

Перспективные направления развития электротермических установок

БОРОДАЧЕВ А. С., СОКОЛОВ М. М., АЛТГАУЗЕН А. П., КРУЧЕНИН А. М.

Москва

Современное развитие народного хозяйства неразрывно связано с возрастающим применением электротермических процессов и установок, что определяется:

повышением качества материалов и изделий промышленного и бытового назначения, обеспечиваемым для многих видов продукции (металлы, сплавы, литье, полупроводниковые приборы и др.) только применением электронагрева;

ростом производительности труда путем автоматизации и создания поточного производства, осуществляемых в машиностроении за счет использования электронагрева;

появлением новых прогрессивных высокопроизводительных технологических процессов, отраслей и производств на базе электронагрева и электротермических установок;

значительным увеличением продуктивности сельского хозяйства при сокращении занятости населения, чему способствует внедрение процессов, основанных на преобразовании электроэнергии в тепло (нагрев воды, воздуха, приготовление кормов, обогрев молодняка);

повышением благосостояния народа, одним из путей которого является электрификация быта, в том числе широкое использование электронагревательных приборов.

Производство электротермического оборудования в СССР за последние пять лет увеличилось в 2 раза. В частности, выпуск индукционных плавильных печей для чугуна увеличился в 3 раза, конвейерных печей сопротивления для термообработки — в 2,6 раза, трубчатых электронагревателей — в 2,4 раза, приборов бытового электронагрева — в 5,2 раза.

Практически новым явилось производство нагревательных устройств для сельского хозяйства:

выпуск калориферных агрегатов увеличился в 38 раз, а водонагревателей для животноводческих ферм в 22 раза.

Значительно повысилось качество и технические характеристики выпускаемого электротермического оборудования, что явилось результатом комплекса научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ, проводимых в отрасли в следующих основных направлениях:

создания электротермического оборудования для новых прогрессивных технологических процессов, основанного на принципиально новых видах нагрева (плазменный, электронно-лучевой, электронно-плазменный, ионный и др.);

создания нового электротермического оборудования для непрерывных и полунепрерывных технологических производств;

повышения технических характеристик традиционных видов электропечей, главным образом за счет укрупнения, интенсификации, механизации, автоматизации, повышения качества нагрева, ресурса и надежности.

Перспективы развития дуговых сталеплавильных печей. Только за прошедшие пять лет средняя емкость выпускаемых в СССР дуговых сталеплавильных печей (ДСП) возросла в полтора раза, а средняя удельная мощность с 320 до 500 кВт·А/т. На заводах СССР и других стран успешно эксплуатируются советские печи емкостью 50—100 т, оснащенные устройствами электромагнитного перемешивания жидкого металла, тиристорными и электрогидравлическими быстродействующими системами автоматического регулирования и механизмами вращения ванны. Устойчиво работают ДСП емкостью 200 т мощностью 60 МВт·А, выплавляющие качественные марки стали. Разработаны и находятся в производстве новые модели сверхмощных

ДСП емкостью 100 т с трансформаторов 60 МВ·А. В стадии разработки печи емкостью 200 т с трансформатором 125 МВ·А.

Основной тенденцией развития и совершенствования ДСП можно назвать дальнейшее их укрупнение (емкость 200—800 т) и повышение удельной мощности до 600 кВт·А/т. Для эффективной работы таких установок необходимо:

отыскание технических и конструктивных решений, позволяющих обеспечить высокую надежность агрегатов без чрезмерного утяжеления и удорожания оборудования;

применение дифференцированных металлургических схем для получения качественного металла при максимальном использовании установленной мощности;

создание систем питания, снижающих до допустимых пределов отрицательное влияние на электрическую сеть мощной дуговой нагрузки (высокая реактивность, перекося фаз, толчки тока, высшие гармоники);

создание комплексных систем автоматического управления с применением ЭВМ для контроля и управления электрическими, теплоэнергетическими и технологическими режимами ДСП.

