автоколебания складывается из скоростной и статической ошибок, определяемых для релейной системы зоны нечувствительности:

$$\delta_{\text{уст1}} = \delta_0 + \delta_{\text{от}}$$

и

$$\delta_{\text{уст2}} = \delta_0 - \delta_{\text{оп}}. \quad (12)$$

Из (12) следует, что при увеличении зоны нечувствительности δ_0 полная ошибка системы с регулируемым приводом муфты увеличивается, а с нерегулируемым приводом — уменьшается.

Экспериментальное исследование системы было проведено как на опытном фрезерном станке с программным управлением, так и на электронной модели. Аналитические расчеты динамической точности следящей системы от скорости входного воздействия и коэффициента превышения скорости муфты

были подтверждены экспериментом: для системы с регулируемым приводом муфты ($k_{пр} = 1,1 \div 1,2$); величина размаха автоколебания определялась на опытном станке, результаты эксперимента весьма близки к расчетам (рис. 3, кривая 1); для системы с нерегулируемым приводом ($k_{пр} = 1,5 \div 2,5$) величина размаха автоколебания была найдена на ЭВМ (рис. 3, кривые 2 ÷ 4).

Расчет системы и эксперименты проводились для системы с моментом муфты $M_{\text{в}} = 4 \text{ кгм}$ и постоянными времени 0,028 сек (включение) и 0,018 сек (отключение). Динамическая добротность системы (отношение момента муфты к моменту инерции) 3 000 сек⁻².

Выводы. 1. Эффективной мерой улучшения динамических показателей системы с регулируемым приводом ($k_{пр} < 1,2$) является уменьшение времени движения якоря муфты, а также работа с переменным коэффициентом превышения скорости, уменьшающимся по мере роста скорости входного воздействия.

2. При работе с регулируемым приводом муфты желательно иметь релейную характеристику рассогласования симметричной, так как при этом значительно уменьшается путь торможения и ошибка при реверсе системы.

Литература

1. Токарева В. Д., Исследование системы непрерывного регулирования скорости подачи станка с программным управлением, «Электротехника», 1966, № 8.
2. Токарева В. Д., Переходные процессы в электроприводе постоянного тока с быстродействующими электромагнитными муфтами, «Электричество», 1967, № 5.
3. Токарева В. Д., Аналитическое исследование следящей системы с нелинейной характеристикой исполнительного устройства, Труды Всесоюзного заочного энергетического института, вып. 34, 1967.

[22.12.1969]



УДК 62-523.2

Улучшение тяговых свойств электроподвижного состава при плавном автоматическом пуске

В. П. ФЕОКТИСТОВ

Московский институт инженеров железнодорожного транспорта

Пуск электроподвижного состава с плавным регулированием обычно автоматизируют по принципу стабилизации тягового тока (рис. 1) сначала путем повышения напряжения на двигателях до максимального при полном поле (участок *he*), а после выхода на естественную характеристику — ослаблением поля (участок *ef*). Пусковой ток выбирают максимально возможным по условиям сцепления, что соответствует оптимальному режиму разгона поезда [Л. 1].

Принципиальная схема системы стабилизации показана на рис. 2,а, причем изменение напряже-

ния производят управляемым выпрямителем *УВ* или импульсным прерывателем *ИП*₁, а ослабление поля — импульсным прерывателем *ИП*₂. Пусковой ток задают с помощью задатчика тока *ЗТ*, выходная величина которого сравнивается вычитающим устройством *ВУ* с током наиболее загруженного двигателя. Получающееся рассогласование $\Delta I = I_3 - I$ поступает на вход астатического усилительно-преобразовательного звена *УПЗ*, которое так регулирует напряжение на двигателях *U* или коэффициент ослабления поля β , чтобы рассогласование стремилось к нулю. Таким образом, в области

до выхода на естественную характеристику ослабленного поля

$$\max(I_1, I_2) = I_3 = \text{const} \text{ при } v < v_n, \quad (1)$$

где v — скорость поезда, км/ч; v_n — скорость окончания пуска, км/ч.

Если при пуске имеет место скольжение одной из колесных пар, то ток связанного с ней двигателя уменьшается. При этом автоматическая система будет осуществлять регулирование в соответствии с уравнением (1), стабилизируя ток небоксующего двигателя

$$I_n = \max(I_b, I_n) = I_3 = \text{const}, \quad (2)$$

где величины с индексом «б» относятся к боксующему двигателю, а с индексом «н» — к небоксующему. Из выражения (2) следует, что если пренебречь изменением скорости поезда за время боксования, то напряжение на двигателях в процессе скольжения будет оставаться постоянным, что благоприятно для прекращения скольжения. Кроме того, при наличии указанной системы улучшаются противобоксовочные свойства электроподвижного состава и при его работе в условиях резких изменений напряжения в контактной сети, так как автоматическая система стабилизирует тяговый ток.

Можно использовать более эффективное регулирование, если при проскальзывании колесной пары уменьшать заданный ток пропорционально разнице токов или скоростей вращения двигателей. При этом жесткость тяговой характеристики боксующего двигателя будет больше собственной жесткости, т. е. жесткости характеристики при $U = \text{const}$ и $\beta = \text{const}$. На такую возможность повышения жесткости характеристик было указано в одной из первых работ по рассматриваемому вопросу [Л. 2]. В большинстве систем регулирования для электроподвижного состава на постоянном и переменном токе с тиристорами, используемых за рубежом, применяется корректировка заданного тока по разнице скоростей или токов параллельно работающих двигателей [Л. 3—5]. Поэтому представляет интерес исследование функциональных зависимостей между жесткостью тяговой характеристики боксующего двигателя и параметрами системы автоматического регулирования.

Если для повышения жесткости тяговой характеристики боксующего двигателя снижать величину заданного тока пропорционально одной из величин, характеризующих развитие процесса скольжения, то для схемы группового питания получим два способа регулирования:

$$\max(I_1, I_2) = I_3 - a\Delta I, \quad (3)$$

$$\max(I_1, I_2) = I_3 - b\Delta n, \quad (4)$$

где a, b — параметры системы регулирования; ΔI — разница токов параллельно работающих двигателей, а; Δn — разница скоростей вращения колесных пар, об/мин.

Проанализируем вначале уравнение (3). Логическая схема для уменьшения заданного тока на величину, пропорциональную расхождению токов

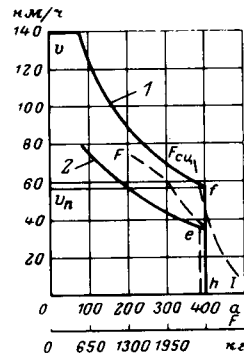


Рис. 1. Пусковая диаграмма тяговых двигателей РТ-51Д.
— ток;
— — — сила тяги;
1 — полное поле; 2 — ослабление поля.

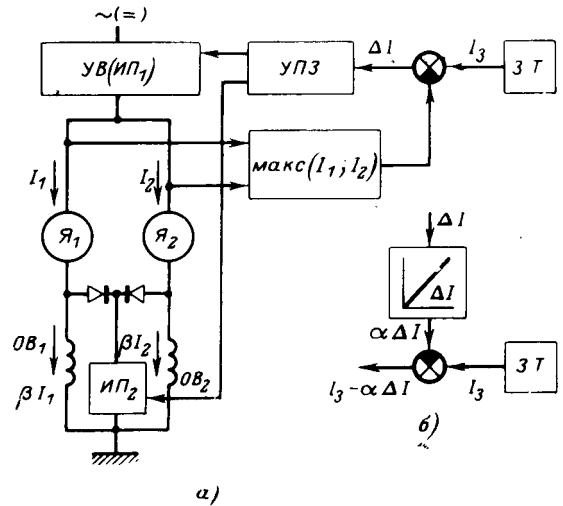


Рис. 2. Система автоматической стабилизации тягового тока при плавном регулировании (а) и схема устройства для уменьшения заданного тока при боксовании (б).

параллельных ветвей, показана на рис. 2,б. При боксовании эта система будет так снижать напряжение на двигателях (участок he на рис. 1) или увеличивать коэффициент ослабления поля (участок ef на рис. 1), чтобы соблюсти равенство

$$I_n + a(I_n - I_b) = I_3 = \text{const}, \quad (5)$$

которое является частным случаем равенства (3) для режима боксования.

Чтобы найти зависимость между скоростью скольжения и степенью снижения силы тяги, выразим напряжение на двигателях как функцию токов боксующего и небоксующего двигателей и коэффициента ослабления поля:

$$U = I_n r + c\Phi(\beta I_n) v; \quad (6)$$

$$U = I_b r + c\Phi(\beta I_b) (v + 3,6u), \quad (7)$$

где r — активное сопротивление цепи двигателя, ом; u — скорость скольжения, м/сек.

Пользуясь выражениями (5) — (7), можно построить зависимость тока боксующего электродвигателя от скорости скольжения. Эти зависимости показаны на рис. 3 для точки начала боксования $v = 20$ км/ч, $I_3 = 400$ а (двигатель РТ-51Д), откуда следует, что, увеличивая параметр a , можно повысить жесткость характеристик. Следовательно, можно выбрать оптимальную жесткость характеристик тягового электропривода не путем изменения конструкции самого двигателя, а лишь за счет подбора параметра системы регулирования. Для этого установим функциональную связь между жесткостью характеристик и параметром a .

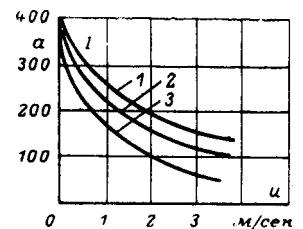


Рис. 3. Деформированные токовые характеристики боксующего двигателя при различных значениях параметра системы регулирования.
1 — $a=0$; 2 — $a=1$; 3 — $a=4$.

Подставим в выражение (7) вместо I_n и U их выражения из равенств (5) и (6). Тогда получим:

$$\frac{I_3 + aI_6}{a+1} r + c\Phi \left(\beta \frac{I_3 - aI_6}{a+1} \right) v = \\ = I_6 r + c\Phi(\beta I_6) (v + 3,6u). \quad (8)$$

Продифференцировав это выражение для участка *he* (рис. 1), где $\beta = \text{const}$, по скорости скольжения u и осуществив приведение подобных членов, получим в явном виде уравнение для абсолютной жесткости токовой характеристики двигателя:

$$\frac{dI_6}{du} = \frac{3,6c\Phi(\beta I_6)}{\frac{r}{a+1} - \frac{\beta av}{a+1} c\Phi' \left(\beta \frac{I_3 + aI_6}{a+1} \right) + \beta(v + 3,6u)c\Phi'(\beta I_6)}, \quad (9)$$

где производные от магнитного потока берутся по току возбуждения.

В соответствии с принятыми методами оценки склонности локомотивов к боксованию [Л. 6], рассмотрим лишь начальную жесткость характеристик, т. е. жесткость в точке, где

$$\left. \begin{aligned} u &= 0, \\ I_6 &= I_n = I, \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

что дает основание в дальнейшем опустить индекс при I_6, I_n .

Подставив уравнение (10) в равенство (9), получим выражение для абсолютной начальной жесткости характеристики при работе двигателя на участке пусковой диаграммы *he*:

$$\mu_s = \left(- \frac{dI_6}{du_0} \right) = 3,6(a+1) \frac{c\Phi(\beta I)}{c\Phi'(\beta I)v + r} = (a+1)\mu, \quad (11)$$

где μ — абсолютная начальная жесткость токовой характеристики при $U = \text{const}$ и $\beta = \text{const}$, и выражение для нее может быть получено дифференцированием уравнения (7) по скорости скольжения u .

Аналогичным путем можно получить и выражение для абсолютной начальной жесткости токовой характеристики боксующего двигателя при работе его на участке пусковой диаграммы *ef* (рис. 1), где $U = \text{const}$, а $\beta = \text{var}$. Для этого нужно продифференцировать выражения (5)–(7) по u , а затем из полученной системы исключить производные $\frac{d\beta}{du}$ и $\frac{dI_n}{du}$ и подставить координаты точки по выражению (10). В результате этого получим равенство, совпадающее с уравнением (11). Из выражения (11) следует, что в этом случае во всей области работы электродвигателя до выхода на естественную характеристику ослабленного поля начальная жесткость деформированной токовой характеристики в $(a+1)$ раз больше собственной жесткости токовой характеристики электродвигателя.

Проанализируем теперь тяговую характеристику, поскольку она определяет противобоксочные свойства электропривода. Продифференцировав выражение для силы тяги боксующего двигателя

$$F_6 = c_1 I_6 \Phi(\beta I_6) \quad (12)$$

по скорости скольжения u для точки с координатами по выражению (10), получим формулу для от-

носительной жесткости тяговой характеристики:

$$\chi_s = \left(- \frac{1}{F_6} \frac{dF_6}{du_0} \right) = \\ = - \frac{dI}{du} \left[\frac{1}{I} + \frac{1}{c\Phi(\beta I_6)} \frac{dc\Phi(\beta I)}{dI} \right], \quad (13)$$

которая справедлива для обоих рассматриваемых способов регулирования, поскольку параметр системы регулирования не входит в нее в явном виде.

Для рассматриваемого способа регулирования [выражение (3)] при $\beta = \text{const}$ (участок *he* на рис. 1)

$$\frac{dc\Phi(\beta I)}{dI} = \beta \Phi'(\beta I), \quad (14)$$

так что, подставив (14) и (11) в (13), получим

$$(\chi_s)_{\beta=\text{const}} = (a+1)\chi, \quad (15)$$

где χ — относительная начальная жесткость собственной характеристики двигателя.

Таким образом, при способе регулирования (3) жесткость деформированной тяговой характеристики боксующего двигателя в области до естественной характеристики полного поля больше собственной его жесткости в $(a+1)$ раз.

Соответствующее выражение для участка *ef* (рис. 1) получить сложнее, так как при защите от боксования путем усиления поля двигателя изменяются и ток якоря и коэффициент ослабления поля боксующего двигателя. Поэтому, чтобы найти входящую в уравнение (13) производную от магнитного потока по току якоря, продифференцируем выражение (7) по I_6 , учитывая, что $\beta = \text{var}$. В этом случае получим:

$$0 = r + \frac{dc\Phi(\beta I_6)}{dI_6} (v + 3,6u) + 3,6c\Phi(\beta I_6) \frac{du}{dI_6}, \quad (16)$$

откуда легко выразить искомую величину $dc\Phi(\beta I_6)/dI_6$, подставив которую вместе с равенством (10) в уравнение (13), получим следующую формулу для начальной относительной жесткости тяговой характеристики боксующего двигателя при регулировании ослаблением его поля:

$$(\chi_s)_{U=\text{const}} = - \frac{dI}{du} \left[\frac{1}{I} - \frac{r}{cv\Phi(\beta I)} \right] + \frac{3,6}{v}, \quad (17)$$

справедливую для случаев (3) и (4).

Подставив в полученную формулу вместо производной $\left(- \frac{dI}{du} \right)$ ее выражение из формулы (11), получим формулу жесткости тяговой характеристики для способа регулирования (3) при $U = \text{const}$, $\beta = \text{var}$:

$$(\chi_s)_{U=\text{const}} = (a+1)\mu \left[\frac{1}{I} - \frac{r}{cv\Phi(\beta I)} \right] + \frac{3,6}{v}. \quad (18)$$

Сравнив выражения (5) и (18), можно заметить, что если на участке *he* (рис. 1) жесткость деформированной тяговой характеристики в $(a+1)$ раз больше собственной жесткости, то для участка *ef* это соотношение меньше $(a+1)$. Следовательно, защитные свойства системы в данном случае лучше в области регулирования напряжением, чем в области регулирования коэффициентом ослабления поля.

Аналогичным образом исследуем возможность деформации характеристик боксующего двигателя при способе регулирования (4), который для ре-

жима боксования примет следующий вид:

$$I_n + b\Delta n = I_n + b_1 u = I_3, \quad (19)$$

где

$$b_1 = \frac{6 \cdot 10^4}{\pi D} b; \quad (20)$$

D — диаметр бандажа колесной пары по кругу катания, мм.

Из системы уравнений (6), (7) и (19) так же, как это было сделано ранее для способа регулирования (3), может быть найдено выражение для абсолютной начальной жесткости токовой характеристики:

$$\mu_s = - \frac{dI_6}{du_0} = \mu + b_1, \quad (21)$$

откуда следует, что при способе регулирования (4) абсолютная начальная жесткость деформированной токовой характеристики двигателя больше собственной жесткости на величину b_1 .

Используя выражение для тяговой характеристики и подставив равенство (21) в уравнение (13), получим формулу для начальной жесткости тяговой характеристики двигателя на участке he (рис. 1):

$$(\chi_s)_{\beta=\text{const}} = \chi \left(1 + \frac{b_1}{\mu} \right). \quad (22)$$

Для участка ef (рис. 1) можно использовать выражение (17), если вместо $(-dI/du)$ подставить в него уравнение (21).

Следовательно, тяговую характеристику боксующего двигателя можно деформировать путем регулирования напряжения питания или коэффициента ослабления поля. Как известно [Л. 6], для обеспечения хороших противобоксовочных свойств тягового электропривода начальная жесткость тяговой характеристики двигателя должна быть больше коэффициента начальной жесткости «падающей» ветви характеристики сцепления колеса с рельсом β , т. е.

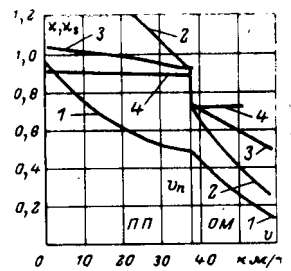
$$\chi_s > \rho, \quad (23)$$

причем зависимость ρ от скорости поезда известна из экспериментальных данных [Л. 7].

Анализ с использованием формул (11), (15) и (18) при способе регулирования (3) и формул (21), (22), (17) при способе регулирования (4) показывает, что условие (23) для рассматриваемого привода с двигателями РТ-51Д удовлетворяется, если выбрать $a \geq 0,9$, $b \geq 5,8$ а/об/мин. Графики изменения относительной жесткости деформированной тяговой характеристики рассматриваемого двигателя в функции скорости поезда для выбранных значений a и b показаны на рис. 4 вместе с графиком собственной относительной жесткости.

Однако недостаток рассмотренных регуляторов состоит в том, что при боксовании происходит снижение силы тяги всех осей локомотива, двигатели которых включены параллельно с боксующим. В этом случае коэффициент снижения силы тяги пропорционален количеству двигателей, подключенных к общему источнику. Поэтому более эффективной может оказаться система с блочным питанием, когда каждый электродвигатель имеет свой регулятор напряжения, или с индивидуальным регу-

Рис. 4. Зависимость жесткости собственной и деформированной тяговых характеристик двигателя от скорости начала боксования. 1 — жесткость χ собственной тяговой характеристики; 2 — жесткость χ_s тяговой характеристики, деформированной в соответствии с выражением (3); 3 — жесткость χ_s тяговой характеристики, деформированной в соответствии с выражением (4); 4 — жесткость χ_s тяговой характеристики, деформированной в соответствии с выражением (18). ПП — полное поле; ОП — ослабление поля.



лированием ослабления поля. Тогда можно осуществить поосное регулирование силы тяги, т. е. снижать силу тяги только боксующей оси [Л. 8].

Чтобы система с поосным регулированием силы тяги имела при боксовании падающую тяговую характеристику, необходимо при регулировании использовать разницу скоростей вращения колесных пар (рис. 5). Следовательно, для тока i -го тягового двигателя получим выражение:

$$I_i + g [n_i - \min(n_1; n_2)] = I_3 = \text{const}, \quad (24)$$

где n_i — скорость вращения колесной пары, связанной с i -м двигателем; g — параметр системы регулирования.

Выражение (24) для режима боксования принимает такой вид:

$$I_6 + g_1 u = I_3 = \text{const}, \quad (25)$$

где

$$g_1 = \frac{6 \cdot 10^4}{\pi D} g. \quad (26)$$

Продифференцировав (25) в точке, характеризующей (10), по скорости скольжения, получим:

$$\mu_s = - \frac{dI_6}{du_0} = g_1, \quad (27)$$

откуда следует, что начальная жесткость токовой характеристики боксующего двигателя при пуске с $I_3 = \text{const}$ постоянна и зависит лишь от параметра системы регулирования. Перейдя к тяговой характеристике, выражение для ее относительной жесткости применительно к случаю, когда поосное регулирование осуществляется изменением напряжения,

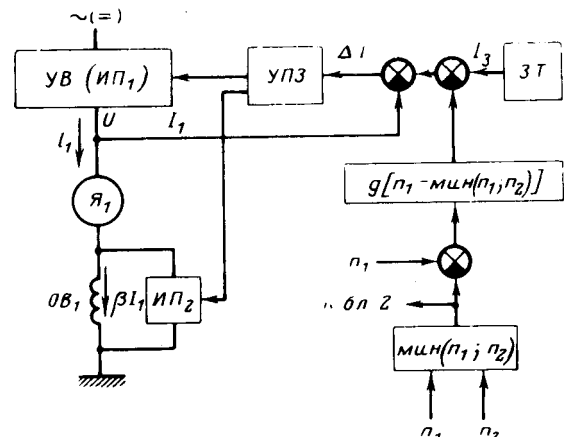


Рис. 5. Система автоматической стабилизации тягового тока с блочным питанием двигателей.

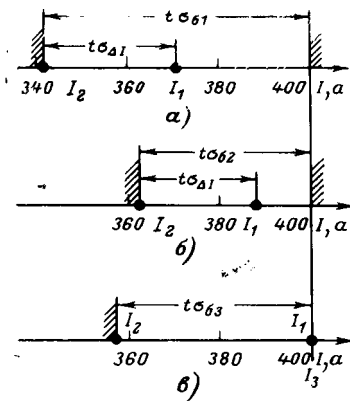


Рис. 6. Поля допусков на ошибку регулирования и расхождение нагрузок двигателей.

а — при законе регулирования (3); б — при законе регулирования (4); в — при законе регулирования (18).

подстановкой (27) в (13) найдем, что

$$(\chi_s)_{\beta=\text{const}} = g_1 \left[\frac{1}{I} + \frac{1}{c\Phi(\beta I)} \frac{d\Phi(\beta I)}{dI} \right] = \frac{g_1 \chi}{\mu}. \quad (28)$$

Для случая, когда поосное регулирование осуществляют ослаблением поля, используем выражение (17), подставив в него равенство (27).

Выбирая относительную жесткость тяговой характеристики боксующего двигателя при поосном регулировании из условия (23), получим, что для рассматриваемого электропривода следует принять $g \geq 13,5$ а/об/мин. График изменения жесткости показан на рис. 4 (линия 4).

До сих пор мы полагали, что характеристики двигателей и диаметры колесных пар одинаковы. Теперь оценим влияние соответствующих допусков на точность регулирования, для чего рассмотрим величину, равную разности заданного тока и тока наименее загруженного двигателя (рис. 6):

$$\delta = I_3 - \min(I_1, I_2). \quad (29)$$

Если вместо заданного тока подставить в (29) его выражения соответственно из (3), (4) и (24), то получим:

$$\delta_1 = (a + 1) \Delta I; \quad (30a)$$

$$\delta_2 = b \Delta n + \Delta I = \frac{10^5}{6\pi D^2} b v \Delta D + \Delta I; \quad (30б)$$

$$\delta_3 = g \Delta n = \frac{10^5}{6\pi D^2} g v \Delta D, \quad (30в)$$

где ΔI и Δn — соответственно расхождение токов и скоростей вращения колесных пар в условиях нормального сцепления; ΔD — расхождение диаметров бандажей колесных пар, мм.

Пользуясь статистической теорией допусков [Л. 9], выразим допуск на ошибку регулирования t через допуски на расхождение характеристик электродвигателей и диаметров бандажей:

$$t\sigma_1 = (a + 1) t\sigma_{\Delta I}; \quad (31a)$$

$$t\sigma_2 = \frac{10^5 v}{6\pi D^2} b t\sigma_{\Delta D} + t\sigma_{\Delta I}; \quad (31б)$$

$$t\sigma_3 = \frac{10^5}{6\pi D^2} g v t\sigma_{\Delta D}, \quad (31в)$$

где $t\sigma_{\Delta I}$ и $t\sigma_{\Delta D}$ — абсолютные допуски на расхождение приведенных токовых характеристик двигателей и диаметров бандажей.

Сопоставим рассматриваемые способы регулирования по допуску на погрешность регулирования для момента выхода на естественную характеристику полного поля с часовым значением тока. Предельные отклонения токов параллельно работающим двигателям для этого режима показаны на рис. 6, что позволяет судить о неравномерности загрузки двигателей и точности регулирования. Наименьшей погрешностью обладает способ регулирования (4), где она не превышает $1,4\Delta I$, а наибольшей — (3). При случае, характеризуемом формулой (4), не требуется никаких средств для повышения точности регулирования, а при случаях регулирования по формулам (3) и (24) можно использовать в этих целях зону нечувствительности усилителя, через который проходит сигнал разницы токов или скоростей вращения двигателей. Ширина этой зоны θ должна быть больше допуска на расхождение соответствующих величин:

$$\theta_1 \geq t\sigma_{\Delta I}; \quad (32a)$$

$$\theta_3 \geq t\sigma_{\Delta n} = \frac{10^5 v}{6\pi D} t\sigma_{\Delta D}, \quad (32б)$$

причем последнее выражение линейно зависит от скорости, что позволяет для повышения чувствительности защиты использовать усилитель с переменной шириной зоны нечувствительности, зависящей от скорости в соответствии с (32б).

Таким образом, все три рассмотренных способа регулирования позволяют получить требуемое по условиям сцепления значение жесткости тяговой характеристики боксующего двигателя, что дает возможность уменьшить запас по коэффициенту сцепления. Поэтому применение замкнутых систем автоматического регулирования величины пускового тока следует рассматривать как еще неиспользованный резерв улучшения сцепных свойств электроподвижного состава. Кроме того, при использовании системы с поосным регулированием можно выравнивать токи параллельно включенных двигателей независимо от расхождения их характеристик.

Литература

1. Розенфельд В. Е. и др. Электрическая тяга, Трансжелдориздат, 1965.
2. Novion F., Electrical control devices for the improvement of adhesion, Proc. IME, 1963—1964, v. 178.
3. Nordin T., Der Weg zu serienmäßigen Thyristorschienenfahrzeugen in Schweden, «Glaser's Annalen», 1968, № 7/8.
4. Allen R. K., Train control systems, «Railway Locomotives and Cars», 1968, v. 142, № 11.
5. Феоктистов В. П. и Шапкин И. Н., Автоматическое регулирование скорости электроподвижного состава, «Железнодорожный транспорт», 1968, № 3.
6. Минов Д. К., Повышение тяговых свойств электропоездов и тепловозов с электрической передачей, изд-во «Транспорт», 1965.
7. Меншутин Н. Н., Зависимость между силой сцепления и скоростью скольжения колесной пары, Вестник ЦНИИ МПС, 1960, № 7.
8. Фаминский Г. В. и др., Улучшение тяговых свойств электропоездов при поосном регулировании силы тяги с контролем сцепления, Труды ЦНИИ МПС, вып. 378, 1968.
9. Исаев И. П., Допуски на характеристики электрических локомотивов, Трансжелдориздат, 1958.

[14.8.1969]



Анализ силовых схем тиристорных преобразователей

В. А. НАЙДИС

Москва

Л. М. ПОЛЯКОВ, Б. И. ШКЛОВСКИЙ

Одесса

Расчет параметров и выбор элементов силовых схем преобразователей для тиристорного электропривода требует определения режимов их работы и значений токов, протекающих через тиристор, шунтирующий диод и силовой трансформатор.

Большинство из используемых в настоящее время аналитических соотношений представлены в сложной, неудобной для работы форме и получены на основании ряда допущений, снижающих точность расчетов (например, без учета различия комплексных сопротивлений цепи на участках проводимости тиристора и шунтирующего вентиля).

Цель статьи — определить основные соотношения, характеризующие симметричные тиристорные преобразователи с шунтирующим вентилем и без него при работе на активно-индуктивную нагрузку и противо-э. д. с. Задача решается в общем виде для случая, когда электромагнитные постоянные времени цепи тиристора и разрядного контура не равны между собой (при наличии силового трансформатора либо дросселя в цепи переменного тока).

Для удобства анализа процессов в преобразователе с шунтирующим вентилем весь диапазон изменения углов открытия тиристорov α разбивается на зоны непрерывных и прерывистых напряжений.

Первая зона характеризуется тем, что угол α в m -пульсном преобразователе изменяется в диапазоне (рисунков):

$$\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} \leq \alpha \leq \pi - \frac{2\pi}{m},$$

где m — пульсность преобразователя, определяемая кратностью частоты основной гармоники выпрямленного тока частоте сети.

В двухпульсных преобразователях (однофазный мостовой и двухфазный с нулевым выводом) эта зона вырождается в точку и возможна только при $\alpha=0$. В однопульсном преобразователе (однофазный однополупериодный) зона непрерывных напряжений отсутствует.

В зоне прерывистых напряжений (рисунок, б) при $m > 2$ угол открытия тиристорov α лежит в пределах:

$$\pi - \frac{2\pi}{m} \leq \alpha \leq \pi.$$

При $m \leq 2$ угол α может быть любым.

В зависимости от отношения между значением противо-э. д. с., постоянных времени цепи нагрузки и угла открытия α преобразователь может работать в одном из нескольких режимов.

А. Режим непрерывных токов:

$$\lambda \geq \frac{2\pi}{m}; \lambda_T = \pi - \alpha; \lambda_D = \frac{2\pi}{m} - (\pi - \alpha),$$

где λ , λ_T , λ_D — соответственно продолжительность импульса тока в цепи нагрузки, через тиристор и через шунтирующий диод.

Б. Режим прерывистых токов, при котором часть электромагнитной энергии, запасенной в индуктивности цепи нагрузки, разряжается через шунтирующий диод:

$$\lambda \leq \frac{2\pi}{m}; \lambda_T = \pi - \alpha; \lambda_D = \lambda - (\pi - \alpha).$$

В. Режим прерывистых токов, при котором разряд электромагнитной энергии, запасенной в индуктивности цепи нагрузки, осуществляется только по цепи прямого тока — через тиристоры:

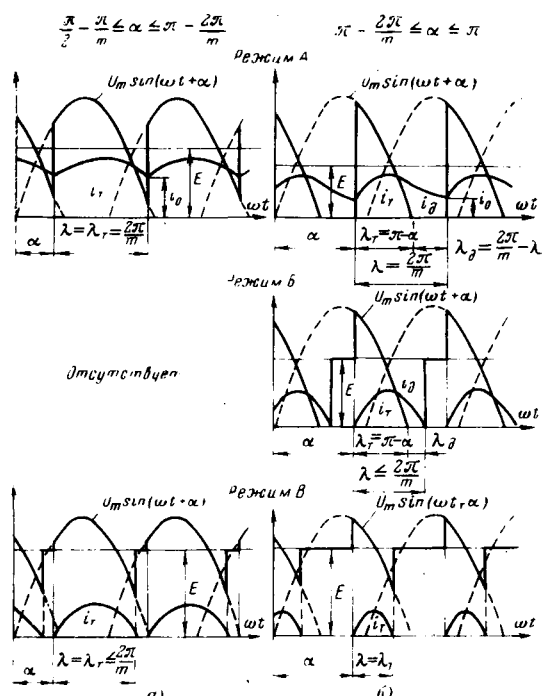
$$\lambda = \lambda_T \leq \frac{2\pi}{m}; \lambda_D = 0.$$

Шунтирующий диод в работе не участвует и по своим характеристикам схема эквивалентна аналогичному m -пульсному преобразователю без шунтирующего диода.

В зоне прерывистых напряжений возможен любой из рассмотренных режимов тока. В зоне непрерывных напряжений, где шунтирующий диод закрыт, режим Б невозможен, поэтому

$$\lambda_D = 0; \lambda = \lambda_T = \frac{2\pi}{m} \text{ — в режиме А;}$$

$$\lambda_D = 0; \lambda = \lambda_T \leq \frac{2\pi}{m} \text{ — в режиме В.}$$



Диаграммы напряжений и токов m -пульсного тиристорного преобразователя с шунтирующим диодом.

а — зона непрерывных напряжений; б — зона прерывистых напряжений.

Последние два режима достаточно полно освещены в технической литературе [Л. 1 и 2] и здесь не рассматриваются; расчетные соотношения для них приведены в таблице. Основное внимание уделено выводу расчетных соотношений для зоны прерывистых напряжений, наиболее характерной для работы преобразователей.

Допустим, что параметры нагрузки постоянны и падение напряжения на проводящих вентилях отсутствует. Введем относительную систему единиц, в которой противо-э. д. с., ток и электромагнитные постоянные времени определяются:

$$\varepsilon = \frac{E}{U_m}; \quad i_T = \frac{i_T R_T}{U_m}; \quad i_d = \frac{i_d R_d}{U_m}; \quad I_m = \frac{U_m}{R_T};$$

$$\tau_T = \frac{\omega L_T}{R_T} = \operatorname{tg} \theta; \quad \tau_d = \frac{\omega L_d}{R_d}; \quad \gamma = \frac{R_d}{R_T},$$

где E — противо-э. д. с. нагрузки; i — ток; ω — угловая частота напряжения сети; U_m — амплитудное значение напряжения сети (фазное для схем с нулем и линейное — для мостовых); τ_T , L_T , R_T , τ_d , L_d , R_d — соответственно приведенная постоянная времени, индуктивность и активное сопротивление цепи нагрузки тиристора и разрядного контура.

При отсутствии силового трансформатора и сопротивлений на стороне переменного тока

$$L_T = L_d; \quad R_T = R_d; \quad \tau_T = \tau_d \quad \text{и} \quad \gamma = 1.$$

Ток через тиристор определяется из решения уравнения электрического равновесия цепи:

$$\tau_T \frac{di_T}{d(\omega t)} + i_T + \varepsilon = \sin(\omega t + \alpha) \quad (1)$$

и в режиме непрерывных токов равен:

$$i_T = \cos \theta \sin(\omega t + \alpha - \theta) - \cos \theta \sin(\alpha - \theta) \exp\left(-\frac{\omega t}{\tau_T}\right) + i_0 \exp\left(-\frac{\omega t}{\tau_T}\right) - \varepsilon \left[1 - \exp\left(-\frac{\omega t}{\tau_T}\right)\right]. \quad (2)$$

В режиме прерывистых токов (Б и В) начальный ток $i_0 = 0$. Отсчет времени в (2) ведется от момента открытия тиристора.

При работе преобразователя в режиме А или Б в момент времени $\omega t = \pi - \alpha$ тиристор, находившийся в проводящем состоянии, закрывается, и ток разряда э. д. с. самоиндукции через шунтирующий диод описывается уравнением:

$$\gamma \tau_d \frac{di_d}{d(\omega t)} + \gamma i_d + \varepsilon = 0, \quad (3)$$

решение которого имеет вид:

$$i_d = i_{T.K} \exp\left(-\frac{\omega t}{\tau_d}\right) - \frac{1}{\gamma} \varepsilon \left[1 - \exp\left(-\frac{\omega t}{\tau_d}\right)\right]. \quad (4)$$

Здесь отсчет времени ведется от момента начала разряда э. д. с. самоиндукции, а конечное для первого интервала значение тока тиристора $i_{T.K}$ определяется подстановкой $\omega t = \pi - \alpha$ в (2):

$$i_{T.K} = \cos \theta \sin \theta - \cos \theta \sin(\alpha - \theta) \exp\left(\frac{\alpha - \pi}{\tau_T}\right) + i_0 \exp\left(\frac{\alpha - \pi}{\tau_T}\right) - \varepsilon \left[1 - \exp\left(\frac{\alpha - \pi}{\tau_T}\right)\right]. \quad (5)$$

В установившемся режиме непрерывных токов начальный ток тиристора i_0 равен конечному значению тока через шунтирующий диод, поэтому уравнение для него является решением (4) при максимальном угле проводимости диода:

$$\omega t = \lambda_{dm} = \frac{2\pi}{m} - (\pi - \alpha) = \frac{2\pi}{m} - \lambda_T.$$

Решая совместно (4) и (5), получим:

$$i_0 = \cos \theta \frac{\sin \theta \exp\left(\frac{\lambda_T}{\tau_T}\right) - \sin(\alpha - \theta)}{\exp\left(\frac{\lambda_{np}}{\tau_T}\right) - 1} - \frac{1}{\gamma} \varepsilon \frac{\exp\left(\frac{\lambda_{np}}{\tau_T}\right) - (1 - \gamma) \exp\left(\frac{\lambda_T}{\tau_T}\right) - \gamma}{\exp\left(\frac{\lambda_{np}}{\tau_T}\right) - 1}, \quad (6)$$

где приведенная продолжительность импульса тока в нагрузке λ_{np} определяется из соотношения:

$$\frac{\lambda_{np}}{\tau_T} = \frac{\lambda_T}{\tau_T} + \frac{\lambda_{dm}}{\tau_d}. \quad (7)$$

При отсутствии сопротивлений на стороне переменного тока, т. е. при условии:

$$\left. \begin{aligned} \tau_T = \tau_d = \tau; \quad \gamma = 1; \\ \lambda_{np} = \lambda = \frac{2\pi}{m}, \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

уравнение (6) упрощается:

$$i_0 = \cos \theta \frac{\sin \theta \exp\left(\frac{\lambda_T}{\tau_T}\right) - \sin(\alpha - \theta)}{\exp\left(\frac{\lambda}{\tau}\right) - 1} - \varepsilon. \quad (9)$$

Пользуясь (2)–(9), можно определить основные величины, характеризующие режимы работы тиристорного m -пульсного преобразователя.

Граничная противо-э. д. с. между режимами непрерывных (А) и прерывистых (Б) токов определяется из условия равенства нулю начального тока i_0 в момент открытия тиристора в уравнении (6):

$$\varepsilon_{гр} = \gamma \cos \theta \frac{\sin \theta \exp\left(\frac{\lambda_T}{\tau_T}\right) - \sin(\alpha - \theta)}{\exp\left(\frac{\lambda_{np}}{\tau_T}\right) - (1 - \gamma) \exp\left(\frac{\lambda_T}{\tau_T}\right) - \gamma}. \quad (10)$$

При отсутствии сопротивлений на стороне переменного тока уравнение граничной противо-э. д. с. принимает известную форму [Л. 3–6], представляющую собой частный случай (10).

Граничная противо-э. д. с. между режимами прерывистых токов Б и В может быть найдена из условия равенства нулю тока тиристора в уравнении (2) в момент времени $\omega t = \lambda_T = \pi - \alpha$:

$$\varepsilon'_{гр} = \cos \theta \frac{\sin \theta \exp\left(\frac{\pi - \alpha}{\tau_T}\right) - \sin(\alpha - \theta)}{\exp\left(\frac{\pi - \alpha}{\tau_T}\right) - 1}. \quad (11)$$

Эта противо-э. д. с. не зависит от вида схемы (числа m).

Продолжительность импульса тока через шунтирующий диод в режиме Б определяется решением (4) с подстановкой в него $i_{T.K}$ из (5) при ус-

Основные расчетные соотношения для тока m -пульсных симметричных преобразователей с шунтирующим диодом (зона непрерывных напряжений)

Название параметра		Обозначение параметра	Режим работы	
			A	B
Диапазон изменения угла открытия тиристора		α	$\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} \leq \alpha \leq \pi - \frac{2\pi}{m}$	
Граничная противо-э. д. с. между режимами A и B		$\epsilon'_{\text{тп}}$	$\epsilon'_{\text{тп}} = \epsilon_{\text{тп}} = \cos \theta \frac{\sin \left(\frac{2\pi}{m} + \alpha - \theta \right) \exp \left(\frac{2\pi}{m\tau} \right) - \sin (\alpha - \theta)}{\exp \left(\frac{2\pi}{m\tau} \right) - 1}$	
Начальный ток		i_0	$i_0 = \epsilon_{\text{тп}} - \epsilon$	$i_0 = 0$
Продолжительность им-пульса тока якоря		λ	$\lambda = \frac{2\pi}{m}$	$[\epsilon - \cos \theta \sin (\lambda + \alpha - \theta)] \exp \left(\frac{\lambda}{\tau} \right) = \epsilon - \cos \theta \sin (\alpha - \theta)$
Продолжительность им-пульса тока тиристора		$\lambda_{\text{т}}$	$\lambda_{\text{т}} = \lambda$	
Продолжительность им-пульса тока через обратный диод		$\lambda_{\text{д}}$	$\lambda_{\text{д}} = 0$	
Ток через тиристор	Среднее значение	$i_{\text{т.ср}}$	$i_{\text{т.ср}} = \frac{a}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \sin \left(\frac{\pi}{m} + \alpha \right) - \frac{a}{m} \epsilon$	$i_{\text{т.ср}} = \frac{a}{2\pi} [\cos \alpha - \cos (\lambda + \alpha) - \epsilon \lambda]$
	Эффективное значение	$i_{\text{т.эф}}$	$i_{\text{т.эф}} = \sqrt{\frac{a}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{m}} \left\{ \cos \theta \sin (\omega t + \alpha - \theta) - \cos \theta \sin (\alpha - \theta) \exp \left(-\frac{\omega t}{\tau} \right) + \epsilon \exp \left(-\frac{\omega t}{\tau} \right) - \epsilon \right\}^2 d(\omega t)}$	$i_{\text{т.эф}} = \sqrt{\frac{a}{2\pi} \int_0^{\lambda} \left\{ \cos \theta \sin (\omega t + \alpha - \theta) - \cos \theta \sin (\alpha - \theta) \exp \left(-\frac{\omega t}{\tau} \right) + \epsilon \exp \left(-\frac{\omega t}{\tau} \right) - \epsilon \right\}^2 d(\omega t)}$
Ток через трансформатор	Среднее значение через вторичную обмотку	$i_{\text{тп.ср2}}$	$i_{\text{тп.ср2}} = (2 - b) i_{\text{т.ср}}$	
	Эффективное значение через вторичную обмотку	$i_{\text{тп.эф2}}$	$i_{\text{тп.эф2}} = \sqrt{b} i_{\text{т.эф}}$	
	Эффективное значение через первичную обмотку	$i_{\text{тп.эф1}}$	$i_{\text{тп.эф1}} = \frac{1}{k} \sqrt{i_{\text{тп.эф2}}^2 - i_{\text{тп.ср2}}^2 \left(2 - \frac{\lambda_{\text{т}}}{2\pi} \right)}$	
Ток через обратный диод	Среднее значение	$i_{\text{д.ср}}$	$i_{\text{д.ср}} = 0$	
	Эффективное значение	$i_{\text{д.эф}}$	$i_{\text{д.эф}} = 0$	
Ток якоря	Среднее значение	$i_{\text{ср}}$	$i_{\text{ср}} = \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \sin \left(\frac{\pi}{m} + \alpha \right) - \epsilon$	$i_{\text{ср}} = \frac{m}{2\pi} [\cos \alpha - \cos (\lambda + \alpha) - \epsilon \lambda]$
	Эффективное значение	$i_{\text{эф}}$	$i_{\text{эф}} = \sqrt{\frac{m}{a}} i_{\text{т.эф}}$	
	Коэффициент использования двигателя	$k_{\text{н}}$	$k_{\text{н}} = \frac{i_{\text{ср}}}{i_{\text{эф}}}$	
	Коэффициент пульсации	$k_{\text{п}}$	$k_{\text{п}} = \frac{\sqrt{1 - k_{\text{н}}^2}}{k_{\text{н}}}$	

Примечание: $a=1$ —для всех схем, кроме шестипульсной и двухпульсной (с включением управляемого вентиля в одну из диагоналей моста); $b=1$ —для схем с нулевым выводом и $b=2$ —для мостовых.

ловии $\omega t = \lambda_d$ и $i_d = 0$:

$$\lambda_d = \tau_d \ln \left[\gamma \cos \theta \frac{\sin \theta - \sin(\alpha - \theta) \exp\left(-\frac{\lambda_r}{\tau_r}\right)}{\varepsilon} + 1 - \gamma + \gamma \exp\left(-\frac{\lambda_r}{\tau_r}\right) \right]. \quad (12)$$

Преобразуем это выражение подстановкой ε_{rp} из (10) и при условии (8) запишем:

$$\lambda_d = \tau_d \ln \left\{ \frac{\varepsilon_{rp}}{\varepsilon} \left[\exp\left(\frac{2\pi}{m\tau}\right) - 1 \right] + 1 \right\} - \lambda_r. \quad (13)$$

Продолжительность импульса тока в нагрузке. Учитывая, что в режиме *Б* продолжительность импульса тока в нагрузке λ определяется соотношением:

$$\lambda = \lambda_r + \lambda_d, \quad (14)$$

при отсутствии сопротивлений на стороне переменного тока получаем:

$$\lambda = \tau \ln \left\{ \frac{\varepsilon_{rp}}{\varepsilon} \left[\exp\left(\frac{2\pi}{m\tau}\right) - 1 \right] + 1 \right\}. \quad (15)$$

Как видно из (13) и (15), подстановка ε_{rp} позволяет упростить эти соотношения по сравнению с приведенными в [Л. 4].

Продолжительность импульса тока в нагрузке в режиме *Б* определяется известным выражением:

$$[\varepsilon - \cos \theta \sin(\lambda + \alpha - \theta)] \exp\left(\frac{\lambda}{\tau_r}\right) = \varepsilon - \cos \theta \sin(\alpha - \theta), \quad (16)$$

которое получается при подстановке в уравнение (2) значения $i_T = 0$ при $\omega t = \lambda$.

Среднее значение тока через тиристор

$$i_{T.c.p} = \frac{a}{2\pi} \int_0^{\lambda_r} i_T d(\omega t). \quad (17)$$

Здесь a равно числу проводящих состояний каждого управляемого вентиля за период напряжения питающей сети. Для всех схем $a=1$, и только для шестипульсовой (трехфазной мостовой) и двухпульсовой (однофазной мостовой) с включением тиристора на стороне выпрямленного тока либо симистора на стороне переменного тока $a=2$.

Для определения среднего значения тока через тиристор преобразуем его исходное выражение (2) очевидной подстановкой из (6) и (10), получим

$$i_0 = c(\varepsilon_{rp} - \varepsilon), \quad (18)$$

где

$$c = \frac{1}{\gamma} \frac{\exp\left(\frac{\lambda_{np}}{\tau_r}\right) - (1 - \gamma) \exp\left(\frac{\lambda_r}{\tau_r}\right) - \gamma}{\exp\left(\frac{\lambda_{np}}{\tau_r}\right) - 1}. \quad (19)$$

Уравнение (18) справедливо только в режиме неперывных токов, поэтому

$$i_T = \cos \theta \sin(\omega t + \alpha - \theta) - \cos \theta \sin(\alpha - \theta) \exp\left(-\frac{\omega t}{\tau_r}\right) + [c(\varepsilon_{rp} - \varepsilon) + \varepsilon] \exp\left(-\frac{\omega t}{\tau_r}\right) - \varepsilon. \quad (20)$$

Среднее значение тока тиристора в режиме *А* получим интегрированием этого выражения в пределах

от 0 до $\omega t = \lambda_r = \pi - \alpha$:

$$i_{T.c.p} = \frac{a}{2\pi} \left\{ \cos^2 \theta + \cos \alpha + \tau_r \cos \theta \sin(\alpha - \theta) \exp\left(-\frac{\lambda_r}{\tau_r}\right) - \tau_r [c(\varepsilon_{rp} - \varepsilon) + \varepsilon] \left[\exp\left(-\frac{\lambda_r}{\tau_r}\right) - 1 \right] - \varepsilon \lambda_r \right\}. \quad (21)$$

Добавляя к правой части (21) выражение

$$\sin^2 \theta - \tau \cos \theta \sin \theta = 0 \quad (22)$$

и подставляя значение ε_{rp} из (10) с учетом (7) и (19) получим окончательно для режима *А*:

$$i_{T.c.p} = \frac{a}{2\pi} \left\{ 1 + \cos \alpha - c \tau_r \varepsilon_{rp} \left[\exp\left(\frac{\lambda_{pm}}{\tau_d}\right) - 1 \right] + \tau_r (c - 1) \varepsilon \left[\exp\left(-\frac{\lambda_r}{\tau_r}\right) - 1 \right] - \varepsilon \lambda_r \right\}. \quad (23)$$

Аналогично из (2) при $i_0 = 0$ и уравнений (17), (10) и (7) может быть получено уравнение среднего значения тока тиристора в режиме *Б*:

$$i_{T.c.p} = \frac{a}{2\pi} \left\{ 1 + \cos \alpha - \frac{\tau_r}{\gamma} \varepsilon \left[\exp\left(\frac{\lambda_d}{\tau_d}\right) - 1 \right] - \varepsilon \lambda_r \right\}. \quad (24)$$

Среднее значение тока тиристора в режиме *В* определяется известным соотношением:

$$i_{T.c.p} = \frac{a}{2\pi} \{ \cos \alpha - \cos(\lambda + \alpha) - \varepsilon \lambda \}. \quad (25)$$

Среднее значение тока шунтирующего диода находится интегрированием в пределах $0 \div \lambda_d$ выражения (4) после предварительной подстановки в него конечного значения тока через тиристор $i_{T.k}$. Конечное значение тока тиристора в режиме *А* получим из (5) при подстановке в него (10) и (18) с учетом:

$$i_{T.k} = c \varepsilon_{rp} \exp\left(\frac{\lambda_{pm}}{\tau_d}\right) - \varepsilon \left[1 + (c - 1) \exp\left(-\frac{\lambda_r}{\tau_r}\right) \right]. \quad (26)$$

Подставляя (26), получим:

$$i_d = c \varepsilon_{rp} \exp\left(\frac{\lambda_{pm}}{\tau_d} - \frac{\omega t}{\tau_d}\right) - (c - 1) \varepsilon \exp\left(-\frac{\lambda_r}{\tau_r} - \frac{\omega t}{\tau_d}\right) + \left(\frac{1}{\gamma} - 1\right) \varepsilon \exp\left(-\frac{\omega t}{\tau_d}\right) - \frac{1}{\gamma} \varepsilon. \quad (27)$$

Интегрируя (27) в пределах $0 \div \lambda_{pm}$, получим окончательно среднее значение тока через шунтирующий диод:

$$i_{d.c.p} = \frac{m}{2\pi} \left\{ \left(c \varepsilon_{rp} - (c - 1) \varepsilon \exp\left(-\frac{\lambda_{np}}{\tau_r}\right) \right) + \left(\frac{1}{\gamma} - 1 \right) \varepsilon \exp\left(-\frac{\lambda_{pm}}{\tau_d}\right) \right\} \tau_d \left[\exp\left(\frac{\lambda_{pm}}{\tau_d}\right) - 1 \right] - \frac{\lambda_{pm}}{\tau_d} \varepsilon \}. \quad (28)$$

В режиме *Б* прерывистых токов, при котором $i_0 = 0$, уравнения (4) и (5) с учетом (10) приводят к более простым выражениям:

$$i_{T.k} = \frac{1}{\gamma} \varepsilon \left[\exp\left(\frac{\lambda_d}{\tau_d}\right) - 1 \right]; \quad (29)$$

$$i_d = \frac{1}{\gamma} \varepsilon \left[\exp\left(\frac{\lambda_d}{\tau_d} - \frac{\omega t}{\tau_d}\right) - 1 \right]. \quad (30)$$

Интегрируя последнее уравнение в пределах $0 \div \lambda_d$, получим для режима *Б*:

$$i_{d.c.p} = \frac{m}{2\pi\gamma} \varepsilon \left\{ \tau_d \left[\exp\left(\frac{\lambda_d}{\tau_d}\right) - 1 \right] - \lambda_d \right\}. \quad (31)$$

Среднее значение тока шунтирующего диода в режиме В равно нулю.

Среднее значение тока в нагрузке

$$I_{cp} = \frac{m}{a} I_{т.ср} + I_{д.ср} \quad (32)$$

В режиме А оно определяется подстановкой в (32) уравнений (23) и (28).