Исследования математических (технико-экономических) моделей ДСП показали, что возможности дальнейшего повышения их эффективности за счет укрупнения близки к пределу, требуется поиск новых принципиальных решений. По нашему мнению, наиболее перспективен переход к печам непрерывного действия с загрузкой их железорудными окатышами или фрагментированным скрапом.

Тенденции развития руднотермических электропечей (РТП). Важнейшим в последние годы явилось создание, отработка и освоение крупнейшей в мире электропечи типа РПЗ-48 для производства силикомарганца и типа РКЗ-48Ф и РКЗ-72Ф для возгонки желтого фосфора. Печи РПЗ-48 имеют оригинальную конструкцию прямоугольной ванны с шестью плоскими самообжигающимися электродами. Печи оснащены установками продольно-емкостной компенсации реактивной мощности, обеспечивающими высокое (до 95%) использование мощности трансформаторов (3×21 МВ·А), новыми автоматическими регуляторами режима печи и системой автоматического дозирования шихты. Эти печи по производительности в 1,5 раза превышают зарубежные электропечные агрегаты.

В печах РКЗ-72Ф с трансформатором мощностью 63 МВ·А также применен ряд оригинальных решений: двухбачковое исполнение печного трансформатора с классом изоляции 110 кВ, плоский жаропрочный свод на базе высокоглиноземистого цемента, многоступенчатая электроизоляция элементов крышки и электрододержателя, электроды диаметром 1700 мм в комплекте с сопрягаемыми узлами.

Накопленный опыт и комплекс экспериментально-исследовательских работ по самообжигающимся электродам позволили начать разработку более крупных руднотермических герметизированных электропечей для производства ферросилиция, силикоалюминия, титановых шлаков и другой продукции. Однако укрупнение электропечей лимити-

руется возможностью ввода в рабочее пространство больших мощностей без существенного удорожания оборудования и ухудшения энергетических и ресурсных показателей.

Перспективными направлениями развития РТП является:

создание печей шахтного типа с плазменным нагревом дугowymi плазмотронами, расположенными в нижней части печи, что освобождает свод печи и позволяет увеличить высоту шахты печи и улучшить теплообмен между газами и шихтой. В частности, проведенные исследования по применению плазменного нагрева при выплавке силикомарганца показали, что на 10—17% увеличивается степень извлечения марганца и на 60% уменьшается переход в сплав фосфора;

создание многоэлектродных кольцевых печей, в которых совмещены преимущества круглых печей с возможностью попарного питания электродов от однофазных трансформаторов, что позволяет применить бифилярный токоподвод с небольшим реактивным сопротивлением;

создание РТП с повышенной плотностью тока на подине из неэлектропроводного материала с копильником;

применение для питания РТП постоянного тока или токов пониженной частоты, что позволит улучшить энергетические показатели печей и увеличить извлечение основных компонентов;

комплексная автоматизация электропечей с использованием управляющих вычислительных машин.

Тенденции развития электропечей для спецметаллургии. Исследования, проводимые в ИЭС им. Патона Е. О., ВНИИЭТО и других организациях, а также за рубежом, значительно расширили возможности и области применения печей электрошлакового переплава. Успешно эксплуатируются печи, позволяющие получать высококачественные слитки диаметром до 1700 мм и массой до 60 т. Созданы электропечи для производства прямоугольных и полых слитков массой до 16 т. Одна из отечественных печей типа ЭШП-С6 успешно эксплуатируется фирмой «СКФ» (Швеция) при производстве слитков из высококачественной шарикоподшипниковой стали. В стадии освоения печь порционно-электрошлаковой отливки ПЭШО-200.

В последнее время применяется способ электрошлакового литья (ЭШЛ), позволяющий получать фасонные заготовки сложной формы. Созданы и успешно прошли испытания печи типа ЭШП-5Л на слив массой до 5 т. Разработана техдокументация на печи для выплавки заготовок массой до 10 и 40 т.

На протяжении ряда лет эксплуатируются вакуумно-дуговые печи на стальные слитки диаметром до 1350 мм и массой до 60 т, а также вакуумные дуговые гарнисажные печи для получения фасонных отливок из титановых сплавов массой до 1 т.