В режиме В прерывистых токов подстановка (24) и (31) в (32) дает

$$I_{cp} = \frac{m}{2\pi} \left\{ 1 + \cos \alpha + \frac{\varepsilon}{\gamma} (\tau_d - \tau_r) \left[\exp \left(\frac{\lambda_d}{\tau_d} \right) - 1 \right] - \varepsilon \left(\lambda_r + \frac{\lambda_d}{\gamma} \right) \right\} \quad (33)$$

В частном случае, при отсутствии сопротивлений на стороне переменного тока при $\tau_r = \tau_d$ и $\gamma = 1$ выражение (33) превращается в известное соотношение

$$I_{cp} = \frac{m}{2\pi} (1 + \cos \alpha - \varepsilon \lambda). \quad (34)$$

В режиме В прерывистых токов шунтирующий вентиль в работе схемы не участвует и

$$I_{cp} = \frac{m}{a} I_{т.ср} = \frac{m}{2\pi} [\cos \alpha - \cos (\lambda + \alpha) - \varepsilon \lambda]. \quad (35)$$

Эффективное значение тока тиристора

$$I_{т.эф} = \sqrt{\frac{a}{2\pi} \int_0^{\lambda_r} I_{т.ср}^2 d(\omega t)}, \quad (36)$$

где вместо $I_{т.ср}$ подставляется (20) в режиме непрерывных токов и (2) при $I_0 = 0$ в режиме прерывистых токов.

Эффективное значение тока шунтирующего диода

$$I_{д.эф} = \sqrt{\frac{m}{2\pi} \int_0^{\lambda_r} I_{д.ср}^2 d(\omega t)}. \quad (37)$$

При подстановке в (37) уравнения (27) для режима А (непрерывных токов) и уравнения (30) для режима В в результате несложных преобразований для режима В получим:

$$I_{д.эф} = \frac{\varepsilon}{\gamma} \sqrt{\frac{m}{2\pi} \left\{ \frac{\tau_d}{2} \left[\exp \left(\frac{\lambda_d}{\tau_d} \right) - 2 \right]^2 - \frac{\tau_d}{2} + \lambda_d \right\}}. \quad (38)$$

Эффективное значение тока нагрузки в режимах А и В

$$I_{эф} = \sqrt{\frac{m}{a} I_{т.эф}^2 + I_{д.эф}^2}; \quad (39)$$

в режиме В:

$$I_{эф} = \sqrt{\frac{m}{a}} I_{т.эф}. \quad (40)$$

Коэффициент использования двигателя (или нагрузки другого характера) определяет качество выпрямленного тока при данной схеме преобразователя

$$k_n = \frac{I_{cp}}{I_{эф}}, \quad (41)$$

откуда связанный с ним коэффициент пульсации тока

нагрузки

$$k_n = \frac{I_{cp}}{I_{эф}} = \frac{\sqrt{1 - k_n^2}}{k_n}, \quad (42)$$

где I_{cp} — действующее значение первой гармоники тока.

Среднее значение тока во вторичной обмотке трансформатора. При наличии в схеме преобразователя силового трансформатора необходимо определить среднее и эффективное значения тока во вторичной и эффективное значение тока в его первичной обмотке.

Среднее значение тока во вторичной обмотке трансформатора равно нулю для мостовых схем и току тиристора для схем с нулевым выводом.

Эффективное значение тока во вторичной обмотке трансформатора

$$I_{тр.эф2} = \sqrt{b} I_{т.эф}, \quad (43)$$

где $b = 1$ для схем преобразователей с нулевым выводом; $b = 2$ для мостовых схем.

Эффективное значение тока в первичной обмотке трансформатора может быть легко определено в общем виде, если пренебречь рассеянием магнитного потока;

$$I_{тр.эф1} = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{b}{2\pi} \int_0^{\lambda_r} (I_{т.ср} - I_{тр.ср2})^2 d(\omega t)}, \quad (44)$$

где k — коэффициент трансформации.

Раскрывая скобки в подынтегральном выражении и группируя одноименные члены, получим с учетом (43) для схем с нулевым выводом:

$$I_{тр.эф1} = \frac{1}{k} \sqrt{I_{тр.эф2}^2 - I_{т.эф}^2 \left(2 - \frac{\lambda_r}{2\pi} \right)}. \quad (45)$$

Формула (45) применима для всех режимов работы преобразователя, изменяется только λ_r :

$\lambda_r = \frac{2\pi}{m}$ — в зоне непрерывных напряжений (режим А);

$\lambda_r = \lambda$ — в зоне непрерывных и прерывистых напряжений (режим В); $\lambda_r = \pi - \alpha$ — в зоне прерывистых напряжений (режимы А и Б).

В мостовых схемах преобразователей, в которых среднее за период значение тока во вторичной обмотке трансформатора равно нулю, выражение (45) упрощается:

$$I_{тр.эф1} = \frac{1}{k} I_{тр.эф2}. \quad (46)$$

Пользуясь полученными соотношениями, можно рассчитать все величины, характеризующие режимы работы m -пульсного преобразователя. При отсутствии сопротивлений на стороне переменного тока (8) эти соотношения, как было показано выше, упрощаются.

При отсутствии в схеме преобразователя шунтирующего диода расчеты во всем диапазоне изменения угла α проводятся по соотношениям, приведенным в таблице.

Основные соотношения, приведенные в таблице и в тексте статьи с небольшими изменениями применимы и для расчета других вариантов силовой

части мостовых преобразователей: схемы с выпрямительным мостом на неуправляемых вентилях и симистором в цепи переменного тока либо тиристором в цепи постоянного тока и однофазной мостовой схемы (двухпульсной) с последовательным соединением тиристоров в одном плече, выпрямителя и использованием вентилей второго плеча в качестве обратного диода. В последнем случае при выборе диодов преобразователя следует учесть, что каждый из них проводит ток одновременно с соответствующим тиристором и дважды за период питающего напряжения выполняет функции шунтирующего диода. Откуда:

$$I'_{д.ср} = I_{т.ср} + I_{д.ср}$$

где $I'_{д.ср}$ — ток диода моста; $I_{д.ср}$ — среднее значение тока диода моста за период работы в качестве шунтирующего диода.

Выводы. 1. Полученные аналитические соотношения позволяют производить выбор основных элементов силовых схем тиристорных преобразователей. Предварительное построение семейства графиков, рассчитанных на ЦВМ, позволяет избежать громоздких расчетов.

2. Выражение основных параметров, характеризующих работу схем, через $\epsilon_{гр}$ позволяет значительно упростить аналитические выражения и облегчает программирование расчета на ЦВМ.



3. Исключение существующего допущения о равенстве постоянных времени τ_t и τ_d позволяет получить результаты в общем случае (при наличии сопротивлений на стороне переменного тока), повышая точность расчета и в режиме прерывистых токов не приводит к усложнению аналитических соотношений. Большинство из них (средние и эффективные значения тока диода и тиристоров, обмоток трансформаторов и т. д.) остаются по форме такими же, как и при введении этого допущения.

Литература

1. Булгаков А. А., Электронные устройства автоматического управления, Госэнергоиздат, 1958.
2. Булгаков А. А., Основы динамики управляемых вентильных систем, Изд. АН СССР, 1963.
3. Арутюнян М. Р., Коссов О. А., Статические характеристики тиристорного электропривода постоянного тока, «Электричество», 1966, № 12.
4. Орлова Р. Т., Юферов В. Ф., Анализ силовых схем тиристорных широкорегулируемых приводов, сб. «Управляемые кремниевые вентили (тиристоры) в электроприводе и промышленной автоматике», ЛДНТИ, 1968.
5. Орлова Р. Т., Граничные условия непрерывного тока в тиристорном электроприводе, «Электричество», 1968, № 7.
6. Зайцев А. И., Мишина Н. Н., Режимы работы мостовых полностью управляемых преобразователей. Межвузовский сб. трудов Новосибирского электротехнического ин-та, вып. 5, 1967.

[4.1.1970]

УДК 621.314.632:621.3.071.71

Расчет нестационарного температурного поля силовых тиристоров

И. С. ЕФРЕМОВ, В. С. ОСТРЕНКО, В. Д. ОЛЬЯК, Н. Г. ПРИХОДЬКО
и Г. И. БЕЗРУКОВ

Правильный выбор предельно допустимых значений токов и напряжений тиристоров в каждом конкретном случае применения в значительной степени определяет их эффективность и надежность. Для определения предельно допустимого тока в аварийном режиме необходимо знать зависимость температуры полупроводниковой структуры тиристора от выделяемой в нем мощности. Кроме того, долговечность при циклически изменяющейся нагрузке в основном определяется перепадом температуры спая «термокомпенсирующий вольфрамовый диск — медное основание», в котором наблюдается усталостное разрушение припоя. Можно предположить, что припой разрушается не только из-за разницы коэффициентов линейного расширения вольфрама и меди, но частично и из-за коробления вольфрамового диска, т. е. для теоретической оценки стойкости этого спая необходимо знать не только его температуру, но и градиент температур в прилегающих к нему деталях.

Для решения этих задач предназначена нижеприведенная методика расчета, позволяющая определить температурное поле тиристоров в различных режимах нагрузки и охлаждения, а также при

различных геометрических размерах их элементов (толщина и диаметр вольфрамовых дисков, площадь пайки и т. д.).

Как известно, при прохождении тока через тиристор в его кремниевой пластине выделяется тепло, нагревающее как кремниевую пластину, так и прилегающие к ней элементы конструкции.

Схема расчетной модели представлена на рис. 1. Явление нестационарной теплопроводности в случае одномерного температурного поля описывается уравнением:

$$\frac{\partial T_i(x, t)}{\partial t} = a_i \frac{\partial^2 T_i(x, t)}{\partial x^2}; \quad i = 1, 2, 3, \dots, 13, \quad (1)$$

где $T_i(x, t)$ — температура элемента конструкции i в плоскости с координатой x в момент времени t ; a_i — коэффициент теплопроводности элемента конструкции i .

В качестве начального условия примем равенство температур всех элементов конструкции тиристора температуре окружающей среды

$$T_i(x, 0) = T_{ок}. \quad (2)$$

Граничные условия можно записать, используя следующие допущения.

1. Тепло выделяется только в середине кремниевой пластины равномерно по ее площади, причем часть тепловой мощности q_1 отводится в сторону гибкого вывода и остальная часть $(q - q_1)$ — в направлении охладителя и в конечном итоге через охладитель

$$\lambda_7 \frac{\partial T'_7(x_p, t)}{\partial x} = q_1 \quad (3)$$

и

$$-\lambda_7 \frac{\partial T''_7(x_p, t)}{\partial x} = q - q_1, \quad (4)$$

где λ_7 — коэффициент теплопроводности седьмого элемента (кремния); x_p — координаты источника тепла; $q = \frac{P}{f_p}$ — удельная мощность источника тепла; P — потери мощности в тиристоре; f_p — площадь источника тепла.

2. Температуры соприкасающихся плоскостей элементов конструкции одинаковы

$$T_i(x, t) = T_{i+1}(x, t). \quad (5)$$

3. Одномерный тепловой поток обуславливает равенство тепловых потоков в соседних элементах

$$\lambda_i f_i \frac{\partial T_i(x, t)}{\partial x} = \lambda_{i+1} f_{i+1} \frac{\partial T_{i+1}(x, t)}{\partial x}, \quad (6)$$

где $\lambda_i, \lambda_{i+1}, f_i, f_{i+1}$ — коэффициенты теплопроводности и площади элементов i и $i+1$ соответственно.

4. Через охладитель происходит теплопередача в охлаждающую среду только по формуле Ньютона

$$-\lambda_{13} \frac{\partial T_{13}(x_T, t)}{\partial x} = \alpha_{np} [T_{13}(x_T, t) - T_{ок}], \quad (7)$$

где x_T — координата теплоотдающей поверхности охладителя.

Сложная конфигурация охладителя заменяется простой плитой с площадью f_{13} , равной площади плиты охладителя, и толщиной

$$\Delta_{13}' = \frac{G_{ок}}{f_{13} \gamma_{ок}},$$

где $G_{ок}$ — масса охладителя; $\gamma_{ок}$ — удельная масса материала охладителя.

Такой охладитель по тепловому действию должен быть эквивалентен реальному, поэтому его коэффициент теплоотдачи равен

$$\alpha_{np} = \alpha \frac{F_{ок}}{f_{13}},$$

где α — коэффициент теплоотдачи реального охладителя в заданном режиме охладителя; $F_{ок}$ — активная площадь охлаждения.

5. Конец гибкого вывода постоянно находится при температуре окружающей среды

$$T_1(0, t) = T_{ок}. \quad (8)$$

Обозначив $X_i = \frac{x - \Delta'_{i-1}}{\Delta_i}$ — безразмерная координата;

$\theta_i = \frac{T_i - T_{ок}}{T_{ок}}$ — безразмерная температура; Δ'_{i-1} — расстояние до элемента i ; Δ_i — длина (толщина) элемента i , представим уравнение (1) в виде:

$$\frac{T_{ок} \partial \theta_i}{a_i \partial t} = \frac{T_{ок}}{\Delta_i^2} \frac{\partial^2 \theta_i}{\partial X_i^2}$$

или

$$\frac{\partial \theta_i}{\frac{a_i \partial t}{\Delta_i^2}} = \frac{\partial^2 \theta_i}{\partial X_i^2}. \quad (9)$$

Так как $Fo_i = \frac{a_i t}{\Delta_i^2}$ — критерий Фурье и $\partial Fo_i = \frac{a_i dt}{\Delta_i^2}$,

следовательно,

$$\frac{\partial \theta_i(X_i, Fo_i)}{\partial Fo_i} = \frac{\partial^2 \theta_i(X_i, Fo_i)}{\partial X_i^2}. \quad (10)$$

Начальное и граничные условия представим в безразмерном виде:

условие (2)

$$\theta_i(X_i, 0) = 0; \quad (11)$$

условие (3)

$$\lambda_7 \frac{T_{ок} \partial \theta'_7\left(\frac{1}{2}, Fo_7\right)}{\partial X_7} = q_1. \quad (12)$$

Обозначим

$$\frac{\Delta_7 q_1}{\lambda_7 T_{ок}} = Ki'_7 \text{ — критерий Кирпичева,}$$

тогда (12) будет иметь вид:

$$\frac{\partial \theta'_7\left(\frac{1}{2}, Fo_7\right)}{\partial X_7} = Ki'_7. \quad (13)$$

Аналогично обозначим

$$\frac{\Delta_7 (q - q_1)}{\lambda_7 T_{ок}} = Ki''_7,$$

тогда (4) можно записать:

$$-\frac{\partial \theta''_7\left(\frac{1}{2}, Fo_7\right)}{\partial X_7} = Ki''_7. \quad (14)$$

Условие (5) можно записать в виде:

$$\theta_i(1, Fo_i) = \theta_{i+1}(0, Fo_{i+1}). \quad (15)$$

Граничное условие (6) примет вид:

$$\frac{\partial \theta_i(1, Fo_i)}{\partial X_i} = C_i \frac{\partial \theta_{i+1}(0, Fo_{i+1})}{\partial X_{i+1}}, \quad (16)$$

где

$$C_i = \frac{\lambda_{i+1} f_{i+1} \Delta_i}{\lambda_i f_i \Delta_{i+1}}.$$

Из (7) получим:

$$-\frac{T_{ок} \partial \theta_{13}(1, Fo_{13})}{\partial X_{13}} = \frac{\alpha_{np} \Delta_{13}}{\lambda_{13}} [\theta_{13}(1, Fo_{13}) T_{ок} - T_{ок} + T_{ок}],$$

где

$$\frac{\alpha_{np} \Delta_{13}}{\lambda_{13}} = Bi_{13} \text{ — критерий Био,}$$

при этом

$$-\frac{\partial \theta_{13}(1, Fo_{13})}{\partial X_{13}} = Bi_{13} \theta_{13}(1, Fo_{13}). \quad (17)$$

И, наконец, условие (8) будет иметь такой вид:

$$\theta_1(0, Fo_1) = 0. \quad (18)$$

Уравнение (10) представим в конечных разностях [Л. 1], тогда его правая часть запишется

$$\frac{\partial \theta_i(X_i, Fo_i)}{\partial Fo_i} \approx \frac{\theta_{i,n,k} - \theta_{i,n,k-1}}{\Delta Fo_i}, \quad (19)$$

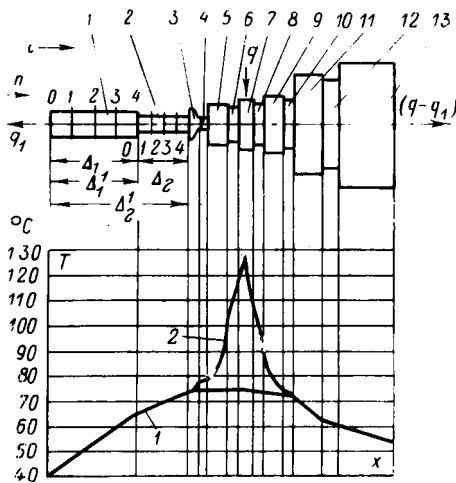


Рис. 1. Расчетная модель силового тиристора и его температурное поле в установившемся режиме (кривая 1) и при воздействии тока короткого замыкания (кривая 2).

1 — внешний гибкий вывод (медь); 2 — внутренний вывод (медь); 3 — чашечка (медь-припой ПОС-61); 4 — диск припоя (ПСР62); 5, 9 — термокомпенсирующий диск (вольфрам); 6, 8 — диск припоя (олово); 7 — кремниевая пластина; 10 — диск припоя (ПОС-61); 11 — основание (медь); 12 — токосъемная пластина (медь); 13 — охладитель (силумин).

где n — точка на координате X ; $k = \frac{t}{\Delta t}$ — порядковый номер рассчитываемого интервала времени; Δt — принимаемая длительность интервала времени;

$$\Delta F o_i = \frac{a_i \Delta t}{\Delta x_i^2}.$$

Первая производная по X вправо

$$\left(\frac{\partial \theta_i}{\partial X_i} \right)_{(n+1)-n} \approx \frac{\theta_{i,n+1,k} - \theta_{i,n,k}}{\Delta X_i},$$

где ΔX_i — безразмерная толщина участка разбиения элемента i . Первая производная по X влево

$$\left(\frac{\partial \theta_i}{\partial X_i} \right)_{(n-1)-n} \approx \frac{\theta_{i,n,k} - \theta_{i,n-1,k}}{\Delta X_i}.$$

Вторую производную от θ_i по X представим так:

$$\left(\frac{\partial^2 \theta_i}{\partial X_i^2} \right)_{n,k} \approx \frac{1}{\Delta X_i^2} \left[\left(\frac{\partial \theta_i}{\partial X_i} \right)_{(n+1)-n} - \left(\frac{\partial \theta_i}{\partial X_i} \right)_{(n-1)-n} \right];$$

$$\left(\frac{\partial^2 \theta_i}{\partial X_i^2} \right)_{n,k} \approx \frac{1}{\Delta X_i^2} \left(\frac{\theta_{i,n+1,k} - \theta_{i,n,k}}{\Delta X_i} - \frac{\theta_{i,n,k} - \theta_{i,n-1,k}}{\Delta X_i} \right);$$

$$\left(\frac{\partial^2 \theta_i}{\partial X_i^2} \right)_{n,k} \approx \frac{1}{\Delta X_i^2} (\theta_{i,n+1,k} + \theta_{i,n-1,k} - 2\theta_{i,n,k}).$$

(20)

С учетом (19) и (20) уравнение (10) примет вид:

$$\frac{\Delta X_i^2}{F o_i} \theta_{i,n,k-1} + \theta_{i,n-1,k} - \left(2 + \frac{\Delta X_i^2}{\Delta F o_i} \right) \theta_{i,n,k} + \theta_{i,n+1,k} = 0. \quad (21)$$

Как следует из анализа (21), решение его всегда устойчиво [Л. 1]. Обозначив $\frac{\Delta X_i^2}{\Delta F o_i} = A_i$ и $(2 + A_i) = D_i$, перепишем (21)

$$A_i \theta_{i,n,k-1} + \theta_{i,n-1,k} - D_i \theta_{i,n,k} + \theta_{i,n+1,k} = 0. \quad (22)$$

В нашем случае было принято разбиение каждого элемента тиристора по толщине на четыре участка, т. е. температура каждого элемента определялась в пяти точках. При этом $\Delta X_i = 0,25$ и $n = 0, 1, 2, 3, 4$.

Из (18) и (22) можно записать систему уравнений, описывающую температурное поле первого элемента тиристора ($i=1$)

$$\left. \begin{aligned} \theta_{1,0,k} &= 0; \\ A_1 \theta_{1,1,k-1} + \theta_{1,0,k} - D_1 \theta_{1,1,k} + \theta_{1,2,k} &= 0; \\ A_1 \theta_{1,2,k-1} + \theta_{1,1,k} - D_1 \theta_{1,2,k} + \theta_{1,3,k} &= 0; \\ A_1 \theta_{1,3,k-1} + \theta_{1,2,k} - D_1 \theta_{1,3,k} + \theta_{1,4,k} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

Для остальных пассивных элементов тиристора, которые не отдают в охлаждающую среду тепло ($i = 2 \div 6, 8 \div 12$) из выражений (15), (16) и (22) можно записать следующую систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \theta_{i-1,4,k} &= \theta_{i,0,k}; \\ \theta_{i-1,4,k} - \theta_{i-1,3,k} + C_{i-1} \theta_{i,0,k} - C_{i-1} \theta_{i,1,k} &= 0; \\ A_i \theta_{i,1,k} + \theta_{i,0,k} - D_i \theta_{i,1,k} + \theta_{i,2,k} &= 0; \\ A_i \theta_{i,2,k-1} + \theta_{i,1,k} - D_i \theta_{i,2,k} + \theta_{i,3,k} &= 0; \\ A_i \theta_{i,3,k-1} + \theta_{i,2,k} - D_i \theta_{i,3,k} + \theta_{i,4,k} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

Для седьмого элемента тиристора, в середине которого находится источник тепла, согласно (13) — (16) и (22)

$$\left. \begin{aligned} \theta_{6,4,k} &= \theta_{7,0,k}; \\ \theta_{6,4,k} - \theta_{6,3,k} + C_6 \theta_{7,0,k} - C_6 \theta_{7,1,k} &= 0; \\ A_7 \theta_{7,1,k-1} + \theta_{7,0,k} - D_7 \theta_{7,1,k} + \theta_{7,2,k} &= 0; \\ \theta_{7,2,k} - \theta_{7,1,k} &= \Delta X_7 K i'_{7,k}; \\ A_7 \theta_{7,3,k-1} + \theta_{7,2,k} - D_7 \theta_{7,3,k} + \theta_{7,4,k} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

Для тринадцатого элемента тиристора (охлади-теля) система (24) дополняется уравнением (17), представленным в виде:

$$(1 + \Delta X_{13} B_{13}) \theta_{13,4,k} - \theta_{13,3,k} = 0. \quad (26)$$

Решая совместно эти системы уравнений для всех элементов тиристора последовательно для каждого интервала времени, можно получить изменение его температурного поля во времени.

Изложенная методика расчета была применена для определения теплового режима тиристора типа Т-150 при коротком замыкании в автоматической тяговой подстанции АТП-500/600. Расчеты про-

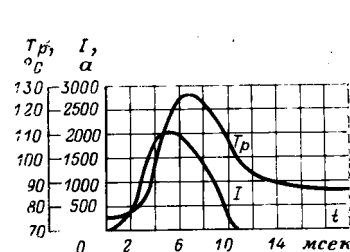


Рис. 2. Ток через тиристор и температура полупроводниковой структуры при внутреннем коротком замыкании АТП-500/600.

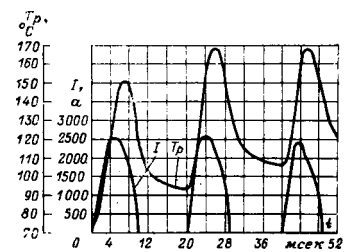


Рис. 3. Ток через тиристор и температура полупроводниковой структуры при внешнем коротком замыкании АТП-500/600 и отказе «сеточной» защиты.

дились на ЦВМ «МИНСК» 22М. В качестве исходных данных вводились геометрические параметры реального тиристора. Размеры элементов конструкции, которые зависят от качества сборки, варьировались таким образом, чтобы полученное затем в результате расчета переходное тепловое сопротивление в диапазоне времени 10^{-3} — 10^3 сек соответствовало реальному тиристор. Расчет велся для тиристора с такими параметрами прямой вольт-амперной характеристики: $U_0=1,05$ в, $R_g=8 \cdot 10^{-4}$ ом. Скорость охлаждающего воздуха — 10 м/сек. Охладитель стандартный силуминовый А—7Л.

На рис. 1 представлены результаты определения температурного поля тиристора (кривая 1 — в режиме предварительной нагрузки током 84 а; кривая 2 — спустя 7 мсек после начала импульса тока короткого замыкания, показанного на рис. 2).

Рис. 1 показывает, что при воздействии одного импульса тока короткого замыкания амплитудой около 2000 а температурное возмущение не выходит за пределы вольфрамовых дисков. В дисках при 6 и 8 возникают значительные градиенты температур, которые так же, как и перепады температур, в режимах частых коротких замыканий могут привести к усталостному разрушению спаянных соединений.

На рис. 2 представлено изменение тока при внутреннем коротком замыкании и температуры в средней части кремниевой пластины во времени. На рис. 3 представлен случай внешнего короткого замыкания при отказе «сеточной» защиты.

Изменение температуры кремниевой пластины тиристора в значительной степени следует за изменением тока короткого замыкания. При одиночных импульсах тока короткого замыкания амплитудой 2000 — 2500 а значение температуры полупроводниковой структуры не превышает рекомендованного [Л. 2] и допустимо последующее приложение нормальной нагрузки. При двух-трех импульсах

тока короткого замыкания амплитудой около 2500 а температура полупроводниковой структуры возрастает до такой степени, что для предотвращения повреждения тиристора необходимо полное или частичное снятие нагрузки.

При расчете кратковременных явлений (короткие замыкания, лавинный пробой, импульсная нагрузка) имеет смысл составлять системы уравнений не для всех элементов конструкции, а только для тех, на которые должно распространиться тепловое возмущение. Системы уравнений для двух крайних элементов должны иметь вид системы (23). При этом вместо температуры окружающей среды должна подставляться температура предварительного нагрева.

Вышеизложенная методика расчета применима не только для традиционных конструкций тириستоров и вентилях, но и для разрабатываемых в настоящее время приборов таблеточной конструкции с двусторонним теплоотводом. При этом первое уравнение в системе (23) необходимо заменить уравнением (26).

В заключение следует отметить, что принятое предположение о единственном локализованном в середине кремниевой пластины источнике тепла справедливо только для отрезков времени, больших тепловой постоянной времени кремниевой пластины. Для более точного расчета особенно в области малых отрезков времени (меньше 1 мсек) в систему (25) необходимо ввести источник тепла, обусловленный потерями мощности на тыловом омическом контакте.

Литература

1. Карплюс У., Моделирующие устройства для решения задач теории поля, Издательство иностранной литературы, 1962.
2. Управляемые кремниевые вентили ВКДУ и ВКДУС, Каталог 05.03.39—67, Информстандартэлектро.

[9.1.1970]



УДК 621.319.4.015.001.24

Уравнение зарядной кривой для конденсатора, питаемого выпрямленным напряжением

А. И. БЕРТИНОВ, М. В. ГОНЧАРОВ

Москва

В самых различных областях науки и техники для получения мощных высоковольтных импульсов находят применение схемы с емкостными накопителями энергии.

Большое внимание уделяется повышению эффективности заряда, а также проблеме согласования энергетических режимов накопителя и источника.

Главным образом, такие проблемы возникают в случае питания от источников ограниченной мощ-

ности. Имеется значительное количество схемных решений, реализующих высокоэффективный заряд накопителя (например, при помощи регулирования э. д. с. источника по оптимальному закону).

Однако в тех случаях, когда величина к. п. д. заряда не имеет существенного значения, часто применяется простейшее устройство, осуществляющее заряд накопителя через сопротивление от источника переменного тока с помощью двухполупериодного выпрямителя.

При решении задачи о «медленном» заряде накопителя, т. е. заряде при действии большого числа полупериодов переменного напряжения питания, возникают значительные трудности в нахождении уравнения зарядной кривой и, как следствие, в определении времени заряда. В некоторых работах, посвященных такому заряду накопителя, используются весьма приближенные методы, базирующиеся на замене истинных синусоидальных импульсов напряжения питания некоторыми эквивалентными несинусоидальными; результатом других работ являются приближенные решения, представленные в виде номограмм, графиков или в форме уравнений, разрешимых методами численного интегрирования (например, Л. 1—7).

В статье предлагается метод исследования вышеуказанного простейшего зарядного устройства, позволяющий получить аналитические выражения для основных параметров заряда. Основой метода является представление искомых величин (напряжение, ток и т. д.) в виде функций некоторых параметров, которые способны характеризовать развитие процесса во времени.

Уравнение зарядной кривой для конденсатора без утечек. Для анализа примем обычные в таких случаях допущения: сопротивление диодов в проводящем направлении — величина постоянная; обратный ток диодов и ток утечки конденсатора отсутствуют; индуктивностями, содержащимися в питающей цепи, пренебрегаем. Эквивалентная схема заряда представляет собой последовательную электрическую цепь, содержащую идеальный диод, сопротивление R , конденсатор C и источник э. д. с.:

$$e(t) = |E_m \sin \omega t| = \frac{2E_m}{\pi} - \frac{4E_m}{\pi} \sum_{k=2}^{\infty} \frac{\cos k\omega t}{(k-1)(k+1)},$$

где k — четные.

Под R понимается суммарное сопротивление зарядной цепи (сумма внутреннего сопротивления источника, зарядного сопротивления и сопротивления диодов).

Рассмотрим изменение напряжения на конденсаторе во время действия любого (n -го) полупериода питающего напряжения (рис. 1, а).

Введем время t_n , действующее лишь в пределах n -го полупериода в отсчитываемое от значения времени t_{n0} , которое определяется начальным напряжением на конденсаторе:

$$U_{n0} = E_m \sin \omega t_{n0}. \quad (1)$$

Уравнение, описывающее процесс заряда конденсатора для n -го полупериода, имеет вид:

$$u_c(t_n) + \tau \frac{du_c(t_n)}{dt_n} = E_m \sin(\omega t_{n0} + \omega t_n), \quad (2)$$

где $\tau = RC$ — постоянная времени; $u_c(t_n)$ — напряжение на конденсаторе.

Используя (1) как начальное условие $u_c(0) = U_{n0}$ при $t_n = 0$, находим решение уравнения (2) в виде:

$$u_c(t_n) = \frac{E_m}{1 + (\omega\tau)^2} \{(\omega\tau) [(\omega\tau) \sin \omega t_{n0} + \cos \omega t_{n0}] e^{-\frac{t_n}{\tau}} +$$

$$+ [\sin(\omega t_n + \omega t_{n0}) - (\omega\tau) \cos(\omega t_{n0} + \omega t_n)]\}. \quad (3)$$

При $t_n = t_{nk}$ справедливо выражение:

$$u_c(t_{nk}) = U_{nk} = E_m \sin(\omega t_{n0} + \omega t_{nk}), \quad (4)$$

где U_{nk} — конечное значение напряжения на конденсаторе для n -го полупериода.

Подставляя $t_n = t_{nk}$ в (3) и приравнявая правые части полученного соотношения и соотношения (4), имеем:

$$e^{-\frac{\omega t_{nk}}{\omega\tau}} = \cos \omega t_{nk} + \sin \omega t_{nk} \frac{(\omega\tau) \cos \omega t_{n0} - \sin \omega t_{n0}}{(\omega\tau) \sin \omega t_{n0} + \cos \omega t_{n0}}. \quad (5)$$

Введем следующие обозначения:

$$\left. \begin{aligned} \omega t_{nk} &= y_n = y; \\ \omega t_{n0} &= x_n = x; \quad \omega\tau = \alpha. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Тогда (5) после ряда преобразований принимает вид:

$$\operatorname{tg} x = \frac{\alpha \sin y - e^{-y/\alpha} + \cos y}{\sin y + \alpha e^{-y/\alpha} - \alpha \cos y} \quad \text{или} \quad y = y(x). \quad (7)$$

Процесс заряда конденсатора при действии бесконечного числа полупериодов иллюстрируется рис. 1, б. Кривая $u_c(t)$ имеет ступенчатый характер, что определяется наличием областей отсечки тока, а также видом зарядных кривых внутри каждого полупериода. Величины x_n , y_n и Δ_n связаны соотношением:

$$x_n + y_n + \Delta_n = \pi, \quad (8)$$

причем

$$\Delta_n = x_{n+1}. \quad (9)$$

На рис. 1, б представлен также полупериод, характеризующий влияние момента включения и названный «начальным». Конденсатор подключается к сети в момент $t=0$, когда питающее напряжение имеет значение $e = E_m \sin x_n$, а напряжение на кон-

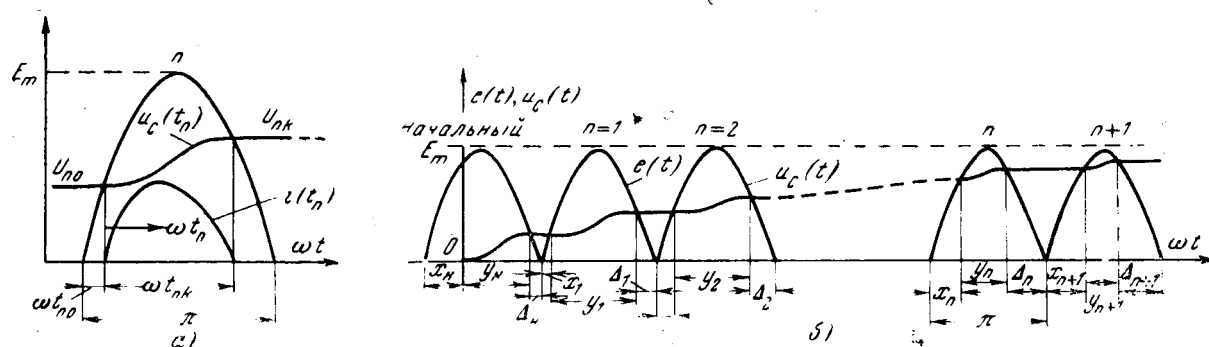


Рис. 1.

денсаторе $u_c = 0$. Для «начального» полупериода можно получить соотношение:

$$e^{-y_n/\alpha} \left(\cos x_n - \frac{\sin x_n}{\alpha} \right) = \cos(x_n + y_n) + \alpha \sin(x_n + y_n) \quad (10)$$

или

$$y_n = \varphi(x_n).$$

Легко показать, что x_1 определяется только моментом включения x_n :

$$x_1 = \Delta_n = \pi - y_n - x_n = \pi - \varphi(x_n) - x_n = \psi(x_n). \quad (11)$$

Для любого из последующих полупериодов — первого, второго и т. д. связь между y и x определяется уравнением (7).

Найдем область существования физических решений (7). При $\alpha = \omega t \rightarrow \infty$ получим уравнение первой предельной линии:

$$y = \pi - 2x. \quad (12)$$

При $\alpha = \omega t \rightarrow 0$ получаем уравнение второй предельной линии:

$$y = \frac{\pi}{2} - x. \quad (13)$$

На рис. 2 представлены решения (7) для различных величин α , полученные с помощью расчетов на ЦВМ, а также — предельные линии, соответствующие (12) и (13). Видно, что при достаточно больших α решения (7) по своему характеру весьма близки к прямым линиям. Вследствие этого, для больших α , что в конечном итоге означает рассмотрение лишь «медленных» зарядов, предлагается следующая аппроксимация уравнения (7):

$$y = ax + b. \quad (14)$$

Для определения постоянных воспользуемся значениями x и y для первого полупериода. При известном x_n параметры x_1 и y_1 — также известные величины. Тогда имеем:

$$\text{при } x = x_1 \quad y = y_1;$$

$$\text{при } x = \frac{\pi}{2} \quad y = 0.$$

Следовательно,

$$a = \frac{y_1}{x_1 - \frac{\pi}{2}}; \quad b = -\frac{\pi y_1}{2 \left(x_1 - \frac{\pi}{2} \right)}.$$

Таким образом,

$$y = \frac{y_1}{1 - \frac{2x_1}{\pi}} \left(1 - \frac{2x}{\pi} \right). \quad (15)$$

Введем величину $y_1(0)$, которая соответствует значению y_1 для $x_1 = 0$. Тогда последнее выражение примет вид:

$$y = y_1(0) \left(1 - \frac{2x}{\pi} \right), \quad (16)$$

где $y_1(0)$ — функция параметра α .

Имеется возможность исследовать заряд по диаграмме $x-y-\Delta$. Зарядная диаграмма для некоторого достаточно большого параметра α представлена на рис. 3. Стрелками иллюстрируется процесс заряда. Видно, что точки y_n , Δ_n и x_n дискретно заполняют линии $y(x)$, $\Delta(x)$ и $x(x)$. Точка $x = \frac{\pi}{2}$, соответствующая $t = \infty$, характеризует 100%-й за-

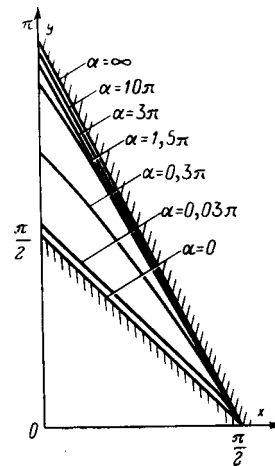


Рис. 2.

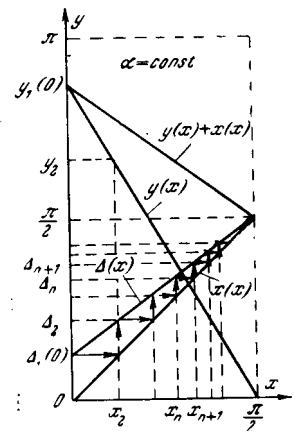


Рис. 3.

ряд конденсатора. Таким образом, процесс сходится к положению равновесия: $x = \frac{\pi}{2}$, $y = 0$.

Используя (8), (16) и соотношение

$$\Delta_1(0) = \pi - y_1(0)$$

легко получить следующее выражение:

$$\Delta(x) = \left(1 - \frac{2\Delta_1(0)}{\pi} \right) x + \Delta_1(0). \quad (17)$$

Переходу от n -го к $(n+1)$ -му полупериоду (рис. 3) соответствует соотношение:

$$\frac{\Delta_{n+1} - \Delta_n}{x_{n+1} - x_n} = 1 - \frac{2\Delta_1(0)}{\pi}. \quad (18)$$

Используя (9), получаем рекуррентную формулу:

$$x_{n+1} = x_n \left(1 - \frac{2\Delta_1(0)}{\pi} \right) + \Delta_1(0)$$

или, обозначая выражение в скобках через γ ,

$$x_{n+1} = x_n \gamma + \Delta_1(0). \quad (19)$$

Аналогично можно получить рекуррентные формулы:

$$\Delta_{n+1} = \Delta_n \gamma + \Delta_1(0); \quad (20)$$

$$y_{n+1} = y_n \gamma. \quad (21)$$

Предположим сначала, что $x_1 = 0$. Получим зависимость параметра x_n от номера n полупериода. Вычислим x для нескольких полупериодов, пользуясь (19):

$$x_1 = 0; \quad x_2 = \Delta_1(0);$$

$$x_3 = \gamma \Delta_1(0) + \Delta_1(0) = \Delta_1(0) (\gamma + 1);$$

$$x_4 = \gamma^2 \Delta_1(0) + \gamma \Delta_1(0) + \Delta_1(0) = \Delta_1(0) (\gamma^2 + \gamma + 1);$$

$$x_5 = \gamma^3 \Delta_1(0) + \gamma^2 \Delta_1(0) + \gamma \Delta_1(0) + \Delta_1(0) = \Delta_1(0) (\gamma^3 + \gamma^2 + \gamma + 1)$$

Для x_n выражение получим в виде:

$$x_n = \Delta_1(0) \sum_{k=1}^{n-1} \gamma^{k-1}$$

или

$$x_{n-1} = \Delta_1(0) \frac{1 - \gamma^{n-1}}{1 - \gamma}.$$

Используя равенство:

$$\gamma = \left(1 - \frac{2\Delta_1(0)}{\pi} \right),$$

окончательно получим:

$$x_n(n) = \frac{\pi}{2} (1 - \gamma^{n-1}). \quad (22)$$

Аналогично получаются выражения для $\Delta_n(n)$ и $y_n(n)$:

$$\Delta_n(n) = \frac{\pi}{2} (1 - \gamma^n); \quad (23)$$

$$y_n(n) = \frac{\pi}{2} (\gamma^{n-1} + \gamma^n). \quad (24)$$

Заметим, что приращение напряжения на конденсаторе за любой полупериод определяется в относительных единицах по формуле:

$$\Delta \dot{U}_{Cn} = \frac{\Delta u_{Cn}}{E_m} = \sin(x_n + y_n) - \sin x_n. \quad (25)$$

Для напряжения в конце полупериода справедливо выражение:

$$\dot{U}_{Cn} = \frac{U_{Cn}}{E_m} = \sin(x_n + y_n). \quad (26)$$

Из (26), (22) и (24) следует:

$$\dot{U}_C(n) = \dot{U}_{Cn}(n) = \sin\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2} \gamma^n\right) = \cos\left(\frac{\pi}{2} \gamma^n\right). \quad (27)$$

При $n=0$ (момент включения) $\dot{U}_C(n)=0$; при $n \rightarrow \infty$ $\dot{U}_C(n) \rightarrow 1$, так как $\gamma < 1$ и $\gamma^n \rightarrow 0$.

Если $x_1 \neq 0$, то проводя аналогичные операции, получим:

$$\dot{U}_C(n) = \cos\left[\gamma^n \left(\frac{\pi}{2} - x_1\right)\right]. \quad (28)$$

При $n=0$ (конец „начального“ полупериода) $\dot{U}_C(n) = \sin x_1$ (рис. 1, б); при $n \rightarrow \infty$ имеем $\dot{U}_C(n) \rightarrow 1$.

При „медленном“ заряде величина x_1 практически не влияет на зарядный процесс $\left(x_1 \ll \frac{\pi}{2}\right)$, поэтому дальнейший анализ проводится для $x_1=0$, или, что то же, для $x_n=\pi$ (рис. 1, б), т. е. без учета влияния момента включения.

Выразим γ через параметр зарядной цепи $\alpha = \omega\tau$. Положим в (7) $x=0$. Тогда $y|_{x=0} = y_1(0)$ находится из уравнения:

$$\alpha \sin[y_1(0)] - e^{y_1(0)/\alpha} + \cos[y_1(0)] = 0. \quad (29)$$

При «медленном» заряде, т. е. при достаточно больших $\alpha = \omega\tau$ и величинах $y_1(0)$, близких к π , уравнение (29) приближенно может быть представлено в виде:

$$\frac{y_1(0)}{\alpha} - \alpha y_1(0) + \alpha\pi = 2,$$

откуда определяется $y_1(0)$ и, следовательно, $\Delta_1(0)$:

$$y_1(0) = \frac{\alpha^2\pi - 2\alpha}{\alpha^2 - 1} \approx \pi - \frac{2}{\alpha}; \quad (30)$$

$$\Delta_1(0) = \pi - y_1(0) = \frac{2}{\alpha}. \quad (31)$$

Приближенное представление функции $y = y(x)$ в виде (16) с параметром $y_1(0)$, определяемым по (30), было бы слишком грубым. Функция $y = y(x)$ (рис. 2) имеет нелинейность такого характера (выпуклость вверх), что аппроксимирующая прямая, которая может быть найдена, например, ме-

тодом равномерного приближения, отсечет на координатной оси y отрезок, несколько больший, чем $\pi - \frac{2}{\alpha}$. Поэтому будем считать, что

$$y_1(0) = \pi - \frac{\xi}{\alpha}, \quad (32)$$

где ξ — некоторая постоянная, причем ($\xi < 2$). Тогда $\Delta_1(0) = \xi/\alpha$.

При этом параметр γ в функции α , имеет вид:

$$\gamma = \left(1 - \frac{2}{\pi} \xi/\alpha\right). \quad (34)$$

Подставив (34) в (27), получим:

$$\dot{U}_C(n) = \cos\left[\frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{2}{\pi} \xi/\alpha\right)^n\right]. \quad (35)$$

Для конца каждого полупериода имеем очевидную связь между временем t и номером n :

$$\pi n = \omega t \text{ или } n = \frac{\omega t}{\pi}. \quad (36)$$

Подставим (36) в (35) и проведем ряд преобразований:

$$\begin{aligned} \dot{U}_C(t) &= \cos\left[\frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{2}{\pi} \xi/\alpha\right)^{\frac{\omega t}{\pi}}\right] = \\ &= \cos\left[\frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{2}{\pi} \xi/\alpha\right)^{\frac{\omega t}{\pi} \left(-\frac{2\xi}{\pi}\right) \left(-\frac{\pi}{2\xi}\right)}\right] = \\ &= \cos\left[\frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{2}{\pi} \xi/\alpha\right)^{\left(-\frac{\pi\alpha}{2\xi}\right) \left(\frac{2\xi}{\pi^2}\right) \left(-\frac{t}{\tau}\right)}\right]. \end{aligned} \quad (37)$$

При достаточно больших α выражение

$$\left(1 - \frac{2\xi}{\pi\alpha}\right)^{-\frac{\pi\alpha}{2\xi}} \rightarrow e. \quad (38)$$

Тогда формула (27) примет вид:

$$\dot{U}_C(t) = \frac{u_C(t)}{E_m} = \cos\left[\frac{\pi}{2} e^{-\frac{2\xi}{\pi^2} \left(\frac{t}{\tau}\right)}\right]. \quad (39)$$

Как видно, в (39) частота питающего напряжения отсутствует.

Итак, получено уравнение зарядной кривой с точностью до константы. Нахождение коэффициента ξ аналитически из сравнения функций (16) и (7) затруднено вследствие сложного вида последней. Для того, чтобы освободиться от неопределенности в значении коэффициента ξ , а также избежать дополнительных погрешностей анализа проводится экспериментальная коррекция результата (39).

Для этого экспериментально снимались зарядные кривые для различных $\xi = \frac{R}{R_y}$, где R_y — полное со-

противление утечек конденсатора. Огибающая семейства реальных кривых соответствует случаю отсутствия утечек: $R_y = \infty$, т. е. случаю, для которого справедлив проведенный выше анализ. Теоретическая зависимость (39) и огибающая семейства реальных кривых практически совпадают при коэффициенте $\xi = 1,23$.

С учетом коэффициента $\xi = 1,23$ зависимость (39) приобретает окончательный вид:

$$\dot{U}_C(t) = \cos\left[\frac{\pi}{2} e^{-\frac{t}{4\tau}}\right]. \quad (40)$$

Графически зависимость (40) представляет гладкую кривую, проведенную по точкам, соответствующим значениям напряжения на конденсаторе в конце каждого полупериода.

Из рис. 2 видно, что линеаризация кривой $y=y(x)$ допускается уже при значениях $\alpha = \omega\tau > 3\pi$. Однако для того, чтобы все приближения анализа были корректными, необходимо оценить эти приближения и найти для каждого из них минимально допустимое значение α . Можно показать, что при $\alpha_{\min} \approx 10\pi$ даже самое грубое приближение (38) справедливо с точностью $\sim 0,2\%$.

Таким образом, анализ справедлив для $\alpha = \omega\tau \geq 10\pi$ или $RC \geq 5/f$, (41) где f — частота питающей сети.

С помощью изложенного выше метода, могут быть определены аналитические выражения для основных параметров заряда (токов, мощностей, энергий), характеризующие их изменение во времени. Для сокращения изложения приведем лишь выражение для суммарной энергии, отдаваемой источником за время t при $\alpha \rightarrow \infty$:

$$W_{\Sigma}(t) = \frac{E_m^2 C}{2} \left\{ 4 \left[1 - e^{-\frac{t}{4\tau}} \right] - \frac{4}{\pi} \left[\text{Si}(\pi) - \text{Si}\left(\pi e^{-\frac{t}{4\tau}}\right) \right] \right\}. \quad (42)$$

Можно показать, что для полного заряда, т. е. для $t = \infty$ энергетический к. п. д., определяемый отношением:

$$\eta_{\Sigma}(\infty) = \frac{W_C(\infty)}{W_{\Sigma}(\infty)} = \frac{E_m^2 C/2}{W_{\Sigma}(\infty)}, \text{ равен } \sim 60\%$$

Таким образом, к. п. д. зарядного процесса в рассматриваемом случае выше к. п. д. классического экспоненциального заряда при питании от источника постоянного тока ($\eta_{\Sigma}(\infty) = 50\%$), что объясняется специфическим характером питающего напряжения.

Анализ, проведенный выше для двухполупериодной схемы выпрямления и $R_y = \infty$ с целью получения аналитического выражения для $\dot{U}_C(t)$, остается справедливым и для однополупериодной схемы с той лишь разницей, что вместо уравнения связи (36) следует применять уравнение:

$$n = \frac{\omega t}{2\pi}.$$

Действительно, характер нарастания напряжения на конденсаторе во время действия отдельных импульсов напряжения питания остается прежним, но время заряда возрастает в два раза, поскольку питающие импульсы поступают в зарядную цепь с уменьшенной вдвое частотой.

Таким образом, зарядная кривая для однополупериодного выпрямления описывается выражением:

$$\dot{U}_C^*(t) = \cos \left[\frac{\pi}{2} e^{-\frac{t}{8\tau}} \right]. \quad (43)$$

Учет влияния токов утечки конденсатора. Анализ рассматриваемой схемы заряда в случае, если конденсатор шунтирован сопротивлением утечек R_y

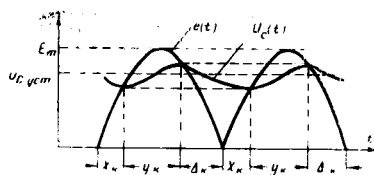


Рис. 4.

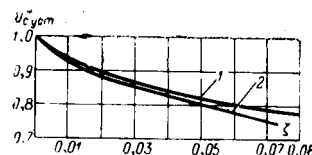


Рис. 5.

приводит к уравнению связи между параметрами x и y следующего вида:

$$e^{-\frac{Ky_n}{\alpha}} = \frac{\alpha_1 \sin(x_n + y_n) + \cos(x_n + y_n)}{\alpha_1 \sin x_n + \cos x_n}, \quad (44)$$

где

$$K = 1 + \zeta; \quad \zeta = \frac{R}{R_y}; \quad \alpha_1 = \alpha + \frac{K}{\omega\tau_y}; \quad \tau_y = R_y C.$$

Для определения влияния утечек на процесс заряда в целом, помимо (44), следует рассматривать и уравнение разряда конденсатора на сопротивление утечек во время «паузы» между импульсами (рис. 4):

$$\sin x_{n+1} = \sin \Delta_n e^{-\frac{\Delta_n + x_{n+1}}{\omega\tau_y}}, \quad (45)$$

где

$$x_{n+1} + y_{n+1} + \Delta_{n+1} = x_n + y_n + \Delta_n = \pi.$$

Получение аналитического решения $\dot{U}_C(t)$ в случае неидеального конденсатора затруднительно, поскольку в отличие от простой зависимости (9) в данном случае действует сложная (45). Поэтому предлагается находить лишь установившееся значение напряжения на конденсаторе.

При $t \rightarrow \infty$ процесс сходится к малым колебаниям около положения равновесия $u_C = U_{\text{уст}}$ (рис. 4). Действительно, начиная с некоторого времени t , конденсатор заряжается на величину Δu_C за время действия импульса напряжения питания, а затем разряжается на ту же величину во время «паузы».

Для установившихся значений параметров x_k, y_k, Δ_k система уравнений (44) и (45) принимает вид:

$$\left. \begin{aligned} e^{-\frac{Ky_k}{\alpha}} &= \frac{\alpha_1 \sin \Delta_k - \cos \Delta_k}{\alpha_1 \sin x_k + \cos x_k}; \\ \sin x_k &= \sin \Delta_k e^{-\frac{\Delta_k + x_k}{\omega\tau_y}}, \end{aligned} \right\} \quad (46)$$

где $x_k + y_k + \Delta_k = \pi$.

Даже в этом случае решение системы возможно только с помощью ЦВМ.

Аналитически можно получить лишь приближенное решение для $\dot{U}_{C,уст}^*$ в виде:

$$\dot{U}_{C,уст}^* \approx \sin \left(\frac{\Delta_k + y_k}{2} \right) \approx \cos \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \pi \zeta K \right). \quad (47)$$

На рис. 5 представлены экспериментальная (1) и теоретическая (2) зависимости $\dot{U}_{C,уст}^*(\zeta)$ для практически интересных значений ζ . Видно, что (47) дает пес-

симистическую оценку величины $\dot{U}_{C\text{уст}}$, однако теория и эксперимент находятся в хорошем согласии.