Современная тенденция развития электропечей для проведения новых технологических процессов спецметаллургии неразрывно связана с широким применением в качестве источников электронагрева различных форм сильноточного электрического раз-

ряда в газах и парах металлов в широком диапазоне давлений — от глубокого вакуума до атмосферного.

Наиболее распространенными сегодня являются плазменно-дуговые печи и установки, основным источником нагрева в которых является термическая низкотемпературная плазма столба дугового разряда. Крупным достижением является создание плазменных электропечей с керамической ванной, позволяющих получать высококачественные стали и сплавы, близкие по характеристикам к выплавляемым в вакуумно-индукционных печах, но с существенно меньшими затратами. По сравнению с открытыми дугowymi печами они обеспечивают большую экономию дорогих легирующих материалов и электродов, а также повышают качество металла и улучшают условия труда. Уже эксплуатируются печи емкостью 3,5 и 10 т, создана печь емкостью 30 т с плазмотронами на 9 кА. Печи емкостью 10 и 30 т разработаны совместно со специалистами ГДР.

Большой интерес представляют работы по использованию дуговых плазмотронов в шахтных электропечах карботермического прямого восстановления тугоплавких и редких металлов ванадиевой группы. Существующие уже в настоящее время в СССР опытные плазменные шахтные печи, работающие на водороде и природном газе, свидетельствуют о широких технологических возможностях плазменных восстановительных печей с высокими удельными тепловыми потоками в рабочей зоне, позволяющих реализовать восстановление металла в расплаве с энергоемкостью процесса более 10^4 кДж/кг.

Новым видом нагрева, расширяющим возможности качественной вакуумной металлургии, является электронно-плазменный нагрев, представляющий собой нагрев металла потоком электронов с энергией в несколько десятков электрон-вольт в диапазоне давлений от 10^2 до 0,5 Па. Формирование направленного электронного пучка происходит в неравновесной плазме столба лучевого вакуумного разряда с горячим полым плазменным катодом в результате нестационарных процессов распада плазмы на границе плазменного катода с вакуумом. Уже в настоящее время в СССР созданы и работают опытные электронно-плазменные плавильные печи для переплава и рафинирования тугоплавких металлов и специальных сплавов мощностью до 1200 кВт и электронно-плазменная гарнисажная печь для фасонного литья титана и сплавов на его основе мощностью 500 кВт. Аналогичные работы ведутся за рубежом. Фирмой «Улвак» (Япония) созданы электронно-плазменные печи для плавки в кристаллизатор тугоплавких металлов, специальных сплавов и титановой губки мощностью до 4400 кВт с целью получения слитка массой до 3 т.

Продолжаются исследовательские и конструкторские работы в области электронно-лучевого нагрева. Из наиболее крупных направлений необходимо отметить экспериментально-исследовательские работы по созданию совместно со специалистами ГДР электронно-лучевой печи на слиток массой 30 и 100 т.

Наиболее актуальными задачами в области создания электронно-лучевых и плазменных печей являются:

- повышение мощности электронных пушек за счет увеличения тока электронного пучка, т. е. создание электронных пушек с высоким первеансом;
- расширение диапазона рабочих давлений электронных печей путем повышения эффективности и надежности системы формирования и проведения электронного пучка;

- создание электронно-лучевых и электронно-плазменных холодноподовых печей полунепрерывного и непрерывного действия;

- разработка плавильных печей с комбинированным нагревом: индукционно-плазменных, вакуумных индукционно-электронно-плазменных, вакуумно-дуговых-электронных, индукционно-электронных;
- комплексная автоматизация плавильных печей специалметаллургии с применением УВМ.

Тенденция развития индукционных плавильных электропечей. Для производства фасонного и слиткового металла нашей промышленностью освоены индукционные плавильные печи различных типов: тигельные и канальные; открытые и вакуумные; для плавки чугуна, стали, медных, алюминиевых, цинковых и других сплавов. Только за последние пять лет номенклатура индукционных плавильных печей расширилась с 8 до 14 типоразмеров, их емкость увеличилась в 1,5 раза.