Для учета влияния токов утечки на процесс заряда во времени достаточно, как показывает практика, ввести в уравнение зарядной кривой (40) поправку на токи утечки для установившихся значений.

Таким образом, зарядная кривая для реального конденсатора с достаточной степенью точности описывается уравнением:

$$\dot{U}_C(t) = \cos\left(\sqrt{\frac{3}{2}} \pi \zeta K\right) \cos\left(\frac{\pi}{2} e^{-\frac{t}{4\tau}}\right).$$

Последнее уравнение является удобным для практического применения и позволяет существенно упростить методику расчета рассматриваемого зарядного устройства.



Литература

1. Лейтес Р. Д., Нестационарные процессы в цепи с вентильным элементом и смешанной нагрузкой, «Электричество», 1948, № 5.
2. Смирнов С. М., Заряд конденсатора через вентиль от сети переменного тока, «Электричество», 1961, № 10.
3. Бальян Р. Х., Трансформаторы малой мощности, Судпромгиз, 1961.
4. Смирнов С. М., Терентьев П. В., Генераторы импульсов высокого напряжения, изд-во «Энергия», 1964.
5. Федченко И. К., Ильенко О. С., Приближенный метод расчета времени заряда конденсаторной батареи выпрямленным пульсирующим напряжением, Изв. вузов, «Энергетика», 1965, № 2.
6. Пентегов И. В., Анализ процессов зарядки конденсаторов при наличии тока утечки, «Устройства преобразовательной техники», выпуск 1, изд-во «Наукова думка», Киев, 1969.
7. Гельфанд Я. С., Заряд конденсаторов через выпрямительные устройства, включаемые в цепи тока и напряжения, «Электричество», 1969, № 7.

[19.6.1970]

УДК 621.316.925.2:621.316.35

Дифференциальная защита шин с торможением

Г. Т. ГРЕК и С. Я. ПЕТРОВ

«Энергосетьпроект»

Для сборных шин ряда энергообъектов напряжением 110 кВ и выше возникает необходимость применения специальной дифференциальной токовой защиты, обладающей, по сравнению с обычно применяемыми в настоящее время, повышенным быстродействием, более высокой чувствительностью при коротких замыканиях на защищаемых шинах, более надежной отстройкой от внешних коротких замыканий, в особенности при погрешностях трансформаторов тока, существенно превышающих 10%, и относительно небольшим потреблением в цепях тока.

Широко применяемые дифференциальные токовые защиты шин с использованием токовых реле с насыщающимися трансформаторами [Л. 1 и 2] в ряде случаев не обеспечивают необходимой чувствительности и быстродействия и требуют применения контрольного кабеля относительно большого сечения для обеспечения приемлемой погрешности трансформаторов тока.

В основу описываемой защиты положен принцип торможения арифметической суммой токов присоединений, использование которого позволяет допустить работу трансформаторов тока с погрешностью, превышающей 10%, и тем самым уменьшить сечение контрольных кабелей.

Защита содержит следующие основные элементы: пусковой орган, избирательный орган, устройство контроля, логическую часть и специальные промежуточные трансформаторы тока — датчики.

Пусковой орган защиты охватывает все присоединения обеих систем шин, причем его действие не

зависит от принятой фиксации элементов за системами сборных шин.

Путем выбора соответствующего коэффициента торможения можно обеспечить несрабатывание пускового органа защиты в условиях сквозных коротких замыканий и в то же время обеспечить высокую чувствительность защиты при коротких замыканиях в защищаемой зоне.

Выбор поврежденной системы шин осуществляется с помощью избирательного органа, в качестве которого принят балансный токовый орган, основанный на сравнении арифметических сумм дифференциальных токов трех фаз обеих систем шин. Балансный токовый избирательный орган обеспечивает правильный выбор поврежденной системы шин при замкнутом и разомкнутом шиносоединительном выключателе.

Правильное действие избирательного органа обеспечивается только при предусмотренной фиксации присоединений за системами шин; при нарушенной фиксации присоединений необходимо отключать обе системы шин при повреждении одной из них (например, шунтированием контактов избирательного органа, как это предусматривается в типовых схемах на существующем оборудовании) или производить переключения в цепях переменного тока и в оперативных цепях элемента с нарушенной фиксацией.

Для контроля исправности цепей тока в защите использован односистемный токовый орган, реагирующий на арифметическую сумму дифференциальных токов: трех фазных и нулевого провода

Для обеспечения правильного действия устройства контроля исправности цепей тока оно подключено к выходным дифференциальным цепям пусковых органов трех фаз и избирательного органа.

Пусковой орган. Пусковые токовые органы с торможением без промежуточной трансформации дифференциального тока выполняются пофазными на выпрямленных токах [Л. 3], однако принципиально возможно использование односистемных пусковых органов. В качестве реагирующих элементов пусковых органов используются магнитоэлектрические реле, хотя принципиально возможно использование реле других типов и полупроводниковых релейных элементов.

Пофазное выполнение пусковых органов обуславливает их одинаковую чувствительность при различных видах повреждений. Пусковые органы выполнены с торможением арифметической суммой токов присоединений, что позволяет не отстраивать их по начальной чувствительности от максимальных токов небаланса. Несрабатывание пусковых органов при сквозных коротких замыканиях обеспечивается соответствующим выбором коэффициента торможения. Начальный ток срабатывания пускового органа выбирается по условию отстройки от тока нагрузки наиболее мощного присоединения при обрыве его цепи тока.

Пусковой орган (рис. 1) содержит выпрямительный мост *ВМ*, реагирующий орган *Р* (например, магнитоэлектрическое реле) с защитными диодами D_3-D_5 и D_4-D_6 и критическими сопротивлениями R_6 , сопротивление R_7 для регулирования начального тока срабатывания, сглаживающий фильтр-пробка второй гармоники Dp_1-C_1 , сопротивление R_1 для регулирования коэффициента торможения, два рабочих сопротивления R_2, R_3 и выпрямительный полумост, образованный диодами D_1, D_2 с последовательно включенными сопротивлениями R_4 и R_5 . Кроме того, в схеме пускового органа выполнена вспомогательная цепь Dp_2-C_2 , Dp_3 — комбинированный фильтр для отвода токов высших гармоник и аperiodических слагающих, благодаря чему тормозные характеристики пускового органа при синусоидальной и искаженной форме кривой тока практически совпадают. Регулировка параметров тормозной характеристики (начальный ток срабатывания и коэффициент торможения) осуществляется плавно сопротивлениями R_7 и R_1 (рис. 2).

Обозначим через I_d (дифференциальный ток) геометрическую сумму токов одной фазы всех присоединений $I_d = \sum_1^n k_i I_i$, вытекающую во внешнюю цепь от средней точки полумоста D_1, D_2 и через I_Σ — арифметическую сумму трансформированных токов всех присоединений $I_\Sigma = \sum_1^n |k_i I_i|$.

Здесь k_i — коэффициент преобразования тока I_i (первичного во вторичный на входе *ВМ*), учитывающий трансформацию и все виды погрешностей по величине и фазе; в общем случае коэффициенты k_i являются комплексными величинами.

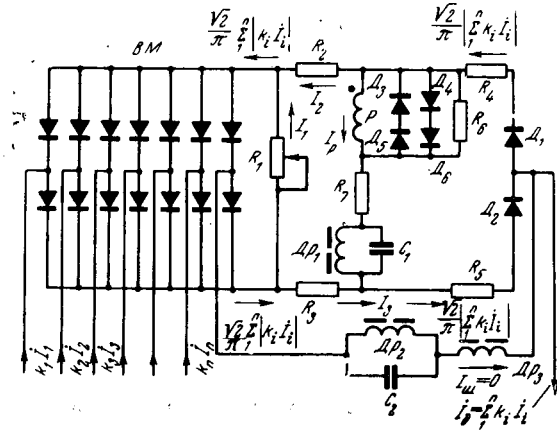


Рис. 1. Принципиальная схема пускового органа.

Считаем, что все полумосты выпрямительного моста *ВМ* работают в режиме «N» (один диод закрыт, а второй открыт), поскольку питание полумостов производится от источников тока, что обуславливает однополупериодное выпрямление каждого из токов.

В результате на выходе моста *ВМ* среднее значение

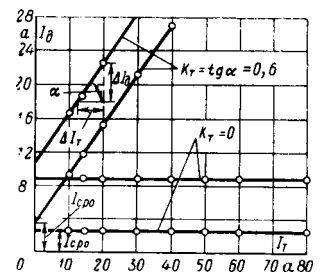


Рис. 2. Тормозные характеристики пускового органа.

выпрямленного тока равно $\frac{\sqrt{2}}{\pi} \sum_1^n |k_i I_i|$, а в ветвях дифференциального полумоста D_1-D_2 среднее значение тока — $\frac{\sqrt{2}}{\pi} \left| \sum_1^n k_i I_i \right|$.

С учетом изложенного при указанных на рис. 1 положительных направлениях токов:

$$I_1 R_1 - I_2 R_2 - I_3 R_3 + I_p R_{ц.р} = 0; \quad (1)$$

$$\frac{\sqrt{2}}{\pi} \sum_1^n |k_i I_i| = I_1 + I_2; \quad (2)$$

$$\frac{\sqrt{2}}{\pi} \sum_1^n |k_i I_i| = I_1 + I_3; \quad (3)$$

$$\frac{\sqrt{2}}{\pi} \left| \sum_1^n k_i I_i \right| = I_2 + I_p, \quad (4)$$

где R_2, R_3 — рабочие сопротивления; R_1 — тормозное сопротивление; $R_{ц.р}$ — сопротивление цепи реле, включающее в себя R_p, R_7 и сопротивление дросселя Dp_1 .

Решая эти уравнения относительно тока I_p , получим:

$$I_p = \frac{1}{R_1 + R_2 + R_3 + R_{ц.р}} \left[\frac{\sqrt{2}}{\pi} (R_2 + R_3) \left| \sum_1^n k_i I_i \right| - \right.$$

$$-\frac{\sqrt{2}}{\pi} R_1 \left(\sum_1^n |k_i \dot{I}_i| - \left| \sum_1^n k_i \dot{I}_i \right| \right). \quad (5)$$

Из условия $I_p = 0$ по (5) коэффициент торможения пускового органа

$$k_T = \frac{I_{\pi}}{I_T} = \frac{\left| \sum_1^n k_i \dot{I}_i \right|}{\sum_1^n |k_i \dot{I}_i| - \left| \sum_1^n k_i \dot{I}_i \right|} = \frac{R_1}{R_2 + R_3}, \quad (6)$$

где $I_{\pi} = |\dot{I}_{\pi}| = \left| \sum_1^n k_i \dot{I}_i \right|$ — модуль дифференциального тока; $I_T = \sum_1^n |k_i \dot{I}_i| - \left| \sum_1^n k_i \dot{I}_i \right|$ — расчетный тормозной ток.

При равенстве рабочих сопротивлений $R_2 = R_3 = R$ $k_T = \frac{R_1}{2R}$.

Из (6) следует, что при коротком замыкании в защищаемой зоне, если токи совпадают по фазе и значения k_i для всех элементов одинаковы $I_T = 0$, поскольку $\sum_1^n |k_i \dot{I}_i| = \left| \sum_1^n k_i \dot{I}_i \right|$. Данный режим может рассматриваться как режим без торможения, так как расчетный тормозной ток I_T при этом обращается в нуль.

Способ трактовки торможения — током I_T , равным разности между арифметической суммой токов присоединений и модулем дифференциального тока, удобен для оценки чувствительности защиты при коротких замыканиях в защищаемой зоне.

Если считать за тормозное значение ток $I'_T = I_T = \sum_1^n |k_i \dot{I}_i|$, то значение

$$k'_T = \frac{k_T}{1 + k_T}. \quad (7)$$

Коэффициент чувствительности при коротком замыкании в защищаемой зоне может быть достаточно

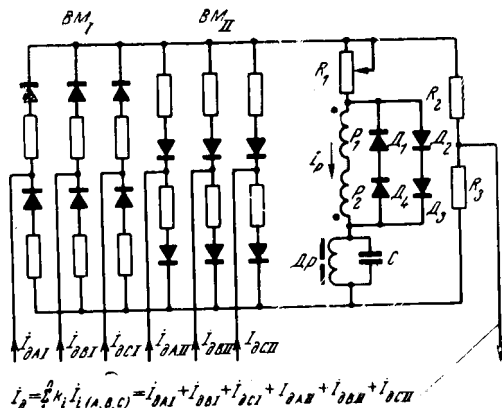


Рис. 3. Принципиальная схема избирательного органа.

точно определен как отношение тока короткого замыкания к начальному току срабатывания пускового органа, определенному в режиме $I_T = 0$, когда токи совпадают по фазе $\sum_1^n |k_i \dot{I}_i| = \left| \sum_1^n k_i \dot{I}_i \right|$, например, в

условиях протекания тока к месту замыкания только через одно присоединение (одностороннее питание точки повреждения).

Необходимый коэффициент торможения при заданных значениях \dot{I}_i и k_i с учетом возможных погрешностей трансформаторов тока и конечного значения тока срабатывания реле должен выбираться с учетом (5) и (6) согласно условию:

$$k_T \geq \frac{1 - \frac{I_{\text{ср}} \pi (R_1 + R_2 + R_3 + R_{\text{п.р}})}{\sqrt{2} (R_2 + R_3) \left| \sum_1^n k_i \dot{I}_i \right|}}{\frac{\sum_1^n |k_i \dot{I}_i|}{\left| \sum_1^n k_i \dot{I}_i \right|} - 1}, \quad (8)$$

где $I_{\text{ср}}$ — ток срабатывания реагирующего органа пускового органа (например, магнитоэлектрического реле).

Расчетным условием для определения коэффициента торможения является внешнее короткое замыкание при совпадающих по фазе токах, так как в этом случае отношение арифметической суммы токов к их геометрической минимально.

Поскольку второй член числителя в (8), учитывающий конечное значение тока срабатывания реагирующего органа, значительно меньше единицы, коэффициент торможения (с запасом) определяется выражением:

$$k_T \geq \frac{1}{\frac{\sum_1^n |k_i \dot{I}_i|}{\left| \sum_1^n k_i \dot{I}_i \right|} - 1}. \quad (9)$$

С некоторым запасом, считая, что при сквозном коротком замыкании погрешность по току имеет лишь трансформатор тока, обтекаемый максимальным током повреждения $I_{\text{к max}}$, а остальные трансформаторы тока имеют погрешность, равную нулю:

$$k_T \geq \frac{1}{\frac{I_{\text{к max}} + (1 - f_m) I_{\text{к max}}}{f_m I_{\text{к max}}} - 1} = \frac{f_m}{2 - 2f_m}, \quad (10)$$

где f_m — относительное значение тока намагничивания трансформаторов тока с учетом основной и промежуточной трансформации тока.

Пренебрегая угловой погрешностью трансформаторов тока и принимая $f_i = f_m$,

$$k_T \geq \frac{f_m}{2 - 2f_m} \approx \frac{f_i}{2 - 2f_i}, \quad (11)$$

где f_i — относительная погрешность в токе, подведенном к схеме пускового органа, которую прибли-

женно можно принять равной относительной погрешности основных трансформаторов тока, поскольку сами датчики, имеют сравнительно небольшую собственную погрешность.

В общем случае коэффициент чувствительности по входу схемы пускового органа при повреждении в защищаемой зоне может быть определен как отношение тока в реле к его току срабатывания:

$$k_{\alpha} = \frac{\left| \sum_1^n k_i I_i \right| - k_{\alpha} \left[\sum_1^n |k_i I_i| - \left| \sum_1^n k_i I_i \right| \right]}{I'_{\text{с.р}}}, \quad (12)$$

где $I'_{\text{с.р}} = \frac{\pi I_{\text{с.р}} (R_1 + R_2 + R_3 + R_{\text{д.р}})}{\sqrt{2} (R_2 + R_3)}$ представляет собой ток срабатывания (по входу схемы пускового органа), соответствующий $I_{\text{т}} = 0$, что справедливо при $\left| \sum_1^n k_i I_i \right| = \sum_1^n |k_i I_i|$.

Балансный токовый избирательный орган. Балансный токовый избирательный орган производит сравнение абсолютных значений двух трехфазных систем дифференциальных токов, относящихся к I и II системам шин [Л. 4]. Балансный токовый избирательный орган (рис. 3) содержит схему сравнения, выполненную на циркуляцию токов и содержащую два трехфазных трехпроводных выпрямителя $ВМ_I$ и $ВМ_{II}$ с активными сопротивлениями, включенными последовательно с диодами для уменьшения влияния на характеристику избирательного органа нелинейности диодов, два одинаковых сопротивления R_2 и R_3 , образующих полумост, два встречноключенных магнитоэлектрических реле P_1 и P_2^* защищенных от больших сигналов диодами D_1-D_4 и D_2-D_3 , фильтр—пробка $Др-C$, запирающая токи 2-ой гармоники и сопротивление R_1 для регулировки начального тока срабатывания балансного токового избирательного органа.

Сравниваемые дифференциальные токи $I_{\text{дAI}}, I_{\text{дBI}}, I_{\text{дCI}}$ и $I_{\text{дAII}}, I_{\text{дBII}}, I_{\text{дCII}}$, представляющие собой геометрические суммы токов одноименных фаз всех присоединений каждой из систем шин, подводятся к выпрямительным мостам схемы сравнения $ВМ_I$ и $ВМ_{II}$.

Сбалансированная часть указанной системы сравниваемых токов трех фаз циркулирует в контуре, образованном источниками токов и выпрямительными мостами схемы сравнения. Несбалансированная часть системы токов, равная их разности, после выпрямления протекает по контуру, образованному ветвью с реагирующими органами P_1 и P_2 и другой ветвью с сопротивлением R_2 или R_3 в направлении, зависящем от того, какая из систем сравниваемых токов преобладает.

Учитывая то, что в схеме осуществляется однополупериодное выпрямление каждого из токов, которые создают падение напряжения на двух одинаковых сопротивлениях $R_2=R_3=R$, среднее значение

тока, протекающего через реле,

$$I_p = \frac{2\sqrt{2}R(|I_{\text{дAI}}| + |I_{\text{дBI}}| + |I_{\text{дCI}}| - |I_{\text{дAII}}| - |I_{\text{дBII}}| - |I_{\text{дCII}}|)}{\pi(R_{\text{ц.р}} + 2R)}, \quad (13)$$

где $R=R_2=R_3$ — сопротивление плеч полумоста в общей цепи, $R_{\text{ц.р}}$ — суммарное сопротивление цепи реле, содержащей сопротивление R_1 , сопротивление двух последовательно включенных реле P_1, P_2 и дросселя $Др$ сглаживающего контура: $R_{\text{ц.р}} = R_1 + R_{P1} + R_{P2} + R_{\text{др}}$.

Ток I_p имеет различное направление в зависимости от того, какая из сравниваемых систем токов преобладает над другой, что обуславливает срабатывание реле P_1 или P_2 и замыкание соответствующих контактов, а следовательно, выбор поврежденной системы шин. Соотношение сопротивлений R и $R_{\text{ц.р}}$ определяет распределение выпрямленной несбалансированной части системы токов между цепью реле и сопротивлением R .

При исчезающе малом значении тока срабатывания реагирующих органов срабатыванию избирательного органа соответствует условие:

$$(|I_{\text{дAI}}| + |I_{\text{дBI}}| + |I_{\text{дCI}}|) = (|I_{\text{дAII}}| + |I_{\text{дBII}}| + |I_{\text{дCII}}|). \quad (14)$$

Характеристика срабатывания избирательного органа в данном случае представляет собой биссектрису координатного угла, по осям которого отложены указанные суммы абсолютных значений токов трех фаз каждой из систем шин, чему соответствует коэффициент торможения $k_{\text{т}}=1$.

В случае использования реагирующего органа с конечным током срабатывания характеристика срабатывания избирательного органа представляет собой две прямые, параллельные биссектрисе координатного угла и отстоящие от нее на расстоянии начального тока срабатывания $I_{\text{ср}}$, значение которого регулируется сопротивлением R_1 (рис. 4).

Диоды D_1-D_4 и D_2-D_3 осуществляют защиту реагирующих органов реле при больших значениях токов короткого замыкания, ограничивая напряжение на них.

Как следует из (13), чувствительность избирательного органа различна при различных видах повреждения, поскольку орган реагирует на арифметическую сумму токов трех фаз (наивысшая чувствительность при трехфазных коротких замыканиях и наименьшая — при однофазных).

Однако это положение не имеет существенного значения, поскольку при коротких замыканиях в защищаемой зоне на одной из систем шин избирательный орган работает практически без торможения и даже при однофазных замыканиях обладает большой чувствительностью.

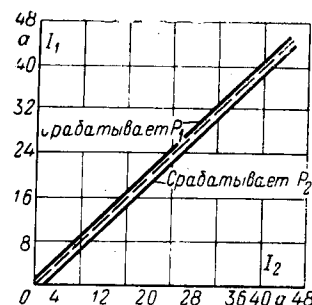


Рис. 4. Тормозная характеристика избирательного органа.

* Могут быть использованы реагирующие органы других типов, например, полупроводниковые релейные элементы.

Устройство контроля. Устройство контроля (рис. 5) содержит выпрямительный мост $ВМ$, реагирующий орган — реле P , микроамперметр $П$, защитный диод $Д_1$, сглаживающий последовательный резонансный контур $Др—C$, регулировочное сопротивление R_1 с добавочным сопротивлением R_2 .

Выпрямительный мост $ВМ$ выполнен по трехфазной четырехпроводной схеме, благодаря чему устройство контроля реагирует на арифметическую сумму токов небаланса трех фазных и нулевого проводов, а следовательно, реагирует на обрывы цепей тока в одной, двух и трех фазах, что принципиально отличает данное устройство от известных устройств того же назначения.

Устройство периодического контроля (микроамперметр $П$ с кнопкой $К_n$) позволяет выявить обрывы цепей тока при относительно небольших значениях тока нагрузки.

Структурная схема защиты для двойной системы сборных шин. Структурная схема защиты (рис. 6) дана для наиболее общего случая двойной системы сборных шин при наличии шиносоединительного и обходного выключателей [Л. 4]: связи всех органов защиты показаны только для одной фазы (B).

Защита содержит:

три токовых пусковых органа $ПО—A$, $ПО—B$ и $ПО—C$ с торможением, пропорциональным арифметической сумме токов всех присоединений без промежуточной трансформации дифференциального тока (по схеме рис. 1);

односистемный токовый балансный избирательный орган $ИО$ с моментом, пропорциональным разности арифметических сумм дифференциальных токов трех фаз двух систем шин, обеспечивающий при предусмотренной фиксации присоединений, выбор поврежденной системы шин при включенном и отключенном шиносоединительном выключателе (по схеме рис. 3);

датчики $Д$ по числу присоединений, включая шиносоединительный и обходной выключатели, выполненные в виде промежуточных трансформаторов тока;

односистемное устройство контроля исправности цепей тока $УК$, дополненное устройством периодического контроля в виде прибора с кнопкой (по схеме рис. 5);

логическую часть, обеспечивающую действие защиты на отключение всех

присоединений поврежденной системы шин и ее блокировку при срабатывании устройства автоматического контроля (на схеме рис. 6 логические связи отдельных органов защиты показаны условно, поскольку они соответствуют общепринятым).

Цепи переменного тока защиты связывают между собой вторичные обмотки датчиков с входными зажимами переменного тока пусковых и избирательного органов, а входные зажимы устройства контроля соединены с выходными дифференциальными цепями пусковых органов фаз A , B и C и избирательного органа.

Однополярные зажимы вторичных обмоток датчиков всех присоединений, включая обходной выключатель, соединены с входными зажимами пусковых органов, а зажимы противоположной полярности указанных датчиков, в зависимости от того за какой из систем шин зафиксировано данное присоединение, соединяются с нулевыми шинками $0_{IA, B, C}$, $0_{IIA, B, C}$, относящимися к фазам A , B и C , соответственно, I и II систем шин.

Нулевые шинки $0_{IA, B, C}$ и $0_{IIA, B, C}$ соединены с входами избирательного органа, между которыми включены вторичные обмотки датчика цепи шиносоединительного выключателя, полярность выводов которых согласуется с полярностью выводов обмоток датчиков присоединений по условию образования дифференциальных токов отдельных фаз каждой из систем шин.

Учитывая повышенную вероятность изменения фиксации цепи обходного выключателя за I или II системой шин в цепи вторичной обмотки датчика обходного выключателя включены контакты $П_1$ и $П_2$ переключателя или реле повторителей положения шинных разъединителей, которые соединяют нулевые выводы вторичной обмотки указанного датчика с шинками $0_{IA, B, C}$ или $0_{IIA, B, C}$; на контактах тех же реле повторителей или переключателей должны быть выполнены соответствующие переключения цепи отключения $ОВ$ (на рис. 6 эти цепи не показаны), при помощи которых цепь отключения $ОВ$ присоединяется к замыкающим контактам выходных реле I или II системы шин.

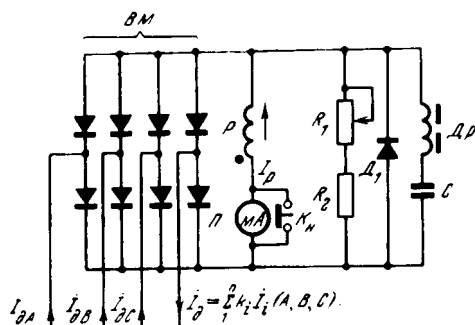


Рис. 5. Принципиальная схема устройства контроля для исправности цепей тока.

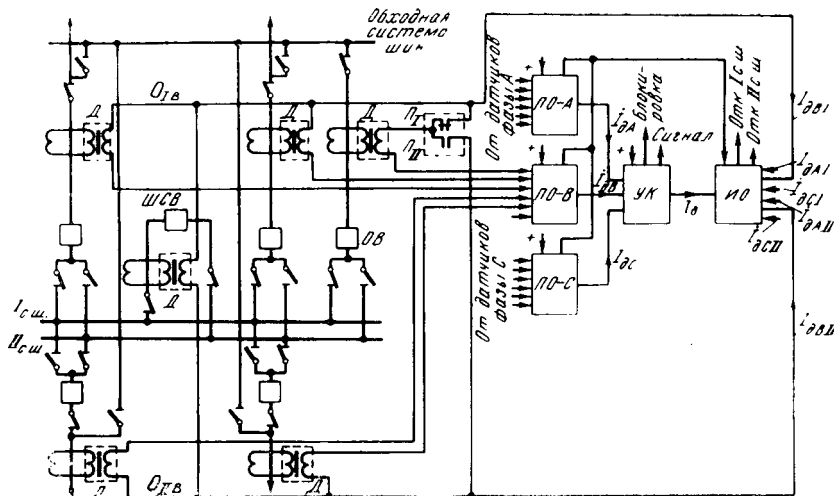


Рис. 6. Структурная схема дифференциальной защиты двойной системы сборных шин при наличии шиносоединительного и обходного выключателей.

Для присоединений, фиксация которых за системами шин может часто изменяться, целесообразно предусмотреть такие же переключения, как и для цепи обходного выключателя.

Выбор уставок защиты. Начальный ток срабатывания пускового органа (по входу защиты) выбирается из условия предотвращения его срабатывания при обрыве цепи тока одного из наиболее мощных присоединений, когда арифметическая сумма токов остальных присоединений равна этому току и расчетный тормозной ток равен нулю:

$$I_{ср0} = k_{н1} \frac{I_{нагр\ max}}{n_T}, \quad (15)$$

где $k_{н1}$ — коэффициент надежности, принимаемый равным 1,1–1,2; $I_{нагр\ max}$ — первичный ток нагрузки наиболее мощного присоединения; n_T — коэффициент трансформации трансформаторов тока в цепи присоединения.

Выражение (15) с достаточным запасом определяет необходимый начальный ток срабатывания пускового органа. Более реальным является режим, когда арифметическая сумма токов остальных присоединений существенно больше, чем ток $I_{нагр\ max}$, а следовательно, $I_T \neq 0$ и уточненное значение $I_{ср0}$ на основе выражения (5) будет меньше значения величины по (15).

Коэффициент торможения пускового органа с учетом (11):

$$k_T = k_{н2} \frac{I_T}{2 - 2I_T}, \quad (16)$$

где $k_{н2}$ — коэффициент надежности, принимаемый равным 1,1–1,2.

Максимально допустимое значение k_T лимитируется чувствительностью защиты в некоторых режимах, например, при опробовании или АПВ одной из систем шин в условиях значительной нагрузки на другой работающей системе шин, охваченной общим пусковым органом, или режимом короткого замыкания на одной из систем шин при разомкнутом ШСВ и наличии обходных связей между системами шин (рис. 7).

В условиях, показанных на рис. 7, принято, что весь ток короткого замыкания в точке К на II системе шин протекает через обходную связь, а ток от источника, присоединенного к поврежденной системе шин $I_{с2} \approx 0$; в этом случае без учета погрешностей в токе $I_d = I_K = I_{с1}$; $I_T = 2I_K$ и предельно допустимое значение коэффициента торможения согласно (6):

$$k_{T.пред} \approx \frac{I_d}{I_T} = 0,5.$$

Если учесть подпитку от источника, присоединенного к поврежденной системе шин, то предельно допустимое значение $k_{T.пред}$ будет больше, чем указано выше.

Достоинством рассматриваемой защиты шин является возможность автоматического повышения ее чувствительности в режиме АПВ шин путем простейших переключений в схеме пускового органа, производимых в момент подачи импульса на включение выключателя одного из присоединений. Наиболее просто и эффективно для этой цели шунтировать контактом реле АПВШ сопротивление R_1

в схеме пускового органа, благодаря чему в момент АПВШ k_T будет снижаться с установленного значения до нуля и проверку чувствительности пускового органа в этом режиме можно производить по соотношению минимального тока короткого замыкания на шинах и начального тока срабатывания пускового органа защиты:

$$k_{ч} = \frac{I_{K\ min}}{I_{с.з.0}} = \frac{I_{K\ min}}{I_{ср.0} n_T}. \quad (17)$$

При АПВШ возможно уменьшить и начальный ток срабатывания пускового органа например путем шунтирования части сопротивления R_7 в схеме пускового органа,

однако, это, как правило, не требуется. Чувствительность избирательного органа, как указывалось выше, не лимитирует чувствительность защиты в целом, поскольку его начальный ток срабатывания даже при однофазном коротком замыкании выбирается меньшим, чем начальный ток срабатывания пускового органа; при двухфазных и трехфазных коротких замыканиях чувствительность избирательного органа повышается соответственно в два и три раза.

При установке одного комплекта трансформаторов тока в цепи ШСВ (рис. 6) в случае короткого замыкания на участке между трансформатором тока и выключателем срабатывает ПО и ИО и отключают II систему шин, однако эта операция не ликвидирует короткое замыкание. После отключения ШСВ избирательный орган может не сработать в сторону отключения I системы шин (внешнее короткое замыкание относительно I системы шин). Отключение I системы шин в этом случае может быть осуществлено устройством резервирования (УРОВ), запускаемым пусковым органом защиты шин помимо ее избирательного органа.

Влияние формы кривой тока и помехоустойчивость защиты. В качестве реагирующих элементов пусковых и избирательных органов используются магнитоэлектрические реле или полупроводниковые релейные элементы, реагирующие на среднее значение выпрямленного тока, поэтому при искажении формы кривой тока и изменении его коэффициента формы действующее значение тока срабатывания защиты будет соответственно изменяться. Для уменьшения этой зависимости в схеме пускового органа применен комбинированный частотный фильтр Dr_2, C_2, Dr_3 . Как показали испытания, применение указанного фильтра обеспечивает отстройку защиты (пускового органа) при значениях коэффициента торможения даже несколько меньших, чем это требуется в соответствии с погрешностью в токе, определенной по действующему значению.

Несмотря на высокую чувствительность реагирующих элементов защиты ее помехоустойчивость достаточно высокая. Испытания показали, что разность наведенных э. д. с. в проводах, соединяющих

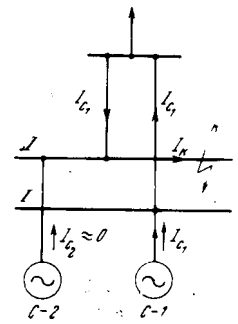


Рис. 7. Расчетный режим, определяющий предельно допустимое значение коэффициента торможения.

датчики с защитой, которая может вызвать срабатывание пускового органа даже при отсутствии торможения, составляет около 150 *в*; получить такое значение напряжения при эксплуатационной проверке защиты не удалось.

Высокая помехоустойчивость защиты обусловлена большим значением сопротивления намагничивания датчиков со стороны их вторичной обмотки.

Основные параметры защиты и ее опыт эксплуатации. Выполненные образцы защиты имеют параметры, обеспечивающие ее применимость при погрешности в токе до 50% и реально возможных токах нагрузки. Время действия защиты при двукратном токе срабатывания пускового органа составляет около 50 *мсек* (от момента возникновения повреждения до подачи импульса на отключение выключателей).

Потребление цепей тока защиты при номинальном токе составляет около 0,4 *ва* на фазу, причем при обрыве цепи вторичной обмотки датчика потребление увеличивается, но не более, чем до 1,75 *ва* на фазу.

В настоящее время на ряде энергообъектов напряжением 110—220 *кв* включены в эксплуатацию комплектные устройства рассматриваемой защиты шин, причем большинство из них с действием на отключение.

За время эксплуатации защиты зарегистрировано несколько случаев коротких замыканий на защищаемых шинах (с последующим АПВ шин или без него) и большое количество случаев сквозных коротких замыканий, причем во всех случаях защита действовала правильно; отказов при повреждениях на шинах и неправильных срабатываний при сквозных коротких замыканиях не зарегистрирова-

но. Имеющийся опыт эксплуатации подтверждает правильность принципов, положенных в основу разработки данной защиты, а также достаточную надежность примененных в ней элементов и в том числе высокочувствительных магнитоэлектрических реле.

Выводы. 1. Дифференциальная защита с торможением арифметической суммой тока присоединений обладает более высокой чувствительностью, быстродействием и надежностью отстройки от внешних коротких замыканий, а также относительно малым потреблением по сравнению с широко применяемыми защитами с использованием реле с насыщающимися трансформаторами.

2. Защита, отстроенная от внешних коротких замыканий со значительными погрешностями в токе, обеспечивает надежное действие при повреждениях в защищаемой зоне.

3. Защита не требует каких-либо добавлений и усложнений при сочетании ее с устройствами АПВШ, УРОВ и др. и при необходимости позволяет автоматически осуществлять переключение при изменении фиксации присоединений.

Литература

1. Федосеев А. М., Основы релейной защиты, Госэнергоиздат, 1961.

2. Руководящие указания по релейной защите, выпуск 3, Защита шин 35—220 *кв* станций и подстанций, Госэнергоиздат, 1961.

3. Петров С. Я., Устройство пускового органа дифференциальной защиты, Авторское свидетельство № 237240, «Бюлл. изобр.», 1969, № 8.

4. Грек Г. Т., Моргунова Л. Д., Петров С. Я., Дифференциальная защита с торможением на выпрямленных токах, Авторское свидетельство № 254627, «Бюлл. изобр.», 1969, № 32.

[4.6.1970]



УДК 621.316.925.2.004.5

Тестовый контроль устройств релейной защиты

Доктор техн. наук В. Е. ПОЛЯКОВ и инж. С. Ф. ЖУКОВ

Уральский политехнический институт им. С. М. Кирова

Эксплуатационная надежность релейной защиты может быть повышена путем рациональной организации профилактических проверок, эффективность которых достигается уменьшением времени на одну проверку, а также снижением вероятности ошибки персонала при проверке [Л. 1]. Для этого необходимо сократить время, в течение которого защищаемый объект остается в работе с неполноценной защитой, заменяющей проверяемую, что уменьшит возможный ущерб, вызванный этой заменой [Л. 1—3]. Для выполнения второго условия требуется повышение квалификации обслуживающего персонала [Л. 2]. В то же время рост числа комплектов устройств релейной защиты в энергосистемах

требует увеличения количества персонала, а усложнение структуры устройств — увеличения времени проверок.

Возможный путь разрешения этих противоречий: обеспечение сигнализации повреждений элементов, могущих привести к неправильным действиям защиты [Л. 4]. Но, по-видимому, это более приемлемо для вновь проектируемых устройств, когда на стадии разработки предусматривается эффективный самоконтроль за счет введения структурной и информационной избыточности.

Для эксплуатируемых устройств релейной защиты сокращение времени проверок и объективность оценки полученных результатов могут быть достиг-

нута тестовым контролем. Он заключается в подаче на защиту определенной совокупности воздействий и контроле реакций защиты на эти воздействия в объеме и последовательности, позволяющих сделать заключение о степени работоспособности и месте неисправности в защите. В функции обслуживающего персонала при ручном тестовом контроле входит: подача входных воздействий; фиксация реакций защиты на эти воздействия; определение места неисправности путем сравнения набора кодов реакций со списком кодов неисправностей, составленным при анализе защиты; устранение неисправности. Процесс тестового контроля может быть автоматизирован вплоть до выдачи адреса неисправности. Следовательно, может быть использован персонал более низкой квалификации, обученный пользованию таблицами неисправностей (при контроле вручную) или работе с системой автоматического контроля (при автоматическом контроле).

Теория тестового контроля достаточно разработана применительно к комбинационным схемам [Л. 5—7] и диагностике неисправностей конечных автоматов [Л. 8]. Релейная защита имеет ряд особенностей, основные из которых следующие:

1. Защита состоит из главных органов и логической части [Л. 9]. Входными сигналами главных органов являются непрерывные значения параметров, характеризующих режимы работы защищаемого объекта. Выходные сигналы главных органов, являющиеся входными для логической части, дискретные. Выходные сигналы логической части, являющиеся выходными сигналами защиты, также дискретные. При тестовом контроле по реакциям защиты требуется дать заключение о характере неисправностей не только в логической части, перерабатывающей информацию, представленную в дискретной форме, но и в главных органах, преобразующих непрерывные сигналы в дискретные.

2. Логическая часть защиты представляет собой асинхронный конечный автомат с элементами задержки. Поэтому методы анализа в обычном виде [Л. 5—7] без учета интервала времени между подачей воздействия и фиксацией реакции для логической части релейной защиты неприменимы. Поясним это на примере. Предположим, что при профилактической проверке дистанционной защиты подается контрольное воздействие, соответствующее внешнему короткому замыканию в последней зоне. Через время, меньшее времени последней ступени, появился сигнал на выходе защиты — неселективное действие. Это может произойти, например, при снижении выдержки времени из-за неисправности реле времени, подача же других входных воздействий вызывает правильные действия защиты. Если не учитывать время фиксации реакции защиты, создается неверное представление о степени ее работоспособности.

Релейная защита является детерминированным конечным автоматом с ограниченным набором входных воздействий. Величина набора определяется заданным алгоритмом функционирования защиты и ограничивается числом r возможных различных режимов работы защищаемого объекта. Действительно, если защита правильно функционирует при

подаче на входы главных органов поочередно всех совокупностей параметров (входных воздействий), характеризующих реально возможные режимы работы защищаемого объекта, то можно считать, что неисправности, могущие вызвать неправильные срабатывания, в защите отсутствуют. Отсюда следует, что минимальный тест для контроля защиты будет содержать количество входных воздействий, не большее, чем количество возможных режимов работы защищаемого объекта, т. е. при анализе релейной защиты рассматривается не 2^p комбинаций состояний входов, а только r . Здесь p — количество входов (главных органов) защиты, r — число возможных режимов работы защищаемого объекта. При этом $r \ll 2^p$.

Последовательность профилактического тестового контроля устройств релейной защиты. Благодаря разделению релейной защиты на главные органы и логическую часть можно указать в большинстве случаев однозначно последовательность проведения профилактического тестового контроля. Контролируемые параметры защищаемого объекта воздействуют на главные органы, выходные сигналы которых поступают на логическую часть. Поэтому при неисправности в главных органах и исправной логической части возможно при определенных условиях неправильное функционирование защиты. Следовательно, в первую очередь проверяются главные органы в полном объеме, определяемом соответствующими инструкциями, после чего можно проверять логическую часть, воздействуя на ее входы выходными сигналами главных органов.

При тестовом контроле в числе прочих неисправностей обнаруживаются неисправности типа «обрыв», «короткое замыкание» элементов. Поэтому в список неисправностей могут быть включены и многие неисправности главных органов.

В настоящей статье рассматривается тестовый контроль логической части и исполнительных цепей главных органов. Поэтому в дальнейшем все рассуждения ведутся в предположении, что главные органы предварительно проверены и находятся в исправном состоянии.

Ввиду того, что защита является асинхронным конечным автоматом со сложным алгоритмом функционирования, в интервале времени T , в течение которого состояния выходов не изменяются, переходы от одного состояния к другому происходят за счет изменения внутренних состояний автомата. Поэтому интервал времени T разбивается на несколько неустойчивых тактов. Длительность неустойчивых тактов также различна и определяется свойствами элементов защиты.

Поведение асинхронного автомата Мура определяется следующими уравнениями [Л. 10]

$$y(t) = f_1[y(t-1); x(t)]; \quad (1)$$

$$Z(t) = f_2[y(t)]. \quad (2)$$

Уравнение (1) показывает, что внутреннее состояние $y(t)$ автомата в момент времени t определяется состоянием входов автомата в этот же момент и его внутренним состоянием в предшествующий момент. Из второго уравнения следует, что состояние выхода автомата в момент времени t

зависит от внутреннего состояния автомата в момент времени t .

Неисправности элементов защиты вызывают изменение свойств этих элементов, а следовательно, и изменение длительности неустойчивых тактов τ , что, в свою очередь, вызывает изменение функции выхода $Z(t)$ защиты в фиксированный момент времени t .

Исходя из вышесказанного, представляется целесообразным фиксацию реакций защиты на подачу контрольных воздействий производить в динамическом режиме, т. е. фиксировать моменты времени изменения функции $Z(t)$. Реакции защиты фиксируются в контрольных точках, которые выбираются при анализе. Учитывая, что не к каждой внутренней точке релейной защиты имеется свободный доступ и что всякие операции обслуживающего персонала во внутренних цепях защиты связаны с опасностью внесения новых неисправностей, желательно контрольные точки выбирать только в выходных цепях. Но в связи с этим возникает вопрос: все ли неисправности можно обнаружить при тестовом контроле, фиксируя реакции защиты на ее выходе, а если не все, то какие из них оказываются необходимыми и какие дополнительные меры необходимо принять для локализации этих неисправностей?

Предположим, в защите имеется неисправность. На входы главных органов подаются поочередно все совокупности сигналов, характеризующих защищаемый объект. Если имеющаяся неисправность может оказывать влияние на правильность функционирования защиты, то она будет обнаружена либо по зафиксированному моменту времени изменения состояния выхода, либо по отсутствию этого изменения в интервале времени T . Если же неисправность не оказывает влияния на правильность функционирования защиты при имитации режимов работы защищаемого объекта, то она не будет обнаружена. Для ее обнаружения необходимо или дополнение выбранных входных воздействий более сложными ситуациями, например, имитацией перехода несимметричного короткого замыкания в симметричное, ускорения защиты после АПВ

и т. д. или изменение схемы защиты с помощью перемычек.

Анализ защиты как объекта контроля. Все необходимые данные для проведения тестового контроля определяются при анализе рассматриваемой защиты. Анализ проводится в предположении, что главные органы защиты проверены и находятся в исправном состоянии (хотя, как упоминалось ранее, многие неисправности главных органов могут быть обнаружены по реакциям защиты на ее выходе).

Дальнейшее решение задачи тестового контроля устройств релейной защиты без потери общности будет проводиться на примере дистанционной защиты ПЗ-159А.

Логическая часть защиты в символах теории релейных устройств [Л. 11] приведена на рис. 1. Перемычки показаны жирными линиями. Контакты реле обозначены соответствующими строчными буквами с индексами, в которых последняя цифра определяет порядковый номер контакта. Знак \uparrow в индексе означает, что реле имеет задержку на срабатывание, знак \downarrow — задержку на отпускание [Л. 11].

Так как контроль проводится в динамическом режиме и реакции защиты на подачу входных воздействий фиксируются на выходе защиты $Z_1(Z_2)$ в виде интервалов времени с момента подачи наборов до моментов изменения состояния выхода защиты, то реакции удобно кодировать g -разрядными двоичными числами. Разрядность g числа выбирается из соотношения $(h+1) \geq 2^g$, где h — количество последовательных интервалов, на которые разбивается время от момента подачи входного воздействия до момента окончания выдержки времени последней ступени проверяемой защиты. Для защиты ПЗ-159А выбирается $h=5$, тогда $g=3$.

Реакция защиты при срабатывании ее в интервале времени $t_{cp1} = (t^I \pm \Delta t_1)$ кодируется двоичным числом 001, при срабатывании в интервале $t_{cp2} = [(t^{II} - \Delta t_2) - (t^I + \Delta t_1)]$ — двоичным числом 010, в интервале $t_{cp3} = t^{II} \pm \Delta t_2 - 011$, в интервале $t_{cp4} = [(t^{III} - \Delta t_3) - (t^{II} + \Delta t_2)]$ — 100 в интервале $t_{cp5} = t^{III} \pm \Delta t_3 - 101$ и при несрабатывании защиты по истечении выдержки времени последней ступени $t_{нecp} > t^{III} + \Delta t_3 - 110$.

Здесь t^I, t^{II}, t^{III} — выдержки времени соответственно первой, второй, третьей ступени; $\Delta t_1, \Delta t_2, \Delta t_3$ — алгебраическая сумма погрешностей времени срабатывания (отпускания) реле, участвующих в собирании цепи отключения защищаемого объекта при коротком замыкании соответственно в первой, второй, третьей зоне. Двоичные коды реакций защиты и их десятичные эквиваленты приведены в табл. 1.

Для структуры (рис. 1) составляется список вероятных неисправностей при следующих допущениях:

для контактов и соединительных линий возможны два типа неисправностей: обрыв и короткое замыкание;

для обмоток реле, в цепи которых нет токоограничивающих сопротивлений, указывается одна неисправность — обрыв (в общем случае по моменту короткого замыкания полюсов источника оператив-

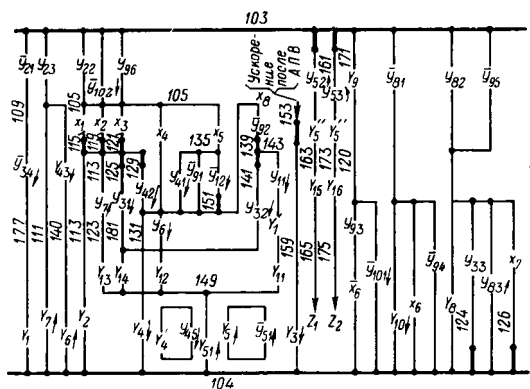


Рис. 1. Структурная схема логической части дистанционной защиты ПЗ-159А.

Реагирующие органы реле: (X_1-X_5) реле (1РС-5РС); X_6 — 8РР; X_7 — 8РН; X_8 — ускорение после АПВ; Y_1 — 17РП_н; Y_2 — 17РП_т; Y_3 — 17РП_т; Y_4 — 9РП_ф; Y_5 — 10РПВ; (Y_6-Y_8) — (6РВ-8РВ); Y_9 — 8РП_б; Y_{10} — 8РП_н; ($Y_{11}-Y_{14}$) — (11РУ-16РУ); Z_1 и Z_2 — выходы защиты.

ного постоянного тока можно также определить, какая обмотка закорочена);

при наличии токоограничивающих сопротивлений для обмоток указываются неисправности: обрыв и короткое замыкание, но электрически они неразличимы (если не замеряется ток в цепи), так как и в том и в другом случае реле находится всегда в отпущенном состоянии;

для реле времени указываются два типа неисправностей: снижение и увеличение выдержки времени. В отдельных случаях возможна также детализация неисправностей реле времени, вызывающих изменения выдержек.

Таблица 1

Реакция защиты	Двоичный код реакции защиты			Десятичный эквивалент двоичного кода
	2 ^а	2 ¹	2 ⁰	
$t_{ср1} = (t^I \pm \Delta t_1)$	0	0	1	1
$t_{ср2} = [t^{II} - \Delta t_2] - (t^I + \Delta t_1)$	0	1	0	2
$t_{ср3} = (t^{II} \pm \Delta t_2)$	0	1	1	3
$t_{ср4} = [(t^{III} - \Delta t_3) - (t^{II} + \Delta t_2)]$	1	0	0	4
$t_{ср5} = (t^{III} \pm \Delta t_3)$	1	0	1	5
$t_{неср} > (t^{III} + \Delta t_3)$	1	1	0	6

Следует учитывать при составлении списка неисправностей, что обрывы последовательно соединенных цепей (контактов, обмоток реле) и короткое замыкание параллельно соединенных цепей являются электрически неразличимыми неисправностями, если реакции фиксируются только на выходе защиты. Поэтому такие неисправности при тестовом контроле локализуются с точностью до набора соответствующих цепей.

В качестве примера выберем несколько возможных неисправностей элементов схемы (рис. 1).

1. Обрыв контакта или \bar{y}_{21} или $\bar{y}_{34\downarrow}$ или обмотки реле $Y_{1\downarrow}$.
2. Короткое замыкание контакта \bar{y}_{21} .
3. Обрыв контакта y_{33} .
4. Короткое замыкание контакта y_{23} .
5. Обрыв обмотки реле $Y_{7\uparrow}$.
6. Обрыв контакта $y_{43\downarrow}$.
7. Короткое замыкание контакта $y_{43\downarrow}$.
8. Обрыв обмотки реле $Y_{6\uparrow}$.
9. Короткое замыкание контакта или y_{22} или \bar{y}_{102} или \bar{y}_{98} .
10. Обрыв контакта x_1 .
11. Обрывы контакта x_2 .
12. Обрыв контакта x_3 .
13. Короткое замыкание контакта или x_1 или x_2 или x_3 .
14. Обрыв обмотки реле Y_2 .
15. Обрыв контакта $y_{7\uparrow}$.
16. Короткое замыкание контакта $y_{7\uparrow}$.
17. Обрыв обмотки реле Y_{13} .

18. Короткое замыкание обмотки реле Y_{13} .

19. Обрыв контакта $y_{31\downarrow}$.

20. Короткое замыкание контакта $y_{31\downarrow}$.

21. Обрыв обмотки реле Y_{14} .

2. Обрыв или контакта $y_{11\downarrow}$ или обмотки реле Y'_{11} или обмотки реле Y_{11} .

1. Обрыв или контакта $y_{52\uparrow}$ или обмотки реле Y''_{15} или обмотки реле Y_{15} .

К-3. Снижение выдержки времени реле $Y_{6\uparrow}$.

К-2. Увеличение выдержки времени реле $Y_{6\uparrow}$.

К-1. Снижение выдержки времени реле $Y_{7\uparrow}$.

К. Увеличение выдержки времени реле $Y_{7\uparrow}$.

В конце списка приведены неисправности реле времени, заключающиеся в самопроизвольном изменении выдержек времени. Подобные неисправности могут вызвать, например, утрату защитой функции несрабатывания при внешних коротких замыканиях.

Строится таблица неисправностей (табл. 2) в предположении, что в схеме защиты одновременно может существовать только одна неисправность из составленного списка. (Под этим следует понимать также и одновременную неисправность нескольких элементов защиты).

В первом слева столбце перечислены возможные режимы работы защищаемого объекта, во втором проставлены условные обозначения входных воздействий $a_i \in A$ ($i=0, 1, 2, \dots, r$). Под символом a_i понимается совокупность параметров, характеризующих i -й режим работы защищаемого объекта. В верхней строке проставлены номера неисправностей j ($j=1, 2, \dots, k$) из списка. В столбцах таблицы, начиная с третьего слева, проставляются десятичные эквиваленты кодов реакций защиты (см. табл. 1) на подачу входных воздействий $a_i \in A$. В дальнейшем будем называть эти десятичные цифры кодами реакций защиты. В третьем столбце проставлены коды реакций исправной защиты, в четвертом — коды реакций защиты при первой неисправности из списка, в пятом — при второй неисправности и т. д.

Заполняются клетки таблицы следующим образом: на пересечении i -й строки и j -го столбца проставляется код реакции защиты, имеющей j -ю неисправность при подаче на главные органы входного воздействия a_i . Практически реакции защиты определяются путем анализа схемы, в которую вводится рассматриваемая неисправность и подаются поочередно все входные воздействия. Рассмотрим, например, заполнение первого столбца, соответствующего первой неисправности. Подача входного воздействия a_0 и наблюдение за состоянием выхода Z_1 (Z_2) в течение времени $t > (t^{III} + \Delta t_3)$ показывает, что состояние выхода остается неизменным, поэтому на пересечении первого столбца и строки a_0 ставится код реакции $t_{неср}$ —6.

При подаче воздействия a_1 состояние выхода Z_1 (Z_2) защиты изменится в момент времени t , при этом $(t^I + \Delta t_1) < t < (t^{II} - \Delta t_2)$, так как из-за обрыва контакта \bar{y}_{21} или контакта $\bar{y}_{34\downarrow}$ или обмотки реле $Y_{1\downarrow}$

реле $Y_{1\downarrow}$ находится в отпущенном состоянии и цепь отключения с выдержкой времени первой ступени разорвана замыкающим контактом $y_{11\downarrow}$. Сигнал на отключение подается с выдержкой времени $t = t^{II} \pm \Delta t_2 - t_{\text{возвр}Y_{1\downarrow}}$, т. е. в момент времени из интервала $t_{\text{ср}2}$, следовательно, на пересечении первого столбца и строки a_1 ставится код реакции $t_{\text{ср}2}-2$. На пересечении первого столбца и строки a_2 также ставится код реакции $t_{\text{ср}2}-2$, так как имитируется симметричное короткое замыкание во второй зоне, но из выдержки времени второй ступени

$$t^{II} = t_{\text{ср}(X_1-X_3)} + t_{\text{ср}Y_3} + t_{\text{возвр}Y_{1\downarrow}} + \\ + t_{\text{ср}(X_4-X_5)} + t_{\text{ср}Y_{4\downarrow}} + t_{Y_{6\uparrow}} + t_{\text{ср}Y_{5\uparrow}}$$

исключается время $t_{\text{возвр}Y_{1\downarrow}} = (0,22 - 0,28) \text{ сек.}$

Анализируя работу защиты при подаче на ее главные органы поочередно всех входных воздействий из подмножества А, заполним кодами реакций все клетки столбца 1. Аналогично заполняются столбцы 2, 3, 4 и т. д.

Любая неисправность из списка будет обнаружена и локализована при тестовом контроле, если коды реакций защиты в столбце табл. 2, соответствующем рассматриваемой неисправности, отличаются от кодов реакций исправной защиты и защиты, имеющей другие неисправности, хотя бы при одном входном воздействии a_i из подмножества А. Для определения различимости неисправностей

проводится сравнение каждого столбца табл. 2 со всеми остальными столбцами. В результате получим несколько групп неразличимых неисправностей. Неразличимыми являются неисправности (столбцы): 9, 13, 18 и при отсутствии входного воздействия a_{13} , также 19, 21. Одновременно эти столбцы неразличимы со столбцом 0, соответствующим исправной защите, т. е. выбранные входные воздействия при наличии перечисленных неисправностей не обеспечивают полной проверки работоспособности защиты.

Разбить группу неразличимых неисправностей на более мелкие группы (до единичных неисправностей) можно двумя способами.

1. Таблица неисправностей дополняется входными воздействиями, характеризующими более сложные режимы работы защищаемого объекта. В отдельных случаях может потребоваться изменение схемы защиты с помощью перемычек. Для группы неразличимых неисправностей может быть построена дополнительная таблица, при составлении которой могут быть использованы как входные воздействия из исходной таблицы неисправностей, так и дополнительные. В этих случаях контроль проводится в два этапа: а) вначале с помощью перемычек восстанавливается состояние схемы, для которого построена основная таблица неисправностей и контроль проводится в соответствии с этой таблицей; б) затем, если обнаружена неисправность группы неразличимых неисправностей, проводится контроль в соответствии с таблицей, построенной

Таблица 2

Режим работы защищаемого объекта		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	...	(j-2)	(j-1)	...	(k-3)	(k-2)	(k-1)	(k-1)'	(k-1)''	k		
Симметрич- ное корот- кое замыка- ние	Нормальный режим		a_0	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6	...	6	6	...	6	6	6	6	6	6		
		в I зоне	a_1	1	2	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	...	2	6	...	1	1	1	1	1	1		
		во II зоне	a_2	3	2	5	6	1	3	5	2	5	3	3	3	3	6	3	1	3	3	3	1	3	...	3	6	...	2	4	3	3	2	3	
		в III зоне	a_3	5	5	5	6	1	6	5	5	5	5	5	5	5	6	6	1	6	5	5	1	5	...	5	6	...	5	5	4	3	2	6	
	в I зоне	AB	a_4	1	2	1	1	1	1	1	1	1	6	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	...	2	6	...	1	1	1	1	1	1		
		BC	a_5	1	2	1	1	1	1	1	1	1	6	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	...	2	6	...	1	1	1	1	1	1		
		CA	a_6	1	2	1	1	1	1	1	1	1	1	6	1	1	1	1	1	1	1	1	1	...	2	6	...	1	1	1	1	1	1		
	во II зоне	AB	a_7	3	2	5	6	1	3	5	2	5	3	6	2	2	3	6	3	1	3	3	3	1	3	...	3	6	...	2	4	3	3	2	3
		BC	a_8	3	2	5	6	1	3	5	2	5	3	2	6	2	3	6	3	1	3	3	3	1	3	...	3	6	...	2	4	3	3	2	3
		CA	a_9	3	2	5	6	1	3	5	2	5	3	2	2	6	3	6	3	1	3	3	3	1	3	...	3	6	...	2	4	3	3	2	3
в III зоне	AB	a_{10}	5	5	5	6	1	6	5	5	5	5	6	5	5	5	6	6	1	6	5	5	1	5	...	5	6	...	5	5	4	3	2	6	
	BC	a_{11}	5	5	5	6	1	6	5	5	5	5	5	6	5	5	6	6	1	6	5	5	1	5	...	5	6	...	5	5	4	3	2	6	
	CA	a_{12}	5	5	5	6	1	6	5	5	5	5	5	5	6	5	6	6	1	6	5	5	1	5	...	5	6	...	5	5	4	3	2	6	
Ускорение III ступени после АПВ		a_{13}	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	5	1	5	...	1	6	...	1	1	1	1	1	1		

для этой группы (в качестве примера в табл. 2 до-
бавлено входное воздействие a_{13} , при подаче кото-
рого на защиту из группы неразличимых неисправ-
ностей 0, 9, 13, 18, 19, 21 выделяются неисправности
19 и 21 (код реакции 5).

2. Используется дополнительная информация от
элементов проверяемой защиты, например, от ука-
зательных реле и контроль в статическом режиме.
Так, если в результате проведения тестового кон-
троля обнаружилось, что в защите имеется неис-
правность из группы 0, 9, 13, 18 и не сработало ука-
зательное реле Y_{13} , значит обнаружена 18 неисправ-
ность, а замером напряжения между точками 104—
105 и 103—105 при входном воздействии a_0 выде-
ляются 9 и 13 неисправности соответственно.
В большинстве случаев, если группа неразличимых
неисправностей включает в себя 2—4 номера столб-
цов, среди которых нет номера столбца, соответст-
вующего исправной защите, дальнейшее разбиение
этой группы нецелесообразно, так как время про-
верки вручную цепей, в одной из которых имеется
неисправность, будет меньше времени проведения
дополнительного теста.

Построенная таблица неисправностей (табл. 2)
минимизируется путем объединения столбцов, соот-
ветствующих неразличимым неисправностям. После
минимизации получается сокращенная таблица не-
исправностей (табл. 3), по которой при тестовом
контроле можно определить место (в худшем слу-
чае до нескольких цепей) и характер любой неис-
правности из списка.

Может быть проведена также минимизация чи-
сла строк таблицы способом, описанным в [Л. 5],
но эта операция очень трудоемка и не дает ощути-
мого результата, так как число имитируемых ре-
жимов работы защищаемого объекта r , равное чи-
слу строк таблицы неисправностей, мало и при пра-
вильном выборе режимов тест, полученный из мини-
мизированной таблицы, близок к минимальному.

Кроме неисправностей, включаемых в список и
являющихся устойчивыми в защите, могут иметь
место перемеживающиеся неисправности. Напри-
мер, при полных профилактических проверках ди-
станции защиты требуется проверка при напря-
жении в цепях оперативного постоянного тока $U =$
 $= 0,8U_{\text{ном}}$. В этой ситуации отдельные реле защиты,
имеющие отклонения параметров срабатывания или
возврата, могут работать неправильно и при тестовом
контроле эти отклонения будут обнаружены и
зафиксированы как неисправности из составленного
списка. Например, несрабатывание реле при подаче
на его обмотку напряжения, равного $0,8U_{\text{ном}}$, будет
зафиксировано как неисправность j —обрыв контак-
та в цепи включения реле и обрыв обмотки реле.
Проверкой же при $U = U_{\text{ном}}$ эта неисправность не
обнаруживается, если напряжение срабатывания ре-
ле меньше $U_{\text{ном}}$. Наиболее вероятные перемеживаю-
щиеся неисправности могут быть учтены и локали-
зованы при тестовом контроле, если эти несправ-
ности включить в отдельную подтаблицу либо если
столбцы основной таблицы неисправностей, соответ-
ствующие этим неисправностям, дополнить приме-

Таблица 3

Режим работы защищаемого объекта		0, 9, 13, 18	1	2, 6, 8	3, 14	4, 13, 20	5, 15, 17, 2	7, (k-3)	10	11	12	19, 21	...	(j-2)	(j-1)	...	(k-2)	(k-1)	(k-1)'	(k-1)''
Симметрич- ное корот- кое замы- кание	Нормальный режим	a_0	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6	...	6	6	...	6	6	6	6
	в I зоне	a_1	1	2	1	1	1	1	1	1	1	1	...	2	6	...	1	1	1	1
	во II зоне	a_2	3	2	5	6	1	3	2	3	3	3	...	3	6	...	4	3	3	2
	в III зоне	a_3	5	5	5	6	1	6	5	5	5	5	...	5	6	...	5	4	3	2
Несимметричное короткое замыкание	в I зоне	AB	a_4	1	2	1	1	1	1	6	1	1	...	2	6	...	1	1	1	1
		BC	a_5	1	2	1	1	1	1	1	6	1	...	2	6	...	1	1	1	1
		CA	a_6	1	2	1	1	1	1	1	6	1	...	2	6	...	1	1	1	1
	во II зоне	AB	a_7	3	2	5	6	1	3	2	6	2	...	3	6	...	4	3	3	2
		BC	a_8	3	2	5	6	1	3	2	2	6	...	3	6	...	4	3	3	2
		CA	a_9	3	2	5	6	1	3	2	2	6	...	3	6	...	4	3	3	2
	в III зоне	AB	a_{10}	5	5	5	6	1	6	5	6	5	...	5	6	...	5	4	3	2
		BC	a_{11}	5	5	5	6	1	6	5	6	5	...	5	6	...	5	4	3	2
		CA	a_{12}	5	5	5	6	1	6	5	5	6	...	5	6	...	5	4	3	2
	Ускорение III ступени после АПВ	a_{13}	1	1	1	1	1	1	1	1	1	5	...	1	1	...	1	1	1	1

Таблица 4

Код неисправности	Название неисправности	Дополнительные операции; источники дополнительной информации	
6111111111111	4. Короткое замыкание контакта 17 РП _{т3} 16. Короткое замыкание контакта 7 РВ 20. Короткое замыкание контакта 17 РП _{д1}		
61221112222221	($k-1$)'. Снижение выдержки времени реле 7РВ — $t^I < t_{7РВ} < t^{II}$		
61251112225551	7. Короткое замыкание контакта 9 РП _{ф3} ($k-3$). Снижение выдержки времени реле 6РВ $t^I < t_{6РВ} < t^{II}$		
61331113333331	($k-1$)'. Снижение выдержки времени реле 7РВ — $t^{II} = t_{7РВ} < t^{III}$		
61341113334441	($k-1$). Снижение выдержки времени реле 7РВ — $t^{II} < t_{7РВ} < t^{III}$		
61351113335551	0. Защита исправна 9. Короткое замыкание или контакта 17 РП _{т2} , или контакта 8 РП _{в2} , или контакта 8 РП _{г6} 13. Короткое замыкание или контакта 1 РС, или контакта 2 РС, или контакта 3 РС 18. Короткое замыкание обмотки реле 13 РУ	Замер напряжения $U_{104-105}$ при входном воздействии a_0 Замер напряжения $U_{103-105}$ при входном воздействии a_0 Проверить, сработало ли реле 13 РУ	Порядок выполнения операции по устранению обнаруженной неисправности, необходимые для этого инструменты, приборы и т. д.
...	
61551115555551	2. Короткое замыкание контакта 17 РП _{т1} 6. Обрыв контакта 9 РП _{ф3} 8. Обрыв обмотки реле 6 РВ	...	
...	
66666666666661	($j-1$). Обрыв или контакта 10 РПВ2, или обмотки реле 10 РПВТ, или обмотки реле 15 РУ	...	

чаниями с указанием условий проведения контроля, при которых эти неисправности обнаруживаются, и условий, при которых они не обнаруживаются.

Ситуации, когда после проведения операций тестового контроля невозможно дать однозначный ответ о характере и месте неисправности в защите из-за несовпадения результатов контроля с данными таблицы неисправностей, могут возникнуть также в результате ошибок эксплуатационного персонала в процессе проведения контроля. Поэтому для повышения достоверности тестового контроля осуществляется многократное проведение теста.

Обработка результатов тестового контроля устройств релейной защиты. В результате проведения тестового контроля защиты, заключающегося в подаче входных воздействий, фиксации реакций защиты в виде моментов времени изменения состояния ее выхода и кодировании реакций, получается последовательность цифр, образующих r — разрядное десятичное число, где r — число строк таблицы неисправностей.

Если в защите имеется j -я неисправность и подача входных воздействий a_i производится в строгой последовательности, задаваемой вторым слева столбцом таблицы неисправностей при рассмотрении его сверху вниз, то число, составленное из кодов реакций защиты, записанных в порядке их фиксации будет точно равно числу, записанному в j -м столбце. В дальнейшем будем называть это число кодом неисправности. Таким образом,

полученная последовательность кодов реакций защиты дает код неисправности, по которому с помощью таблицы определяется эта неисправность. Но пользование таблицей, особенно при большом числе строк и столбцов, затруднительно, поэтому преобразуем таблицу в каталог неисправностей. Примерная форма каталога приведена в виде табл. 4. В первом слева столбце проставлены в порядке возрастания коды неисправностей, во втором — названия неисправностей, в третьем перечислены дополнительные операции и источники дополнительной информации, позволяющей выделить из групп неразличимых неисправностей единичные неисправности или более мелкие группы, в четвертом перечислены операции и последовательность их выполнения при устранении обнаруженных неисправностей, необходимые для этого инструменты, приборы и т. д.

Составленный однажды каталог неисправностей защиты определенного типа является руководством при проведении проверок защит данного типа и по мере накопления данных о повреждаемости элементов защиты или при изменении ее схемы может быть скорректирован.

Процесс обработки результатов тестового контроля может быть автоматизирован с помощью устройства, блок-схема которого приведена на рис. 2.

Входные воздействия, имитирующие различные режимы работы защищаемого объекта, формируются в испытательном устройстве ИУ и подаются на

главные органы проверяемой релейной защиты $PЗ$. Одновременно от $ИУ$ подается сигнал на запуск датчика времени $ДВ$ и двоичный код входного воздействия a_i в логический блок $ЛБ$.

Датчик времени $ДВ$ состоит из генератора импульсов $ГИ$, в качестве которого служит мультивибратор с температурной стабилизацией, распределителя импульсов с двоичным счетчиком и трехступенчатый диодный дешифратор, шифратора реакций $PЗ$ и переключателей, с помощью которых устанавливаются интервалы времени $t_{ср1}$, $t_{ср2}$, ..., $t_{срh}$, $t_{неср}$ и электронных ключей. Период генератора импульсов выбирается из соотношения $t_{ГИ} \leq \Delta t_i$ и может быть принят 0,02—0,03 сек. Для отсчета выдержек времени порядка 5—8 сек потребуется распределитель, состоящий из восьмиразрядного двоичного счетчика и диодного дешифратора на 256 выходов. В качестве шифратора реакций защиты используется g -разрядный двоичный счетчик.

Логический блок $ЛБ$ состоит из дешифратора двоичных кодов реакций защиты на $(h+1)$ -й выход, дешифратора двоичных кодов входных воздействий на r выходов, $r(h+1)$ -разрядных регистров и наборного контактного поля, управляемого перфокартой.

Работает устройство следующим образом. Входное воздействие от $ИУ$ подается на проверяемую $PЗ$, одновременно от $ИУ$ подается сигнал на запуск $ДВ$ и двоичный код входного воздействия a_i в $ЛБ$. На выходах распределителя $ДВ$ последовательно через время $t_{ГИ}$ появляются сигналы. С помощью переключателей выбираются выходы распределителя, фиксирующие начала и концы интервалов $t_{ср1}$, $t_{ср2}$, ..., $t_{срh}$, $t_{неср}$, и соединяются со входом шифратора.

При изменении состояния выхода $PЗ$ с 0 на 1 подается запрещающий сигнал на входной электронный ключ — поступление импульсов от $ГИ$ на распределитель прекращается. В шифраторе оказывается записанным код реакции защиты. Например, если сигнал на выходе $PЗ$ появился в интервале $(t^H \pm \Delta t_2)$, то в шифраторе зафиксируется двоичное число 011, кодирующее реакцию защиты $t_{ср3}$. Разрешающий сигнал с выхода $PЗ$ поступает на выходные электронные ключи $ДВ$, и двоичное число с выхода шифратора реакций поступает в $ЛБ$. В зависимости от кода входного воздействия a_i и кода реакции защиты с помощью дешифраторов выбирается i -й регистр, и в разряд его, соответствующий реакции, код которой поступает от $ДВ$, записывается единица. После снятия входного воздействия a_i схема устройства возвращается (кроме регистров) в исходное состояние и может подаваться следующее входное воздействие. Следует заметить, что воздействия можно подавать в любой последовательности. После проведения полного теста на регистрах записывается r -разрядное число — код неисправности. Это число подается на наборное поле, на которое наложена перфокарта, соответствующая данному типу защиты. С наборного поля сигналы

подаются на цифровые индикаторные лампы, фиксирующие порядковый номер по каталогу неисправности. Устройство имеет сравнительно простую структуру, легко может быть проверено и при выполнении его на интегральных логических схемах обладает высокой надежностью, имеет малые габариты и вес.

Оптимизация тестового контроля позволит значительно сократить время, в течение которого защищаемый объект остается в работе с неполноценной защитой. Это время

$$t_{\text{пр max}} = t_{\text{г.орг}} + t_{\text{уст.неиспр}} + (t_{\text{неспр}} + t_{\text{сч}} + t_{\text{всп}})l,$$

где $t_{\text{пр max}}$ — максимальное время проверки; $t_{\text{г.орг}}$ — время проверки главных органов защиты; $t_{\text{сч}}$ — время, затрачиваемое на считывание и запись номера неисправности; $t_{\text{всп}}$ — время вспомогательных операций (подготовка к проведению контроля, переключения в схеме защиты и т. д.); l — кратность проведения теста; $t_{\text{уст.неиспр}}$ — время устранения обнаруженных неисправностей.

Автоматическое устройство обработки результатов тестового контроля применимо для проверки защит любого типа. Для перенастройки устройства требуется сменить лишь перфокарту в логическом блоке.

Литература

1. Смирнов Э. П., Влияние профилактического контроля на результирующую надежность релейной защиты, «Электричество», 1968, № 4.
2. Рипс Я. А., Расчет эксплуатационной надежности релейной защиты, «Электричество», 1968, № 4.
3. Барзам А. Б., Отклик на статью Э. П. Смирнова, «Электричество», 1967, № 8.
4. Фабрикант В. А., О применении теории надежности к оценке устройств релейной защиты, «Электричество», 1965, № 9.
5. Чегис И. А. и Яблонский С. В., Логические способы контроля работы электрических схем, Труды математического института им. В. А. Стеклова, т. 51, Изд. АН СССР, 1958.
6. Карибский В. В. и др., Техническая диагностика комбинационных устройств, сб. «Абстрактная и структурная теория релейных устройств», изд-во «Наука», 1966.
7. Верзаков Г. Ф. и др., Введение в техническую диагностику, изд-во «Энергия», 1968.
8. Гилл А., Введение в теорию конечных автоматов, изд-во «Наука», 1966.
9. Федосеев А. М., Основы релейной защиты, Госэнергоиздат, 1961.
10. Лазарев В. Г. и Пийль Е. И., Синтез асинхронных конечных автоматов, изд-во «Наука», 1964.
11. Гаврилов М. А., Теория релейной-контактных схем, Изд. АН СССР, 1950.

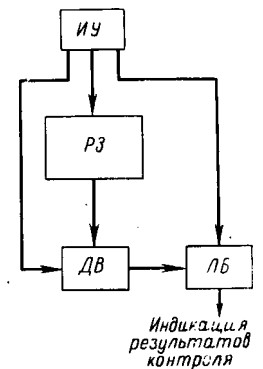


Рис. 2. Блок-схема устройства автоматической обработки результатов тестового контроля.



Расчет перенапряжений в обмотках трансформаторов с вводом или нейтралью в середине высоты

Канд. техн. наук А. К. ЛОХАНИН

Всесоюзный электротехнический институт им. В. И. Ленина

В настоящее время трансформаторы классов напряжения 220 кВ и выше имеют обычно ввод в середину высоты обмотки ВН. Импульсные перенапряжения в таких обмотках имеют особенности по сравнению с перенапряжениями в обмотках с вводом на конце, в том числе из-за влияния токов соседней полуобмотки. Качественное объяснение этих особенностей с точки зрения волновой картины процесса дано в [Л. 1]. Там же предложен эмпирический коэффициент, учитывающий изменение перенапряжений в продольной изоляции для обмоток с вводом в середину при расчете волновым методом.

Широкое использование методов численного анализа, внедрение ЭВМ позволило подойти к достаточно полному расчету перенапряжений [Л. 2]. Однако в [Л. 2] взаимная индуктивность полуобмоток не учитывалась и расчет велся как для обмотки с вводом на конце.

Примем те же основные допущения, что и в [Л. 2].

1. Обмотка представляется в виде схемы замещения (рис. 1), характеризуемой индуктивностью элемента M_0 и его взаимной индуктивностью с другими элементами, емкостью элемента на землю C , продольной емкостью K и активным сопротивлением элемента r .

2. В качестве элемента рассматривается катушка или пара катушек (в обмотках с переплетением витков).

3. Влияние вторичной обмотки и сердечника не учитывается.

4. Характер изменения взаимной индуктивности имеет вид:

$$M(x, s) = M_0 e^{-\lambda l(x, s)},$$

где λ — постоянная, определяемая геометрией магнитной системы; $l(x, s)$ — расстояние между магнитно-связанными элементами (методика расчета этих параметров изложена в [Л. 2]).

5. Достаточно большое число элементов.

Примем длину каждой полуобмотки равной единице и отнесем все параметры к ее длине. Поскольку процессы в каждой половине обмотки одинаковы, т. е. $i_1(s) = i_2(-s)$, достаточно рассмотреть их только в одной полуобмотке, например правой (рис. 1).

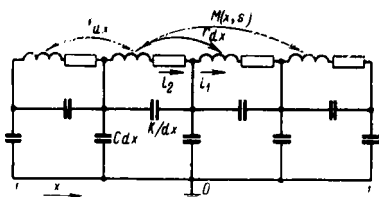


Рис. 1. Схема замещения обмотки.

Изменение характера индуктивной связи при наличии второй полуобмотки:

$M(x, s) = M_0 e^{-\lambda \{ |x-s| + x+s \}}$, где $0 \leq x, s \leq 1$, по сравнению с $M(x, s) = M_0 e^{-\lambda |x-s|}$ в [Л. 2] видоизменяет уравнение электрического равновесия в полуобмотке. Опустив индексы перед u и i , имеем:

$$\left. \begin{aligned} -\frac{\partial i}{\partial x} &= C \frac{\partial u}{\partial t} - K \frac{\partial^2 u}{\partial x^2 \partial t}; \\ -\frac{\partial u}{\partial x} &= M_0 \int_0^1 e^{-\lambda \{ |x-s| + x+s \}} \frac{\partial i}{\partial t} ds + ri, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где u и i — ток и напряжение в точке x ; s и x — текущие координаты; t — время.

После применения преобразования Лапласа к системе уравнений (1), учитывая при этом нулевые начальные условия, повышение порядка системы (1) путем ее дифференцирования по x и разрешения относительно u , приходим к дифференциальному уравнению четвертого порядка:

$$\frac{1+rKp}{2\lambda M_0} \frac{d^4 u}{dx^4} - \left[\frac{r(C+K\lambda^2)}{2\lambda M_0} + Kp + \frac{\lambda}{2pM_0} \right] \frac{d^2 u}{dx^2} + \left(1 + \frac{r\lambda}{2pM_0} \right) Cpu = 0. \quad (2)$$

Уравнение (2) тождественно уравнению для обмотки с вводом на конце [Л. 2].

Общее решение для напряжения имеет вид:

$$u(x, p) = A_1 \sin v_1 x + A_2 \cos v_1 x + A_3 \operatorname{sh} v_2 x + A_4 \operatorname{ch} v_2 x, \quad (3)$$

где v_1 и v_2 — корни характеристического уравнения

$$[1 + \frac{rKp}{2\lambda M_0}] v^4 - [rp(C+K\lambda^2) + 2\lambda KM_0 p^2 + \lambda^2] v^2 + [2M_0 p + r\lambda] Cp\lambda = 0. \quad (4)$$

Если пренебречь затуханием, то

$$p^2 = \frac{v_1^2 v_2^2}{2\lambda C M_0}, \quad v_1^2 = \frac{\gamma^2 (\lambda - v_2^2)}{\gamma^2 - v_2^2}, \quad \gamma^2 = \frac{C}{K}. \quad (5)$$

Уравнения (3) должны полностью удовлетворять исходной системе (1). Это налагает две связи на коэффициенты A_i :

$$\begin{aligned} A_1 e^{-\lambda} v_1 (\lambda \cos v_1 - v_1 \sin v_1) + A_2 [2v_1^2 - e^{-\lambda} v_1 (\lambda \sin v_1 + v_1 \cos v_1)] + A_3 e^{-\lambda} v_2 (\lambda \operatorname{ch} v_2 + v_2 \operatorname{sh} v_2) - \\ - A_4 [2v_2^2 - e^{-\lambda} v_2 (\lambda \operatorname{sh} v_2 + v_2 \operatorname{ch} v_2)] = 0, \quad (6) \\ A_1 v_1 (\lambda \cos v_1 - v_1 \sin v_1) - A_2 v_1 (\lambda \sin v_1 + v_1 \cos v_1) + \\ + A_3 v_2 (\lambda \operatorname{ch} v_2 + v_2 \operatorname{sh} v_2) + A_4 v_2 (\lambda \operatorname{sh} v_2 + v_2 \operatorname{ch} v_2) = 0. \quad (7) \end{aligned}$$

Следует отметить, что уравнение (7) тождественно соответствующему уравнению для случая ввода на конце [Л. 2], однако уравнение (6) изменилось, что учитывает влияние второй половины обмотки на колебания в первой.

Остальные две связи даются граничными условиями задачи:

$$A_2 + A_4 = u(1, p). \quad (8)$$

$$A_1 \sin v_1 + A_2 \cos v_1 + A_3 \operatorname{sh} v_2 + A_4 \operatorname{ch} v_2 = u(0, p). \quad (9)$$

В случае ввода в середину обмотки $u(1, p) = 0$; $u(0, p) = u_{\text{ввод}}$, в случае нейтрали в середине обмотки $u(1, p) = u_{\text{ввод}}$, $u(0, p) = 0$.

Таким образом, получаем:

$$A_i = \frac{D_i}{\Delta}, \quad (10)$$

где Δ — определитель системы (6)–(9); корни определителя v — пространственные частоты обмотки; D_i — определитель, получающийся из Δ заменой столбца, составленного из коэффициента при A_i , столбцом, составленным из свободных членов.

Так же, как и в случае ввода на конце обмотки при неограниченном росте v_1 значение v_2 стремится к конечному пределу, равному γ . Определитель Δ стремится к значению $2v_1^4 \sin v_1 \operatorname{sh} \gamma$, а корни Δ — $k\pi k$, где k — номер корня.

Применяя обратное преобразование Лапласа к выражению (3), получим для случая воздействия прямоугольной бесконечно длинной волны:

$$u(x, t) = u_{\text{к.с}} + 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{D_1 \sin v_{1k} x + D_2 \cos v_{1k} x + D_3 \operatorname{sh} v_{2k} + D_4 \operatorname{ch} v_{2k} x}{\Delta'(\omega_k)} \times e^{-\delta_k t} \cos \omega_k t, \quad (11)$$

где $\Delta'(\omega_k) = \frac{d\Delta}{dp} \Big|_{p=p_k=j\omega_k}$; δ_k — параметр затухания [Л. 2]; $u_{\text{к.с}}$ — квазистационарное распределение напряжения.

В случае ввода в середину обмотки

$$u_{\text{к.с}} = 1 - \frac{2x\lambda - e^{-\lambda(1-x)} + e^{-\lambda(1+x)}}{2\lambda - 1 + e^{-2\lambda}}. \quad (12)$$

Это выражение аналогично выражению, полученному в [Л. 1]. В случае нейтрали в середине

$$u_{\text{к.с}} = \frac{2x\lambda - e^{-\lambda(1-x)} + e^{-\lambda(1+x)}}{2\lambda - 1 + e^{-2\lambda}}. \quad (13)$$

На рис. 2 приведены для сопоставления квазистационарные распределения в обмотках с вводом в середину, с нейтралью в середине и без учета влияния соседней полуобмотки (случай ввода на конце). Для расчета при воздействии волны произвольной формы можно, например, воспользоваться интегралом Диамеля (см. приложение).

По изложенной методике на ЭВМ «Минск-22» были проведены расчеты для модели катушечной обмотки трансформатора класса 220 кВ с вводом в середину обмотки или имеющей нейтраль в середине. Для сопоставления по методике [Л. 2] были проведены расчеты и измерения для той же модели без учета влияния второй полуобмотки.

В табл. 1 приведены результаты измерений и расчета собственных частот обмотки, а в табл. 2 — результаты измерений и расчета максимальных воздействий на некоторых участках в тех же обмотках при воздействии стандартной полной волны.

Как видно, различие в собственных частотах имеет место практически только до третьей собственной частоты. Уменьшение взаимного влияния полуобмоток с повышением номера гармоники может быть объяснено, исходя из пространственного распределения токов свободных колебаний. Чем выше номер гармоники тока, тем в большей степени поле, связанное с ней, концентрируется вблизи обмотки, оказывая все меньшее влияние на соседнюю полуобмотку. Для достаточно высоких гармоник полуобмотки как бы изолируются друг от друга. Подобное объяснение может также быть применено для оценки в общем случае влияния других обмоток и сердечника.

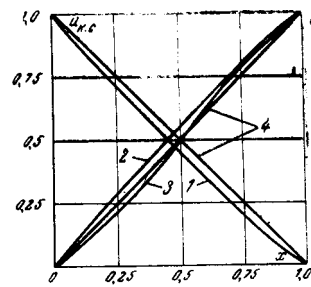


Рис. 2. Квазистационарные распределения напряжений $u_{\text{к.с}}$ для различных исполнений обмотки ВН.

1 — ввод в середину; 2 — нейтраль в середине; 3 — ввод на конце; 4 — равномерное распределение, $\lambda=0.5$.

Таблица 1

Собственные частоты обмоток, кГц (нейтраль заземлена)

Номер гармоники	Ввод на конце		Ввод или нейтраль в середине	
	Опыт	Расчет	Опыт	Расчет
1	182	185	159	154
2	363	353	353,5	335
3	563,5	540	563	524
4	780,5	730	780	715

Примечание. Расчетные параметры обмоток: $C=254$ пкФ; $\gamma=6,4$; $M_0=0,132$ еж; $\lambda=4,45$.

Результаты сопоставления перенапряжений в рассмотренных схемах показывают, что особенно заметно перенапряжения (градиенты) отличаются у нейтральных концов обмоток. В случае ввода в середину обмотки перенапряжения у нейтрали ниже, чем у нейтрали обмотки с вводом на конце. Противоположная картина имеет место для обмотки с нейтралью в середине. Перенапряжения у линейного ввода в начале переходного процесса отличаются значительно меньше вследствие слабого магнитного влияния второй половины обмотки: с увеличением крутизны волны первые «пики» перенапряжений все более определяются емкостным распределением, и величина их стремится к одному значению. Указанные особенности для обмоток с вводом в середину по сравнению с обмотками, имеющими нейтраль в середине высоты обмотки, согласуются с результатами экспериментальных исследований на реальных конструкциях [Л. 1]. В [Л. 3] эти явления объяснены с физической точки зрения.

Таким образом, решения в виде программы для ЦВМ доведены до возможности конкретных расчетов. Расчеты, проведенные для моделей обмоток, дали хорошее совпадение с опытом. Метод приго-

Таблица 2

Максимальные значения перенапряжений в обмотках (нейтраль заземлена)

Воздействие	Участок	Ввод на конце			Ввод в середине			Нейтраль в середине		
		Волна 1,5/40, мксек		Волна 0,2/40, мксек	Волна 1,5/40, мксек		Волна 0,2/40, мксек	Волна 1,5/40, мксек		Волна 0,2/40, мксек
		Опыт	Расчет	Расчет	Опыт	Расчет	Расчет	Опыт	Расчет	Расчет
Потенциалы, %	1/4 длины обмотки	102	98,9	98,5	101	96,8	95,7	110	105,5	103,6
	1/2 длины обмотки	93	93	92,4	88,5	87,3	88,4	100	100,1	101,6
Градиенты на 2 катушки, %	Начало обмотки	20,5	18,9	34,0	22	22,6	35,7	18	16,7	34,0
	Середина обмотки	16,7	17,1	21,9	14,3	14,8	17,1	15,5	17,1	21,8
	Конец обмотки	21,8	21,9	26,5	18,2	18,2	22,7	25,6	28,4	36,5

Примечание. Все величины приведены в процентах амплитуды падающей волны.

ден для применения во всем диапазоне практически встречающихся параметров обмотки и их соотношений.

Приложение. Перенапряжения при воздействии стандартных импульсных волн. Срезанную волну — наиболее общий случай стандартного воздействия — можно представить как наложение трех волн:

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= u_0 (e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}); \\ u_2 &= -u' u_0 e^{-\alpha (t-t_{cp})}; \\ u_3 &= u'' u_0 e^{-\theta (t-t_{cp})} \cos \omega_{cp} (t - t_{cp}), \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-1})$$

где $u' = u_1|_{t=t_{cp}}$; $u'' \leq u'$; u_0 — нормирующий множитель, определяемый условием равенства единице амплитуды полной импульсной волны; α, β — параметры волны; t_{cp} — время среза; ω_{cp} — частота колебаний после среза; θ — коэффициент затухания колебаний после среза.

Применяя к уравнению (П-1) и (П-1) интеграл Дюамеля в форме

$$u(x, t) = u_n(t) u(x, 0) + \int_0^t u_n(t - \tau) \frac{du(x, \tau)}{d\tau} d\tau, \quad (\text{П-2})$$

получим (пренебрегая членами второго порядка малости):

$$u(x, t) = u_{n.c} u_0 (e^{-\alpha t} - e^{-\beta t} - u' e^{-\alpha t'} + u'' e^{-\theta t'} \cos \omega_{cp} t') + 2u_0 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{H(x, \omega_k)}{\Delta'(\omega_k)} \left\{ e^{-\delta_k t} \left[\frac{(\beta^2 - \alpha^2) \omega_k}{(\alpha^2 + \omega_k^2)(\beta^2 + \omega_k^2)} \cos \omega_k t + \right. \right.$$

$$\begin{aligned} &+ \frac{(\beta - \alpha)(\omega_k^2 - \alpha\beta)}{(\alpha^2 + \omega_k^2)(\beta^2 + \omega_k^2)} \sin \omega_k t \left. \right] + \frac{\alpha^2 e^{-\alpha t}}{\omega_k (\alpha^2 + \omega_k^2)} - \\ &- \frac{\beta^2 e^{-\beta t}}{\omega_k (\beta^2 + \omega_k^2)} - e^{-\delta_k t'} \left[\frac{u' \omega_k}{(\alpha^2 + \omega_k^2)} \cos \omega_k t', - \right. \\ &- \frac{u' \alpha}{(\alpha^2 + \omega_k^2)} \sin \omega_k t' - \frac{u'' (\theta^2 + \omega_k^2 - \omega_{cp}^2)}{[\theta^2 + (\omega_k + \omega_{cp})^2]} \times \\ &\quad \times \frac{\omega_k \cos \omega_k t'}{[\theta^2 + (\omega_k - \omega_{cp})^2]} + \\ &\quad + \frac{u'' \theta (\theta^2 + \omega_k^2 + \omega_{cp}^2) \sin \omega_k t'}{[\theta^2 + (\omega_k + \omega_{cp})^2]^2 [\theta^2 + (\omega_k - \omega_{cp})^2]} \left. \right] - \frac{u' \alpha e^{-\alpha t'}}{\omega_k (\alpha^2 + \omega_k^2)} + \\ &\quad + \frac{u'' \theta \omega_k \omega_{cp} e^{-\theta t'} \sin \omega_{cp} t'}{[\theta^2 + (\omega_k + \omega_{cp})^2] [\theta^2 + (\omega_k - \omega_{cp})^2]} - \\ &\quad - \frac{u'' \omega_k (\theta^2 + \omega_k^2 - \omega_{cp}^2) e^{-\theta t'} \cos \omega_{cp} t'}{[\theta^2 + (\omega_k + \omega_{cp})^2] [\theta^2 + (\omega_k - \omega_{cp})^2]} + \frac{u'' e^{-\theta t'} \cos \omega_{cp} t'}{\omega_k} \left. \right\}. \end{aligned} \quad (\text{П-3})$$

Литература

1. Лизунов С. Д., Импульсные перенапряжения в высоковольтных трансформаторах, ВНИИЭМ, 1965.
2. Лоханин А. К., Расчет перенапряжений в катушечных обмотках трансформаторов, «Электричество», 1967, № 4.
3. Лизунов С. Д., Волны импульсных градиентов в обмотках трансформаторов, «Электричество», 1964, № 5.

[1.6.1970]



УДК 621.316.993.001.24

Сопротивление искусственных заземлителей опор линий электропередачи в неоднородной земле

Канд. техн. наук А. А. ВОРОНИНА, инж. В. М. МИШКИН,
канд. техн. наук Е. Я. РЯБКОВА и канд. техн. наук А. И. ЯКОБС

Москва

Согласно «Правилам устройства электроустановок» сопротивление (растеканию) заземляющих устройств грозозащиты опор линий электропередачи нормируется в течение грозового сезона, как правило, в пределах 10—30 ом по измерениям при токах промышленной частоты и отсоединенном тресе.

В неагрессивной земле с удельным сопротивлением $\rho < 300 \text{ ом} \cdot \text{м}$ для металлических и железобетонных опор линий электропередачи допустимая величина сопротивления может быть обеспечена использованием только естественных заземлителей (железобетонных подожников опор) или их сочетанием

с искусственными заземлителями. В земле с более высоким удельным сопротивлением ($\rho > 300 \text{ ом} \cdot \text{м}$) эта величина сопротивления обеспечивается искусственными заземлителями без учета влияния железобетонных подножников. Для воздушных линий на деревянных опорах с тросами или защитными разрядниками нормированная величина сопротивления обеспечивается только искусственными заземлителями. Они используются также на ВЛ напряжением до 1000 В.

Искусственные заземлители выполняются обычно из горизонтальных полос или из полос с вертикальными электродами. Горизонтальные полосы в большинстве случаев размещаются в виде двух и более лучей.

Некоторые виды таких заземлителей можно рассчитать с помощью коэффициентов использования [Л. 1 и 2]. Однако эти коэффициенты в однородной земле найдены для ограниченного количества конструкций заземлителей. В случае неоднородной земли коэффициенты использования имеются для еще меньшего числа типов заземлителей опор линий электропередачи. Это неизбежно приводит к значительным погрешностям при расчете сложных заземлителей, особенно в неоднородной земле.

Расчет сопротивления сложных заземлителей методом наведенного потенциала с помощью современных быстродействующих вычислительных машин позволяет получать весьма точные результаты практически для любой конструкции заземлителя в земле с двухслойной электрической структурой. Но использование средств современной вычислительной техники не всегда доступно проектным организациям. Поэтому разработка нетрудоемких инженерных методов расчета заземлителей в неоднородной земле является актуальной.

В настоящее время на основе теории подобия [Л. 3] разработан метод расчета сопротивлений железобетонных подножников опор линий электропередачи, используемых в качестве естественных заземлителей [Л. 4 и 5].

В статье излагается инженерный метод расчета сопротивления искусственных заземлителей опор линий электропередачи в земле с двухслойной электрической структурой. При этом рассматриваются основные типы заземлителей опор линий электропередачи различных размеров и конфигураций в диапазоне от простых (полоса, одиночный электрод) до наиболее сложных многолучевых заземлителей, содержащих вертикальные электроды.

Исследуемые модели — многолучевые заземлители без вертикальных электродов (число лучей $n_{\text{л}} = 2 \div 6$) и с вертикальными электродами ($n_{\text{л}} = 2 \div 4$). Размеры заземлителей: длина луча $l_{\text{л}} = 5 \div 40 \text{ м}$, длина вертикальных электродов $l_{\text{в}} = 2,5 \div 20 \text{ м}$, расстояние между ними $a = (0,25 \div 8) l_{\text{л}}$.

Неоднородность электрической структуры земли учитывалась двухслойной моделью с горизонтальной границей раздела. Отношение удельных сопротивлений верхнего и нижнего слоев составляло $\rho_1/\rho_2 = 0,01 \div 100$; толщина верхнего слоя $h = 1 \div 10 \text{ м}$; отношение толщины верхнего слоя земли к общей длине лучей

$$\frac{h}{n_{\text{л}} l_{\text{л}}} = 0,0125 \div 1.$$

Метод расчета основан на обработке и систематизации совокупности информации о конструктивных параметрах исследуемых заземлителей и их сопротивлений. Значения сопротивлений были получены расчетами на ЦВМ по алгоритму наведенного потенциала [Л. 6]. Однако по этому алгоритму можно рассчитывать заземлители только с перпендикулярным и параллельным расположением элементов. Поэтому сопротивление заземлителей с горизонтальными лучами, пересекающимися не под прямым углом (число лучей $n_{\text{л}} = 3; 5$ и 6), определялось методом физического моделирования в электролитической ванне МЭИ, наполненной водой (однородная среда). Для некоторых типов заземлителей результаты измерений сопротивления заземлителей в электролитической ванне были сопоставлены с данными расчетов на ЦВМ. Максимальные расхождения между ними не превышали 6%.

При обработке расчетных и опытных данных все конструктивные параметры и значения сопротивлений заземлителей были приведены к критериальному виду в соответствии с известными положениями теории подобия [Л. 3, 4 и 7].

Для однородной земли критерий подобия имеет вид:

$$\frac{Rl}{\rho} = \text{idem.} \quad (1)$$

В неоднородной земле для геометрически подобных заземлителей необходимо выполнить дополнительные условия, обеспечивающие соответствие геометрии и электрических параметров рассматриваемых электрических структур. В частности, в двухслойной земле:

$$\frac{\rho_1}{\rho_2} = \text{idem}; \quad \frac{h}{l} = \text{idem}, \quad (2)$$

где l — характеристический линейный размер заземлителя.

Анализ опытных и расчетных данных выявил основные и второстепенные параметры, от которых зависит сопротивление заземлителя. Основное влияние на сопротивление заземлителя оказывают удельные сопротивления верхнего и нижнего слоев, толщина верхнего слоя, число и длина лучей и вертикальных электродов. Глубина заложения заземлителя $t = 0,5 \div 1 \text{ м}$ и диаметры $d_{\text{г}}$ и $d_{\text{в}}$ горизонтальных полос и вертикальных электродов не оказывают существенного влияния. Все расчеты были выполнены при $d_{\text{г}} = d_{\text{в}} = 0,02 \text{ м}$ и $t = 0,6 \text{ м}$.

Сопrotивление многолучевых заземлителей без вертикальных электродов. На основании равенств (1), (2) и понятия об эквивалентном удельном сопротивлении земли¹ [Л. 2] расчетная формула для определения сопротивления многолучевых заземлителей имеет вид:

$$R = A \frac{\rho_{\text{э}}}{l_{\text{л}}}, \quad (3)$$

где $A = f(d_{\text{г}}/l_{\text{л}}; n_{\text{л}})$ — коэффициент (критерий) подобия, численные значения которого в зависимости

¹ Эквивалентным удельным сопротивлением земли называется удельное электрическое сопротивление однородной земли, при котором рассматриваемая электрическая характеристика (сопротивление) данного заземлителя имеет ту же величину, что и в реальной неоднородной земле.

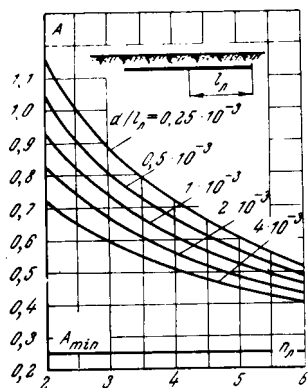


Рис. 1. Критерий подобия A для расчета сопротивления n -лучевых заземлителей без вертикальных электродов, $t=0,6$.

При увеличении числа лучей коэффициент A уменьшается. Вместе с тем увеличение числа лучей свыше пяти не приводит к существенному уменьшению коэффициента A . Оценкой «снизу» сопротивления многолучевого заземлителя может служить сопротивление диска с радиусом, равным длине луча:

$$R_{\min} = 0,25 \frac{\rho_0}{l_n}, \quad (5)$$

где 0,25 — минимальное значение коэффициента подобия A_{\min} .

При определении относительного эквивалентного удельного сопротивления земли в качестве базового принято удельное сопротивление ρ_2 нижнего слоя:

$$\frac{\rho_0}{\rho_2} = \frac{R_{\text{нл}}}{R_{\text{од}}}, \quad (6)$$

где $R_{\text{нл}}$, $R_{\text{од}}$ — вычисленные с помощью ЦВМ сопротивления заземлителя соответственно в двухслойной и однородной земле (в последнем случае $\rho_0 = \rho_2$).

Такой выбор базового удельного сопротивления объясняется тем, что с изменением времени года это удельное сопротивление, как правило, остается неизменным.

В общем случае относительное эквивалентное удельное сопротивление земли зависит от соотношения удельных сопротивлений верхнего и нижнего слоев, отношения толщины верхнего слоя и глубины заложения к характеристическому размеру заземлителя и от числа и длины горизонтальных и вертикальных элементов, а также от их взаимного расположения. Для многолучевых заземлителей без вертикальных электродов (при условии симметричного расположения лучей) эта зависимость в критериальной форме имеет вид:

$$\frac{\rho_0}{\rho_2} = f\left(\frac{\rho_1}{\rho_2}, \frac{h}{l_n}, \frac{t}{l_n}, \frac{d}{l_n}, n\right). \quad (7)$$

На рис. 2 представлена зависимость ρ_0/ρ_2 от основных параметров для двух- и четырехлучевых заземлителей (влияние отношения d/l_n не учитывалось). Сопоставление расчетных значений относительного эквивалентного удельного сопротивления земли для двух- и четырехлучевых горизонтальных заземлителей показало их близкое совпадение при одинаковых отношениях удельных сопротивлений

слоев и одинаковой относительной толщине слоя (с учетом глубины заложения) $(h-t)/nL_n$.

Расхождение между значениями ρ_0/ρ_2 по кривым рис. 2 и вычисленным с помощью ЦВМ характеристическими доверительными интервалами погрешности, найденными с доверительной вероятностью, равной 0,95 (см. таблицу). Средние расхождения невелики ($\approx 1\%$), а максимальные — не превышают 3%.

Числовые характеристики погрешности при расчете сопротивлений заземлителей

Заземлители	Расчетная формула	Количество рассматриваемых вариантов	Характеристика погрешностей*		
			$I_{m\Delta R}, \%$	$I_{\sigma\Delta R}, \%$	Максимальная погрешность
Многолучевые без вертикальных электродов в двухслойной земле ($n_n \leq 6$)	(3)	26	0,5; 1,1	0,3; 0,8	2,8
Многолучевые с вертикальными электродами в однородной земле ($n_n \leq 4$)	(8)	34	3,4; 5,6	2,4; 4,0	9,9
То же в двухслойной земле (при $\rho_1/\rho_2 = 10$)	(8)	113	6,4; 7,0	4,1; 5,5	16,7

$$* \Delta R = \frac{R - R_{\text{ЦВМ}}}{R_{\text{ЦВМ}}} 100\%.$$

Анализ погрешности дает основание использовать полученные зависимости для многолучевых заземлителей с числом лучей, отличным от исследованных. При этом для трехлучевого заземлителя погрешность, очевидно, будет меньше указанной, а для горизонтальных заземлителей с пятью и большим числом лучей несколько выше.

Из кривых рис. 2 следует, что при относительно большой толщине верхнего слоя $(h-t)/l_n n_n = 1 \div 0,125$ растекание тока с горизонтального заземлителя происходит, как и следовало ожидать, в основном в верхнем слое. Поэтому эквивалентное удельное сопротивление земли весьма близко к величине удельного сопротивления верхнего слоя $\rho_0/\rho_2 \rightarrow \rho_1/\rho_2$ или $\rho_0 \rightarrow \rho_1$. При относительно небольшой толщине верхнего слоя $(h-t)/n_n l_n < 0,125$ нижний слой оказывает более заметное влияние даже в том слу-



Рис. 2. Относительное эквивалентное удельное сопротивление земли (ρ_0/ρ_2) для расчета сопротивления растекания многолучевых горизонтальных заземлителей ($n_n \leq 4$).

чае, когда он имеет большее удельное сопротивление.

Сопротивление многолучевых заземлителей с вертикальными электродами. Сопротивление растеканию многолучевого заземлителя с вертикальными электродами определяется по формуле:

$$R = A\Delta_b \frac{\rho_a}{l_n}, \quad (8)$$

где $A\Delta_b$ — коэффициент подобия для многолучевых заземлителей с вертикальными электродами; Δ_b — коэффициент, характеризующий снижение сопротивления в зависимости от относительной длины вертикальных электродов и расстояния между ними (коэффициент Δ_b найден путем деления значений сопротивлений рассматриваемого многолучевого заземлителя с вертикальными электродами и без них).

На рис. 3 даны кривые зависимости Δ_b от геометрических параметров заземлителей. Изменение числа лучей от 2 до 4 не оказывает существенного влияния на коэффициент Δ_b , что позволило для него привести одну общую кривую. При этом в пределах от 2 до 4 лучей средняя погрешность не превышает 6%, максимальная погрешность — 10% (см. таблицу).

Ход кривых рис. 3 показывает, что сопротивление (коэффициент Δ_b) снижается с увеличением относительной длины вертикальных электродов и уменьшением относительного расстояния между ними a/l_b . При одинаковом расходе металла на вертикальные электроды $n_b l_b$ (отношение a/l_b также одинаково) эффективнее использовать более длинные электроды, так как при этом коэффициент Δ_b снижается.

Оценкой «снизу» сопротивления заземлителей с увеличением числа горизонтальных лучей и вертикальных электродов может служить сопротивление цилиндра с радиусом, равным длине луча ($r = l_n$) и высотой, равной длине вертикального электрода ($H = l_b$):

$$\left. \begin{aligned} R_{\min} &= k \frac{\rho_a}{l_n} \text{ при } l_n < l_b; \\ R_{\min} &= k \frac{\rho_a}{l_b} \text{ при } l_n > l_b, \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

где $k = f(r, H)$ — минимальное числовое значение коэффициента подобия:

l_b/l_n	0,1	0,3	0,5	0,8	1	2	3	4	6	8
k	0,23	0,21	0,19	0,17	0,16	0,22	0,29	0,33	0,39	0,45

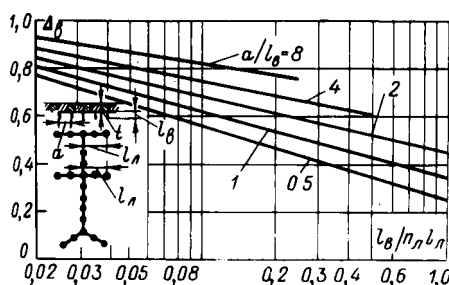


Рис. 3. Коэффициент Δ_b , учитывающий влияние вертикальных электродов на уменьшение сопротивления растеканию многолучевых заземлителей ($n_n \leq 4$).