Подготовлены к производству крупные индукционные тигельные печи емкостью до 60 т для производства чугуна. Успешно внедрены в эксплуатацию вакуумные индукционные печи полунепрерывного действия. Ведутся работы по освоению и подготовке к серийному производству новой серии индукционных канальных миксеров типа ИЧКР, предназначенных для перегрева жидкого чугуна и порционной выдачи его в литейные формы конвейерных линий. Аналогичные печи созданы для алюминиевого литья с использованием магнитогидравлического дозирования.

Среди перспективных направлений развития индукционных плавильных печей надо выделить:

- создание горизонтальных прямооточных печей непрерывного действия для плавки литейного чугуна;

- создание мощных индукционных канальных печей с направленным движением металла в канале;
- создание крупных тигельных печей для плавки стали;

- создание АСУ процессом плавки в индукционных тигельных печах.

Перспективы развития индукционных установок для нагрева под обработку давлением. Значительный вклад в повышение эффективности современного кузнечно-прессового и прокатного производств внесло внедрение в промышленность индукционных нагревательных установок. Сегодня индукционные нагревательные установки промышленной и средней частоты успешно работают на многих предприятиях страны, в том числе в металлургической, трубной, автомобильной, кабельной промышленности и других отраслях. Важным достижением явилось внедрение комплекса высокопроизводительных индукционных печей для прессовых линий трубного

производства. Разработаны печи производительностью до 10 т/ч безокислительного нагрева заготовок диаметром 70—280 мм под прессование. Печь имеет термостат, в котором заготовки выдерживаются при температуре 1250—1300°C на случай кратковременной остановки прессы. Внедрены установки для нагрева больших слитков круглого и прямоугольного сечений из качественной стали, меди, алюминия и титана. Начаты работы по созданию серии унифицированных индукционных установок промышленной частоты для подогрева прокатных валков листопрокатных станков.

Перспективно создание: высокопроизводительных комплексов индукционных печей для прокатного производства мощностью в десятки и сотни мегавольтампер; высокомеханизированных и автоматизированных печей непрерывного действия; печей с оптимальными технико-экономическими показателями за счет комбинирования частот по зонам нагрева, совершенствования систем управления нагревом, наложения дополнительных магнитных полей, а также комбинирования индукционного нагрева с нагревом сопротивлением и газовым; автоматизированных систем управления с применением УВМ для крупных нагревательных комплексов.

Тенденции развития электропечей сопротивления, ионного азотирования и других технологических процессов термообработки. Наиболее массовый вид электротермического оборудования — электрические печи сопротивления для термической и химико-термической обработки изделий машиностроения. За последние годы наряду с модернизацией выпускаемого оборудования создано много печей для поточных линий и новых технологических процессов. К таким печам относятся: методические печи для отжига динамной стали длиной свыше 60 м и мощностью 950 кВт; методические печи для отжига чугуновых отливок мощностью до 2000 кВт и производительностью до 4 т/ч; механизированные агрегаты камерных печей для газовой цементации, закалки и отпуска деталей машиностроения широкой номенклатуры; электропечи с подвесным конвейером для эмалирования производительностью от 0,5 до 3 т/ч.

Проведен комплекс исследований с целью повышения точности термообработки в электропечах общепромышленного назначения с равномерностью нагрева $\pm 5^\circ\text{C}$ (что значительно повышает качество термообработки). Разработаны высокопроизводительные электропечи непрерывного действия для спекания металлокерамических деталей на температуру соответственно 1150°C и 1300°C.

Освоение новых технологических процессов привело к необходимости создания вакуумных электропечей сопротивления, в частности комплекса мощных печей для термообработки крупных изделий металлургического и машиностроительного производства (температура 1150°C и вакуум до 10^{-5} мм рт. ст., длина изделий до 10 м, объем узлов свыше 10 м^3). Сверхвысоковакуумные печи (вакуум до 10^{-8} мм рт. ст., температура до 2200°C) позволяют получить новые материалы повышенного качества и проводить исследования по ядерной физике твердого тела, квантовой электронике и др.