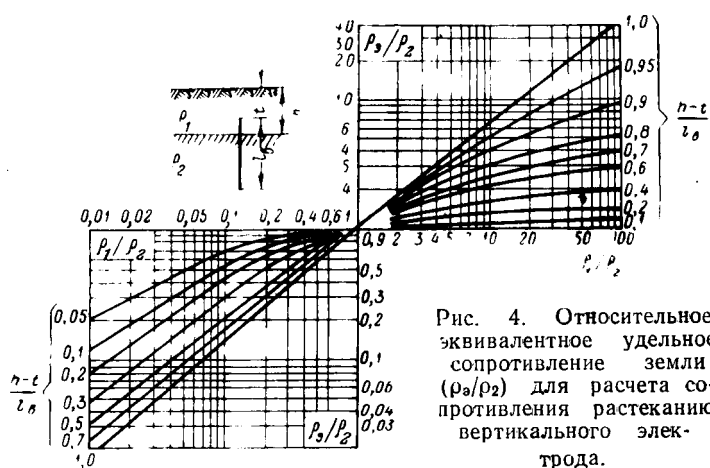


Рис. 4. Относительное эквивалентное удельное сопротивление земли (ρ_a/ρ_2) для расчета сопротивления растеканию вертикального электрода.

Оценка «снизу» является удобным способом ориентировочного выбора размеров заземлителя без его точного расчета. Так, например, следует выбрать заземлитель для переходной опоры в однородной земле при удельном сопротивлении, равном $200 \text{ ом} \cdot \text{м}$. Нормированная величина сопротивления ($R_{\text{доп}}$) составляет 15 ом . Предполагается выполнить четырехлучевой заземлитель с вертикальными электродами при $l_n = 20 \text{ м}$ и $l_b = 2,5 \text{ м}$. Для $l_b/l_n = 0,125$ коэффициент k равен $0,23$. Согласно (9) значение R_{\min} составляет 23 ом , что превышает $R_{\text{доп}}$. Очевидно, при выборе реального заземлителя следует использовать лучи или вертикальные электроды большей длины.

Для более полной характеристики влияния неоднородности электрической структуры земли на сопротивление заземлителей с вертикальными электродами на рис. 4 приведены кривые относительного удельного сопротивления земли для одиночного вертикального электрода, пересекающего границу раздела между слоями [$(h-t) \leq l_b$]. Ход кривых показывает, что нижний слой влияет на растекание тока с вертикального электрода (даже при значениях $(h-t)/l_b$, близких к единице) более заметно, чем с полюсы, находящейся в верхнем слое (рис. 2).

При увеличении части длины вертикального электрода в нижнем слое эквивалентное удельное сопротивление изменяется в сторону удельного сопротивления нижнего слоя ($\rho_a \rightarrow \rho_2$), особенно, если этот слой более проводящий ($\rho_1 > \rho_2$).

Относительное эквивалентное удельное сопротивление земли для расчета сопротивления многолучевых заземлителей с вертикальными электродами зависит от параметров электрической структуры земли и конструктивных параметров заземлителя. Эту зависимость можно выразить в критериальном виде:

$$\frac{\rho_a}{\rho_2} = f\left(\frac{\rho_1}{\rho_2}, \frac{h}{l_b}, \frac{t}{l_b}, \frac{l_b}{l_n}, \frac{a}{l_b}, \frac{d_r}{l_b}, \frac{d_n}{l_b}, n_n\right). \quad (10)$$

Анализ расчетов на ЦВМ показал, что относительное эквивалентное удельное сопротивление земли для расчета сопротивления многолучевых заземлителей с вертикальными электродами в основном зависит от соотношения ρ_1/ρ_2 и длины той части вертикальных электродов, которая находится в нижнем слое $(h-t)/l_b$. Влияние числа лучей (при $n_n = 2 \div 4$), относительной длины вертикальных

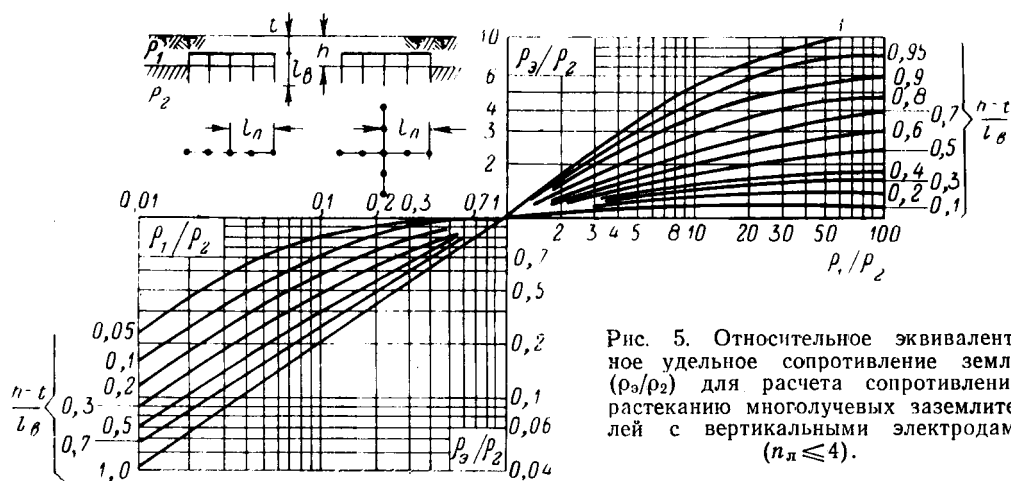


Рис. 5. Относительное эквивалентное удельное сопротивление земли (ρ_3/ρ_2) для расчета сопротивления растеканию многолучевых заземлителей с вертикальными электродами ($n_{\text{л}} \leq 4$).

электродов (в диапазоне $l_{\text{в}}/l_{\text{л}} = 0,0625 \div 1$ при $l_{\text{л}} \leq 40$ м) и относительного расстояния между вертикальными электродами (при практически возможных соотношениях $a/l_{\text{в}} = 0,5 \div 2$) незначительно.

Наибольшее расхождение относительных эквивалентных удельных сопротивлений земли для сопротивления двух- и четырехлучевых заземлителей (при изменении параметров в указанных пределах) не превышает 17%, а средние отклонения находятся в пределах 8% (см. таблицу). Это позволило при построении зависимости по (10) ограничиваться одной общей кривой при одинаковых значениях $(h-t)/l_{\text{в}}$ (рис. 5). Эта зависимость пригодна и для расчета трехлучевого заземлителя с вертикальными электродами (при снижении погрешности в указанных ограничениях).

Ход кривых рис. 5 показывает, что влияние плохопроводящего нижнего слоя ($\rho_1/\rho_2 = 0,01 \div 1$) на эквивалентное удельное сопротивление для многолучевых заземлителей с вертикальными электродами при всех значениях отношения $(h-t)/l_{\text{в}}$ более существенно, чем на эквивалентное удельное сопротивление для одиночного вертикального электрода. Это естественно, так как поле у такого сложного заземлителя распространяется в нижнем слое в большей мере, чем у одиночного заземлителя. Бóльшее влияние на эквивалентное удельное сопротивление (в сравнении со случаем одиночного вертикального электрода) оказывает и нижний хорошопроводящий слой ($\rho_1/\rho_2 = 1 \div 100$), однако при малых значениях отношения $(h-t)/l_{\text{в}} = 0,05 \div 0,2$ наблюдается некоторое увеличение влияния верхнего слоя.

Изложенный метод расчета позволяет сравнительно точно рассчитывать в однородной и двухслойной земле искусственные заземлители опор ли-

ний электропередачи. При этом предпочтение следует отдавать вариантам, имеющим меньшую протяженность элементов, особенно длину лучей. Это обычно приводит к более низкому значению импульсного сопротивления заземлителей.

Пример расчета. В земле с двухслойной электрической структурой выполнен четырехлучевой заземлитель с вертикальными электродами. Конструктивные параметры заземлителя: $l_{\text{л}} = 10$ м; $n_{\text{л}} = 4$; $a = 10$ м; $l_{\text{в}} = 10$ м; $t = 0,6$ м; $d_{\text{л}} = d_{\text{в}} = 0,02$ м. Параметры электрической структуры земли: $\rho_1 = 1000$ ом·м; $\rho_2 = 100$ ом·м; $h = 3$ м.

Расчет проводим по формуле:

$$R = A \Delta_{\text{л}} \frac{\rho_2}{l_{\text{л}}} \frac{\rho_3}{\rho_2}, \text{ ом.}$$

1. $\frac{d_{\text{л}}}{l_{\text{л}}} = 2 \cdot 10^{-3}$; по кривым рис. 1 находим значение $A = 0,53$.
2. $\frac{l_{\text{в}}}{n_{\text{л}} l_{\text{л}}} = 0,25$; $\frac{a}{l_{\text{в}}} = 1$; по кривым рис. 3 находим $\Delta_{\text{л}} = 0,485$.
3. $\frac{(h-t)}{l_{\text{в}}} = 0,24$; $\frac{\rho_1}{\rho_2} = 10$; по кривым рис. 5 $\frac{\rho_3}{\rho_2} = 1,35$.

Подставив найденные величины в расчетную формулу, получим $R = 3,48$ ом. Поверочный расчет сопротивления с помощью ЦВМ привел к результату $R = 3,27$ ом. Погрешность составила всего 6,5%.

Литература

1. Вайнер А. Л., Заземления, ОНТИ, Харьков, 1938.
2. Бургсдорф В. В., Волкова О. В., Расчет сложных заземлителей в неоднородных грунтах, «Электричество», 1964, № 9.
3. Веников В. А., Теория подобия и моделирование, изд-во «Высшая школа», 1966.
4. Корсунцев А. В., Методика расчета сложных заземлителей, основанная на теории подобия, «Электрические станции», 1967, № 7.
5. Корсунцев А. В., Покровская К. И., Методика расчета сопротивлений заземления железобетонных фундаментов, «Электрические станции», 1968, № 11.
6. Якобс А. И. и др., Расчет сложных заземляющих устройств с помощью ЭЦВМ, «Электричество», 1967, № 8.
7. Воронина А. А., Меньшов Б. Г., Разевиг Д. В., Рябкова Е. Я., Расчет заземлителей подстанций по допустимому сопротивлению растекания, «Электрические станции», 1970, № 2.

[3.7.1970]



Ориентировка длинной искры

Э. М. БАЗЕЛЯН и Е. А. САДЫХОВА

ЭНИИ имени Г. М. Кржижановского

Канал длинной искры в общем случае не разбивается по кратчайшему расстоянию между электродами. С некоторой вероятностью он может быть ориентирован в любом произвольном направлении. Вопрос об ориентировке длинной искры важен для практики, поскольку с ним связано решение основных проблем молниезащиты.

До сих пор не проводилось прямых исследований процесса ориентировки искры и молнии. Известны только попытки теоретического анализа, устанавливающего связь начала и результатов ориентировки с размерами электродов и с величиной тока или заряда молнии. Это осуществляется либо через среднюю напряженность поля в промежутке между головкой лидера молнии и вершиной электрода, либо через напряженность у вершины [Л. 1 и 2]. Подобные попытки носят качественный характер и нуждаются в экспериментальной проверке исходных положений.

В практике молниезащиты принято, что в начале развития молнии безразлична к профилю земной поверхности и находящимся на ней сооружениям; ориентировка канала лидера начинается с некоторой высоты, которую называют высотой ориентировки. Мелкомасштабное моделирование молниеотводов опирается на гипотезу о масштабном соответствии лабораторного промежутка участку активного ориентирования молнии, определяемому высотой ориентировки.

Иными словами, предполагается, что в лабораторных условиях, в отличие от молний, процесс ориентировки начинается немедленно с момента возникновения лидера. Подобное заключение нужно считать чисто гипотетическим, так как до последнего времени не было данных о связи процесса ориентировки с определенной фазой развития длинной искры.

В статье сделана попытка установления такой связи на основе экспериментального исследования длинной искры.

Методика исследований теоретически может быть основана на эксперименте с электродом, мгновенно выдвигающимся из заземленной плоскости в любой фазе длинной искры. Регистрируя длину канала лидера ($l_{\text{л}}$) искры, сформированного до установки электрода на плоскости, и определяя вероятность его поражения (Φ_c) при различном запаздывании установки относительно начала разряда, можно построить зависимость $\Phi_c = f(l_{\text{л}})$ и по ее характеру судить о процессе ориентировки лидера.

Возможны три предельных варианта зависимости (рис. 1). Первый из них соответствует ориентировке из некоторой определенной точки пространства, остальные указывают на существование протяженного участка ориентировки (nn'). Горизонтальный участок кривой an , где вероятность поражения не изменяется, задает критическую длину лидера ($l_{\text{л.кр}}$), на протяжении которой заземленный электрод не влияет на траекторию искры.

Если ориентировка лидера начинается непосредственно от высоковольтного электрода, длина $l_{\text{л.кр}}$ должна быть равна нулю (рис. 1, в). При заданной критической длине лидера высота ориентировки H_0 в данном промежутке S_0 определяется:

$$H_0 = S_0 - l_{\text{л.кр}} \quad (1)$$

В определенной степени эквивалентом такого опыта может служить эксперимент с постоянно установленным электродом, на который подается прямоугольный блокирующий импульс напряжения той же полярности, что и на высоковольтный. Подбирая амплитуду блокирующего импульса, можно резко снижать вероятность поражения и тем самым имитировать отсутствие электрода на плоскости, а регулируя длительность импульса, «выдвигать» электрод в требуемый момент времени.

Некорректность методики, связанная с искажением поля блокирующим импульсом, оправдывается как качественным характером эксперимента и запретом прямого осуществления идеи из-за инерционности механических систем управления.

Принципиальная схема формирования импульсов напряжения и блок-схема цепи управления показаны на рис. 2.

Блокирующий импульс подводился к электроду на плоскости не позднее основного высоковольтного импульса, сформированного с помощью генератора импульсных напряжений (ГИН). Срез блокирующего импульса осуществлялся управляемым разрядником. Момент среза согласовывался фотумножителем (ФЭУ) с определенной длиной канала лидера или его ветвей.

Для количественных оценок критической длины лидера предложена методика, основанная на статистической обработке траекторий искры, сфотографированных на неподвижную пленку.

В промежутке с осевой симметрией электростатического поля траектории заполняют некоторый объем с плотностью, симметричной относительно оси. Если на фотографическом изображении совместить вертикальную ось прямоугольной системы координат с вертикальной осью промежутка и измерить горизонтальные отклонения каждой из многих траекторий, средняя величина отклонений (Δr) должна быть равна нулю в любом произвольно выбранном сечении.

Установка на плоскости электрода высотой h , смещенного от оси промежутка на расстояние r , нарушит симметрию траекторий ($\Delta r \neq 0$), причем возмущение будет иметь место, когда длина лидера

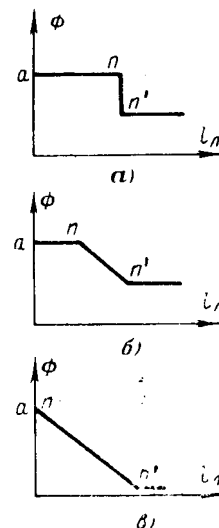
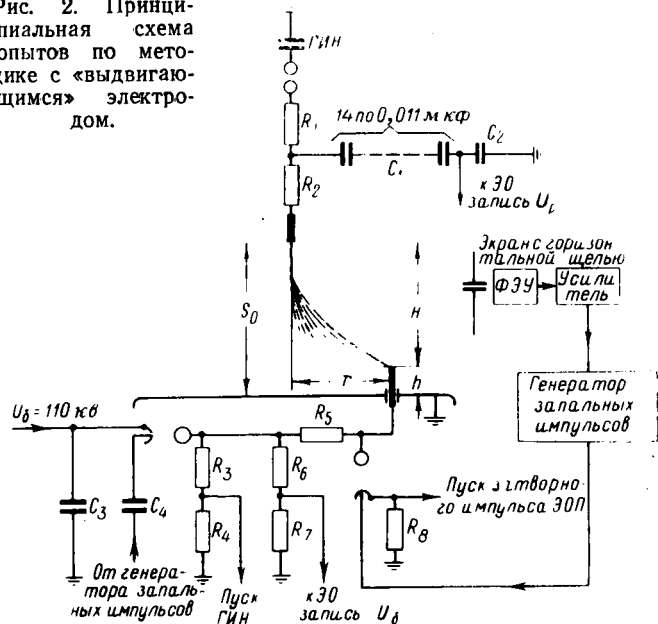


Рис. 1. Вероятность поражения стержня в зависимости от длины канала лидера.

Рис. 2. Принципиальная схема опытов по методике с «выдвигающимся» электродом.



($l_{\text{л}}$) превысит критическую величину. Это позволяет определить критическую длину лидера точкой пересечения кривой $\Delta r = f(l_{\text{л}})$ с осью абсцисс.

В реальном эксперименте из-за большой погрешности вычисления малых Δr такое построение невозможно. Использовалась обобщенная кривая $\Delta r / \Delta r_c = f(l_{\text{л}} / S_0 - h)$, где Δr_c — среднее отклонение траекторий на уровне вершины стержня. Критическая длина лидера условно определялась точкой пересечения оси абсцисс с касательной, проведенной к кривой под углом 45° . Выбор такого угла продиктован тем соображением, что в предельном случае, когда $l_{\text{л.кр}} = 0$ и $S_0 = H_0$, зависимость $\Delta r / \Delta r_c = f(l_{\text{л}} / S_0 - h)$ должна вырождаться в прямую, исходящую из начала координат под углом 45° .

Исследовались промежутки длиной S_0 (кратчайшее расстояние до плоскости) 0,5—3 м при положительной полярности напряжения и 0,4—1,5 м при отрицательной. В большинстве измерений на плоскости устанавливался стержневой электрод, высота которого выбрана так, чтобы $S_0/h = 6$.

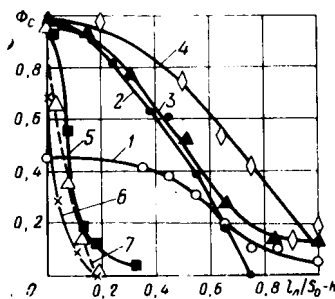
Использовалось импульсное напряжение с крутым фронтом (3÷6 мксек) и фронтом 135÷250 мксек, соответствующим минимуму вольтсекундных характеристик.

Оптическая картина разряда фиксировалась электронно-оптическим преобразователем с усилением света и непрерывной разверткой изображения. В опытах без блокирующего импульса регистрировались напряженность электрического поля у вершины заземленного электрода и избыточный заряд, внедряемый в промежуток. Для этой цели были применены секционированные электроды и электроды с сеткой [Л. 4].

В среднем для каждой точки экспериментальных кривых производилось не менее 200 измерений.

Результаты исследования положительной искры показали, что при крутом фронте импульса, как и предполагалось ранее [Л. 3], ориентировка разряда начинается одновременно с появлением лидера. Это можно видеть из рис. 3,

Рис. 3. Зависимость вероятности поражения стержня от длины канала лидера, развившегося до среза блокирующего импульса при положительном (1—4) и отрицательном (5—7) напряжении. 1— $S_0=3$ м; $\tau_{\text{ф}}=250$ мксек; 2— $S_0=3$ м; $\tau_{\text{ф}}=6$ мксек; 3— $S_0=0,7$ м; $\tau_{\text{ф}}=135$ мксек; 4— $S_0=0,7$ м; $\tau_{\text{ф}}=3$ мксек; 5— $S_0=1,5$ м; $\tau_{\text{ф}}=6$ мксек; 6— $S_0=0,4$ м; $\tau_{\text{ф}}=6$ мксек; 7— $S_0=1,5$ м; $\tau_{\text{ф}}=6$ мксек (встречный лидер от плоскости).



где приведена зависимость вероятности поражения стержня (Φ_c) от относительной длины канала лидера ($l_{\text{л}}/S_0 - h$), успевшего развиться до среза блокирующего импульса (кривая 2). Вероятность поражения начинает снижаться, когда канал лидера еще не продвинулся на одну десятую часть межэлектродного расстояния. Аналогичный результат независимо получен при обработке траекторий разряда в опытах без блокирующего импульса. С увеличением длины лидера величина усредненного отклонения траекторий Δr в сторону заземленного стержня растет с приблизительно постоянной скоростью и зависимость $\Delta r / \Delta r_c = f(l_{\text{л}} / S_0 - h)$ без большой погрешности можно представить прямой, проходящей под углом 45° к оси абсцисс (рис. 4).

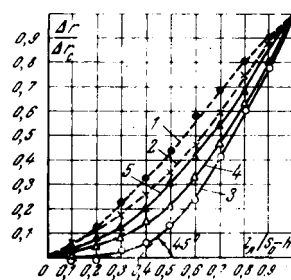
При напряжении с пологим фронтом в начале развития лидера незаметна реакция на искажение поля заземленным электродом. Из рис. 3 видно, что в промежутке $S_0=3$ м изменение вероятности поражения стержня в зависимости от момента среза блокирующего импульса проявляется только после того, как лидер пересечет около 30—35% межэлектродного расстояния (кривая 1). Эта величина совпадает с критической длиной лидера, полученной в результате статистической обработки траекторий разряда в тех же условиях по кривым рис. 4 (кривая 3).

Зависимость процесса ориентировки от длительности фронта слабо проявляется в промежутках небольшой длины. Последнее вытекает из сравнения кривых $\Phi_c = f(l_{\text{л}} / S_0 - h)$ для промежутка $S_0 = 70$ см (рис. 3) и зависимостей $\Delta r / \Delta r_c = f(l_{\text{л}} / S_0 - h)$, построенных на рис. 4 для $S_0=50$ см и $\tau_{\text{ф}}$, равной 6 и 250 мксек.

Влияние длины разрядного промежутка отмечено только при пологом импульсе напряжения; при $\tau_{\text{ф}}=3 \div 6$ мксек изменение длины промежутка от 0,5 до 3 м мало сказывалось на ориентировке разряда (рис. 4).

Рис. 4. К определению критической длины лидера положительной искры при напряжении с длительностью фронта 6 мксек (1 и 2) и 250 мксек (3—5).

1— $S_0=3$ м; 2— $S_0=0,5$ м; 3— $S_0=3$ м; 4— $S_0=1,5$ м; 5— $S_0=0,5$ м.



Для напряжения с пологим фронтом заметное отклонение траекторий разряда в сторону заземленного стержня начиналось тем позднее, чем больше была длина исследуемого промежутка:

$S_0, \text{ м}$	0,5	1,5	3,0
$l_{\text{л.кр}}/S_0$	0,15	0,22	0,28

Характерно, что в некоторых пределах на начало ориентировки влияет только длина промежутка, но не величина горизонтального смещения заземленного электрода (r). Измерения в промежутке длиной 3 м показали, что при $r=0,5$; 1 и 1,25 м значения $l_{\text{л.кр}}/S_0$ соответственно равны 0,3; 0,28 и 0,32 и их вариация не превышает погрешности опыта, хотя в анализируемом диапазоне r вероятность поражения стержня изменялась от 0,95 до 0,4.

Характеристика разрядных процессов у заземленного электрода получена сопоставлением оптической картины разряда с регистрациями напряженности электрического поля и избыточного объемного заряда у вершины электрода (рис. 5).

Напряженность у вершины заземленного электрода нарастает за счет внедрения в промежуток избыточного положительного заряда растущим вниз лидером. В момент t_1 , достигнув величины $E_{\text{к}}$, она стабилизируется отрицательным объемным зарядом короны, которая начинает развиваться от вершины заземленного электрода. Это продолжается до тех пор, пока ветви короны лидера не приблизятся к электроду, а отдельные, возможно, коснутся его поверхности (t_2 на рис. 5).

Объемный заряд приблизившихся ветвей вызывает интенсивный рост напряженности электрического поля у вершины электрода¹, увеличивая тем самым скорость развития встречного разрядного процесса. На эопограмме фиксируется диффузное свечение, которое распространяется навстречу положительному лидеру со средней скоростью $(2 \div 4) \cdot 10^7 \text{ см/сек}$, а осциллограф регистрирует резкий бросок заряда. После того как распространяющееся вверх свечение достигнет положительного лидера, возникает встречный отрицательный лидер.

Таким образом намечается три качественных изменения процесса разряда у заземленного электрода, с которым можно попытаться связать начало ориентировки: возникновение встречного коронного разряда; установление сквозной фазы, которая наступает после пересечения всего промежутка ветвями лидера; появление встречного лидера.

Ориентировка отрицательной искры происходит в самом начале развития лидера от высоковольтного электрода. Это можно видеть из рис. 3 (кривые 5 и 6), где приведены зависимости вероятности поражения электрода от длины канала лидера, измеренной в опыте с «выдвигающимся» электродом в момент среза блокирующего импульса. На увеличение длины канала от 0 до $0,125S_0$ приходится 80% возможного изменения вероятности поражения, тогда как аналогичное изменение

при положительной полярности требует роста лидера до $0,55S_0$.

На рис. 3 нанесены кривые изменения вероятности поражения стержня в зависимости от длины встречного лидера, развившегося с плоскости до среза блокирующего импульса. Вероятность поражения стержня падает до нуля, когда длина встречного лидера с плоскости достигнет $(0,15 \div 0,2)S_0$. Это указывает на большую роль встречного разряда в процессе ориентировки при отрицательной полярности.

Встречный разряд от вершины заземленного электрода начинается в самом начале процесса, когда канал отрицательного лидера продвинулся не более чем на $0,05S_0$.

Причина этого в более высоком, по сравнению с положительной полярностью, напряжении на промежутке и большой (до $6 \cdot 10^7 \text{ см/сек}$) средней скорости развития ветвей короны лидера, которая приблизительно на порядок величин превышает среднюю скорость канала.

Избыточный объемный заряд, локализованный на концах приближающихся ветвей, повышает напряженность электрического поля у поверхности заземленного электрода и тем самым стимулирует раннее возникновение встречного разряда.

Встречный разряд начинался вспышкой импульсной короны, вызывающей характерное снижение напряженности у поверхности заземленного электрода. Пауза между вспышкой короны и возникновением встречного лидера мала ($0,5 \div 2 \text{ мсек}$), поскольку напряженность на электроде быстро восстанавливается за счет повышения напряжения на промежутке и развития ветвей отрицательного лидера.

В момент появления встречного лидера зона ионизации, как правило, пересекает весь разрядный промежуток. Скорость встречного лидера уже в самом начале его развития достигает $2 \cdot 10^7 \text{ см/сек}$. Появление хорошо ионизированного канала встречного лидера эквивалентно увеличению высоты заземленного электрода предопределяет результат ориентировки разряда.

Связь ориентировки лидера с характером разрядных процессов может быть прослежена по результатам оптических и электрических регистраций встречного разряда.

Встречный разряд от вершины заземленного стержня начинается с короны. При малом радиусе заземленного электрода и малой величине его горизонтального смещения от оси промежутка длина растущего вниз

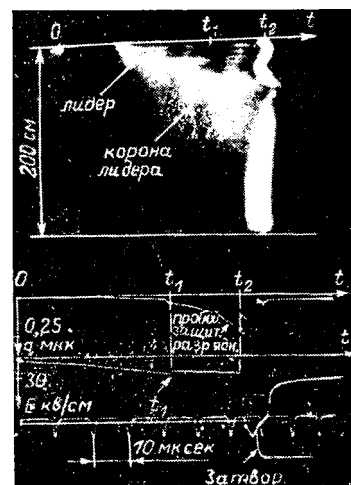


Рис. 5. Типичные осциллограммы напряженности и заряда у вершины заземленного электрода вместе с синхронной эопограммой начальной фазы положительной искры.

¹ Увеличение напряженности нельзя определить по осциллограмме из-за большой методической погрешности, связанной с осаждением зарядов на изолирующей пленке секционированного электрода в сквозной фазе разряда [Л. 4]

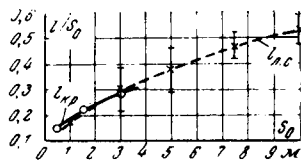


Рис. 6. Зависимость длины лидера в начале сквозной фазы и критической длины от величины разрядного промежутка.

лидера в момент возникновения короны в $1,5 \div 2$ раза меньше критической, а заряд короны составляет $3-5\%$ от заряда, локализованного в ветвях лидера [Л. 4]. По этой причине начало ориентировки искры нельзя связывать с появлением встречного разряда.

Кажется достоверным предположение об ориентировке канала искры в сквозной фазе. Основанием этому служит практическое совпадение длины канала лидера ($l_{л.с}$), измеренной в момент установления сквозной проводимости, с критической длиной $l_{л.кр}$ (рис. 6).

Известно [Л. 5], что длина лидера положительной искры, измеренная в начале сквозной фазы, увеличивается с ростом межэлектродного расстояния и снижается при увеличении длительности фронта импульса напряжения от единиц до сотен микросекунд. Такая же зависимость обнаружена и для критической длины лидера.

Дополнительным подтверждением предположения о начале ориентировки в сквозной фазе являются измерения напряженности у вершины моделей стержневого молниеотвода и защищаемого объекта, позволяющие точно фиксировать момент касания ветвей лидера поверхности заземленного электрода. В случае прорыва разряда к объекту ветви всегда касались раньше именно его поверхности (рис. 7).

Приближение зоны ионизации к поверхности электрода вызывает качественные изменения в формировании разряда. Во-первых, корона на заземленном электроде не в состоянии больше удерживать постоянную напряженность у его поверхности. Поле возрастает за счет быстро приближающегося и постоянно увеличивающегося заряда ветвей лидера (рис. 5). Это вызывает распространение встречной волны ионизации, а затем встречного лидера.

Во-вторых, в момент касания ветвей заземленной поверхности часть избыточного заряда покидает промежуток, повышая тем самым напряженность электрического поля перед головкой канала лидера и скорость его развития. Наконец, быстрый переток значительного заряда увеличивает ток через вершину зазем-

ленного электрода до $1 \div 10$, а вместо $5 \div 10$ ма, наблюдавшихся во встречном коронном разряде. Благодаря этому поставляется энергия, необходимая для термической проработки канала лидера и, возможно, его ветвей, соприкасающихся с поверхностью электрода.

Можно полагать, что суммарное действие перечисленных факторов и предопределяет преимущественное развитие канала разряда в направлении той точки заземленного электрода, где был впервые осуществлен контакт с ветвями лидера.

Высота ориентировки длинной искры зависит от критической длины лидера соответственно выражению (1) и, следовательно, равна длине ветвей лидера, измеренной в начале сквозной фазы. Измерения длины ветвей выполнены подробно только для промежутка стержень — плоскость [Л. 5 и 6]. Важно поэтому оценить пределы вариации высоты ориентировки для различных электродов.

Верхним пределом критической длины лидера является длина канала, измеренная в начале сквозной фазы между высоковольтным электродом и плоскостью. Если на плоскости установлен электрод высотой h , критическая длина для положительной искры снижается относительно предельной не более чем на величину

$$\Delta l_{к.кр} = \frac{v_{л}}{v_{к}} h,$$

где $v_{л}$ и $v_{к}$ — соответственно скорости канала лидера и ветвей его короны.

В практически важных случаях $h = (0,1 \div 0,2) S_0$, а $v_{л} = (0,5 \div 0,7) v_{к}$ и поэтому имеем:

$$\Delta l_{л.кр} \leq (0,05 \div 0,14) S_0.$$

Для электродов различного диаметра и местоположения, но постоянной высоты, диапазон изменения критических длин лидера и, следовательно, высот ориентировки будет меньше. В связи с этим в практических оценках можно ориентироваться на постоянную высоту ориентировки для заземленного электрода заданной высоты и рассчитывать H_0 из следующего соотношения:

$$H_0 = S_1 + \frac{v_{л}}{v_{к}} h, \quad (2)$$

где S_1 — длина ветвей лидера в сквозной фазе; h — высота заземленного электрода.

Принимая $v_{л}/v_{к} = 0,7$ и учитывая, что согласно [Л. 6] средняя напряженность поля по длине ветвей лидера в сквозной фазе во всех исследованных промежутках при положительной полярности напряжения близка к 6 кВ/см, получим:

$$H_0 = \frac{U_p}{100} + 0,7h, \quad (3)$$

где U_p — средняя величина пробивного напряжения данного промежутка, кВ².

Для положительной искры при пологих импульсах напряжения зависимость $U_p(S_0)$ имеет тенденцию к насыщению и, следовательно, высота ориентировки не будет совпадать с межэлектродным расстоянием тем сильнее, чем больше длина промежутка. Поскольку методика модельных испытаний

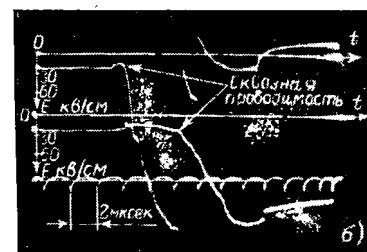
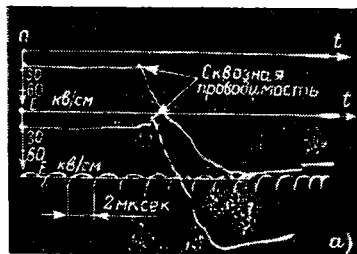


Рис. 7. Осциллограммы напряженности у вершины моделей молниеотвода и объекта (верхний луч — напряженность у объекта).

а — поражение модели молниеотвода; б — поражение модели объекта.

² В [Л. 6] при вычислении напряженности по длине ветвей не учитывалось падение напряжения в канале лидера.

основана на масштабном соответствии длины лабораторного промежутка высоте ориентировки молнии, в связи с высказанным заключением она не может считаться достоверной.

Например, при напряжении с $\tau_{\Phi} = 250$ мксек для промежутка длиной $S_0 = 3$ м, в котором установлен стержневой электрод $h = 0,5$ м, высота ориентировки равна $0,72S_0$. Поэтому модель отражает поведение объекта не при $H_0/h = 6$, как это принималось, а при $H_0/h = 4,3$. Соответствующую погрешность в определении вероятности поражения объекта $\Delta\Phi_c$ можно оценить, воспользовавшись приближенным решением задачи о распределении разрядов между заземленным стержнем и плоскостью [Л. 7]. В приведенном примере погрешность составляет десятки процентов от измеряемой величины и с ней нельзя не считаться при определении надежности средств молниезащиты.

Другим источником погрешности является произвольный азимутальный разброс траекторий лидера на пассивном участке траектории ($l_{\text{л}} < l_{\text{л.кр}}$). На уровне высоты ориентировки головка лидера может отклониться от вертикальной оси промежутка и фактическое горизонтальное смещение заземленного электрода будет отличаться от установленного (r) на некоторую произвольную величину Δr . Хотя плотность отклонения траекторий на уровне высоты ориентировки обладает осевой симметрией, погрешность построения характеристики $\Phi_c(r)$, необходимой для подсчета полного числа ударов, будет отличаться от нуля на ее нелинейных участках.

Кривая $\Phi_c(r)$ приблизительно симметрична относительно точки r_p , определяемой из условия равнопрочности промежутков от головки лидера до плоскости и вершины заземленного электрода:

$$k[r_p^2 + (H_0 - h)^2] = H_0.$$

Если зона разброса Δr захватывает верхнюю границу нелинейности ($r < r_p$), вероятность поражения будет занижена; при $r > r_p$ должен наблюдаться обратный эффект.

Обобщая приведенные данные, можно заключить, что в модельных испытаниях молниеотводов надо учитывать несоответствие высоты ориентировки длине лабораторного промежутка. В достигнутом диапазоне межэлектродных расстояний это относится к импульсному напряжению с пологим фронтом, где масштаб модели молниеотвода должен определяться отношением высоты ориентировки молнии к высоте ориентировки моделирующей искры ($k = H_{0.м}/H_0$), а не к длине лабораторного промежутка, как это принималось.

В связи с этим важно пересмотреть высказанные ранее соображения о влиянии масштаба модели. Зависимость результатов испытаний от масштаба модели была выявлена при пологой волне напряжения [Л. 7] и рассматривалась как серьезное препятствие при экстраполяции лабораторных данных на молнию. Фактически же в проведенных экс-

периментах было нарушено подобие, определяемое соотношением высот ориентировки и исследуемого электрода.

Возникает предположение: не дадут ли измерения в подобных промежутках меньшую зависимость от масштаба? Первый шаг в этом направлении был сделан на основании результатов [Л. 8], где определялись значения эквивалентных радиусов для моделей различной конфигурации.

Как известно, эквивалентный радиус задается вероятностью поражения электрода из данной точки пространства $\Phi(r)$ и используется в практике молниезащиты для подсчета числа ударов молнии в объект. Например, для стержневого электрода имеем:

$$R_{\text{экв}} = \int_0^{\infty} 2r\Phi(r) dr.$$

Полученные результаты позволили вести поправку в экспериментальную зависимость эквивалентного радиуса от межэлектродного расстояния и привести ее к постоянному отношению H_0/h . Оказалось, что в подобных промежутках с коэффициентом подобия H_0/h влияние масштаба резко снижается: при изменении S_0 от 0,5 до 3 м эквивалентный радиус меняется всего на 8% вместо 26%, наблюдавшихся для постоянного отношения S_0/h . Полученный результат делает более благоприятным прогноз по применению модельных испытаний и потому обнаруженный эффект заслуживает подробного изучения.

В заключение следует указать на целесообразность проверки полученных закономерностей в промежутках большой (до 10—15 м) длины, где в соответствии с проведенным анализом высота ориентировки положительной искры должна составлять не более $(0,3 \div 0,4)S_0$. Последнее может быть принципиальным для анализа процесса ориентировки молнии.

Литература

1. Golde H. H., The Frequency of Occurrence and the Distribution of lightning Flashes to Transmission Lines, ERA Report Ref., s/t 49, 1945.
2. Davis R., Lightning flashovers on the British Grid Proc. JEE, vol. 110, № 5, 1963.
3. Акопян А. А., Исследование защитного действия молниеотводов, Труды ВЭИ, вып. 36, 1940.
4. Базелян Э. М., Роль заряда короны в формировании длинной положительной искры, ЖТФ, т. XXXVI, вып. 2, 1966.
5. Стекольников И. С., Шкилев А. В., Развитие длинной положительной искры на косоугольной волне напряжения, ДАН, т. 151, № 4, 1963.
6. Александров Г. Н. и др., Особенности картины электрического пробоя весьма длинных воздушных промежутков, ДАН, т. 183, № 5, 1968.
7. Базелян Э. М., Зона защиты одиночных стержневых молниеотводов, «Электричество», 1967, № 7.
8. Базелян Э. М., Садыкова Е. А., Филиппова Е. Б., Применение мелкомасштабного геометрического моделирования для оценок вероятности поражения протяженных объектов, «Электричество», 1968, № 1.

[6.7.1970]



Условия подобия и физическое моделирование трансформаторов тока в установившемся и переходном режимах

Кандидаты техн. наук Б. С. СТОГНИЙ, В. В. РОГОЗА и инж. В. А. ЧЕРНЕНКО

Институт электродинамики АН УССР

Математические методы анализа работы трансформаторов тока с нелинейным ферромагнитным сердечником не всегда дают удовлетворительные результаты. Экспериментальные же исследования в лабораторных условиях затруднительны из-за сложности создания требуемых режимов работы — нормальных и аварийных.

В настоящей работе рассматриваются условия подобия, которые позволяют создавать физические модели и результаты, полученные на одной из них, экстраполировать для широкого класса подобных трансформаторов. При моделировании трансформаторов тока наибольший интерес представляет протекание процесса во времени. Пространственное подобие, имеющее основное значение при исследовании влияния внешних магнитных полей, в данной статье не рассматривается.

Без учета потерь в стали магнитопровода задача отыскания критериев неполного подобия электрической цепи становится аналогична рассмотренной в общем виде в [Л. 1] для цепи со взаимной индуктивностью. В данной статье на основе π -теоремы получены основные определяющие критерии подобия, совпадающие с приведенными в [Л. 2], а также более полно изложены условия, обеспечивающие подобие процессов в обычных и каскадных трансформаторах тока.

Запишем определяющие критерии:

$$\pi_2 = \frac{T_1}{t}; \quad \pi_3 = \frac{T_{01}}{t}; \quad \pi_4 = \frac{T_2}{t}; \quad \pi_5 = \frac{T_{02}}{t} \quad (1)$$

и постоянные времени:

$$T_1 = \frac{L_1}{R_1}; \quad T_{01} = \frac{L_0}{R_1}; \quad T_2 = \frac{L_2}{R_2}; \quad T_{02} = \frac{L_0}{R_2}, \quad (1a)$$

где L_0 — индуктивность цепи намагничивания; R_1 , R_2 , L_1 , L_2 — активные сопротивления и индуктивности первичной и вторичной цепей.

Дополнительным определяющим критерием является критерий гомохронности:

$$\pi_6 = \omega t. \quad (2)$$

Необходимо выполнить также начальные условия

$$\frac{B_{ост}}{B_{нас}} = \text{idem}; \quad \frac{i_{нач}}{i_{1\infty}} = \text{idem}; \quad \varphi = \text{idem}, \quad (3)$$

где $B_{ост}$ — остаточная индукция в магнитопроводе; $B_{нас}$ — индукция в магнитопроводе при глубоком насыщении; $i_{нач}$ — первичный ток в трансформаторе тока в момент $t = t_{нач}$; $i_{1\infty}$ — установившееся значение первичного тока; φ — постоянная, определяющая начальную фазу источника питания.

В соответствии со вторым дополнительным положением о подобии нелинейных систем [Л. 1] для

обеспечения подобия трансформаторов тока необходимо также совпадение относительных характеристик:

$$[\mu^* = f(H^*)] = \text{idem}. \quad (4)$$

Выполнение критериев (1) ÷ (4) необходимо и достаточно для подобия процессов в трансформаторе тока и его модели.

Конкретизируем полученные условия, учитывая особенности выполнения и режимы работы трансформаторов тока. Критерий π_2 , который обеспечивает подобие первичных цепей модели и оригинала, должен выполняться при исследовании на модели по возможности более точно. В реальных условиях трансформатор тока не влияет на значение и форму первичного тока, поскольку его сопротивление ничтожно мало по сравнению с сопротивлением элементов электрической системы. Аналогичное соотношение в лабораторных условиях осуществить невозможно. При моделировании переходного режима для обеспечения источника первичного тока и задания однозначного значения постоянной времени T_1 при изменении вторичной нагрузки по величине и углу необходимо соблюдение условий:

$$R_{1\text{мод}} \geq 10 R_{2\text{мод}} \left(\frac{\omega_{1\text{мод}}}{\omega_{2\text{мод}}} \right)^2; \\ L_{1\text{мод}} \geq 10 L_{2\text{мод}} \left(\frac{\omega_{1\text{мод}}}{\omega_{2\text{мод}}} \right)^2. \quad (5)$$

При $T_1 > T_2$ достаточно выполнить первое из них, а при $T_1 < T_2$ — второе. Если исследуется только установившийся режим, достаточно выполнить условие [Л. 2]:

$$|z_{1\text{мод}}| \geq 10 |z_{2\text{мод}}| \left(\frac{\omega_{1\text{мод}}}{\omega_{2\text{мод}}} \right)^2. \quad (6)$$

В большинстве случаев соотношения (5), (6) в лабораторных условиях можно выполнить только при исследовании трансформаторов тока на уменьшенных моделях.

Выполнение критерия π_2 , а также условия (5), полученного взамен критерия π_3 , обеспечивает приближенное подобие первичных цепей модели и оригинала.

Рассмотрим критерии π_4 и π_5 , обеспечивающие подобие собственно трансформатора тока и нагрузки. Для трансформатора тока со стальным магнитопроводом справедливо:

$$L_0 = \mu \frac{S \omega_2^2}{l},$$

где S , l , ω_2 — сечение магнитопровода, средняя длина магнитной силовой линии и витки вторичной обмотки.

Представим критерий π_3 в виде соотношения между масштабами параметров моделирования

$$\frac{m_\mu}{m_{R_{2yx}} m_t} = 1. \quad (7)$$

Учитывая, что масштабы равны отношениям соответствующих параметров модели и оригинала и удельное сопротивление вторичной цепи

$$R_{2yd} = R_2 \frac{l}{S w_2^2},$$

критерий π_4 принимает вид:

$$\frac{m_{L_{2yx}}}{m_{R_{2yx}} m_t} = 1, \quad (8)$$

где $L_{2yd} = L_2 \frac{l}{S w_2^2}$ — удельная индуктивность вторичной цепи.

Полученные условия позволяют обеспечить подобие процессов при физическом моделировании трансформаторов тока. При этом не требуется выполнения геометрического подобия сердечников модели и оригинала.

Как правило, моделирование трансформатора тока как в установившемся, так и переходном режимах проводится без изменения частоты источника питания, т. е. $m_t = 1$. Рассмотрим условия моделирования также при $m_\mu = m_H = 1$, что означает совпадение кривых намагничивания модели и оригинала. Тогда (7) и (8) приобретают вид:

$$m_{R_{2yd}} = m_{L_{2yd}} = 1. \quad (9)$$

В этом простом случае, когда модель и оригинал отличаются только геометрическими размерами сердечника и числом витков, при равенстве удельных первичных токов ($m_H = 1$) для подобия достаточно равенства удельных значений активных сопротивлений и индуктивностей вторичной цепи модели и оригинала [Л. 3].

Указанное положение позволяет провести исследование трансформатора тока в установившемся и переходном режимах на уменьшенных моделях в широком диапазоне изменения первичных токов и вторичных нагрузок, а также представить результаты в общей и компактной форме — в виде обобщенных характеристик [Л. 4]. Последние представляют собой зависимости различных величин, характеризующих трансформатор тока, от удельных значений первичного тока и вторичной нагрузки. В качестве примера обобщенных характеристик на рис. 1 приведены кривые токовой погрешности для трансформатора с ленточным сердечником из стали Э310. Кривые приведены для действующих значений тока. Для проверки точности моделирования с соблюдением условия (9) обобщенные характеристики были получены на сердечниках, линейные размеры которых, в том числе отношение наружного и внутреннего диаметров, отличались в три раза, а кривые намагничивания практически совпадали. Различие обобщенных характеристик не превышало (2—3) %.

Для применяемых в настоящее время трансформаторов тока используется большое количество ма-

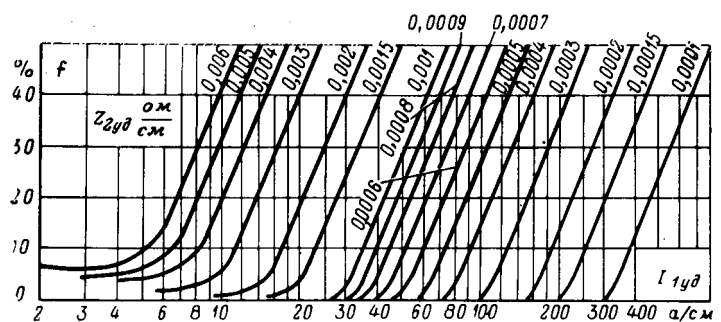


Рис. 1.

рок стали, причем ГОСТ—55 допускает разброс кривых намагничивания одной марки стали до 20%. Сердечники трансформаторов тока могут иметь также различное выполнение (витые, шихтованные, набранные из нескольких сортов стали). Условием подобия трансформаторов тока с различающимися кривыми намагничивания является выражение (4) при

$$\mu^* = \frac{\mu}{\mu_{\text{баз}}}; \quad H^* = \frac{H}{H_{\text{баз}}},$$

где $\mu_{\text{баз}}$ и $H_{\text{баз}}$ — базисные значения магнитной проницаемости и напряженности поля.

Из [Л. 5] следует, что совпадение относительных кривых намагничивания различных ферромагнитных материалов можно обеспечить при выборе в качестве базисных величин постоянных значений проницаемости и напряженности поля. Учитывая, что сердечники трансформаторов тока могут быть шихтованными, а также большой диапазон изменения первичного тока не представляется возможным воспользоваться известными методами выбора базисных величин, если задаться целью обеспечить погрешность моделирования не более нескольких процентов.

Этим требованиям удовлетворяет следующий, достаточно простой метод выбора переменных базисных величин, пригодный для моделирования установившегося режима нелинейного трансформатора тока [Л. 6]. В каждом режиме выбираются одинаковые базисные значения напряженности магнитного поля модели и оригинала, равные значению напряженности поля в рассматриваемом режиме:

$$H_{\text{баз.мод}} = H_{\text{баз.ор}} = H_{\text{баз}}. \quad (10)$$

Базисные значения магнитной проницаемости определяются из условия совпадения относительных магнитных проницаемостей в точке выбранных базисных значений напряженности поля:

$$\frac{(\mu_{\text{мод}})_{H_{\text{баз}}}}{\mu_{\text{мод.баз}}} = \frac{(\mu_{\text{ор}})_{H_{\text{баз}}}}{\mu_{\text{ор.баз}}}.$$

Учитывая (10) и соотношение

$$(\mu)_{H_{\text{баз}}} = \frac{(B)_{H_{\text{баз}}}}{H_{\text{баз}}},$$

$$m_H = 1; \quad m_\mu = \frac{(B_{\text{мод}})_{H_{\text{баз}}}}{(B_{\text{ор}})_{H_{\text{баз}}}}. \quad (11)$$

Так как $H_{\text{баз}}$ выбирается для каждого режима, то m_μ также зависит от него. Принимая, как и ранее $m_i = 1$, условия (7) и (8) получаем теперь в виде:

$$m_{R_{2\text{уд}}} = m_{L_{2\text{уд}}} = m_\mu. \quad (12)$$

Следовательно, обобщенные либо представленные в другом виде характеристики установившегося режима, полученные на произвольном трансформаторе тока, кривая намагничивания которого принята за основную, могут быть использованы для выбора трансформатора тока с другой кривой намагничивания, если удельные сопротивления нагрузки пересчитать в соответствии с масштабом магнитной проницаемости. Сказанное относится к погрешностям трансформаторов по действующему, среднему значениям и по первой гармонике тока, а также к относительным значениям первой гармоники и полного тока намагничивания трансформаторов тока. В качестве основной может быть принята одна из характерных для трансформаторов тока кривых намагничивания. Для определения масштаба магнитной проницаемости при использовании рассмотренного метода выбора переменных базисных величин следует применять кривые намагничивания, снятые, как это обычно принято на практике, при синусоидальном напряжении в действующих значениях тока и напряжения. Тогда

$$m_\mu = \frac{(U_{2\text{уд.осн}})_{H_{\text{баз}}}}{(U_{2\text{уд}})_{H_{\text{баз}}}}, \quad (13)$$

где $(U_{2\text{уд.осн}})_{H_{\text{баз}}}$ и $(U_{2\text{уд}})_{H_{\text{баз}}}$ — удельные напряжения при базисном значении напряженности поля, взятые по кривым намагничивания — основной и рассматриваемого трансформатора.

В качестве базисного значения напряженности поля следует принимать действующее значение удельного тока намагничивания в рассматриваемом режиме.

Если в (13) для определения $(U_{2\text{уд}})_{H_{\text{баз}}}$ воспользоваться типовой кривой намагничивания, возможны значительные погрешности, определяемые отклонением ее от реальной, отклонением сечения магнитопровода и коэффициента заполнения его сталью от принятых для типовой кривой. Это ошибка, которая может достигать нескольких десятков процентов, возможна при использовании кривых кратностей, а также любых расчетных методов. Если же

выбирать трансформатор по обобщенным характеристикам, а для определения масштаба магнитной проницаемости использовать реальную кривую намагничивания, неточность задания сечения магнитопровода и коэффициента его заполнения не влияет на точность расчета [Л. 6]. Погрешность результата, полученного пересчетом с помощью масштаба магнитной проницаемости с использованием реальной кривой намагничивания, не превышает нескольких процентов даже для трансформатора с шихтованным сердечником. Для получения большей точности необходимо пользоваться средней гармонической длиной сердечника, если отношение его наружного и внутреннего диаметров более 1,5.

Для оценки точности моделирования при $m_\mu \neq 1$ допустимая нагрузка определялась экспериментально и пересчетом с помощью масштаба магнитной проницаемости изложенным выше способом. Эта нагрузка определялась при различных видах погрешности на большом количестве трансформаторов с разными размерами магнитопровода и существенно отличающимися кривыми намагничивания. Некоторые результаты приведены на рис. 2 для трансформаторов с ленточным сердечником из стали Э310. Зависимости $Z_{2\text{уд}} = f(I_{1\text{уд}})$ приведены для погрешностей по действующему (рис. 2, а) и среднему значениям тока (рис. 2, б) при активной нагрузке. Расчетные значения этих же нагрузок нанесены точками. Расхождение между экспериментальными и расчетными значениями, не превышающее нескольких процентов, свидетельствует о достаточной точности рассмотренного способа учета различия качества магнитопровода с помощью масштаба магнитной проницаемости.

Погрешность моделирования переходного режима, как показали эксперименты, близка к погрешности моделирования установившегося режима. Наибольшие трудности при проведении эксперимента переходного режима представляет контроль начальных условий (начальная фаза источника питания, остаточная индукция).

Роль физического моделирования, как метода исследования трансформатора тока особенно велика при исследовании каскадных трансформаторов тока, представляющих собой относительно мощные и сложные системы, состоящие из нелинейных элементов. В соответствии с первым дополнительным положением о подобии сложных систем [Л. 1] для подобия модели и оригинала каскадного трансформатора необходимо выполнить приведенные выше условия подобия электрической связи между ступенями каскада. Для реализации последнего необходимо выполнить дополнительное условие [Л. 7]:

$$\frac{m_{w_1^H}}{m_{w_2^H}} = \frac{m_i^H}{m_i^B} = \frac{m_{S^B}}{m_{S^H}}, \quad (14)$$

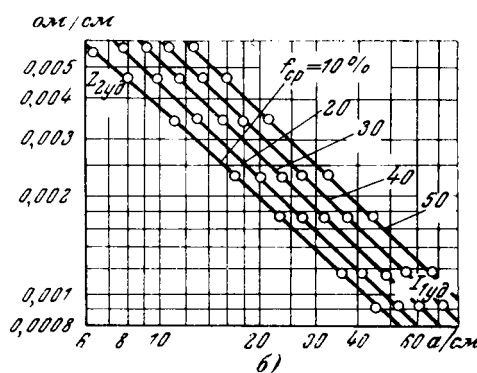
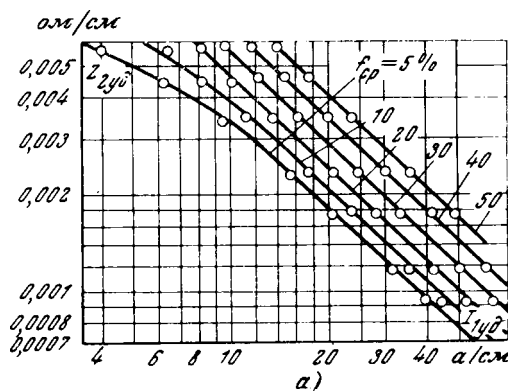


Рис. 2.

где индексы «н», «в» относят соответствующие параметры к нижней и верхней ступеням каскадного трансформатора тока.

При исследовании мощных трансформаторов, в частности, каскадных необходимо стремиться к возможно меньшему потреблению мощности моделью, что достигается уменьшением размеров ее сердечников. Однако это уменьшение ограничено требованием разместить в окне магнитопровода вторичную обмотку определенного сечения для выполнения заданного отношения сопротивлений нагрузки и обмотки модели при соблюдении условия (12). Тогда определение размеров сердечника модели трансформатора с минимальным потреблением мощности сводится к нахождению минимума функции

$$V = \pi a_{\text{мод}} h_{\text{мод}} (a_{\text{мод}} + d_{\text{вн.мод}}) \quad (15)$$

при условии максимального заполнения окна сердечника обмотками. Решение задачи определяет оптимальные размеры сердечника:

$$\left. \begin{aligned} d_{\text{вн.мод}} &= 3 \sqrt{\frac{7}{3}} A; \\ a_{\text{мод}} &= \frac{1}{2} \sqrt{\frac{7}{3}} A; \\ h_{\text{мод}} &= \frac{7}{4} \sqrt{\frac{7}{3}} A, \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

где

$$A = \frac{4 S_{\text{внт.об}} \omega_2 a_{\text{об}} h_{\text{об}}}{\pi (a_{\text{об}} + h_{\text{об}}) (a_{\text{об}} + d_{\text{вн.об}}) k_{\text{обм.мод}} k_{\text{зап.мод}}}.$$

Здесь a , h , $d_{\text{вн}}$ — ширина, высота и внутренний диаметр магнитопровода; ω_2 , $S_{\text{внт}}$ — количество витков вторичной обмотки и сечение провода; $k_{\text{обм.мод}}$ — коэффициент, показывающий, какую часть окна занимает первичная обмотка модели; $k_{\text{зап.мод}}$ — коэффициент заполнения вторичной обмотки модели.

Выполнение уменьшенной модели, к тому же оптимальных размеров, позволяет резко уменьшить потребляемую мощность. Так, например, объемы сердечников верхней и нижней ступени каскадного трансформатора тока типа ТФНКД—500 равны 20 800 и 3 260 см³, а одной из его моделей, выполненных в Институте электродинамики АН УССР, — 260 и 45 см³. Соответственно почти в 100 раз уменьшается потребляемая мощность, что дало возможность исследовать работу каскадного трансформатора в лабораторных условиях.

Пример. Определим допустимую активную ($\alpha=0^\circ$) нагрузку на трансформатор тока типа ТПОФ-20 с номинальным током 600 а при допустимой погрешности по действующему значению тока установившегося режима $f=20\%$, если кратность максимального тока короткого замыкания $k_{\text{к.з}}=19$. Сердечник класса Д, ленточный, ст. Э310, $l=77$ см, $S=33$ см²; число витков $\omega_1=1$, $\omega_2=120$; сопротивление вторичной обмотки $Z_{\text{обм}2} \approx R_{\text{обм}2}=0,3$ ом. Удельный первичный ток трансформатора

$$I_{1\text{уд}} = \frac{I_{1\text{н}} k_{\text{к.з}} \omega_1}{l} = 148, \text{ а/см.}$$

По обобщенным кривым для трансформатора с основной кривой намагничивания (рис. 1) при $I_{1\text{уд}}=148$ а/см и 20%-ной токовой погрешности допустимое удельное сопротивление $R_{2\text{уд.осн}}=0,0003$ ом/см. По кривым относительных значений полного тока намагничивания [Л. 4] $I_{0*}=0,3$. Тогда

$$I_{0\text{уд}} = H_{\text{осн}} = 0,3 I_{1\text{уд}} = 44,5 \text{ а/см.}$$

Из рис. 2

$$(U_{2\text{уд.осн}})_{H_{\text{осн}}} = 34,9 \text{ м/см}^2; (U_{2\text{уд}})_{H_{\text{осн}}} = 40,9 \text{ мв/см}^2.$$

Масштаб магнитной проницаемости

$$m_\mu = \frac{(U_{2\text{уд.осн}})_{H_{\text{осн}}}}{(U_{2\text{уд}})_{H_{\text{осн}}}} = 0,855.$$

Допустимое активное удельное сопротивление рассматриваемого трансформатора

$$R_{2\text{уд}} = \frac{R_{2\text{уд.осн}}}{m_\mu} = 0,000351 \text{ ом/см,}$$

а допустимое действительное активное сопротивление (с учетом сопротивления обмотки)

$$R_2 = R_{2\text{уд}} \frac{S \omega_2^2}{l} = 2,17 \text{ ом.}$$

Приложение. Определение критериев подбора трансформаторов тока. Представляя трансформатор тока Т-образной схемой замещения, получаем сложную систему, состоящую из двух подсистем (контуров). В соответствии с первым дополнительным положением о подобии сложных систем [Л. 1] для обеспечения подобия цепи в целом необходимо выполнить критерии подобия каждого контура. Получим указанные критерии на базе π -теоремы.

Протекание процесса в контуре, образованном первичной ветвью намагничивания, определяется следующими параметрами: i_1 , i_0 , u , R_1 , L_1 , L_0 , t , ω , где i_1 , i_0 — первичный ток и ток намагничивания; u — напряжение источника питания первичной ветви; R_1 , L_1 — полные (с учетом сопротивления и индуктивностей обмоток) активные сопротивления и индуктивности первичной ветви; L_0 — индуктивность ветви намагничивания; t , ω — время и угловая частота.

Рассмотрение матрицы размерностей, полученной на основе формул размерностей этих параметров, позволяет установить, что число независимых между собой параметров равно 3, количество критериев подобия — 5 и форм их записи — 32. Поскольку матрица размерностей оказывается вырожденной, на ее основе не представляется возможным найти критерии подобия. Воспользуемся для этой цели методом, изложенным в [Л. 8].

Выберем в качестве независимых параметров u , R_1 , t . Принимая их размерности за основные и выражая через них размерности всех параметров, получим матрицу

$$A = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix}, \quad (\text{П-1})$$

столбцы которой соответствуют независимым параметрам.

Из (П-1) можно получить невырожденную квадратную матрицу

$$M = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}. \quad (\text{П-2})$$

Выполняя необходимые операции, получим матрицу—таблицу

$$\begin{matrix} [u] & [L_1] & [\omega] \\ \begin{bmatrix} i_1 \\ i_0 \\ R_1 \\ L_0 \\ t \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} & \end{matrix} \quad (\text{П-3})$$

На основании (П-3) имеем:

$$[i_1] = \frac{[u]}{[L_1][\omega]}; \quad [i_0] = \frac{[u]}{[L_1][\omega]};$$

$$[R_1] = [L_1][\omega]; \quad [L_0] = [L_1]; \quad [t] = \frac{1}{[\omega]}.$$

Переходя от размерностей к параметрам, получаем следующие критерии, обеспечивающие подобие первого контура:

$$\pi_1^I = \frac{u}{i_1 R_1}; \quad \pi_2^I = \frac{i_1}{i_0}; \quad \pi_3^I = \frac{L_1}{R_1 t};$$

$$\pi_4^I = \frac{L_0}{R_1 t}; \quad \pi_5^I = \omega t. \quad (\text{П-4})$$

Аналогичным образом для второго контура:

$$\pi_1^{II} = \frac{i_2}{i_0}; \quad \pi_2^{II} = \frac{L_2}{R_2 t}; \quad \pi_3^{II} = \frac{L_0}{R_2 t}. \quad (\text{П-5})$$

Совместное выполнение условий (П-4) и (П-5) обеспечивает подобие трансформаторов, как сложной системы, в целом.

На основании π -теоремы уравнения критериев, соответствующие первому и второму контурам, можно представить в виде:

$$\pi_1^I = f_1(\pi_2^I, \pi_3^I, \pi_4^I, \pi_5^I);$$

$$\pi_1^{II} = f_2(\pi_2^{II}, \pi_3^{II}).$$

Поскольку $i_1 = i_0 + i_2$, $\pi_1^{II} = \pi_2^I$. Тогда для системы в целом

$$\pi_1 = F(\pi_2, \pi_3, \pi_4, \pi_5, \pi_6).$$

Таким образом, для подобия процессов в трансформаторах тока необходимо равенство четырех основных определяющих критериев (1) и критерия гомохронности (2).

Литература

1. Веников В. А., Теория подобия и моделирование применительно к задачам электроэнергетики, изд-во «Вышшая школа», 1966.
2. Кужеков С. Л., Физическое моделирование защитных трансформаторов тока, Изв. вузов «Электромеханика», 1967, № 10.
3. Сирота И. М., Переходные режимы работы трансформаторов тока, изд-во «Наукова думка», 1961.
4. Сирота И. М., Стогний Б. С., Рогоза В. В., Черненко В. А., Обобщенные характеристики для выбора трансформаторов тока в установившемся режиме, Изд. Института электродинамики АН УССР, Киев, 1970.
5. Глухов В. А., Якубайтис Э. Я., Физическое моделирование дроссельных магнитных усилителей, Рига, Изд. АН Латв. ССР, 1967.
6. Стогний Б. С., Рогоза В. В., Черненко В. А., Методика выбора трансформаторов тока с учетом масштаба магнитной проницаемости, «Энергетика и электрификация», 1969, № 3.
7. Стогний Б. С., Рогоза В. В. и Черненко В. А., Физическое моделирование каскадных трансформаторов тока, Вопросы технической электродинамики, изд-во «Наукова думка», 1968.
8. Милях А. Н., Кубышин Б. Е. и Волков И. П., Индуктивно-емкостные преобразователи, изд-во «Наукова думка», 1968.

[3.3.1970]



УДК 621.318.2.001.57

Электрическое моделирование систем с постоянными магнитами

В. В. КОГЕН-ДАЛИН

Московский энергетический институт

Общая оценка аналитических методов расчета и электрического моделирования систем с постоянными магнитами. Магнитные цепи с постоянными магнитами, которые используются в разнообразных устройствах автоматики, измерительной техники, радиоэлектроники, электромашиностроения и других областях техники, рассчитываются, как правило, аналитическими методами. В этих методах сложная полевая задача заменяется расчетом простейшей эквивалентной цепи, для чего вводится ряд допущений, в большей или меньшей степени далеких от истины (в зависимости от сложности рассчитываемой системы). Анализ применяющихся методов расчета показывает, что основные упрощения исходной задачи сводится к следующему.

1. Поля векторов намагниченности, индукции и напряженности внутри магнита (или внутри отдельных зон, на которые условно разбит магнит) принимаются однородными и одномерными вне зависимости от сложности профиля магнита и величины потоков рассеяния с его боковых поверхностей.

2. Свойства любой области магнита и в любом направлении описываются предельной кривой раз-

магничивания или прямыми возврата, отходящими от нее; в текстурованных материалах предполагается совпадение легкого намагничивания с магнитной осью системы и линиями вектора напряженности.

3. Магнитные линии поля рассеяния часто проводятся интуитивно или на основе простейших спектров из ферромагнитных опилок. Затем потоки рассеяния разбиваются на дискретные трубки, симметричные относительно нейтрали магнита, положение которой далеко не во всех системах очевидно. Формулы проводимостей рассеяния выводятся после замены формы реальных трубок потока упрощенными геометрическими формулами при произвольном условии эквипотенциальности участков поверхности магнита, на которые опираются эти трубки. Вместе с тем точность определения потоков рассеяния имеет важнейшее значение, так как сумма потоков рассеяния в ряде систем не только достигает порядка рабочего потока, но может превосходить последний в десятки или даже сотни раз.

4. В большинстве расчетов применяется метод Эвершеда—Пику, в котором априори задается линейный закон распределения потенциалов по поверхности магнита; затем составляется аналоговая

схема, в которой весь магнит заменяется одним нелинейным сопротивлением, а все проводимости внешних потоков присоединяются к его концам.

В магнитных системах приборов навигации, автоматики, радиотехники и электроники особый интерес представляет топография поля в рабочей области. Аналитический расчет удается осуществить лишь в немногих простейших случаях, когда форма границ поля несложна или когда материал магнита можно считать однородно намагниченным до насыщения. Поэтому расчеты топографии поля выполняются только в исключительных случаях, а регулирование поля производится опытным путем на изготовленной системе.

Все эти обстоятельства привели к тому, что в формулы расчета отработанных и опробованных систем вводятся эмпирические коэффициенты, корректирующие в большей или меньшей степени погрешности предварительно введенных допущений. Для новых систем погрешности первоначальных расчетов оказываются весьма значительными.

Современные требования получения экономичных систем с оптимальными параметрами заставляют искать пути и методы уточненных расчетов потокораспределения и топографии поля.

Применение ЦВМ и численных методов расчета для столь сложных нелинейных краевых задач в настоящее время не представляется целесообразным, учитывая ограниченный объем оперативной памяти машин и недостаточный уровень исследований сходимости итерационных процессов при решении нелинейных дифференциальных уравнений в частных производных. Использование электрических моделей позволяет детально исследовать магнитную систему на всех этапах ее создания (термомеханическая обработка, намагничивание, сборка). Каждый этап моделирования обеспечивает исходными данными последующие этапы. Поэтому с 1965 г. в проблемной лаборатории Московского энергетического института проводятся работы по созданию методик и средств электрического моделирования систем.

По литературным источникам нам известны лишь две попытки моделирования систем с постоянными магнитами. В [Л. 1] был предложен расчетный стол, на котором набиралась цепная схема замещения магнита и определялось потокораспределение в ней. Однако самая трудная проблема — определение проводимостей потоков рассеяния — осталась нерешенной: автор предлагал рассчитывать проводимости по формулам, точность которых всегда подвергается сомнениям. В [Л. 2] использовали стандартный сеточный электроинтегратор для исследования поля магнитной периодической фокусирующей системы (МПФС). На интеграторе выполнялась геометрическая граница магнита, но внутренняя область магнита совершенно не моделировалась. К полюсным наконечникам прикладывалась разность потенциалов, рассчитанная графо-аналитическим методом. Распределение потенциалов по поверхности магнита, очевидно, было искажено на модели по сравнению с оригиналом.

Для иллюстрации высказанных выше положений рассмотрим простой пример — кольцевой магнит из феррита бария, намагниченный в радиаль-

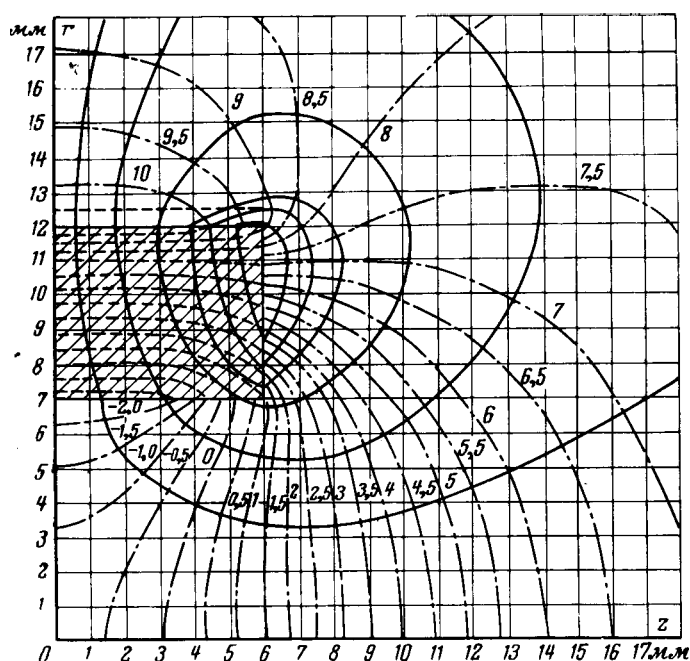


Рис. 1. Топография поля кольцевого магнита из феррита, намагниченного в радиальном направлении.
— трубки потока (все трубки построены через $\Delta\Phi = 100$ гс · мм²;
--- эквипотенциалы (даны в вольтах; $\Phi_m = 534$ э · мм).

ном направлении. Такие магниты используются в электронно-оптических фокусирующих системах. На рис. 1 изображена одна четвертая часть сечения кольца и нанесена топография его поля, полученная на электрической сеточной модели (предполагается, что кольцо предварительно намагничено в однородном радиальном поле). Поле внутри магнита оказывается существенно неоднородным; трубки потоков во внешнем пространстве имеют сложную конфигурацию, что крайне затрудняет выбор аналитических формул для расчета магнитных проводимостей.

Найденное по данным моделирования распределение намагниченности в кольце показано на рис. 2. Почти во всем объеме магнита величина намагниченности меньше остаточной ($J_{ост} = 164$ э), чему соответствует смещение рабочих точек элементарных областей на спинку петли гистерезиса; в торцевых частях кольца векторы намагниченности существенно отклоняются от заданного ранее радиального направления.

В существующих аналитических методах расчета магнитных систем из феррита намагниченность J всего объема принимается однородной и совпадающей с направлением поля намагничивающей

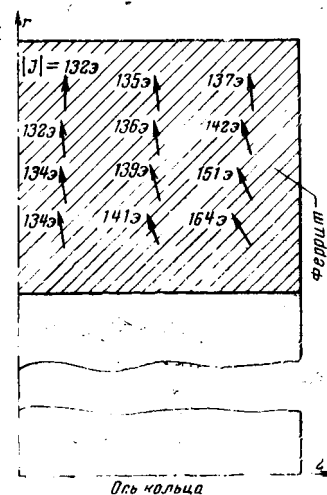


Рис. 2. Распределение намагниченности в ферритовом кольце.

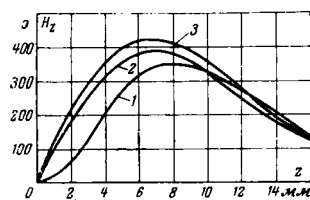


Рис. 3. Кривые изменения напряженности поля $H_z(z)$ на оси кольцевого магнита. 1 — электрическая модель; 2 — расчет по [Л. 2]; 3 — расчет при $J_r = J_{ост}$.

установки; кроме того, обычно предполагается, что абсолютная величина J равна остаточной намагниченности $J = I_{ост}$. При таких условиях расчет «выходной» характеристики магнита (в рассматриваемом случае напряженности поля на оси кольца $H_z(z)$, где проходит электронный пучок) может быть проведен с помощью простых формул магнитостатики.

На рис. 3 сопоставлены кривые $H_z(z)$, полученные при аналитическом расчете и измерениях на модели. Расчет с использованием формул приведенной проводимости, которые были найдены в [Л. 2] на электроинтеграторе, дает лучшие результаты (кривая 2), но и в этом случае отличие в максимуме значения H_z и положении его на оси достигает 10%.

По описанной в статье методике в проблемной лаборатории МЭИ было проведено моделирование разнообразных систем. Результаты моделирования сопоставлялись с данными измерения потоков, магнитных потенциалов и напряженности поля в оригиналах систем. Различие этих данных не выходило за границы поля суммарных погрешностей измерения магнитных величин оригинала и электрических величин модели (5—7%).

Моделирование внешней области магнитной системы. Под внешней областью магнитной системы мы понимаем все пространство с магнитным полем, охватывающее магнитную цепь системы и занятое неферромагнитными элементами конструкции или неферромагнитной средой.

Электрическое моделирование внешней области опирается на известные критерии математического подобия потенциального магнитного поля и поля токов в проводящей среде [Л. 3 и 4]. Поле моделируется обычными средствами линейных электроинтеграторов: электропроводная бумага, электролит (обычно вода) или сетка активных сопротивлений.

Особенностью многих магнитных систем является то обстоятельство, что их габаритные размеры значительно меньше размеров внешней области (часто внешняя область простирается до бесконечности хотя бы по одной из координатных осей). Это приводит к необходимости расширения объема электроинтегратора до таких пределов, чтобы края его не оказывали влияния на токораспределение в интересующей нас области.

Многие типы магнитных систем обладают осевой симметрией, и моделирование может осуществляться в клиновидной ванне или на сетке.

В некоторых случаях рабочее поле системы можно рассматривать как плоскопараллельное при условии, что боковые потоки рассеяния, направленные перпендикулярно оси рабочего потока, невелики по сравнению с последним. Грубая оценка соотношения величин этих потоков осуществляется с помощью аналитических формул. При этом моделирование производится на электропроводной

бумаге в комбинации с сопротивлениями, отражающими влияние боковых потоков рассеяния. Проводимости этих потоков рассеяния находятся моделированием в объемной ванне или косвенными аналитическими приемами. Однако значительное число магнитных систем оказываются трехмерными и имеют только две (а иногда даже одну) плоскости симметрии. Одна плоскость проходит через магнитную ось системы и является плоскостью равного значения силовой функции, другая плоскость проходит через середину рабочего воздушного зазора системы и является эквипотенциальной плоскостью. Моделирование таких систем целесообразно выполнять в объемной электролитической ванне, так как объемная сетка потребует слишком большого числа узлов.

Моделирование магнита. В соответствии с критериями подобия нелинейных сред [Л. 3] область магнита должна замещаться проводящей средой с удельной вольт-амперной характеристикой, форма которой совпадала бы с соответствующими характеристиками магнитно-жесткого материала. В частности, для создания характеристики второго квадранта петли гистерезиса нужно было бы иметь среду с нелинейной проводимостью, в которой индуцируется сторонняя напряженность поля. Создать такую среду невозможно, приходится дискретизировать пространство и моделировать элементарные объемы магнита нелинейными двухполюсниками. Каждый из этих двухполюсников должен легко перестраиваться, так чтобы выходные вольт-амперные характеристики принимали вид, подобный заданным характеристикам магнитно-жестких материалов.

На постоянном токе такие двухполюсники могут быть созданы на основе кремниевых фотоэлементов или полупроводниковых триодов [Л. 5 и 6]. Кремниевые фотоэлементы, работающие в режиме источников питания, имеют вольт-амперные характеристики, подобные спинке петли гистерезиса. Вводя последовательно с фотоэлементом регулируемые сопротивления и источники э. д. с., изменяя освещенность фотоэлементов, можно всегда получить нужную форму вольт-амперной характеристики (рис. 4,а).

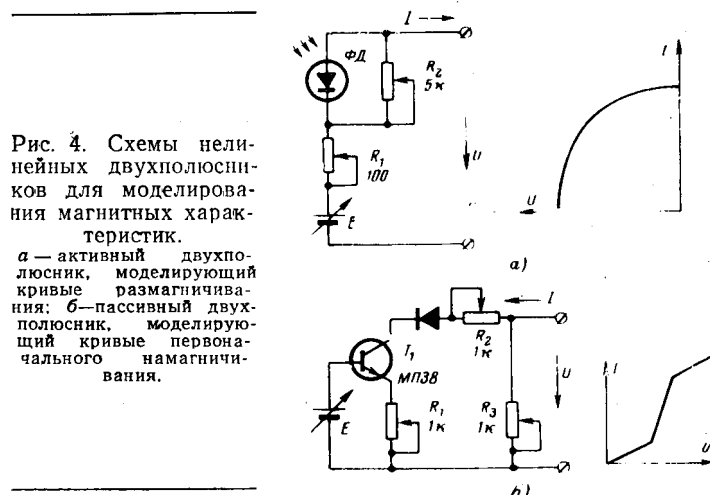


Рис. 4. Схемы нелинейных двухполюсников для моделирования магнитных характеристик. а — активный двухполюсник, моделирующий кривые размагничивания; б — пассивный двухполюсник, моделирующий кривые первоначального намагничивания.

Для формирования кривых первоначального намагничивания используются начальные участки вольт-амперной характеристики полупроводниковых диодов в сочетании со стабилизаторами напряжения и тока (рис. 4,б). Следует заметить, что в направлении, перпендикулярном магнитной текстуре, характеристики первоначального намагничивания на значительном участке оказываются прямыми; поэтому поперечные элементы сетки, замещающей магнит, во многих случаях могут выполняться из линейных сопротивлений.

При сочетании электролитической ванны с сеткой-аналогом модель магнита с подобной геометрической формой изготавливается из изоляционного материала; затем она покрывается проводящей краской (на основе серебряного порошка), так что поверхность разделяется на ряд изолированных друг от друга участков.

Из-за влияния поляризации питание электролитических моделей проводится от источников переменных э. д. с. При этом внешние характеристики активных двухполюсников должны быть подобны магнитным характеристикам не по мгновенным, а по действующим значениям напряжений и токов. В противном случае измерения станут невозможными, так как в электроинтеграторе возникнут не синусоидальные токи с различными коэффициентами форм. Однако схемы регулируемых активных двухполюсников с условно нелинейными характеристиками оказываются чрезвычайно сложными и их применение вряд ли целесообразно.

При моделировании ферритовых магнитов положение отличается тем, что их характеристики во втором квадранте близки к прямым. Активные двухполюсники выполняются в виде регулируемых источников синусоидальной э. д. с. с переменным внутренним сопротивлением. Все измерения на электроинтеграторе проводятся по действующим значениям.

При моделировании магнитов из литых сплавов, имеющих резко нелинейные кривые размагничивания, вместо нелинейной сетки, замещающей магнит, можно применить сетки с линейными источниками э. д. с., используя для решения краевой задачи на электроинтеграторе итерационные методы. Последовательно регулируя э. д. с. и внутренние сопротивления этих линейных двухполюсников, добиваются такого положения, когда рабочие точки всех двухполюсников лежат на заданных нелинейных вольт-амперных характеристиках, подобных магнитным характеристикам соответствующих участков магнита.

Итерационный процесс можно вести по методу секущих или по методу касательных [Л. 7]. Исследования процесса сходимости и опыт показывают, что число итерационных циклов относительно невелико, если удовлетворяет погрешность решения 2—3%. Итерационный процесс на линейном интеграторе может быть автоматизирован с помощью стандартных функциональных аналоговых блоков и соответствующих коммутаторов.

Специальные вопросы моделирования. Сопряжение сетки-аналога магнита со сплошной проводящей средой. Особого внимания заслуживают погрешности от неоднород-

ности средств моделирования магнита (сетка) и окружающей его среды (электролитическая ванна или электропроводная бумага). Как указывалось выше, граница раздела (поверхность ферромагнитных элементов) выполняется в виде эквипотенциальных проводящих участков конечных размеров, вследствие чего вместо гладкого закона изменения потенциалов на поверхности магнита устанавливается ступенчатый закон с большими градиентами у краев участков.

Искажение градиентов потенциала у поверхности модели магнита вызывает искажение истинной величины токов, выходящих из поверхности в окружающую среду (потоков рассеяния). Естественно, что при этом изменяются: режим работы активных двухполюсников сетки-аналога магнита, распределение потоков, интенсивность и топография поля внутри и вне магнита.

Эти погрешности могут быть снижены увеличением числа зон, на которые разбивается поверхность модели магнита. Однако такой путь потребует соответствующего увеличения числа двухполюсников во внутренней сетке, что усложняет модель и удлиняет итерационный процесс решения.

Рациональным решением проблемы является применение переходной зоны в виде сетки, замещающей слой пространства, который примыкает к поверхности магнита. Переходная зона сопрягает внутреннюю активную сетку с широким шагом и поверхность модели с небольшим шагом эквипотенциальных зон. Измерение токов, эквивалентных потокам рассеяния магнита, производится на регулярной части переходной зоны, где методическая погрешность определяется только дискретностью сетки. Структура сетки в переходной зоне может быть различной; по нашему мнению, наиболее целесообразна схема рис. 5, основанная на [Л. 9].

Моделирование систем с постоянными магнитами, имеющих дополнительное электромагнитное возбуждение. При моделировании устройств, в которых на поле магнита накладываются поля объемных катушек с током (в электрических машинах и аппаратах), приходится сталкиваться с проблемой совместного исследования потенциального и вихревого полей. Для первого типа полей обычно осуществляется прямое моделирование, при котором магнитной проницаемости оригинала соответствует электрическая проводимость модели. Такое моделирование мы применяем для рассмотренных выше систем, возбуждаемых только постоянным магнитом. Для второго типа полей применяется обратное моделирование [Л. 10], при котором аналогами оказываются магнитная проницаемость и электрическое сопротивление. Поэтому рабочие поля электроинтегратора становятся несовместимыми

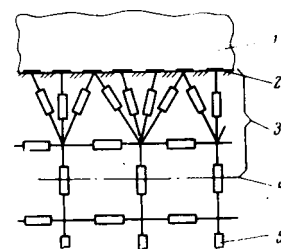


Рис. 5. Схема переходной зоны между электролитом и сеткой-аналогом магнита.

1 — сплошная среда-аналог внешнего пространства; 2 — поверхность модели магнита; 3 — переходная зона; 4 — истинная поверхность магнита; 5 — сетка-аналог магнита.

и необходимо осуществить инверсию одной из моделей: либо модели внешнего пространства, либо внутренней области самого магнита. Опыт показывает, что удобно инвертировать сетку, замещающую магнит [Л. 11].

В некоторых частных случаях можно пойти по пути упрощения, замещая объемные катушки с током эквипотенциальными поверхностями с рассчитанной заранее разностью магнитных потенциалов [Л. 10].

Выводы. 1. При поверочных расчетах и проектировании систем с постоянными магнитами целесообразно использовать электрические модели, на которых можно найти токораспределение системы и топографию поля в рабочем объеме. Погрешность моделирования не превышает 5—7%.

2. Двухмерные магнитные системы удобнее моделировать на сеточных электроинтеграторах, трехмерные — в электролитической ванне с применением сетки двухполюсников — аналога постоянного магнита. В последнем случае целесообразно применять линейные активные двухполюсники и вести моделирование итерационными методами.

3. Для повышения точности расчетов возможно совместное использование электрических моделей и ЦВМ.

Литература

1. Parker, Permanent magnets and its application, 1963, London.
2. Неппе, Напряженность магнитного поля в периодических фокусирующих системах, *Telefunken Röhre*, 1961, № 40.
3. Веников В. А., Теория подобия и моделирования, изд-во «Высшая школа», 1966.
4. Тетельбаум И. М., Электрическое моделирование, Физматгиз, 1959.
5. Шатуновский В. Л., Применение фотодиодных ячеек для моделирования статических систем с постоянными магнитами, Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1967, № 6.
6. Яковлев Е. Ф., Электрическое моделирование кривых первоначального намагничивания, Доклады научно-исследовательской конференции за 1966—1967 гг., Подсекция проблемной лаборатории постоянных магнитов, МЭИ, 1967.
7. Коген-Далин В. В. и Яковлев Е. Ф., Автоматизация итерационных процессов расчета систем с постоянными магнитами на линейных электроинтеграторах, «Электронная техника», серия 7, 1969, № 1 (8).
8. Коген-Далин В. В. и Шатуновский В. Л., Использование методов математического моделирования при расчете систем с постоянными магнитами, Изв. ВШ, «Электро-механика», 1966, № 12.
9. Карплюс У., Моделирующие устройства для решения задач теории поля, Изд. иностранной литературы, 1962.
10. Демирчян К. С., Общий метод моделирования вихревых магнитных полей в однородных средах, «Электричество», 1966, № 9.
11. Волченсков В. И. и Коген-Далин В. В., Электрическое моделирование магнитной цепи машин с постоянными магнитами, Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1969, № 4.

[26.5.1970]



УДК 621.311.1.001.24

Прогнозирование полезного отпуска электроэнергии по энергосистеме

Канд. техн. наук П. И. ГОЛОВКИН

Мосэнерго

Прогнозирование электропотребления в общем случае может осуществляться несколькими методами, например: на основании функциональной зависимости электропотребления от других переменных величин, изменение которых происходит совместно с изменением потребления электроэнергии (численность рабочей силы, промышленное производство, прирост основных фондов, общественный продукт, национальный доход и т. д.); методом всесторонних экономических планов (планируемый уровень развития в отдельных взаимосвязанных секторах народного хозяйства); методом сравнительного международного анализа; на основании существующей корреляционной зависимости между спросом на электроэнергию и нагрузкой потребителей; по темпам изменения электропотребления за предшествующий период времени [Л. 1 и 2].

Первые три из перечисленных методов прогнозирования не могут использоваться для прогнозирования полезного отпуска электроэнергии по энергосистеме из-за отсутствия в энергосистеме данных по другим переменным величинам, находящимся в функциональной зависимости от электропотребления, и невозможности их накопления по обслуживаемой энергосистемой территорией.

Полезный отпуск электроэнергии можно прогнозировать по существующей корреляционной зависимости между спросом на электроэнергию и максимальной нагрузкой по выражению

$$W_p = r \frac{\delta_2}{\delta_1} (P - a) + b, \quad (1)$$

где $a = \frac{\sum_{i=1}^n P_i}{n}$ — математическое ожидание величины P ;

$b = \frac{\sum_{i=1}^n W_i}{n}$ — математическое ожидание величины W ;

$\delta_1 = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (P_i - a)^2}{n - 1}}$ — стандартное отклонение величины P ;

$\delta_2 = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (W_i - b)^2}{n - 1}}$ — стандартное от-

клонение величины W ; $r = \sum_{i=1}^n \frac{(P_i - a)(W_i - b)}{(n-1)\delta_1\delta_2}$ — коэффициент корреляции.

Имея ряд значений W_i и P_i за расчетный период T , можно решить уравнение (1) и определить полезный отпуск электроэнергии на прогнозируемый период $W_{пр}$ при определенном значении прогнозируемой нагрузки $P_{пр}$. При этом необходимо с достаточной степенью точности определить $P_{пр}$, которая очень сильно зависит от среднемесячной и среднесуточной температуры воздуха в период прохождения максимальной нагрузки.

Экстраполяция статистических данных о температуре воздуха и нагрузке в декабре показывает, что ожидаемую нагрузку можно скорректировать по выражению:

$$P = k_t^P P_{cp}^T, \quad (2)$$

где $k_t^P = \frac{t_{ф}^M t_{ср}^C}{t_{ср}^M t_{ф}^C}$; $P_{ср}^T$ — средняя максимальная нагрузка в декабре за расчетный период T ; k_t^P — корректирующий коэффициент по температуре воздуха; $t_{ф}^M$ — фактическая среднемесячная температура воздуха в декабре; $t_{ср}^M$ — среднемесячная температура воздуха в декабре за расчетный период T ; $t_{ф}^C$ — фактическая среднесуточная температура воздуха в день прохождения максимальной нагрузки в декабре; $t_{ср}^C$ — среднесуточная температура воздуха в день прохождения максимальной нагрузки за расчетный период T .

Указанная корректировка весьма затруднительна из-за сложности прогнозирования месячной и суточной температуры воздуха на длительный прогнозируемый период времени. Расчет полезного отпуска электроэнергии по этому методу на 1967 г. и 1968 г. с использованием расчетного сглаживания по методу наименьших квадратов был проведен с ошибкой прогнозирования, равной 0,9—1,4%. При этом $W_{пр}$ определялся по фактическим данным P , t^M и t^C за соответствующий период времени. Расчет полезного отпуска электроэнергии на 1969 г., проведенный по прогнозируемым данным о нагрузке и температуре воздуха, был проведен с ошибкой прогнозирования по сравнению с расчетом $W_{пр}$ по темпам прироста уже на 3,9%.

Рассмотрим прогнозирование полезного отпуска электроэнергии по темпам прироста. Наиболее типичным периодом по режиму электропотребления является год (рис. 1).

Среднегодовые темпы прироста полезного отпуска за расчетный период T

$$\Delta W = \left(\sqrt[T-1]{\frac{W_T}{W_0}} - 1 \right) 100, \%, \quad (3)$$

где W_0 и W_T — полезный отпуск электроэнергии в начальном и конечном годах расчетного периода T .

Расчет по формуле (3) показал, что прогнозируемый прирост полезного отпуска может существенно отличаться от фактического. Так, например, по среднегодовым темпам прирост полезного отпуска

за 1967 г. должен был составить 6,8%, а фактически он оказался равным 5,34% (ошибка прогнозирования — 8,6%). На изменение темпов прироста полезного отпуска заметное влияние оказывают температура наружного воздуха и соотношение рабочих и нерабочих дней в прогнозируемом периоде (последний фактор особенно стал сказываться после перевода промышленности на работу с двумя выходными днями в неделю).

Отклонение указанных показателей в прогнозируемом периоде от соответствующих средних показателей за расчетный период T увеличивает ошибку прогнозирования по темпам прироста полезного отпуска.

Поэтому в общем случае средний прирост полезного отпуска на прогнозируемый период необходимо корректировать коэффициентом прогнозирования $k_{пр}$, т. е.

$$\Delta W_{пр} = k_{пр} \left(\sqrt[T-1]{\frac{W_T}{W_0}} - 1 \right). \quad (4)$$

Для определения $k_{пр}$ требуется знать коэффициент k_t , характеризующий отклонение температуры наружного воздуха в прогнозируемом периоде от средней фактической температуры воздуха за расчетный период T , и коэффициент k_D , характеризующий изменение соотношения рабочих и нерабочих дней в прогнозируемом и расчетном периоде

$$k_t = \frac{t_{ож}}{t_{ср}^{MN}}, \quad (5)$$

где $t_{ож}$ — ожидаемая в зоне действия энергосистемы среднегодовая температура воздуха на прогнозируемый год (определяется на основании экстраполяции данных о фактическом значении среднегодовой температуры за расчетный период T); $t_{ср}^{MN}$ — средняя многолетняя температура воздуха на территории функционирования энергосистемы; коэффициент k_D определяется с учетом того, что полезный отпуск электроэнергии в рабочие сутки значительно превышает полезный отпуск в нерабочие сутки.

Следовательно, чем больше будет значение отношения рабочих дней к нерабочим в прогнозируемом периоде по сравнению с соответствующими средними показателями за расчетный период, тем больше будет полезный отпуск электроэнергии в прогнозируемом периоде.

Поэтому

$$k_D = \frac{D_p D_{н}^{ср}}{D_{н} D_p^{ср}}, \quad (6)$$

где D_p и $D_{н}^{ср}$ — среднегодовое количество рабочих и нерабочих дней за расчетный период.

Так как полезный отпуск электроэнергии уменьшается при повышении температуры воздуха в прогнозируемом периоде против среднегодовой за расчетный период T и, наоборот, увеличивается при понижении температуры, то коэффициент $k_{пр}$ необходимо определять:

для энергосистем, действующих в климатических районах с положительной среднегодовой тем-

пературой, по выражению:

$$k_{np} = \frac{k_D}{k_t}, \quad (7)$$

для энергосистем, обслуживающих районы с отрицательными среднегодовыми температурами, по выражению:

$$k_{np} = k_D k_t. \quad (8)$$

Ожидаемый полезный отпуск электроэнергии на прогнозируемый период

$$W_{np} = W_T (1 + \Delta W_{np}), \quad (9)$$

где ΔW_{np} принят в относительных единицах.

После преобразования

$$W_{np} = W_T \left[1 + k_{np} \left(\sqrt[T-1]{\frac{W_T}{W_0}} - 1 \right) \right]. \quad (10)$$

Формула (10) позволяет прогнозировать полезный отпуск с достаточно высокой степенью точности при достоверной статистической информации об электропотреблении и температуре наружного воздуха в сравнительно устойчивых границах действия энергосистемы за длительный период времени.

По исследуемой энергосистеме при прогнозировании полезного отпуска по формуле (10) использовались данные о ежегодном электропотреблении, начиная с 1961 г., а о температуре воздуха — с 1881 г.

Анализ данных о фактическом электропотреблении за период с 1961 г. по 1968 г. показал, что прирост полезного отпуска составляет по месяцам — 3,4—11,1% и по годам — 5,34—8,5%.

Характер изменения полезного отпуска в течение года (по нарастающему итогу) достаточно устойчив (рис. 1).

Весьма интересными оказались собранные и обработанные данные о температуре наружного воздуха на обслуживаемой энергосистемой территории.

Из анализа температуры наружного воздуха на обслуживаемой энергосистемой территории следует, что среднегодовая температура воздуха за последние 8 лет повысилась против среднегодовой многолетней температуры воздуха по рассматриваемому району примерно на 0,6°С (с 3,86°С до 4,44°С);

изменение среднегодовой температуры воздуха по годам характеризуется подъемами и спадами температуры через соответствующие неравномерные периоды времени (продолжительность периодов от 1 до 4 лет); колебание среднегодовой температуры воздуха происходит в зоне положительных температур от 1,7° до 6,2°С.

При этом необходимо оговориться, что среднегодовая температура воздуха за период с 1960 по 1967 г. определялась на основании замеров в 9-ти

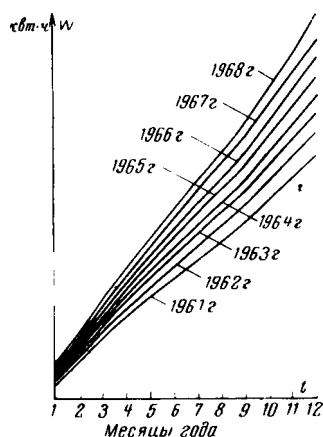
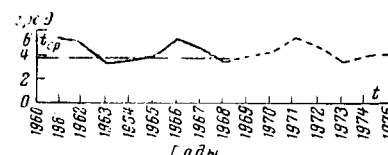


Рис. 1. Динамика полезного отпуска электроэнергии по энергосистеме.

Рис. 2. Изменение среднегодовой температуры воздуха.

— — — средняя многолетняя температура.



точках энергосистемы, а за период с 1881 г. по 1960 г. на основании систематических замеров только по одной постоянной точке, расположенной в г. Москве.

Расчет ожидаемой температуры воздуха производился на основании статистических данных о температуре за период с 1960 г. с учетом выявленных особенностей изменения температуры воздуха за период с 1881 г. Так, например, при расчете ожидаемой температуры воздуха на 1968 г. было определено, что математическое ожидание $a = 4,54^\circ\text{C}$ и стандартное отклонение $\delta = 0,75^\circ\text{C}$.

Однако, учитывая характер изменения среднегодовой температуры воздуха за предшествующий период (рис. 2), в частности, тенденцию к понижению температуры, была принята за расчетную на 1968 г. температура $t_{ож} = (a - \delta) = 3,7^\circ\text{C}$.

Фактическая среднегодовая температура воздуха за 1968 г. оказалась равной 3,8°С. Аналогичным способом определялась ожидаемая температура воздуха на 1969 г. и последующие годы.

Расчеты показали, что при прочих равных условиях повышение среднегодовой температуры воздуха на 1°С против расчетного значения (4°С) приведет к снижению прироста полезного отпуска электроэнергии в 1969 г. на 20%. И, наоборот, понижение температуры воздуха на 1°С против расчетной вызовет увеличение прироста полезного отпуска электроэнергии на 32%.

В 1969 году фактический полезный отпуск с большой степенью точности совпал с запрогнозированным — ошибка составила 0,36%.

Результаты расчета полезного отпуска электроэнергии на перспективный период до 1972 г. приведены в табл. 1.

Из табл. 1 видно, что определение полезного отпуска электроэнергии по формуле (10) (с учетом коэффициентов k_t и k_D) значительно повышает точность прогнозирования полезного отпуска по тем-

Таблица 1

Годы	$t_{фак}, \text{град}$	$t_{ож}, \text{град}$	k_t	k_D	k_{np}	$\Delta W_T^p, \%$	ΔW_T^p по темпам прироста без учета $k_{np}, \%$	ΔW_T^p по формуле (10), %	Ошибка прогнозирования, %
1961	5,5	—	—	—	—	—	—	—	—
1962	4,9	—	—	—	—	8,5	—	—	—
1963	3,5	—	—	—	—	7,5	—	—	—
1964	3,8	—	—	—	—	5,5	—	—	—
1965	4,0	—	—	—	—	7,05	—	—	—
1966	5,2	1,37	0,98	0,72	—	5,52	7,04	5,1	0,4
1967	4,8	1,26	0,96	0,76	—	5,34	6,8	5,17	0,36
1968	3,7	3,8	0,974	0,964	0,99	6,51	6,56	6,51	0,06
1969	—	4,0	1,05	0,974	0,927	—	6,56	6,08	—
1970	—	4,2	1,1	1,012	0,92	—	6,49	5,97	—
1971	—	5,6	1,44	1,02	0,708	—	6,43	4,55	—

пам прироста — ошибка прогнозирования оказалась в пределах 0,06—0,4%.

Для расчета полезного отпуска на квартал или месяц по формуле (10) необходимо прогнозировать температуру наружного воздуха на соответствующий период, что представляет определенные трудности.

Более простым и достаточно точным оказался метод прогнозирования на квартал по годовому полезному отпуску, определенному по формуле (10), и удельным весам фактического полезного отпуска за 1-й квартал, за 1-е полугодие и 9 месяцев, выраженным средним процентом от фактических годовых полезных отпусков электроэнергии за расчетный период T :

$$W_{\text{пр}}^{\text{ч.г}} = \frac{g_{\text{ч.г}}^{\text{сп}} W_{\text{пр}}^{\text{г}}}{100}, \text{ квт} \cdot \text{ч}, \quad (11)$$

где $W_{\text{пр}}^{\text{ч.г}}$ — прогнозируемый полезный отпуск электроэнергии на соответствующую часть расчетного года (1-й квартал, 1-е полугодие, 9 месяцев), $\text{квт} \cdot \text{ч}$; $W_{\text{пр}}^{\text{г}}$ — запрогнозированный полезный отпуск электроэнергии на расчетный год, $\text{квт} \cdot \text{ч}$; $g_{\text{ч.г}}^{\text{сп}}$ — средний удельный вес фактического полезного отпуска электроэнергии за соответствующую часть года (1-й квартал, 1-е полугодие, 9 месяцев) в расчетном периоде T , %.

Предложенный метод базируется на устойчивых соотношениях полезного отпуска в процентах по принятым периодам года.

Результаты расчета по этому методу приведены в табл. 2.

Для расчета полезного отпуска на месяц целесообразно использовать принятый метод определения квартальных полезных отпусков, т. е. прогнозировать месячный полезный отпуск по прогнозируемому квартальному полезному отпуску и удельному весу полезного отпуска электроэнергии за соответствующий месяц, выраженному средним процентом от фактического квартального отпуска электроэнергии за расчетный период T ,

$$W_{\text{пр}}^{\text{м}} = \frac{g_{\text{м}}^{\text{сп}} W_{\text{пр}}^{\text{кв}}}{100}, \text{ квт} \cdot \text{ч}, \quad (12)$$

где W — прогнозируемый полезный отпуск электроэнергии на соответствующий месяц расчетного года, $\text{квт} \cdot \text{ч}$; $W_{\text{пр}}^{\text{кв}}$ — запрогнозированный полезный отпуск электроэнергии на соответствующий квартал расчетного года, $\text{квт} \cdot \text{ч}$; $g_{\text{м}}^{\text{сп}}$ — средний удельный вес фактического полезного отпуска электроэнергии за соответствующий месяц в расчетном периоде T , %.

Результаты расчета месячных полезных отпусков электроэнергии по формуле (12) приведены

Таблица 2

Годы	Удельный вес полезного отпуска за соответствующий период от годового полезного отпуска электроэнергии, %		
	За 1-й квартал	За 1-е полугодие	За 9 месяцев
1961	26,3	49,5	73,6
1962	26,1	49,5	72,8
1963	26,6	49,8	72,8
1964	26,7	49,8	72,8
1965	26,0	49,1	72,6
1966	26,3	49,6	72,1
1967	26,7	50,2	73,2
Средний за период 1961—1967 прогнозируемый на 1968 г.	26,4	49,5	72,8
Фактический за 1968 г.	26,38	49,6	72,7
Ошибка прогнозирования (в %)	0,07	0,23	0,16
Прогноз на 1969 г.	26,39	49,6	72,76
Ошибка прогнозирования (в %)	0,2	0,59	0,15

в табл. 3 (данные приведены только за 1-й квартал).

Прогнозируемый полезный отпуск электроэнергии на последний месяц каждого квартала, а также на 2—4-й кварталы следует корректировать в течение года по фактическим данным соответственно за истекшие месяцы текущего квартала и за истекшие кварталы текущего года. Такая корректировка особенно необходима в настоящее время в связи с недостаточностью статистических данных о фактических месячных полезных отпусках электроэнергии при работе потребителей с двумя выходными днями в неделю.

Полезный отпуск электроэнергии в стоимостном выражении или объем реализации электроэнергии можно прогнозировать по выражению:

$$C_{\text{пр}} = \sum_{i=1}^n W_{\text{пр}i}^{\text{г.с}} U_i^{\text{г.с}}, \text{ руб.}, \quad (13)$$

где $C_{\text{пр}}$ — прогнозируемый полезный отпуск электроэнергии на расчетный период (год, квартал, месяц) в стоимостном выражении, руб.; $W_{\text{пр}i}^{\text{г.с}}$ — прогнозируемый полезный отпуск электроэнергии на расчетный период (год, квартал, месяц) в натуральном выражении по соответствующей группе действующей статистической

Таблица 3

Годы	Удельный вес месячного полезного отпуска электроэнергии от квартального, %											
	I-й квартал			II-й квартал			III-й квартал			IV-й квартал		
	Январь	Февраль	Март	Апрель	Май	Июнь	Июль	Август	Сентябрь	Октябрь	Ноябрь	Декабрь
Среднее значение за период 1961—1967 гг.	34,6	31,8	33,6	34,9	32,9	32,2	32,7	33,3	34,0	32,2	32,1	35,7
Фактическое значение за 1968 г.	34,55	32,2	33,2	34,2	31,7	34,1	32,8	32,7	34,5	32,4	31,8	35,8
Прогноз на 1969 г.	34,5	32,0	33,5	34,5	32,3	33,2	32,7	33,0	34,3	32,3	31,9	35,8
Фактическое значение за 1969 г.	34,1	31,8	34,1	34,5	32,1	33,4	33,2	32,3	34,5	32,2	32,0	35,8
Ошибка прогнозирования за 1969 г., %	0,13	0,6	2,1	1,2	0,42	1,0	0,85	2,8	0,42	2,0	1,5	1,7

О синхронном электроприводе конусных дробилок 2200 вторичного дробления

Инж. Е. Ф. МОРОЗОВ

Красноярск

Конусные дробилки 2200 являются наиболее распространенными дробилками вторичного дробления. Применяемые для их привода асинхронные электродвигатели имеют ряд существенных недостатков, поэтому в некоторых работах [Л. 1 и 2] предлагается использовать для привода дробилок синхронные двигатели.

В практике работы горнообогатительных предприятий конусные дробилки эксплуатируются с различными производительностями и перерабатывают разные по крепости руды. Поэтому оценку энергетики сравниваемых электроприводов возможно выполнить только на основании анализа наиболее тяжелого режима работы дробилок.

Для иллюстрации характера изменения нагрузочной диаграммы на рис. 1 приведена осциллограмма мощности, потребляемой асинхронным двигателем (тип ДАМСО 1510-12, 280 кВт) конусной дробилки 2200 мелкого дробления (производительность 210 м³/ч, щель — 5 мм). Такой режим работы дробилки является предельным, который гарантирует завод-изготовитель.

Осциллограмма рис. 1 отражает характер изменения полной мощности, потребляемой двигателем. На основании известного соотношения между полной и активной мощностью нетрудно построить нагрузочную диаграмму электропривода (на рис. 2), имеющую строго циклический характер; частота пульсаций электропривода конусных дробилок равна числу качаний дробящего конуса. Наличие периодичности позволяет аппроксимировать нагрузочную диаграмму гармоническим рядом Фурье:

$$M_d = M_0 + \sum_{k=1}^{\infty} M_{d.аk} \sin(kvt + \varphi_k), \quad (1)$$

где M_d — электромагнитный момент, развиваемый двигателем; M_0 — среднее значение момента двигателя за один оборот дробящего конуса; $M_{d.аk}$ — амплитудное значение переменной составляющей k -й гармоники момента двигателя; v — угловая частота вращения дробящего конуса; φ_k — начальная фаза k -й гармоники момента.

На основании математической обработки осциллограмм установлено, что гармонический состав нагрузочной диаграм-

мы электропривода дробилок определяется практически только двумя гармоническими. Соотношение между $M_{d.аk}$ и M_0 , а также φ_k за разные обороты дробящего конуса меняются незначительно. Для дальнейших расчетов эти величины усреднены в виде следующих уравнений:

для дробилок 2200 мелкого дробления

$$M_d = M_0 [1 + \sin vt + 0,23 \sin(2vt + 60^\circ)]; \quad (2)$$

для дробилок 2200 среднего дробления

$$M_d = M_0 [1 + 0,86 \sin vt + 0,3 \sin(2vt + 18^\circ)]. \quad (3)$$

Среднее значение момента M_0 дробилок мелкого дробления, усредненное за достаточно длительный промежуток времени, при работе в наиболее тяжелом режиме равно 340 кгм, отдельные редкие пики достигают 450 кгм; для дробилок среднего дробления соответственно 250 и 350 кгм.

Для перехода от уравнения нагрузочной диаграммы электропривода к уравнению нагрузочной диаграммы механизма, можно было бы воспользоваться известными из теории электропривода соотношениями [Л. 3]. Однако при анализе нагрузочных диаграмм электропривода (рис. 2) замечено, что в течение некоторого времени в каждом цикле двигатель переходит в генераторный режим. В свою очередь из [Л. 3] известно, что генераторный режим двигателя, работающего на пульсирующую нагрузку при наличии момента холостого хода, невозможен, поэтому было обращено внимание на изменение потенциальной энергии упругой деформации передаточных звеньев при исследовании режимов дробления.

В общем случае статический момент можно представить в следующем виде:

$$M_c = M_0 + \sum_{k=1}^{\infty} M_{c.аk} \sin(kvt + \psi_k), \quad (4)$$

где $M_{c.аk}$ — амплитудное значение переменной составляющей k -й гармоники статического момента; ψ_k — начальная фаза k -й гармоники.

При исследовании динамики электропривода дробилки с упругими связями воспользуемся допущениями о свойствах этих механизмов [Л. 4], которые позволяют механическую мо-

отчетности (группа статистики), $квт \cdot ч$; $U_i^{г.с}$ — тариф на электроэнергию для соответствующей группы статистики по прейскуранту цен на электроэнергию, $руб/квт \cdot ч$; $i = 1 \div n$ — группы статистики.

Прогнозируемый полезный отпуск электроэнергии по каждой группе статистики

$$W_{np}^{г.с} = W_{Ti}^{г.с} + \frac{g_i^{г.с} \Delta W_{np}}{100}, \quad кВт \cdot ч, \quad (14)$$

где $W_T^{г.с}$ — фактический полезный отпуск электроэнергии за предшествующий расчетный период T по соответствующей группе статистики, $квт \cdot ч$; $g_i^{г.с} =$

$\frac{\Delta W_{cp}^{г.с}}{\Delta W_{sp}} 100$ — средний удельный вес фактического

прироста полезного отпуска электроэнергии по соответствующей группе статистики за расчетный период T , %; здесь в последнем выражении $\Delta W_{cp}^{г.с}$ —

средний фактический прирост полезного отпуска электроэнергии по соответствующей группе статистики за расчетный период T , $квт \cdot ч$; ΔW_{cp} — средний фактический прирост полезного отпуска электроэнергии по всем группам статистики за расчетный период T , $квт \cdot ч$.

Прогнозируемый средний тариф на электроэнергию на расчетный период

$$U_{np}^{г.с} = \frac{C_{np}}{W_{np}}, \quad руб/квт \cdot ч, \quad (15)$$

W_{np} — значение полезного отпуска электроэнергии на соответствующий прогнозируемый период, $квт \cdot ч$.

Литература

1. Константинов Б. А., Сербиновский Г. В., Прогнозирование потребления электроэнергии за рубежом, «Электричество», 1967, № 12.
2. Маркович И. М., Применение методов теории вероятностей в энергосистеме, Изд. МЭИ, 1965.

[24.6.1970]

дель дробилки с электроприводом представить двухмассной односвязной системой. В этом случае уравнение движения привода будет иметь вид [Л. 5]:

$$\frac{J_1 J_2}{C} p^4 \alpha + (J_1 + J_2) p^2 \alpha = M_d + \frac{J_2}{C} p^2 M_d + M_c, \quad (5)$$

где J_1 — момент инерции ротора двигателя; J_2 — момент инерции механизма, приведенный к ротору двигателя; C — жесткость вала привода механизма; α — угловая координата ротора двигателя.

Момент асинхронного двигателя в функции угловой координаты ротора

$$M_d = M_k - \frac{M_k}{\omega_0} p \alpha, \quad (6)$$

где M_k — момент короткого замыкания, определяемый точкой пересечения механической характеристики с осью моментов; ω_0 — частота вращения идеального холостого хода.

Решив совместно (5) и (6) с учетом (4) относительно M_d , найдем:

$$\begin{aligned} \frac{B}{\beta^2} p^3 M_d + \frac{1}{q \beta^2} p^2 M_d + B p M_d + M_d = \\ = M_0 + \sum_{k=1}^{\infty} M_{c. \text{ а.к}} \sin(kvt + \psi_k), \end{aligned} \quad (7)$$

где $B = \frac{\omega_0 (J_1 + J_2)}{M_k}$ — электромеханическая постоянная привода; $\beta = \sqrt{\frac{C}{q J_2}}$ — собственная частота упругих колебаний;

$q = \frac{J_1}{J_2 + J_1}$ — коэффициент распределения инерционных масс.

Решение (7) для установившегося режима имеет вид:

$$\begin{aligned} M_d = M_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{M_{c. \text{ а.к}}}{\sqrt{\left[\frac{B}{\beta^2} (kv)^2 - Bkv \right]^2 + \left[1 - \frac{(kv)^2}{q \beta^2} \right]^2}} \times \\ \times \sin \left[kv t + \psi_k - \arctg \frac{Bkv - \frac{B}{\beta^2} (kv)^2}{1 - \frac{(kv)^2}{q \beta^2}} \right]. \end{aligned} \quad (8)$$

Если при анализе колебаний момента M_d механическая связь принята жесткой, то, как известно из [Л. 3], выражение для M_d отличается от (8) тем, что не содержит слагаемых с β^2 , которыми таким образом учитывается эффект влияния упругих колебаний на двигатель.

При выводе (8) мы исходили из предположения, что нагрузочная диаграмма механизма известна. Для дробилок сейчас невозможно теоретически построить нагрузочную диаграмму, так как происходящие в дробящем пространстве процессы изучены еще недостаточно. Поэтому для отыскания искомого уравнения воспользуемся методом от противного.

Технические параметры системы, при которых проведено осциллографирование, приведены в таблице.

Используя данные таблицы и соотношения между (8) и (4), находим:

для дробилок мелкого дробления (КМД-2200)

$$M_c = M_0 [1 + 0,75 \sin vt + 0,63 \sin (2vt - 76^\circ)]; \quad (9)$$

для дробилок среднего дробления (КСД-2200)

$$M_c = M_0 [1 + 0,82 \sin vt + 0,72 \sin (2vt - 80^\circ)]. \quad (10)$$

Выражения (9) и (10) позволяют подойти к обоснованию возможности замены асинхронного электропривода синхронным. При рассмотрении этого вопроса целесообразно сравнивать двигатели одинаковых или близких мощностей, рассчитанных на одинаковое напряжение и частоту вращения. Однако согласно каталогам заводов-изготовителей мощность синхронного двигателя, ближайшая к указанным величинам, равна 320 квт.

Несмотря на это, выявление условий, при которых синхронный двигатель даже завышенной мощности будет удовлетворять требованиям к электроприводу конусных дробилок, не теряет своей актуальности.

Параметры	Тип дробилки	
	КМД-2200	КСД-2200
Угловая частота вращения дробящего конуса ν , сек^{-1}	24	24
Приведенный момент инерции вращающихся частей дробилки J_2 , $\text{кгм} \cdot \text{сек}^2$	15,5	15,5
Жесткость приводного вала дробилки C , кгм	10 000	10 000
Тип двигателя	ДАМСО-1510-12	ДАМСО-1410-12
Номинальная мощность двигателя P_n , квт	280	210
Номинальная частота вращения n_n , об/мин	490	490
Момент инерции ротора двигателя J_1 , $\text{кгм} \cdot \text{сек}^2$	10	5,4
Электромеханическая постоянная привода B , сек	0,0480	0,0525
Коэффициент распределения инерционных масс q	0,393	0,258
Квадрат собственной частоты упругих колебаний β^2 , сек^{-2}	$1,65 \cdot 10^3$	$2,51 \cdot 10^3$

При работе синхронного двигателя на пульсирующую нагрузку ротор его также колеблется. Рассмотрим каковы будут колебания ротора при жестком соединении двигателя с дробилкой, исходя из общепринятых допущений: двигатель подключен к сети бесконечной мощности и колебаниями напряжения можно пренебречь; влиянием активного сопротивления статора двигателя на колебания пренебрегаем.

Тогда уравнение движения ротора при колебаниях угла запишем в виде [Л. 6]:

$$\frac{H}{\omega_1} \frac{d^2 \Delta \delta}{dt^2} + M_{\text{дп.к}} \frac{d \Delta \delta}{dt} + M_{\text{с.к}} \Delta \delta = \sum_{k=1}^{\infty} M_{c. \text{ а.к}} \cos(kvt + \psi_k), \quad (11)$$

где H — инерционная постоянная привода;

$$H = 2,74 \frac{GD_{\Sigma}^2 \left(\frac{n_c}{1000} \right)^2}{S_n};$$

GD_{Σ}^2 — суммарный приведенный маховой момент привода,

тм^2 ; n_c — синхронная скорость вращения ротора двигателя, об/мин ; S_n — номинальная полная мощность двигателя, квa ; ω_1 — синхронная угловая частота вращения вектора напряжения, сек^{-1} ; $M_{\text{дп.к}}$ — демпфирующий момент синхронного двигателя для k -й гармонической составляющей статического момента, отн. ед. ; $M_{\text{с.к}}$ — синхронизирующий момент для k -й гармоники статического момента, отн. ед.

Анализ устойчивости работы двигателя выполнен с помощью [Л. 6]. Результаты расчета колебаний ротора приведены на рис. 3.

Для определения необходимого махового момента системы синхронный двигатель — конусная дробилка воспользуемся рекомендациями [Л. 7], согласно которым при средней нагрузке двигателя, превышающей $0,25 P_n$, максимальное отклонение угла нагрузки $(\Delta \delta)_m$ не должно пре-

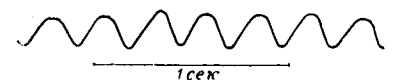


Рис. 1. Осциллограмма мощности, потребляемая электроприводом конусной дробилки 2200 мелкого дробления.

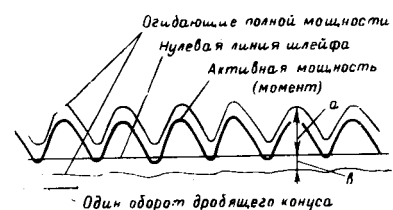


Рис. 2. К определению нагрузочной диаграммы электропривода конусной дробилки 2200.

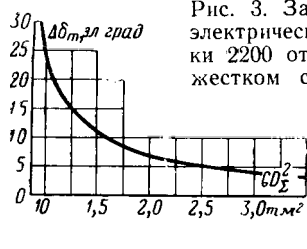


Рис. 3. Зависимость амплитуды колебаний электрического угла СД конусной дробилки 2200 от махового момента системы при жестком соединении двигателя и механизма.

Параметры двигателя: $P_H = 320 \text{ кВт}$;
 $U_H = 6 \text{ кВ}$; $n_H = 500 \text{ об/мин}$; $I_{ст. H} =$
 $= 37,1 \text{ а}$; $\cos \varphi_H = 0,9$; $\frac{M_{мех}}{M_H} = 1,9$;
 $GD2_{\text{рот}} = 0,339 \text{ тм}^2$.

вышать 3–5 эл. град. Исходя из этого, необходимый маховой момент согласно рис. 3, составит 2,5 тм². В свою очередь действительный маховой момент агрегата равен 0,98 тм². Следовательно, для обеспечения надежной и экономичной работы двигателя при жестком соединении его с конусной дробилкой необходима установка дополнительного маховика с моментом 1,5 тм², что связано с большим увеличением капитальных затрат.

Между тем, одним из основных расчетных режимов дробилки является режим прохождения недробимого тела. Для уменьшения динамических усилий, возникающих при этом в кинематических звеньях дробилки, стремятся к уменьшению маховых масс системы и снижению жесткости передаточных звеньев. Поэтому целесообразно проанализировать влияние упругих связей и на работу синхронного электропривода конусной дробилки.

Пренебрегая реактивным моментом от явнополюсности, электромагнитный момент двигателя в функции угловой координаты ротора можно представить в виде:

$$M_d = M_{sm} \sin p_0 \alpha + D p \alpha, \quad (12)$$

где M_{sm} — амплитудное значение синхронного момента двигателя по статической характеристике; p_0 — число пар полюсов;

$D = \frac{M_{вх}}{0,05 \omega_0}$ — коэффициент при демпферном моменте двигателя;

$M_{вх}$ — входной момент двигателя.

Решив совместно (5) и (12) с учетом (4) относительно угловой координаты при малых отклонениях угла от среднего значения, получим:

$$\frac{1}{\sigma^2 \beta^2} p^4 \Delta \alpha + \frac{d}{q \beta^2} p^3 \Delta \alpha + \left(\frac{1}{\sigma^2} + \frac{1}{q \beta^2} \right) p^2 \Delta \alpha + d p \Delta \alpha + \Delta \alpha = \sum_{k=1}^{\infty} (\Delta \alpha)_{a.k} \sin (k v t + \psi_k), \quad (13)$$

где $\sigma = \sqrt{\frac{p_0 S}{J_1 + J_2}}$ — собственная частота колебаний ротора;

$d = \frac{D}{p_0 S}$ — коэффициент, характеризующий успокоение системы;

$S = M_{sm} \cos p_0 \alpha_0$ — синхронизирующий момент двигателя; $(\Delta \alpha)_{a.k} = \frac{M_{c.a.k}}{p_0 S}$.

Решение (13) для установившегося режима имеет вид:

$$\Delta \alpha = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(\Delta \alpha)_{a.k}}{\sqrt{(k d v)^2 \left[1 - \frac{(k v)^2}{q \beta^2} \right]^2 + \left[1 + \frac{(k v)^4}{\sigma^2 \beta^2} - \left(\frac{1}{\sigma^2} + \frac{1}{q \beta^2} \right) (k v)^2 \right]^2}} \times \sin \left\{ k v t + \psi_k - \arctg \frac{k v d \left[1 - \frac{(k v)^2}{q \beta^2} \right]}{1 + \frac{(k v)^4}{\sigma^2 \beta^2} - \left(\frac{1}{\sigma^2} + \frac{1}{q \beta^2} \right) (k v)^2} \right\}. \quad (14)$$

Из (14) видно, что изменение амплитуды колебаний ротора синхронного электропривода с упругими связями в приводах с пульсирующей нагрузкой зависит не только от маховых масс агрегата, но также и от степени податливости упругой связи.

Это выражение позволяет также подсчитать степень влияния упругих колебаний на отклонение угловой координаты ротора для каждой гармонической составляющей вынужденных колебаний. Однако обычно гармонические составляющие вынужденных колебаний частоты выше основной незначительно влияют на работу двигателя. В соответствии с этим для основной частоты вынужденных колебаний на основании (14) можно записать:

$$\frac{\Delta \alpha}{(\Delta \alpha)_a} = \frac{1}{\sqrt{(v d)^2 \left(1 - \frac{v^2}{q \beta^2} \right)^2 + \left[1 + \frac{v^4}{\sigma^2 \beta^2} - \left(\frac{1}{\sigma^2} + \frac{1}{q \beta^2} \right) v^2 \right]^2}}. \quad (15)$$

Решив (15) относительно β^2 , найдем формулу для определения коэффициента жесткости передаточных звеньев по допустимому отклонению угловой координаты ротора:

$$\beta^2 = \frac{v^2}{a + \sqrt{a^2 + b}}, \quad (16)$$

где

$$a = q \frac{(v d)^2 + 1 - \left(\frac{v}{\sigma} \right)^2 \left[1 + q - q \left(\frac{v}{\sigma} \right)^2 \right]}{(v d)^2 + \left[1 - q \left(\frac{v}{\sigma} \right)^2 \right]^2};$$

$$b = q^2 \frac{\left[\frac{(\Delta \alpha)_a}{\Delta \alpha} \right]^2 - (v d)^2 - \left[1 - \left(\frac{v}{\sigma} \right)^2 \right]^2}{(v d)^2 + \left[1 - q \left(\frac{v}{\sigma} \right)^2 \right]^2}.$$

Используя полученные выражения, найдем коэффициент жесткости передаточных звеньев дробилки, при которой отклонения угловой координаты ротора не будут выходить за допустимые пределы. Пренебрегая в (9) последним членом, на основании данных таблицы находим: $D = 214 \text{ кгм} \cdot \text{сек}$; $S = 1130 \text{ кгм}$; $\sigma = 16,5 \text{ сек}^{-1}$; $d = 0,0316 \text{ сек}^{-1}$; $(\Delta \alpha)_a = 0,0376 \text{ рад}$; $q = 0,38$.

Исходя из условия ограничения колебаний угла нагрузки двигателя значением $(\Delta \delta)_m = 5 \text{ эл. град.}$, имеем $\Delta \alpha = 0,0145 \text{ рад}$. Подставив численные значения входящих в (16) величин, найдем $\beta^2 = 470 \text{ сек}^{-2}$, откуда необходимый коэффициент жесткости упругих связей составит:

$$C = q \beta^2 J_2 = 0,38 \cdot 15,5 \cdot 470 = 2,8 \cdot 10^3 \text{ кгм}.$$

Зная C , нетрудно оценить погрешность пренебрежения последним членом в (9). Подставив необходимые численные значения величин в (15), найдем:

$$\frac{\Delta \alpha_1}{(\Delta \alpha)_{a1}} = 0,385; \quad \frac{\Delta \alpha_2}{(\Delta \alpha)_{a2}} = 0,0182.$$

Из этих цифр видно, что при расчете колебаний синхронного двигателя составляющие статического момента с частотой выше основной практически не влияют на работу электропривода.

Таким образом, для обеспечения надежной работы синхронного электропривода конусной дробилки можно не прибегать к искусственному увеличению маховых масс агрегата или введению искусственного демпфирования в цепи ротора. Устойчивая работа двигателя может быть обеспечена подбором жесткости упругих связей, например, посредством установки эластичной муфты с меньшим коэффициентом жесткости, в качестве которых можно использовать высокоэластичные муфты с торообразной оболочкой (МН 5809-65).

Используя приведенную выше методику, нетрудно показать, что необходимый коэффициент жесткости упругой муфты для двигателя, рекомендованного в [Л. 2], составляет около $2,2 \cdot 10^3 \text{ кгм}$.

Далее следует отметить, что помимо чисто экономических выгод демпфирование колебаний синхронного двигателя в электроприводе дробилок с помощью упругой муфты дает и ряд технических преимуществ.

Известно, что в этих приводах в режиме дробления возникают значительные вибрации, которые недопустимы для двигателей серийного исполнения с щитовыми подшипниками качения. Применение высокоэластичных муфт позволит ликви-

Об оценке качества работы фазопреобразовательных схем

Доктор техн. наук А. Е. КЕРЕСЕЛИДЗЕ,
инженеры М. М. БАРБАХАДЗЕ и Д. Р. ДЖАШИ

Грузинский политехнический институт

Для питания многофазных асинхронных двигателей от однофазной сети применяют дополнительные устройства, преобразующие однофазную систему в трех- и двухфазную.

Для двигателей средней и большой мощности применение фазорасщепительной схемы целесообразнее, чем фазопреобразовательной [Л. 1 и 2].

Схема двухэлементная, причем один элемент — электромагнитный (трансформатор или автотрансформатор), что расширяет возможность регулирования и обеспечивает устойчивую работу. Конденсаторный двигатель может быть применен в установках малой мощности и в том случае, если нагрузка на валу двигателя не изменяется.

Использование полезного объема двигателя при двухфазном исполнении ухудшается на 6% из-за уменьшения коэффициента распределения обмотки статора, а установленная мощность реактивных элементов в двухфазных схемах на 15% меньше, чем в трехфазных [Л. 3].

Таким образом, применение двухфазных двигателей в таких установках оправдывается.

Исследуется работа двигателей трехфазного и двухфазного исполнений, питающихся от статического фазорасщепителя однофазного тока в двухфазный (рис. 1). Испытания на электровозах ВЛ-40 показали преимущества данной схемы перед схемой вращающегося асинхронного фазорасщепителя, применяемого в настоящее время на электровозах переменного тока.

Мощность вспомогательных двигателей, питаемых от статического фазорасщепителя, составляет 150 кВт, расчетная мощность фазосдвигающего трансформатора — 90 кВА, его масса 672 кг. Емкость конденсаторов — 644 мкФ (из них 300 мкФ используется кратковременно, только при запуске двигателей или длительно, если падение напряжения в контактной сети равно 25%). Реактивная мощность «рабочей» емкости — 113 квар; к. п. д. установки равен 78—80% и на 10% выше, чем у асинхронных фазорасщепителей, $\cos \varphi = 0,9—0,94^*$. Симметричная работа в процессе изменения нагрузки или сильного колебания напряжения обеспечивается регулированием емкостного сопротивления.

В [Л. 4] подробно был проанализирован режим работы трехфазного асинхронного двигателя в двухфазном режиме. В общем случае для трехфазного двигателя, работающего в несимметричном режиме, критерием оптимальности считается

условие, когда коэффициент асимметрии по напряжению $\alpha_u = 0$, т. е., когда в воздушном зазоре двигателя отсутствует обратно вращающееся поле. Однако, как показывает подробный анализ, условие $\alpha_u = 0$ для рассматриваемой схемы, так же, как и для других подобных схем, влечет за собой определенное недоиспользование установленной мощности.

При номинальной нагрузке на валу двигателя ток в фазе А составляет $I_A = 1,5I_n$, а ток в фазе ВС $I_B = I_C = I_{BC} = 0,865I_n$ (I_n — номинальный ток фазы статора). Безусловно при этом превышение температуры фазы А будет превосходить допустимое для данного класса изоляции значение.

В качестве критерия также может быть использован метод тепловых параметров [Л. 5]. Превышение температуры фазы А выше допустимого можно определить по выражению:

$$\Delta \tau = \tau_{m(2)A} - \tau_{m(3)A} = \frac{\Delta P_n}{kB} (1,25 - 0,5k_\Phi), \quad (1)$$

где $\tau_{m(2)A}$, $\tau_{m(3)A}$ — превышения температуры фазы А двигателя, работающего соответственно в двухфазном и трехфазном режимах; ΔP_n — номинальные потери мощности в меди в фазе А.

Для определения допустимого тока наиболее нагруженной фазы А и тем самым степени использования установленной мощности двигателя по нагреву, необходимо ориентироваться на допустимое превышение температуры обмотки

$$\tau_{m(2)A} = \tau_{доп} k_{зап}, \quad (2)$$

где $\tau_{доп}$ — допустимое превышение температуры обмотки двигателя.

Исходя из этого условия, допустимое значение нагрузки на валу в долях номинального, определяется выражением:

$$\frac{P}{P_n} = \sqrt{\frac{kB\tau_{доп}k_{зап} - k_{кт}\Delta P_{ст.н} + kk_p\Delta P_{р.н} \frac{\left(\frac{I_{х.н}}{I_n}\right)^2}{1 - \left(\frac{I_{х.н}}{I_n}\right)^2}}{\Delta P_{Лн}(2,25 + 1,5k_\Phi) + kk_p\Delta P_{р.н} \frac{1}{1 - \left(\frac{I_{х.н}}{I_n}\right)^2}}}, \quad (3)$$

где k , $k_{кт}$, k_p , k_Φ , B — тепловые параметры двигателя; $k_{зап}$ — коэффициент запаса по нагреву; $I_{х.н}$ — ток холостого хода

дировать вибрации ротора и, следовательно, устранит возможность разрыва полюсных соединений и поломку подшипников шитов.

Вывод. Синхронные двигатели, выпускаемые промышленностью, могут использоваться для электропривода конусных дробилок вторичного дробления при правильном выборе жесткости упругой муфты, соединяющей двигатель с механизмом. Такой способ является наиболее рациональным, так как не требует дополнительных капиталовложений, связанных обеспечением устойчивой работы синхронного двигателя и позволяет ликвидировать вибрации ротора.

Литература

1. Муйземнек Ю. А. и Ольховиков Б. В., Режимы работы электроприводов конусных дробилок 2200 среднего и мелкого дробления, «Электричество», 1964, № 3.

2. Грейсх М. В., Об электроприводе конусных дробилок вторичного дробления, «Электричество», 1968, № 3.

3. Андреев В. П. и Сабинин Ю. А., Основы электропривода, Госэнергоиздат, 1963.

4. Муйземнек Ю. А., Исследование конусных дробилок, сб. «Производство крупных машин», изд-во «Машиностроение», вып. XII, 1966.

5. Квартальнов Б. В., Динамика электроприводов с упругими связями, изд-во «Энергия», 1965.

6. Ковач К. П. и Рац И., Переходные процессы в машинах переменного тока, Госэнергоиздат, 1963.

7. Справочник электротехника, т. V, КУБУЧ, 1934.

при номинальном напряжении; $\Delta P_{ст.н}$ — номинальные потери в стали; $\Delta P_{р.н}$ — номинальные потери в меди ротора.

Как показали исследования, в двухфазном режиме можно использовать 80–90% установленной мощности двигателя трехфазного исполнения.

С некоторым приближением можно оценить степень использования установленной мощности двигателя, исходя из условия равенства среднеквадратичного тока номинальному,

откуда $\frac{P}{P_n} \approx 0,89$, т. е. полезная мощность составляет 89% от

установленной мощности двигателя. При этом токи в фазах

$$I_A = 1,33I_n; I_{IC} = 0,775I_n.$$

В схеме однофазного питания двигателя трехфазного исполнения резко проявляется влияние нулевой составляющей, значение которой составляет 33% от тока в фазе А.

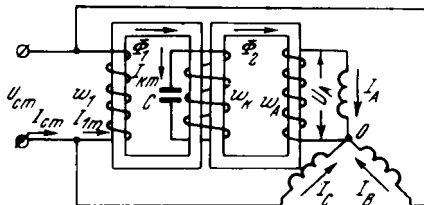


Рис. 1. Принципиальная схема статического фазорасщепителя для питания двух- и трехфазных двигателей.

Кроме того, н. с. нулевой составляющей создает момент, вызывающий провал в механической характеристике двигателя. На рис. 2 представлены характеристики двигателя. На рис. 2 представлены механические характеристики двигателя АОЛ 32/4 в трехфазных и двухфазных режимах работы.

Необходимо отметить также, что сопротивление нулевой последовательности в процессе изменения скольжения не остается постоянным и достигает максимального значения при скорости около одной трети от синхронной. Сопротивление нулевой последовательности минимально при скоростях ротора, близких к номинальным. В этих пределах практически z_0 неизменно.

При общем случае несимметрии нагрев обмоток должен определяться с учетом потерь, обусловленных токами и напряжениями всех последовательностей. Нагрев наиболее загруженной фазы

$$\tau_A = \frac{\Delta P_{mA} + k_\Phi (\Delta P_{mB} + \Delta P_{mC}) + k (k_{ст} \Delta P_{ст} + k_p \Delta P_p)}{kB}, \quad (4)$$

где ΔP_{mA} , ΔP_{mB} , ΔP_{mC} — потери мощности в фазах двигателя.

Определив потери в статоре и роторе, исходя из условия (2), можно определить относительное значение тока прямой последовательности:

$$\frac{I_1}{I_n} = \sqrt{\frac{kB\tau_{доп}k_{зап} - kk_{ст}\Delta P_{ст}\alpha_1^2 + \dots}{\Delta P_{мн} [2,25 (1 + \alpha_u^2 k_n^2 + 2\alpha_u k_n \cos \gamma_i) + \dots]}}$$

$$+ 0,1kk_p\Delta P_{р.н}\alpha_1^4 + 1,5k_\Phi (1 + \alpha_u^2 k_n^2 - 2\alpha_u k_n \cos \gamma_i) + kk_p\Delta P_{р.н}(1,1 + \alpha_u^2 k_n^2 \sqrt{2}) , \quad (5)$$

где $\alpha_u = \frac{U_2}{U_1}$, $\alpha_1 = \frac{U_1}{U_n}$ — соответственно коэффициент асимметрии по напряжению и относительное значение напряжения прямой последовательности; $k_n = \frac{I_n}{I_n}$ — кратность пускового тока; γ_i — угол между токами прямой и обратной составляющих.

Задаваясь значениями α_1 и α_u , определим значение тока прямой последовательности. Наихудшим режимом в отношении нагрева будет случай, когда $\gamma_i = 0$, а наилучшим, когда $\gamma_i = 180^\circ$.



Рис. 2. Механические характеристики двигателя в двух- и трехфазном режимах.

Мощность прямой последовательности, за счет которой происходит полезная работа, можно определить по выражению:

$$P_{пол} = 3U_1 T_1 \cos \varphi_1 \eta_1 = P_n \alpha_1 k_i \frac{\cos \varphi_1 \eta_1}{\cos \varphi_n \eta_n}, \quad (6)$$

где $\eta_1 = 1 - \frac{\Delta P_1}{P_1}$; $\cos \varphi_1$ определяется по характеристикам

$z = f(s)$ и $\varphi_1 = f(s)$, построенным для конкретного двигателя.

Для двигателя двухфазного исполнения получаются те же выражения с той лишь разницей, что в (5) вместо коэффициентов в знаменателе 2,25 и 1,5 будет 1.

Литература

1. Кереселидзе А. Е., Электромагнитные способы преобразования числа фаз, Диссертация, ЭНИН им. Г. М. Кржижановского, 1968.
2. Бамдас А. М. и др., Статические электромагнитные преобразователи частоты и числа фаз, Госэнергоиздат, 1961.
3. Цейтлин Л. А. и Калантаров П. Л., Обобщение схем Бушера однофазных систем в трехфазные, ДАН СССР, т. 53, 1946, № 8.
4. Кереселидзе А. Е. и Джаши Д. Р., Режимы работы двух асинхронных двигателей в схеме статического расщепителя фаз, «Электричество», 1962, № 9.
5. Шевченко В. В., Исследование асинхронных машин как тепловой системы, Труды МЭИ, вып. 30, 1958.

[7.6.1970]



Новые книги

Арнополин А. Г. и Шевченко Н. Ф., Взрывозащищенная пускорегулирующая аппаратура и аппаратура управления. 1970. 168 с. 51 к.

Гитис Э. И. Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств. Изд. 2-е, переработ. 1970. 400 с. 1 р. 32 к.

Каган Б. М. и Каневский М. М., Цифровые вычислительные машины и системы. 1970. 624 с. 1 р. 85 к.

Кулаковский В. Б., Профилактические испытания и дефекты изоляции крупных электрических машин. Изд. 2-е, переработ. и доп. 1970. 184 с. 55 к.

Применение аналоговых вычислительных машин в энергетических системах. (Методы исследования переходных процессов). Под ред. Н. И. Соколова. Изд. 2-е, переработ. и доп. 1970. 400 с. 1 р. 29 к.

Библиотека по автоматике

Бойков Н. А., Звездин П. С., Резник Л. Б., Измерение давлений при быстроспрогножающих процессах. 1970. 64 с. 22 к. (Вып. 390).

Диковский Я. М., Капранов И. И., Магнитоуправляемые контакты. 1970. 152 с. 57 к. (Вып. 396).

Исследование перенапряжений на вентилях мощных турбогенераторов в асинхронном режиме и при самосинхронизации

Доктор техн. наук И. А. Глебов, канд. техн. наук С. И. ЛОГИНОВ,
инженер Г. Б. ЛЮБОМИРОВА

Институт электромеханики, Ленинград

В настоящее время нашли широкое применение системы возбуждения с полупроводниковыми вентилями мощных турбогенераторов. Проведенные исследования показали, что наиболее опасными для кремниевых полупроводниковых вентиляей по уровню перенапряжений являются асинхронный режим и переходный процесс при включении генератора на сеть способом самосинхронизации [Л. 1, 2 и 4].

В статье приведены результаты исследования на аналоговых машинах асинхронных режимов и самосинхронизации с сетью турбогенераторов большой мощности типов ТВВ-200 и ТГ-800. Для исследования таких режимов на АВМ были применены полные уравнения Горева — Парка для синхронной машины. Форма записи уравнений для математического моделирования и блок-схема для решения этих уравнений такие же, как и в [Л. 1 и 2]. При этом были приняты известные допущения для системы уравнений Горева — Парка [Л. 3].

Для проверки правомерности метода математического моделирования асинхронного режима было проведено исследование турбогенератора ТВВ-200. Результаты расчета были сопоставлены с опытными данными, полученными при испытаниях на Томь-Усинской ГРЭС [Л. 4]. Расчетные и опытные параметры асинхронного режима при $P=0,8P_{\text{ном}}$ приведены в таблице. Асинхронный режим осуществлялся отключением напряжения возбуждения с одновременным подключением сопротивления самосинхронизации $R=3,5r_f$.

Наименование величины	$S_{\text{ср}}, \%$	$I_{f\text{max}}, \text{а}$	$U_{f\text{max}}, \text{в}$
Опыт	0,65	670	255
Расчет на АВМ	0,71	800	289
Погрешность, %	9,2	19,4	13,4

Как видно из таблицы, погрешность в определении величин не превышает 20%, что дает возможность считать эту методику вполне приемлемой для расчета асинхронного режима. На рис. 1 и 2 приведены осциллограммы асинхронного режима турбогенераторов мощностью 200 Мвт и 800 Мвт с выпрямителями в обмотке возбуждения, полученные на АВМ.

Особенностью работы турбогенератора в асинхронном режиме является неравномерное движение ротора (рис. 1 и 2). Когда выпрямитель запирается, наблюдается ускорение в движении ротора. Это объясняется изменением в соотношении моментов турбины и генератора.

Вследствие относительно небольшой механической инерции турбогенератора (для ТВВ-200, $H_j=2,2 \text{ сек}$) по сравнению с гидрогенератором (гидроагрегат Братской ГЭС 225 Мвт имеет $H_j=10 \text{ сек}$) и сравнимых по величине составляющих электромагнитного момента, обусловленных переходными токами в демпферном контуре и обмотке возбуждения при переходе тока ротора через нуль, нарушается равенство моментов и ротор движется более ускоренно. Из-за односторонней проводимости вентиляей на обмотке возбуждения, которая в не проводящий период является разомкнутой, появляется перенапряжение. Так, для ТВВ-200 скольжение в момент времени, когда вентиль не проводит, возрастает до 2,5% по сравнению со скольжением в проводящий период (0,5%). Максимальное напряжение получается равным 1160 в, т. е. в четыре раза больше номинального напряжения возбуждения.

Для ТГ-800 скольжение изменяется от 1,9% до 0,3%, максимальное напряжение достигает 2280 в, т. е. в 5,1 раза больше номинального напряжения возбуждения. Характер движения ротора, полученный в результате расчета на АВМ, совпадает с характером движения, полученным опытным путем.

Для защиты вентиляей от перенапряжений при асинхронных режимах необходимо применять защитные устройства.

Простейшим защитным устройством является подключенное параллельно выпрямителю защитное сопротивление. На АВМ было исследовано влияние защитного сопротивления на величину перенапряжения и характер движения ротора при асинхронном режиме.

Для ТВВ-200 подключение параллельно выпрямителю защитного сопротивления $R=3,5r_f$ позволило снизить перенапряжение в 1,4 раза (рис. 1 и 3).

Характер движения ротора остался неравномерным. Для большего снижения напряжения на вентилях в этом случае необходимо подключение сопротивления $R<3,5r_f$.

На АВМ проводились также расчеты по определению напряжений на обмотке возбуждения без защитных устройств при самосинхронизации турбогенератора с сетью большой мощности. Результаты, полученные на аналоговой машине,

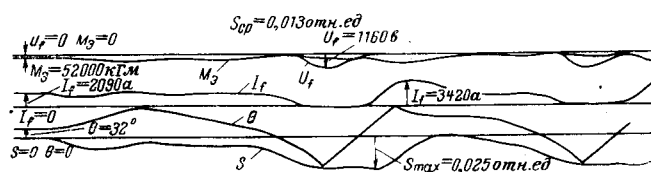


Рис. 1. Осциллограмма асинхронного режима турбогенератора типа ТВВ-200 для $P=0,8 P_{\text{ном}}$.

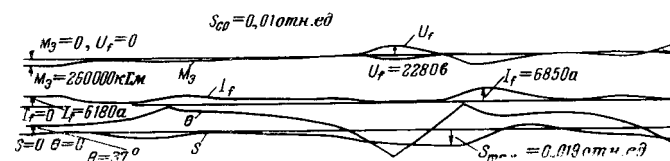


Рис. 2. Осциллограмма асинхронного режима ТГ-800 для $P=P_{\text{ном}}$.

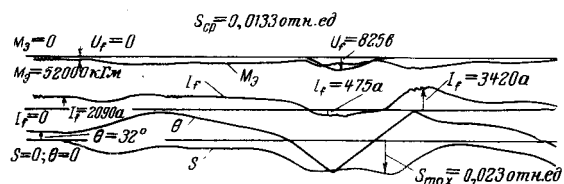


Рис. 3. Осциллограмма асинхронного режима ТВВ-200 для $P=0,8 P_{\text{ном}}$ с защитным сопротивлением.

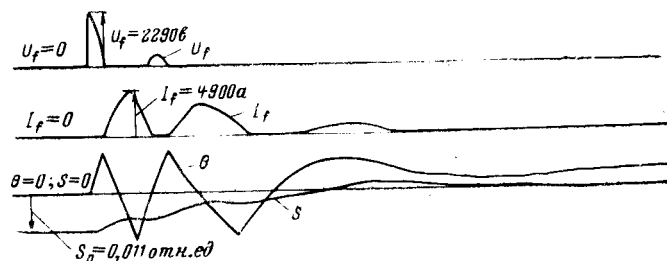


Рис. 4. Осциллограмма самосинхронизации ТВВ-200 при $\theta_0=0^\circ$ и $S_0=0,011$ отн. ед.

были сопоставлены с опытными данными. Погрешность расчетов и опытных параметров переходного процесса не превышает 20%.

Исследования показали, что величина напряжения на обмотке возбуждения с вентилем зависит от величины начального скольжения и угла включения.

На рис. 4 приведена осциллограмма процесса самосинхронизации ТВВ-200 при $\theta_0=0^\circ$ и $S_0=1,1\%$. Напряжение на обмотке возбуждения при включении достигло 2290 в, т. е. 8-кратного номинального напряжения возбуждения.

При включении на сеть турбогенератора ТГ-800 при $\theta=90^\circ$ и $S_0=1\%$ напряжение на обмотке возбуждения было 2860 в, т. е. 6,4 от номинального.

Зависимость перенапряжений от угла включения определяется соотношением аperiodической и периодической составляющих э. д. с. в роторе [Л. 2].

Проведенные расчеты показали, что исследования перенапряжений на вентилях при асинхронных режимах и самосинхронизации турбогенераторов с массивными роторами можно с известным приближением вести по уравнениям Горева — Парка. При этом погрешность в определении параметров переходных процессов составляет 15—20%. Это объясняется тем, что при асинхронных режимах турбогенератор ввиду жесткой моментной характеристики работает при среднем скольжении за период тока ротора не более 1—2%. Исследования асинхронных режимов по обычной и уточненной схеме замещения турбогенераторов при скольжениях от 0 до 1 показали, что при скольжениях 1—2% характеристики $U_f=f(S)$ по обеим схемам замещения приблизительно совпадают с приведенными в [Л. 5].

При самосинхронизации в обмотке ротора основной частотой э. д. с. и тока является частота скольжения, при которой включается генератор в сеть. Обычно начальное скольжение включения также не превосходит 1—2%.

Вместе с тем необходимо создавать более точные методы анализа переходных процессов при широком изменении частот э. д. с. и тока в роторе турбогенератора.

Выводы. 1. При асинхронных режимах и самосинхронизации турбогенераторов могут возникать значительные напряжения на выпрямителе, которые превышают в 6—8 раз номинальное значение напряжения возбуждения. В связи с этим

необходимо в цепях возбуждения применять защитные устройства (разрядники многократного действия, линейные или нелинейные сопротивления с полупроводниковыми устройствами контроля и включения защиты и др.).

2. Вследствие наличия выпрямителей в цепи ротора и изменения моментов турбины и составляющих электромагнитного момента турбогенератора ротор генератора при асинхронном режиме движется неравномерно. При этом в обмотке ротора возникает дополнительная э. д. с. за счет увеличения скольжения. Это следует учитывать при расчетах таких режимов.

3. Определение перенапряжений на вентилях системы возбуждения турбогенераторов с массивными роторами можно приближенно проводить по уравнениям Горева — Парка.

Литература

1. Глебов И. А., Логинов С. И., Бобров В. М., Любомирова Г. Б., Исследование перенапряжений на выпрямителях систем возбуждения мощных гидрогенераторов при асинхронных режимах, «Электричество», 1969, № 1.
2. Логинов С. И., Любомирова Г. Б., Исследование перенапряжений на вентилях синхронного генератора при самосинхронизации, «Электричество», 1968, № 10.
3. Казовский Е. Я., Данилевич Я. Б., Капашинский Э. Г., Рубисов Г. В., Аномальные режимы работы крупных синхронных машин, изд-во «Наука», Ленинград, 1969.
4. Глебов И. А., Бобров В. М., Попов Е. Н., Пташкин А. В., Перенапряжения на кольцах ротора турбогенератора ТВВ-200-2 в асинхронном режиме и при коротких замыканиях, «Электротехника», 1969, № 2.
5. Глебов И. А., Логинов С. И., Любомирова Г. Б., Бобров В. М., Исследование перенапряжений на полупроводниковых вентилях систем возбуждения мощных синхронных машин. Системы возбуждения гидрогенераторов и синхронных компенсаторов. Рефераты докладов на конференции «Системы возбуждения и регулирования мощных электрических машин переменного и постоянного тока». Информстандартэлектро. Ленинград — Москва, 1967.

[18.3.1970]



УДК 621.313.12:531:767

Компенсационный способ уменьшения пульсаций напряжения тахогенератора

Канд. техн. наук М. Ю. ФАЙНБЕРГ

УГПИ Тяжпромэлектропроект, Харьков

Точность и быстродействие систем автоматического регулирования скорости электродвигателей в значительной степени зависят от качества сигнала датчика скорости — тахогенератора.

Ниже анализируется способ подавления пульсаций напряжения тахогенератора компенсирующим напряжением U_k , соответствующим по форме, амплитуде и частоте напряжению пульсаций U_n , но находящимся с ним в противофазе [Л. 1]. С помощью данного способа удается существенно компенсировать также наиболее трудно устранимые оборотные пульсации $U_{об}$ напряжения тахогенератора. Принимая форму оборотных пульсаций напряжения $U_{об}$ тахогенератора синусоидальной, теоретически необходимое компенсирующее напряжение U_k можно получить двукратным идеальным дифференцированием пульсирующего напряжения $U_{об}$ и применением масштабного преобразователя, т. е. реализовать один из принципов компенсации возмущений [Л. 2 и 3]. Однако осуществить идеальное дифференцирование невозможно [Л. 4 и 5].

В предлагаемом способе используются реальные дифференциаторы, причем дифференцирование производится однократно.

Для реальных дифференцирующих R - C -контуров угол опережения по фазе напряжения на выходе дифференцирующего

звена

$$\Delta\varphi_1 = 90^\circ - \Delta\varphi = 90^\circ - \arctg T\omega_{об}, \quad (1)$$

где T — приведенная постоянная времени контура дифференцирования; $\omega_{об}$ — частота оборотных пульсаций тахогенератора.

Если для создания компенсирующего напряжения U_k используется контур двукратного дифференцирования, то угол опережения по фазе компенсирующего напряжения U_k

$$\Delta\varphi_2 = 180^\circ - 2\Delta\varphi. \quad (2)$$

Положим далее, что угол $\Delta\varphi$ равен 75° , а амплитуды компенсирующего напряжения U_k при однократном и двукратном дифференцировании напряжения пульсаций равны между собой. Поскольку компенсирующее напряжение U_k является встречным по отношению к напряжению пульсаций U_n , то при меньшем угле опережения $\Delta\varphi_1$, т. е. при реальном однократном дифференцирующем R - C -контуре, пульсации напряжения тахогенератора компенсируются в большей степени, чем при двукратном дифференцировании. Указанные обстоятельства позволяют наиболее простыми средствами осуществлять практическое исполнение схем для компенсации пульсаций предложенным способом [Л. 1].

На рис. 1 приведена схема компенсации оборотных и зубцовых пульсаций неревверсивного индукторного тахогенератора. Здесь к тахогенератору $TГ$ подключен трансформатор T , к вторичным обмоткам которого присоединены выпрямители B_1 и B_2 , а также потенциометр R_1 . Выпрямленное напряжение, снимаемое с потенциометра R_1 , имеет зубцовые пульсации U_a и оборотные пульсации $U_{об}$. Предлагаемый узел компенсации включает потенциометры R_2 , R_4 , резистор R_3 и конденсатор C ; потенциометры R_1 и R_2 соединяются однополярными зажимами. Поскольку на резисторе R_3 выделяются только дифференцированные напряжения оборотных и зубцовых пульсаций (постоянная составляющая $U_{ор}$ благодаря конденсатору C отсутствует), то при указанном включении потенциометров R_1 и R_2 на выходе схемы, при определенных ее параметрах, пульсации напряжения U_T тахогенератора будут существенно уменьшены. Поэтому пульсации в напряжении ΔU на входе регулятора скорости, представляющем собой разность между эталонным напряжением U_0 и напряжением U_T тахогенератора, также будут существенно уменьшены.

Кроме рассмотренной схемы компенсации пульсаций с использованием двух электрически встречно включенных источников э. д. с. — основного, с выпрямителями B_1 и компенсирующего с выпрямителями B_2 , может быть применена мостовая компенсационная схема, содержащая всего один источник э. д. с., а также три активных сопротивления R_1 , R_2 и R_3 в плечах и одно активно-емкостное R_4 , C . Такая мостовая схема более удобна для тахогенераторов постоянного тока или других источников выпрямленного напряжения (рис. 2). В этой схеме напряжение обратной связи по скорости $U_{о.с.} = i_0 R_0$, (3)

где $i_0 = \frac{U_{x.x}}{R_{к.з} + R_0}$ — ток в сопротивлении R_0 .

Напряжение холостого хода

$$U_{x.x} = U_T \left(k_{\phi 1} - \frac{pT_1}{pT_2 + 1} \right), \quad (4)$$

где $T_1 = CR_3$ — постоянная времени; $T_2 = CR_3 + CR_4$ — постоянная времени;

$$k_{\phi 1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Учитывая, что

$$T_1 = k_{\phi 2} T_2, \quad (5)$$

$$U_{x.x} = U_T \left(k_{\phi 1} - \frac{pT_2 k_{\phi 2}}{pT_2 + 1} \right), \quad (6)$$

где

$$k_{\phi 2} = \frac{R_3}{R_3 + R_4}.$$

Сопротивление короткого замыкания схемы, если пренебречь внутренним сопротивлением R_i якоря тахогенератора

$$R_{к.з} = k_{\phi 1} R_2 + \frac{T_3 p + 1}{T_2 p + 1} R_3, \quad (7)$$

где $T_3 = CR_4$ — постоянная времени.

Учитывая, что

$$T_3 = T_2 (1 - k_{\phi 2}), \quad (8)$$

$$R_{к.з} = k_{\phi 1} R_2 + \frac{[T_2 (1 - k_{\phi 2}) p + 1]}{T_2 p + 1} R_3. \quad (9)$$

Подставляя значения $U_{x.x}$ и $R_{к.з}$ соответственно из (6) и (9) в выражение для тока i_0 , с помощью (3) найдем зависимости, определяющие напряжение обратной связи $U_{о.с.}$ и передаточную функцию $W(p)$ рассматриваемой схемы мостового компенсационного фильтра:

$$W(p) = \frac{U_{о.с.}}{U_T} = \frac{\left(k_{\phi 1} - \frac{pT_2 k_{\phi 2}}{pT_2 + 1} \right) R_0}{R_0 + k_{\phi 1} R_2 + \frac{[T_2 (1 - k_{\phi 2}) p + 1]}{T_2 p + 1} R_3}. \quad (10)$$

Рассмотрим работу описанных схем при ударных нагрузках, вызывающих быстрые изменения скорости вращения двигателя на примере индукторного тахогенератора двигателя клетки непрерывного прокатного стана. При ударном приложении момента сопротивления ΔM , возникающем при входе металла в валки, напряжение тахогенератора уменьшается,

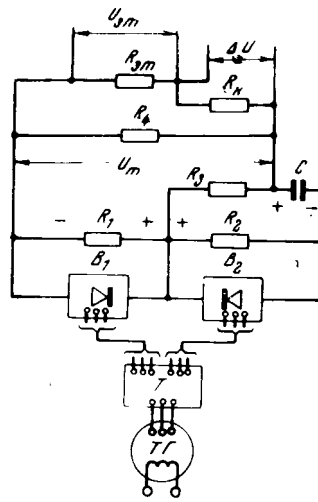


Рис. 1.

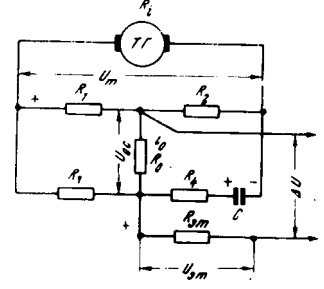


Рис. 2.

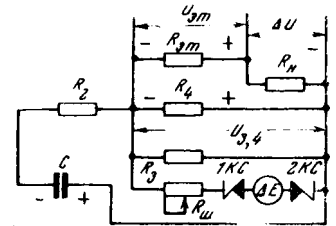


Рис. 3.

и начинается разряд конденсатора C . Поскольку при этом группа вентиляей B_1 первой цепи тахогенератора оказывается включенной в проводящем направлении, то потенциометр R_1 оказывается шунтированным. Поэтому сопротивление потенциометра R_1 в режиме разряда конденсатора C можно полагать равным нулю. В связи с этим схему рис. 1 можно представить в виде, изображенном на рис. 3. Здесь полагается также, что значение сопротивления группы вентиляей B_2 , включенных в непроводящем направлении при разряде конденсатора C , много больше всех прочих сопротивлений схемы. Поэтому на схеме рис. 3 вентиляи B_2 не показаны. При разряде конденсатора C полярность напряжения $U_{3,4}$ на резисторе R_4 оказывается встречной эталонному напряжению $U_{ат}$, приложенному к резистору $R_{ат}$ (рис. 1). В начальный момент времени это напряжение

$$U_{3,4}(0) = pU_T T \frac{R_3 R_4}{(R_2 + R_4) R_2 + R_3 R_4}, \quad (11)$$

T — постоянная времени контура RC ; при достаточно большом сопротивлении нагрузки R_H

$$T = C \left(R_2 + \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \right). \quad (12)$$

Следовательно, в режиме ударной нагрузки, когда скорость двигателя уменьшается, также уменьшается напряжение ошибки ΔU на входе регулятора скорости. Вследствие этого быстродействие регулятора скорости ухудшается, несмотря на компенсацию пульсаций напряжения тахогенератора в установившемся режиме работы двигателя. Для исключения такого явления необходимо уменьшить падение напряжения на резисторе R_3 при разряде конденсатора C . Для этой цели параллельно резистору R_3 включены стабилитроны $1KC$, $2KC$ и резистор R_H , с помощью которых в режиме ударной нагрузки устанавливается необходимое перераспределение падений напряжений на потенциометре R_2 и резисторах R_3 и R_4 . Встречное включение двух стабилитронов или применение симметричных стабилитронов необходимо как для правильной рабо-

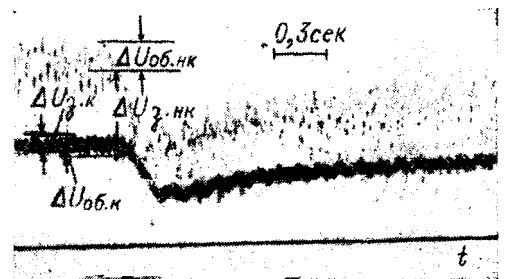


Рис. 4.

ты схемы при набросе и сбросе нагрузки, так и при установившейся скорости вращения двигателя, чтобы в последнем случае избежать шунтирования резистора R_3 малым сопротивлением проводящего направления стабилизаторов. В момент времени $t=0^+$ напряжение на резисторе R_3 [Л. 6]

$$U_{3,4}(0) = \Delta\omega'(0) k_T T = \frac{\Delta M}{\theta} k_T T, \quad (13)$$

где θ — момент инерции, приведенный к валу двигателя; k_T — коэффициент усиления тахогенератора.

При ударной нагрузке напряжение $U_{3,4}(0)$ значительно больше, чем при установившейся скорости вращения, вследствие чего возможна отстройка порога срабатывания стабилизаторов. Для более точной настройки режимов и обеспечения начала действия стабилизаторов $1KC-2KC$ при напряжениях на резисторе R_3 , меньших порога их срабатывания, возможно применение отдельного источника добавочной э. д. с. ΔE , включенного в цепь стабилизаторов согласно с напряжением $U_{3,4}(0)$. Добавочная э. д. с. может управляться автоматически. Если шунтировать стабилизаторами резистор R_3 в схеме мостового фильтра (рис. 2), то возможно также применить эту схему и при ударных нагрузках.

Для проверки эффективности действия описываемого способа компенсации пульсаций производилось испытание широко применяющихся тахогенераторов: переменного тока типа ТТ2-182-36 и постоянного тока типов МЭТ 7/110, ТМГ-30, ПН-5 и др.

На рис. 4 приведены осциллограммы пульсаций напряжения тахогенератора постоянного тока типа ПН-5 при входе металла в валки одной из клетей полунепрерывного крупносортового стана (здесь $\Delta U_{з.н.к}$ и $\Delta U_{з.к}$ — зубцовые некомпенсированные и компенсированные пульсации; $\Delta U_{об.н.к}$ и $\Delta U_{об.к}$ — оборотные некомпенсированные и компенсированные пульсации). Из осциллограмм видно существенное уменьшение пуль-

саций тахогенератора, достигаемое благодаря применению предложенного устройства, у которого в данном случае постоянная времени дифференцирующего контура [см. уравнение (11)] равнялась 0,03 сек; из этой осциллограммы также следует, что в режиме ударной нагрузки демпфирование полезного сигнала (изменение скорости вращения) практически отсутствует.

Выводы. 1. Описанное устройство просто в исполнении и обеспечивает существенное снижение амплитуд пульсаций напряжения тахогенераторов или других источников напряжения, в том числе в сигналах ионных и тиристорных преобразователей.

2. Устройство действует в общем случае по дифференциальному, а не по интегральному принципу, чем отличается от обычных Г-образных и Т-образных фильтров, уменьшающих запас по фазе в замкнутой системе авторегулирования.

Литература

1. Файнберг М. Ю. и Тун А. Я., Устройство для компенсации пульсаций напряжения тахогенератора, Авторское свидетельство № 223182, Бюлл. изобр., 1968, № 24.
2. Петров Б. Н., Труды II Всесоюзного совещания по теории автоматического регулирования, ч. II, АН СССР, 1955.
3. Уланов Г. И., Регулирование по возмущению, Компенсация возмущений и инвариантность, Библиотека по автоматике, Госэнергоиздат, 1960.
4. Основы автоматического регулирования, под ред. В. В. Солодовникова, Машгиз, 1954.
5. Васильев Д. В. и Филиппов Г. С., Основы теории и расчета следящих систем, Госэнергоиздат, 1959.
6. Зеленев А. Б. и Файнберг М. Ю., Комбинированная система стабилизации скорости автоматизированных электроприводов постоянного тока, «Электричество», 1969, № 2.

[1.9.1969]



УДК 621.3.016.3:621.87

Определение расчетных групповых нагрузок лифтовых установок методами вероятностного моделирования

Инж. Г. Л. ВАРТАНОВ и канд. техн. наук Б. К. ПОНКРАТОВ
Москва

Весьма прогрессивными и многообещающими представляются разрабатываемые в настоящее время методы вероятностного моделирования нагрузок с использованием для этой цели теории случайных функций [Л. 1—4].

Основные расчетные характеристики режима электропотребления, получаемые теоретически, должны контролироваться результатами исследований фактических режимов нагрузки, соответствующих широкому диапазону изменения условий эксплуатации механизмов.

Методические приемы решения поставленной задачи показаны в настоящей статье для потребителей электроэнергии коммунально-бытового сектора — лифтовых установок жилых зданий.

Рассмотрим эксплуатационные характеристики лифтовых установок. Время кругового рейса T определяется высотой подъема H , скоростью v движения кабины и суммарным временем простоя лифта $\Sigma t_{п}$ в течение кругового рейса:

$$T = 2 \frac{H}{v} + \Sigma t_{п}. \quad (1)$$

Время простоя лифта $\Sigma t_{п}$ складывается из времени t_1 , затрачиваемого на ускорение и замедление движения кабины, времени включения лифта t_2 , времени открывания и закрывания дверей кабины и шахты t_3 , времени на вход в кабину t_4 и на выход из нее t_5 .

Простой лифта за время кругового рейса зависит от емкости E кабины лифта и коэффициента загрузки кабины γ , который представляет собой отношение средней эксплуатацион-

ной загрузки к номинальной.

Так как число максимально возможных остановок лифта N_m равно емкости кабины E , то расчетное число вероятных остановок N_v всегда меньше N_m и не должно быть больше γE .

Расчетное значение N_v определяется соотношением [Л. 5];

$$N_v = N_m - (N_m - 1) \left(\frac{N_m - 1}{N_m} \right)^{\gamma E}. \quad (2)$$

С учетом остановок лифта при движении кабины вверх и вниз для многоэтажных зданий с двусторонним обслуживанием, а также с учетом вероятностного заполнения кабины лифта при подъеме и спуске, от чего зависит число остановок, время простоев

$$\Sigma t_{п} = (t_1 + t_2 + t_3) (2N_v + 1) + 2\gamma E (t_4 + t_5). \quad (3)$$

Поскольку в течение одного кругового рейса не обязательны подъем кабины до последнего верхнего этажа, то в качестве расчетной высоты подъема H_p может быть принято среднее эксплуатационное расстояние [Л. 5]

$$H_p = 0,5 (H - H_0) \left(1 + \frac{N_v}{N_m} \right) + H_0, \quad (4)$$

где H_0 — высота экспрессной зоны, необслуживаемой лифтом.

Тогда в качестве продолжительности цикла изменения нагрузки может быть принято время расчетного кругового рейса

$$T_p = 2 \frac{H_p}{v} + \sum t_{\pi} \quad (5)$$

Исходные данные для расчетов по (2)–(5) на данной стадии проектирования становятся известными после выбора типа лифтовых установок, исходя из наибольшей интенсивности потока пассажиров в утренние или вечерние часы. Параметры v , E , γ и Σt_{π} определяются в соответствии с выбранным типом лифта по таблицам [Л. 5], H и H_p определяются на основании данных проекта здания.

Для периодических графиков нагрузки двигателей лифтовых установок расчетные индивидуальные коэффициенты включения электроприемников

$$k_B^2 = \frac{T_p - \Sigma t_{\pi}}{T_p} = \frac{H_p}{H_p + 0,5v\Sigma t_{\pi}} \quad (6)$$

Продолжительность включения двигателя в течение каждого кругового рейса, а также продолжительность каждого рейса не остаются постоянными в реальных условиях эксплуатации. Поэтому статистические коэффициенты включения k_B^c определяются как отношение времени потребления электроэнергии лифтом за наиболее загруженный период его работы T_B к полному времени T_{π} этого периода:

$$k_B^c = \frac{T_B}{T_{\pi}} \quad (7)$$

Статистические коэффициенты k_B^c для лифтовых установок были определены в домах различной этажности. Длительность периодов T_{π} , которым соответствовало каждое экспериментальное значение k_B^c , составляла от 9 до 15 круговых рейсов.

В результате были получены статистические коэффициенты включения k_B^c для 8-этажного дома около 0,3; 12-этажного — 0,4; 18-этажного — 0,55 и 23-этажного — 0,65.

Полученные экспериментальным путем значения коэффициентов k_B^c хорошо согласуются с определенными теоретическими значениями k_B^p , что позволяет надеяться на удовлетворительные значения получаемых результатов при расчете с помощью формулы (6) коэффициентов включения для лифтовых установок любых типов, установленных в домах различной этажности.

Следует отметить стабильность коэффициентов k_B^c , что, по-видимому, связано с характером работы лифта, ограниченной высотой подъема, скоростью и емкостью кабины. По этой причине предпринятая попытка учета незначительной фактической вариации этих коэффициентов не привела к сколько-нибудь заметному повышению точности в определении расчетных нагрузок. Это позволило отказаться от рекомендаций по учету отклонений в коэффициентах включения и этим упростить методику в данной ее части.

Изменения нагрузки в течение времени потребления электроэнергии характеризуются коэффициентом формы $k_{ф.в}$, равным отношению среднеквадратичной (эффективной) нагрузки к ее среднеарифметическому значению за время включения двигателя лифтовой установки.

В результате обработки большого числа регистрограмм (всего проведено 1500 замеров), было установлено, что для разных типов лифтов в домах различной этажности индивидуальные коэффициенты формы за время включения $k_{ф.в}$ практически не отличаются по своим значениям и равны 1,01. Указанное значение коэффициента может быть рекомендовано для проектных расчетов.

Поскольку коэффициент формы групповой нагрузки

$$k_{\phi} = \sqrt{1 + \frac{1}{n_p} \left(\frac{k_{ф.в}^2}{k_B^p} - 1 \right)} \quad (8)$$

где n_p — эффективное число электроприемников, равное отношению квадрата суммарной установленной мощности P_n то-

коприемников к сумме квадратов установленных мощностей P_n каждого из n токоприемников:

$$n_p = \frac{P_n^2}{\sum_{i=1}^n P_{ni}^2},$$

то среднеквадратичное отклонение для лифтовых нагрузок

$$\sigma = P_c \sqrt{k_{\phi}^2 - 1} = P_c \sqrt{\frac{1,02 - k_B^p}{n_p k_B^2}}, \quad (9)$$

где P_c — средняя нагрузка группы лифтов за период их наиболее интенсивного движения.

Относительное значение отклонения σ^* в долях от средней нагрузки может быть оценено непосредственно из проектных условий работы лифтов, для чего воспользуемся выражением (6), которое подставим в (9):

$$\sigma^* = \frac{\sigma}{P_c} = \sqrt{\frac{0,02H_p + 0,51v\Sigma t_{\pi}}{n_p H_p}} \quad (10)$$

Вероятностной характеристикой отклонений нагрузок является их закон распределения. Изучение регистрограмм нагрузок по нескольким группам лифтов с помощью методов математической статистики показало, что эмпирические распределения отклонений нагрузок от их средних значений достаточно хорошо согласуются с нормальным законом, в соответствии с которым мгновенный максимум

$$P_{mo} = P_c + x\sigma, \quad (11)$$

где x — множитель (нормированное отклонение), соответствующей вероятности, с которой определяются максимальные нагрузки.

Если использовать принцип вероятности максимальных нагрузок для отдельных токоприемников и их групп, то расчетное значение коэффициента x может быть оценено на основании статистического исследования действительных значений предельных нормированных отклонений максимумов P_{mo} отдельных установок от их средних нагрузок P_c :

$$x = \frac{P_{mo} - P_c}{\sigma_1}, \quad (12)$$

где σ_1 — среднеквадратичное отклонение нагрузки лифта.

Статистический анализ показал, что для лифтовых установок может быть принят расчетный множитель $x=3$, который соответствует интегральной вероятности (не превышая) расчетной величины максимума нагрузки, близкой к единице (0,9986).

При наличии взаимозависимости в изменении нагрузок связь между каждыми двумя нагрузками в различные моменты времени характеризуется соответствующими коэффициентами корреляции ρ . Таким образом, если известна нагрузка $P(t)$ в момент времени t , то условное среднее значение (математическое ожидание) нагрузки в другой момент времени $(t+\tau)$

$$P_{yc}(t+\tau) = P_c + [P(t) - P_c] \rho(\tau). \quad (13)$$

Формула (13) справедлива для стационарной случайной функции, для которой среднее значение P_c и среднеквадратичное отклонение σ остаются неизменными на всем протяжении исследуемого периода времени.

Изменение коэффициента корреляции ρ в зависимости от интервала τ между каждой парой нагрузок представляет собой корреляционную (нормированную) функцию случайного стационарного процесса.

В результате обработки регистрограмм нагрузок были определены значения ρ для различных интервалов времени τ по выражению:

$$\rho = \frac{\Sigma [P(t) - P_c] [P(t+\tau) - P_c]}{(N-1)D}, \quad (14)$$

где N — число пар нагрузок $P(t)$ и $P(t+\tau)$, разделенных интервалом времени τ ; $D = \sigma^2$ — дисперсия нагрузок.

Корреляционные связи $\rho(t)$ лифтовых нагрузок затухают во времени по экспоненциальному закону, что позволяет аппроксимировать с помощью широко применяемого в теории

случайных функций выражения

$$\rho(\tau) = e^{-\frac{|\tau|}{T_0}} \quad (15)$$

Параметр T_0 представляет собой постоянную времени затухания корреляционных связей (постоянная корреляция) и значение ее прямо пропорционально длительности циклов изменения нагрузки электроприемников. Сопоставление постоянных T_0 с продолжительностью циклов изменения нагрузок T_p показало, что для нагрузок лифтов может быть принято соотношение $T_0 = 0,5T_p$.

Рассмотренные выше формулы (13) и (15) позволяют перейти к выражению для определения максимума нагрузки любой продолжительности θ , если известен мгновенный максимум групповой нагрузки P_{m0} :

$$P_{m0} = P_c + (P_{m0} - P_c) \frac{1}{\theta} \int_0^{\frac{\theta}{2}} e^{-\frac{|\tau|}{0,5T_p}} d\tau \quad (16)$$

После интегрирования и подстановки выражений (9) и (11) формула (16) принимает следующий вид (при $x=3$):

$$P_{m\theta} = P_c \left[1 + \frac{3T_p}{\theta} \left(1 - e^{-\frac{\theta}{T_p}} \right) \sqrt{\frac{1,02 - k_B^p}{n_0 k_B^p}} \right] \quad (17)$$

Последнее выражение позволяет перейти к формуле для определения коэффициента $k_{m\theta}$ максимума любой расчетной продолжительности θ :

$$k_{m\theta} = \frac{P_{m\theta}}{P_c} = 1 + \frac{3T_p}{\theta} \left(1 - e^{-\frac{\theta}{T_p}} \right) \sqrt{\frac{1,02 - k_B^p}{n_0 k_B^p}} \quad (18)$$

Соответственно коэффициент спроса, представляющий собой отношение максимальной групповой нагрузки $P_{m\theta}$ продолжительностью θ к суммарной установленной мощности P_n двигателей

$$k_{c\theta} = \frac{P_{m\theta}}{P_n} = k_n \left[1 + \frac{3T_p}{\theta} \left(1 - e^{-\frac{\theta}{T_p}} \right) \sqrt{\frac{1,02 - k_B^p}{n_0 k_B^p}} \right] \quad (19)$$

Коэффициент использования k_n может быть определен по заданному расходу электроэнергии как отношение средней нагрузки группы токоприемников к их суммарной установленной мощности.

Статистическая обработка нагрузок лифтовых установок показала, что фактические значения коэффициентов использования для лифтов в домах различной этажности довольно близки между собой и составляют в среднем 0,4 (для зданий, например, в 23 этажа $k_n = 0,385$, 12 этажей — 0,41, 8 этажей — 0,45).

Поскольку входящие в формулы (18) и (19) величины k_B^p и T_p , как видно из выражений (5) и (6), зависят от высоты подъема кабины H_p и характеристик работы лифтов v и Σt_n , то применительно к лифтам, установленным в настоящее время в домах различной этажности, могут быть построены кривые, характеризующие изменение коэффициентов максимума и спроса в зависимости от этажности зданий и числа лифтов.

Выражение для определения коэффициентов мгновенных

максимумов может быть получено из формул (9) и (11):

$$k_{m0} = 1 + 3 \sqrt{\frac{1,02 - k_B^p}{n_0 k_B^p}} \quad (20)$$

Составление фактических и расчетных значений коэффициентов максимума и спроса указывает на вполне удовлетворительную точность, обеспечиваемую расчетными формулами. Разница между статистически и теоретически полученными коэффициентами в большинстве случаев находится в пределах 0,5—3%. В таблице приведены коэффициенты спроса, полученные для зданий с различным числом этажей и лифтов, определенные по формуле (19).

Количество этажей	Количество лифтов											
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	15	20
6—7	1	0,85	0,7	0,6	0,55	0,5	0,45	0,42	0,4	0,38	0,30	0,27
8—9	1	0,9	0,75	0,65	0,6	0,55	0,5	0,45	0,42	0,4	0,33	0,3
10—11	1	0,95	0,8	0,7	0,63	0,55	0,5	0,48	0,45	0,42	0,35	0,3
12—13	1	0,97	0,85	0,73	0,65	0,58	0,55	0,5	0,47	0,44	0,38	0,34
14—15	1	1	0,97	0,85	0,75	0,7	0,65	0,6	0,56	0,53	0,43	0,37
16—17	1	1	1	0,9	0,8	0,75	0,7	0,65	0,6	0,55	0,47	0,4
18—19	1	1	1	1	0,9	0,8	0,75	0,7	0,67	0,63	0,52	0,45
20	1	1	1	1	0,95	0,85	0,8	0,75	0,7	0,66	0,54	0,47
25	1	1	1	1	1	1	0,9	0,85	0,8	0,75	0,62	0,53
30	1	1	1	1	1	1	0,93	0,87	0,82	0,78	0,64	0,55
40	1	1	1	1	1	1	0,95	0,9	0,85	0,8	0,66	0,57

Таким образом, характеристиками стационарной нормальной нагрузочной модели являются рассмотренные выше средняя групповая нагрузка P_c , среднеквадратичное отклонение σ и корреляционная функция $\rho(\tau)$ групповой нагрузки. В зависимости от различных эксплуатационных условий, в которых работают установки, расчетные выражения для указанных характеристик могут изменяться.

Поскольку данная статья ограничена рассмотрением вероятностного моделирования нагрузок и не касается вопросов моделирования напряжения, то укажем лишь, что значение характеристик стационарной нагрузочной модели является необходимым для успешного решения всех вопросов, связанных с выбором схем электроснабжения.

Литература

1. Волобрынский С. Д., Каялов Г. М., Клейн П. Н., Мешель Б. С., Электрические нагрузки промышленных предприятий, изд-во «Энергия», 1964.
2. Федосенко Р. Я., Надежность электроснабжения и электрические нагрузки, изд-во «Энергия», 1967.
3. Применение вероятностных и статистических методов к прогнозированию нагрузок, проектированию и эксплуатации электрических сетей, Доклады, вып. 2, Гостехиздат УССР, Киев, 1963.
4. Пугачев В. С., Теория случайных функций и ее применение к задачам автоматического управления, Физматгиз, 1960.
5. Корнеев Г. К., Коротов М. Г., Моцойкин И. С., Жданов В. В., Лифты, Машгиз, 1958.
6. Корнеев Г. К., Установка лифтов в жилых, общественных и промышленных зданиях, Стройиздат, 1961.

[12.6.1970]



Об определении пробивного напряжения диэлектрика статистическим методом

В ряде работ зависимость электрической прочности неоднородного диэлектрика от площади электродов объясняется статистическим характером пробоя. Изменение пробивного напряжения с ростом площади объясняется увеличением вероятности появления дефектов, понижающих напряжение пробоя. Такой подход позволяет предсказать пробивное напряжение изделия большой площади, если известно распределение по пробивным напряжениям некоторых «единичных» образцов [Л. 1—3].

Из всех формул для зависимости пробивного напряжения от площади, предложенных различными авторами, по настоящее время самой правильной считается формула для дискретного исходного распределения А. С. Зингермана [Л. 1]:

$$W_i(n) = \frac{\prod_{k=0}^{i-1} (1-p_k)^n - \prod_{k=0}^{i-1} (1-p_k)^n}{1 - \prod_{k=0}^{i-1} (1-p_k)^n}, \quad (1)$$

где p_k — исходное распределение ($p_0=0$); индекс q соответствует максимальному пробивному напряжению.

В [Л. 1] подвергнута критике формула для функции распределения пробивного напряжения образцов большой площади для непрерывного начального распределения единичных образцов, полученная А. И. Гольдштейном в [Л. 2]:

$$\varphi(U) = -\frac{d}{dU} \left[\int_0^U f(n) dn \right]^n, \quad (2)$$

где $f(n)$ — исходное распределение единичных образцов; n — отношение площадей большого и единичного образцов.

При анализе формулы Гольдштейна в [Л. 1] утверждается, что $\varphi(U)dU$ есть вероятность того, что все n единичных образцов имеют пробивное напряжение в пределах от U до $U+dU$. Это утверждение ошибочно, так как $\varphi(U)dU$ есть вероятность пробоя образца большой площади в указанном

интервале напряжений, а для этого достаточно, чтобы хотя бы один образец из n имел пробивное напряжение в этом интервале, а остальные не ниже.

Неправильно также объясняется расхождение между средними значениями пробивных напряжений, вычисленных с использованием (1) и (2). Это расхождение объясняется неодинаковыми исходными данными: при расчете по (1) за минимальное пробивное напряжение взято значение 0,68 отн. ед., в то время как при расчете по (2) это значение принято стремящимся к $-\infty$. Поэтому нет ничего удивительного, что среднее значение пробивного напряжения по [Л. 2] с ростом n непрерывно уменьшается, а по [Л. 1] стремится к $U_{min}=0,68$.

При выводе формулы (1) в [Л. 1] предполагается, что вероятность отсутствия k -го образца среди n выбранных не зависит от наличия или отсутствия других образцов. Однако это не так. Эти события зависимы. Легче всего это можно показать на примере, когда имеется всего два сорта единичных образцов, пробивающихся при напряжениях U_1 и U_2 с соответствующими вероятностями p_1 и p_2 . Вероятность отсутствия образцов первого сорта равна $(1-p_1)^n$. Однако при отсутствии образцов первого сорта все n образцов пробьются при напряжении U_2 , т. е. вероятность отсутствия образцов второго сорта равна нулю. По [Л. 1] эта вероятность равна $(1-p_2)^n$, что, очевидно, неверно.

Литература

1. Зингерман А. С., Статистический метод определения пробивного напряжения диэлектрика, ЖТФ, 1948, № 8, т. 18.
2. Гольдштейн А. И., Формула зависимости пробивного напряжения от площади электрода и от неоднородности диэлектрика в однородном электрическом поле, ЖТФ, 1934, № 2, т. 4.
3. Зингерман А. С., Определение пробивного напряжения по испытаниям образцов, «Электричество», 1950, № 3.

И. В. ГРЕХОВ и Ю. Н. СЕРЕЖКИН



К сведению читателей!

ПРОИЗВОДИТСЯ ПОДПИСКА НА ЖУРНАЛ «ЭНЕРГЕТИКА»

из серии «Известия высших учебных заведений» — орган Министерства высшего и среднего специального образования СССР — на 1971 г.

В журнале публикуются материалы по новейшим достижениям в области энергетики.

Периодичность — 12 номеров в год,
объем каждого номера — 10 печ. л.

Подписка принимается с любого очередного месяца.

Подписная цена:

на год — 8 руб. 40 коп.; на 6 мес. — 4 руб. 20 коп.

Индекс журнала по каталогу «Союзпечати» — 70385.

Адрес редакции: Минск, Ленинский проспект, 65, Белорусский политехнический институт; тел. 33-29-66, доп. 3-92.

Заседание Научного Совета по теоретическим и электрофизическим проблемам электроэнергетики АН СССР

8 июля 1970 г. в г. Ленинграде состоялось пленарное заседание Научного Совета по теоретическим и электрофизическим проблемам электроэнергетики АН СССР на тему «Теоретические проблемы и перспективы развития электрических машин предельных мощностей (турбо- и гидрогенераторов)».

Председатель Научного Совета акад. М. П. Костенко представил программный доклад «Развитие крупного электромашиностроения и влияние его на энергетику и электрификацию СССР». После обзора развития турбо- и гидрогенераторостроения в СССР и за рубежом докладчик остановился на перспективах развития и основных научных проблемах, возникающих при создании генераторов предельных параметров. На основании большого фактического материала были рассмотрены основные тенденции роста единичных мощностей генераторов, особенности выполнения и требования к системам охлаждения и изоляции, характеристики проектируемых отдельных машин и электрических станций в целом.

В содокладе акад. М. П. Костенко и к. т. н. А. Р. Дембо «Требования к турбогенераторным агрегатам для атомных электростанций (АЭС)» были развиты положения основного доклада. В частности, был сделан подробный обзор перспектив создания четырехполюсных машин мощностью 800, 1000 и 1200 Мвт в СССР и за рубежом, которые предполагается установить на АЭС. Было отмечено, что разработка и создание генераторов на такие и существенно большие мощности является исключительно важной задачей, так как уже в ближайшие десятилетия роль АЭС существенно вырастет (по американским данным к 2000 г. в США 50% станций будет атомными).

Доклад д. т. н., проф. И. А. Глебова и к. т. н. В. Ф. Федорова «Системы возбуждения электрических машин предельных мощностей» содержал анализ тенденций развития систем возбуждения генераторов предельных мощностей, в частности, тиристорных систем возбуждения и систем возбуждения с использованием глубокого охлаждения. Были сформулированы также требования к отдельным элементам систем возбуждения.

Доклад д. т. н. В. М. Фридмана «Проблемы динамики и прочности крупных генераторов» был посвящен обзору механических проблем, возникающих в процессе создания, исследования и эксплуатации генераторов предельных параметров. В докладе рассмотрены: требования, предъявляемые к бандажным кольцам, и особенности условий их работы, задачи расчетов крутильных колебаний валопровода паротурбогенератора и лопаточного агрегата, проблемы вибрации ротора и методы борьбы с ней, проблемы снижения вибраций и вибрационная прочность статора турбогенератора.

В докладе д. т. н., проф. Г. С. Щеголева «О проблемах развития гидротурбин и требования к гидрогенераторам» была дана характеристика крупнейших отечественных гидрогенераторов и было отмечено, что по единичным мощностям агрегатов СССР находится впереди.

Среди проблем, над которыми в настоящее время работают гидротурбостроители, докладчик выделил изучение усталостных явлений в агрегатах, уточнение и разработку более совершенных методов расчета элементов турбины, использование новых материалов и новых технологических приемов при создании гидротурбин предельных мощностей. Среди требований, предъявляемых к генераторам, были указаны: создание пят на высокую нагрузку, желательность создания генераторов с переменной частотой вращения, что может принести огромный народнохозяйственный эффект, и создание специальных генераторов для гидроаккумулирующих станций. В заключение докладчик коснулся вопросов эстетики оформления агрегата.

Чл.-корр. АН СССР, проф. А. В. Щегляев, к. т. н. Л. Д. Френкель остановились в своем докладе «Проблемы создания паровых турбин предельных мощностей и требования к турбогенераторам» на основных сложных задачах, возникающих перед турбогенераторостроителями при создании агрегатов предельных мощностей. К их числу относятся: выбор оптимальной величины торцевых площадей выхлопов; получение и использование специальных материалов при изготовлении лопаток турбин, имеющих большие пределы текучести и высокие антиэрозийные свойства.

Проведя сравнение по удельным мощностям турбоагрегатов на 1500 и 3000 об/мин, докладчики высказали предположение, что, начиная с мощности 1000 Мвт, все большими преимуществами будут обладать агрегаты на 1500 об/мин.

Два заключительных доклада, имеющих одно название «Проблемы создания турбогенераторов предельных мощностей», освещали опыт работы двух крупнейших электрообъединений страны «Электротяжмаш» и «Электросила» и были представлены к. т. н. Л. Я. Станиславским и к. т. н. Ю. В. Арошидзе, к. т. н. Г. М. Хуторецким.

В этих докладах отмечалось, что в настоящее время ведутся проработки генераторов на мощность, превышающую 2000 Мвт, однако для создания таких машин необходимо решить целый ряд сложных научных и технических проблем. Среди них важнейшими, как отмечали докладчики, являются создание поковок соответствующей массы, изучение и устранение посадок фундаментов, создание надежных конструкций роторов и повышение надежности работы генераторов. Как показывает отечественный и зарубежный опыт ввода в эксплуатацию мощных блоков, для достижения проектных параметров требуется 3—5 лет, поэтому уже сейчас необходимо создавать генераторы предельных мощностей.

В решении пленарного заседания отмечается неотложная необходимость развития работ по созданию генераторов предельных мощностей, и, в первую очередь, по созданию поковок, проведению исследований механической прочности, созданию новых методов расчета и определения параметров генераторов.



Виталий Васильевич Хрущев*(К 50-летию со дня рождения)*

Исполнилось 50 лет со дня рождения и 25 лет педагогической, научной и общественной деятельности доктора технических наук, профессора Виталия Васильевича Хрущева — видного ученого в области малых электрических машин, заведующего кафедрой электромеханических устройств автоматики и вычислительной техники Ленинградского института авиационного приборостроения.

Учеба на физическом факультете Ленинградского государственного университета, успешно начатая В. В. Хрущевым в 1938 г., была прервана войной. Боец народного ополчения, в дальнейшем — офицер войсковых частей Ленинградского фронта, он с 1944 г. работает в Высшем военно-морском пограничном училище. Окончив экстерном физический факультет ЛГУ в 1946 г., В. В. Хрущев становится преподавателем кафедры электротехники училища. В 1950 г. после защиты диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук он назначается начальником кафедры.

С 1960 г. после демобилизации из армии В. В. Хрущев — доцент кафедры электрических машин ЛИАП. В 1962 г. им защищена диссертация на соискание



ученой степени доктора технических наук «Малогабаритные поворотные трансформаторы высокой точности»,

а в 1968 г. он возглавил вновь созданную кафедру электромеханических устройств автоматики и вычислительной техники.

Профессором В. В. Хрущевым внесен большой вклад в развитие общей теории информационных электрических машин. Под его руководством разработаны и внедрены в промышленность методы оптимального проектирования микромашин и система пооперационного контроля деталей и узлов серийных микромашин повышенной точности. Он является автором более 10 изобретений и 50 печатных научных работ. В. В. Хрущев ведет большую научно-организационную и общественную деятельность. С 1962 г. он — проректор ЛИАП по научной работе, председатель секции малых электрических машин ОНТС МЭП СССР, член президиума научно-методического совета по электромеханике МВССО СССР и научно-методического совета Ленинградского дома научно-технической пропаганды, председатель ленинградской межвузовской секции ВОИР. В 1957—1959 гг. В. В. Хрущев избирался депутатом районного Совета депутатов трудящихся, имеет несколько правительственных наград.

Группа товарищей

**РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:**

А. А. Афанасьев, А. И. Бертинов, В. Г. Бирюков, В. А. Веников, И. С. Ефремов, Л. А. Жекулин, 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

Сдано в набор 13/VIII 1970 г.
Формат бумаги 60×90¹/₈
Тираж 10 900 экз.

Подписано к печати 30/IX 1970 г.
Усл. печ. л. 12
Цена 80 коп.

Т-15121
Уч.-изд. л. 14,55
Зак. 1339

Московская типография № 10 Главполиграфпрома Комитета по печати при Совете Министров СССР. Шлюзовая наб., 10.

СОДЕРЖАНИЕ

А. А. Эфендизаде — Электрификация и автоматизация нефтяной промышленности Азербайджана	1	Э. М. Базелян и Е. А. Садыхова — Ориентировка длинной искры	63
М. Г. Чиликин, А. К. Аракелян и А. А. Афанасьев — Переходные процессы синхронной машины, работающей совместно с зависимым преобразователем частоты	7	Б. С. Стогний, В. В. Рогоза и В. А. Черненко — Условия подобия и физическое моделирование трансформаторов тока в установившемся и переходном режимах	68
Л. П. Петров — Учет насыщения и несимметрии стартовых цепей при исследовании динамики асинхронных электроприводов	11	В. В. Коген-Далин — Электрическое моделирование систем с постоянными магнитами	72
Б. М. Лакс — Расчет запаса напряжения в двукратно интегрирующей системе регулирования скорости с учетом внутренней обратной связи по э. д. с. двигателя	16	П. И. Головкин — Прогнозирование полезного отпуска электроэнергии по энергосистеме	76
В. Д. Токарева — Динамическая точность релейной следящей системы с быстродействующими электромагнитными муфтами	21	ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ	
В. П. Феоктистов — Улучшение тяговых свойств электроподвижного состава при плавном автоматическом пуске	24	Е. Ф. Морозов — О синхронном электроприводе конусных дробилок 2200 вторичного дробления	80
В. А. Найдис, Л. М. Поляков и Б. И. Шкловский — Анализ силовых схем тиристорных преобразователей	29	СООБЩЕНИЯ	
И. С. Ефремов, В. С. Остренко, В. Д. Оляк, Г. Н. Приходько и Г. И. Безруков — Расчет нестационарного температурного поля силовых тириستоров	34	А. Е. Кереселидзе, М. М. Барбахадзе и Д. Р. Джаши — Об оценке качества работы фазообразовательных схем	83
А. И. Бертинов и М. В. Гончаров — Уравнение зарядной кривой для конденсатора, питаемого выпрямленным напряжением	37	И. А. Глебов, С. И. Логинов и Г. Б. Любомирова — Исследование перенапряжений на вентилях мощных турбогенераторов в асинхронном режиме и при самосинхронизации	85
Г. Т. Грек и С. Я. Петров — Дифференциальная защита шин с торможением	42	М. Ю. Файнберг — Компенсационный способ уменьшения пульсаций напряжения тахогенератора	86
В. Е. Поляков и С. Ф. Жуков — Тестовый контроль устройств релейной защиты	48	Г. Л. Вартанов и Б. К. Понкратов — Определение расчетных групповых нагрузок лифтовых установок методами вероятностного моделирования	88
А. К. Лоханин — Расчет перенапряжений в обмотках трансформаторов с вводом или нейтралью в середине высоты	56	ЗАМЕТКИ И ПИСЬМА	
А. А. Воронина, В. М. Мишкин, Е. Я. Рябкова и А. И. Якобс — Сопротивление искусственных заземлителей опор линий электропередачи в неоднородной земле	58	И. В. Грехов и Ю. Н. Сережкин — Об определении пробивного напряжения диэлектрика статистическим методом	91
		ХРОНИКА	
		Заседание Научного Совета по теоретическим и электрофизическим проблемам электроэнергетики АН СССР	92
		Виталий Васильевич Хрущев	93



CONTENTS

Electrification and Automation of the Oil Industry in Azerbaijan — A. A. Efendizade	1	The Resistance of Artificial Grounding Devices for Transmission Line Towers in Unhomogenous Soil — A. A. Voronina, V. M. Mishkin, E. J. Riabkova, A. I. Jacobs	58
Transients in Synchronous Machines Operating with a Dependent Frequency Converter — M. G. Chilikin, A. K. Arakelian, A. A. Afanasiev	7	The Orientation of a Long Spark — E. M. Baselian, E. A. Sadikhova	63
Accounting for Saturation and Stator Circuit Unbalance in Studies of Induction Motor Drive Dynamics — L. P. Petrov	11	Similarity Conditions and Physical Modelling of Current Transformers in the Steady and Transient States — B. S. Stogny, V. V. Rogoza, V. A. Chernenko	68
Calculating the Voltage Margin in a Double Integrating System for Speed Control with Account Taken of Internal Feedback of the Motor E. M. F. — B. M. Lax	16	Electrical Modelling of Permanent Magnet Systems — V. V. Kogen-Dalin	72
The Dynamic Accuracy of a Relay Follow-up System with Quick-Response Electromagnetic Couplings — V. D. Tokareva	21	Forecasting Useful Energy Output in a Power System — P. I. Golovkin	76
Improving the Tractive Characteristics of Electrified Rolling Stock for Gradual Automatic Starting — V. P. Feoktistov	24	FROM OPERATING EXPERIENCE	
Analysis of Thyristor Converter Power Circuits — V. A. Naidis, L. M. Poliakov, B. I. Shklovski	29	On the Synchronous Drive of Mark 2200 Secondary Cone Crushers — E. F. Morozov	80
Calculating the Non-stationary Temperature Field of Power Thyristors — I. S. Efremov, V. S. Ostrenko, V. D. Oliak, G. N. Prihodko, G. I. Bezrukov	34	REPORTS	
The Charging Curve Equation for a Capacitor Fed From a Rectified Voltage Source — A. I. Bertinov, M. V. Goncharov	37	Appraising the Performance of Phase Converting Circuits — A. E. Kereselidze, M. M. Barbachadze, D. R. Djashi	83
A Differential Bus Protection with Biassing — G. T. Grek, S. J. Petrov	42	A Study of Overvoltages Across the Valves in the Electronic Excitation System of a Large Turbo-generator During Out-of-Step Operation and Self-synchronization — I. A. Glebov, S. I. Loginov, G. B. Liubomirova	85
A Control Test for Protective Relay Devices — V. E. Poliakov, S. F. Djukov	48	A Compensational Method of Reducing Tachometer Voltage Pulsations — M. U. Feinberg	86
Calculating Overvoltages in Transformer Windings with a Bushing or Neutral Connection at Mid-Height — A. K. Lokhanin	56	Determining the Design Group Loads on Elevator Installations by Probability Modelling Methods — G. L. Vartanov, B. K. Ponkratov	88
		NOTES AND LETTERS	
		CHRONICLE	

Рефераты опубликованных в номере статей

УДК 621.313.32:621.3.018.782.3

Переходные процессы синхронной машины, работающей совместно с зависимым преобразователем частоты

Чиликин М. Г., Аракелян А. К.,
Афанасьев А. А.

«Электричество», 1970, № 10

На основе метода непрерывной аппроксимации с использованием уравнений Горева—Парка рассматриваются переходные процессы синхронного двигателя, питаемого через зависимый мостовой преобразователь частоты. Показано, что исследование быстро протекающих электромагнитных процессов, определение их основных характеристик (амплитудных значений токов, напряжений и их производных и др.) с достаточной точностью может быть произведено аналитическими методами.

При этом на основе этих методов представляется возможным судить об устойчивости системы.

Сравнение результатов решения с натурными испытаниями показывает достоверность рассмотренной математической формулировки задачи и правомерность предлагаемой методики математического моделирования данной системы. Табл. 1. Илл. 4. Библ. 4.

УДК 621.314.6

Анализ силовых схем тиристорных преобразователей

В. А. Найдис, Л. М. Поляков,
Б. И. Шкловский
«Электричество», 1970, № 10

Выполнен анализ режимов работы силовых схем тиристорных преобразователей, приведены простые расчетные соотношения, характеризующие работу схем.

Благодаря выражению основных параметров через граничную противо-э. д. с. между режимами непрерывных и прерывистых токов, расчетные соотношения получены в простой форме, упрощающей программирование на ЦВМ и использование их при выборе элементов силовых схем.

Задача решена в общем виде для случая, когда постоянные времени цепи тиристора и разрядного контура шунтирующего вентиля не равны между собой (при наличии силового трансформатора либо дроселя в цепи переменного тока). Табл. 1, илл. 1, библ. 6 назв.

УДК 621.313.333

Учет насыщения и несимметрии статорных цепей при исследовании динамики асинхронных электроприводов

Петров Л. П.

«Электричество», 1970, № 10

Рассматриваются простые, но достаточно точные способы учета насыщения магнитной цепи двигателя и мгновенной несимметрии статорных цепей при анализе на АВМ некоторых электромагнитных переходных режимов асинхронных электроприводов.

Применимость рекомендуемых способов показывается на примере расчета режимов конденсаторно-динамического торможения и пуска двигателя от тиристорных коммутаторов. Результаты расчета сравниваются с экспериментом. Илл. 4. Библ. 6.

УДК 62—523.2

Расчет запаса напряжения в двукратноинтегрирующей системе регулирования скорости с учетом внутренней обратной связи по э. д. с. двигателя

Б. М. Лакс

«Электричество», 1970, № 10

Рассмотрена методика определения запаса напряжения в двукратноинтегрирующей системе регулирования скорости электропривода при воздействии нагрузки для различных настроек регулятора скорости с учетом внутренней обратной связи по э. д. с. двигателя. Илл. 7. Библ. 5.

УДК 62—83:62—503.53

Динамическая точность релейной следящей системы с быстродействующими электромагнитными муфтами

В. Д. Токарева

«Электричество», 1970, № 10

Анализируется динамическая точность релейной следящей системы, имеющей в качестве управляющего устройства быстродействующие электромагнитные муфты. Дается методика определения параметров автоколебаний (смещения центра размаха и периода автоколебаний), характеризующих динамическую точность такой системы при постоянной скорости изменения входного воздействия. Проводится анализ влияния на параметры автоколебаний скорости входного воздействия, параметров системы, уровня скорости привода муфты. Показано, что скоростная ошибка является несимметричной и для систем с небольшим уровнем превышения скорости привода муфты характеризуется рассогласованием в период отставания исполнительской оси системы, а для системы, имеющей большое превышение скорости привода муфты над скоростью входного воздействия — рассогласованием в период опережения исполнительской оси. Илл. 4, библ. 3 назв.

УДК 62—523.2

Улучшение тяговых свойств электроподвижного состава при плавном автоматическом пуске

В. П. Феоктистов

«Электричество», 1970, № 10

При плавном регулировании электроподвижного состава обычно применяют автоматическую стабилизацию тягового тока в соответствии со значениями, заданными машинистом или автоматической системой. Эту систему можно сделать более эффективной, если при боксовании заданное значение тягового тока уменьшать пропорционально какой-либо из величин, характеризующих развитие процесса скольжения, что позволяет деформировать тяговую характеристику боксующего двигателя и увеличить ее жесткость. В характере таких величин можно использовать разность токов или скоростей вращения двигателей. В статье рассмотрены достоинства и недостатки обоих способов. Выведены также аналитические выражения, связывающие жесткость деформированной тяговой характеристики боксующего двигателя с параметрами системы регулирования, на основе чего построена методика расчета указанных автоматических систем. Илл. 6. Библ. 9.

УДК 621.314.632:621.3.071.71

Расчет нестационарного температурного поля силовых тиристоров

Ефремов И. С., Остренко В. С., Оляк В. Д.,
Приходько Н. Г., Безруков И. С.

«Электричество», 1970, № 10

Приведена методика расчета нестационарного температурного поля силовых тиристоров. Исходными данными для расчета являются параметры реального тиристора, условия нагрузки и охлаждения. Приведены результаты расчета теплового режима тиристора Т-150 при возникновении внутреннего и внешнего коротких замыканий в автоматической тяговой подстанции типа АТП-500/600. Илл. 3. Библ. 2.

УДК 621.319.4.015.001.24

Уравнение зарядной кривой для конденсатора, питаемого выпрямленным напряжением

Бертинов А. И., Гончаров М. В.

«Электричество», 1970, № 10

Исследуется процесс заряда емкостного накопителя, питающегося от источника переменного тока через выпрямитель и ограничительное активное сопротивление.

Получено аналитическое выражение для зарядной кривой (зависимости напряжения на конденсаторе от времени, когда заряд происходит при большом числе периодов напряжения питания), удобное для практических расчетов.

Рассматриваются случаи двухполупериодного выпрямления для идеального конденсатора, а также случай двухполупериодного выпрямления для конденсатора с утечками. Илл. 5. Библ. 7 назв.

УДК 621.316.925.2:621.316.35

Дифференциальная защита шин с торможением

Грек Г. Т., Петров С. Я.

«Электричество», 1970, № 10

Рассмотрены принципы выполнения отдельных органов и структурная схема дифференциальной токовой защиты сборных шин с торможением арифметической суммой токов присоединений.

Приведены теоретические основы построения отдельных органов и целесообразные способы выбора их уставок с учетом влияния погрешностей трансформаторов тока и искажения формы кривой тока, а также вопрос помехоустойчивости защиты. Приведены результаты проверки защиты в эксплуатационных условиях и условия ее применения в некоторых специальных режимах — АПВ шин, изменение фиксации присоединений за системами шин и др. Илл. 7. Библ. 4 назв.

УДК 621.316.925.2.004.5

Тестовый контроль устройств релейной защиты

Поляков В. Е., Жуков С. Ф.

«Электричество», 1970, № 10

Рассматриваются особенности релейной защиты как объекта контроля. Приводится методика анализа защиты, задаваемой моделью асинхронного конечного автомата Мура. Применение тестового контроля при профилактических проверках иллюстрируется примером. Рассматривается способ обработки результатов при проведении тестового контроля вручную, а также предлагается устройство автоматической обработки результатов контроля. Табл. 4. Илл. 2. Библ. 11.

Расчет перенапряжений в обмотках трансформаторов с вводом или нейтралью в середине высоты

Лоханин А. К.

«Электричество», 1970, № 10

Приведен метод расчета перенапряжений в однородных обмотках трансформаторов, имеющих ввод или нейтраль в середине высоты обмотки, основанный на представлении решения в виде «стоячих волн». Метод пригоден для применения во всем диапазоне практически встречающихся параметров обмотки и их соотношений. Полученные решения в виде программы для ЭВМ доведены до возможности конкретных расчетов. Проведенные расчеты для моделей обмоток дали хорошее совпадение с результатами измерений и согласуются с опытными данными на реальных конструкциях трансформаторов. Табл. 2. Илл. 2. Библ. 3.

Условия подобия и физическое моделирование трансформаторов тока в установившемся и переходном режимах

Стогний Б. С., Рогоза В. В., Черненко В. А.

«Электричество», 1970, № 10

На базе π -теоремы получены критерии подобия трансформаторов тока различных исполнений, что позволяет реализовать их физические модели, а также представлять характеристики трансформаторов в общей и компактной форме — в виде обобщенных характеристик. Предложен способ учета различия качества магнитопроводов с помощью магнитной проницаемости, позволяющий исследовать любой трансформатор тока с помощью одной и той же модели.

Приведены дополнительные условия физического моделирования каскадных трансформаторов тока. Приведены экспериментальные данные. Илл. 2. Библ. 8.

Электрическое моделирование систем с постоянными магнитами

Коген-Далин В. В.

«Электричество», 1970, № 10

Предлагается использовать электрическое моделирование при расчете потоков распределения и топографии поля систем с постоянными магнитами.

Описывается методика моделирования с помощью сеток и электролитической ванны; дается численная оценка погрешностей. Показывается, что с помощью моделирования возможно решение задач, не доступных для аналитических методов. Илл. 5. Библ. 11.

Сопrotивление искусственных заземлителей опор линий электропередачи в неоднородной земле

Воронина А. А., Мишкин В. М.,

Рябкова Е. Я., Якобс А. И

«Электричество», 1970, № 10

Предлагается инженерный метод расчета сопротивления заземлителей опор линий электропередачи в земле с двухслойной электрической структурой.

Формулы и входящие в них коэффициенты основаны на систематизированной информации о взаимосвязи конструктивных параметров и сопротивлений исследуемых заземлителей с использованием теории подобия. Информация получена путем расчетов на ЦВМ «Минск-22» по алгоритму наведенного потенциала, а также с помощью физического моделирования в электролитической ванне.

Разработанный метод позволяет рассчитывать заземлители опор линий электропередачи с достаточной для практики точностью. Табл. 1. Илл. 5. Библ. 7.

Ориентировка длинной искры

Базелян Э. М., Садыкова Е. А.

«Электричество», 1970, № 10

Разработана методика статистического исследования разряда, позволившая изучить процесс ориентировки длинной искры и определить высоту ориентировки.

Установлена зависимость высоты ориентировки лидера искры от параметров импульса напряжения. При пологих импульсах напряжения отношение высоты ориентировки к длине промежутка снижается с увеличением последней.

Изучены электрические и оптические характеристики встречного разряда от заземленного электрода. Показано, что ориентировка начинается в сквозной фазе разряда, когда ветви лидера пересекут промежутки.

Оценены погрешности лабораторных испытаний молниеотводов, связанные с изменением высоты ориентировки в зависимости от размеров модели. Рекомендовано рассчитывать масштаб модели в соответствии с реальными данными о высоте ориентировки лидера в лабораторном промежутке. Предложена эмпирическая формула для подсчета высоты ориентировки по разрядному напряжению промежутка. Илл. 7. Библ. 8 назв.

Прогнозирование полезного отпуска электроэнергии по энергосистеме

П. И. Головкин

«Электричество», 1970, № 10

Обосновывается целесообразность прогнозирования полезного отпуска на год по темпам прироста электропотребления по энергосистеме. Для повышения точности расчета по данному методу доказывается необходимость учета ряда дополнительных факторов, влияющих на отклонение темпов прироста электропотребления в прогнозируемом году от средних статистических значений (изменение температуры наружного воздуха и соотношения рабочих и нерабочих дней в году), и даются формулы для определения соответствующих корректирующих коэффициентов. По результатам анализа статистических данных о полезном отпуске и реализации электроэнергии за квартал (месяц) сделаны выводы о возможности прогнозирования указанных величин по прогнозируемому полезному отпуску электроэнергии на год (квартал) и фактическим удельным весам электропотребления или его прироста за соответствующий период года и по соответствующим группам тарифов на электроэнергию. Табл. 3. Илл. 2. Библ. 2 назв.

О синхронном электроприводе конусных дробилок 2200 вторичного дробления

Морозов Е. Ф.

«Электричество», 1970, № 10

Рассматривается возможность использования синхронных двигателей для электропривода конусных дробилок вторичного дробления. Показано, что работа электропривода конусных дробилок в режиме дробления должна анализироваться с учетом упругих связей. Расчетами установлен наиболее рациональный способ обеспечения устойчивой работы синхронного электропривода конусных дробилок — установка между двигателем и механизмом упругой муфты с необходимым коэффициентом жесткости. Расчет подтверждает экономическую целесообразность замены асинхронного электропривода синхронным. Табл. 1. Илл. 3. Библ. 7.