Разработаны, опробованы и готовятся к внедрению шахтные печи на 2600°C с нагревателями из карбида ниобия, созданные впервые в мире. Они позволяют производить безвольфрамовые твердые сплавы. Начато внедрение элеваторных и камерных печей, позволяющих нагревать и закаливать детали как в газе, так и в масле при температуре нагрева 1150°C и 1300°C и в вакууме 10^{-5} мм рт. ст.

Разработано и изготовлено несколько типов электропечей для ионного азотирования, позволяющих осуществлять принципиально новый прогрессивный процесс, при котором значительно ускоряется (в 3—8 раз) насыщение поверхности изделия азотом, повышается качество поверхностного слоя, снижается трудоемкость последующих операций.

В ближайшие годы намечается:

модернизировать основные серии унифицированных методических печей сопротивления для термической и химико-термической обработки, повысить точность температурных режимов ($\pm 3\text{—}5^\circ\text{C}$), надежность и ресурс (в 1,5 раза);

создать сверхвысоковакуумные печи (температура до 2500°C, вакуум 10^{-9} мм рт. ст.) и освоить вакуумные электропечи для прогрессивных процессов термической и химико-термической обработки изделий машиностроения (закалка в газе и жидких средах, ионное азотирование на садку 2,5 т и выше и вакуумная цементация).

Перспективы использования электротермических процессов в производстве монокристаллов и полупроводниковых приборов. Бурное развитие радиоэлектроники, вычислительной и космической техники, приборостроения и других отраслей, определяющих научно-технический прогресс народного хозяйства, обуславливает значительный рост потребности в монокристаллах и полупроводниковых приборах. Внедрение большого количества электропечей для получения разнообразных монокристаллов и прецизионного нагрева изделий необходимо для изготовления интегральных схем микроселектомашин, мощных силовых преобразователей для ЛЭП на постоянном токе, источников питания космических аппаратов, электронных и оптических приборов, оптических квантовых генераторов, элементов ЭВМ, радиоаппаратуры, часов, ювелирных изделий.

В результате проведения комплекса научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ созданы электропечи, используемые для высокоточных термических процессов при производстве различных монокристаллов (сапфира, рубина, германия и др.). Внедрена высокотемпературная электропечь, снабженная прецизионной системой автоматического регулирования, дающая возможность обеспечить получение кристаллов высокого класса. Исследованы и разработаны методы обеспечения заданных градиентов температуры по оси и высокой равномерности ($\pm 1^\circ\text{C}$) в сечении расплава в установках для выращивания крупных монокристаллических слитков. На базе этих исследований созданы: печи на 1600°C, обеспечивающие получение монокристаллов диаметром до 600 мм, печи для производства профильных монокристаллов германия, уменьшающих отходы на 30%.

Для создания электропечей прецизионной термообработки при высоких скоростях нагрева и охлаждения были исследованы методы получения высокой равномерности распределения температуры с программным управлением тепловыми зонами в динамических режимах и разработаны рекомендации по конструированию, на базе которых созданы и освоены производством серийные электропечи для полупроводниковой промышленности на температуру 1300°C с точностью регулирования температуры $\pm 0,5$ — $\pm 1^{\circ}\text{C}$.

Для осуществления диффузионных и других процессов создан ряд печей, в том числе трехтрубная печь на температуру 1300°C с точностью $\pm 0,5^{\circ}\text{C}$ на площадке 700 мм. Электропечь отличается наличием газового блока, который обеспечивает подачу в рабочее пространство O_2 и N_2 , индикацию, стабилизацию их расходов и точное дозирование диффузанта или водяного пара.

Низкотемпературный нагрев. Увеличение производства электроэнергии, снижение ее себестоимости и развитие сетей создают условия для внедрения в промышленность, транспорт, сельское и коммунальное хозяйство электронагрева с температурой 20 — 300°C .

В этой области наиболее перспективны работы по созданию:

новых видов простых, надежных и безопасных нагревателей для применения в различных условиях эксплуатации, в том числе гибких и особо тонких нагревателей, работающих в жидких и агрессивных средах, грунте, труднодоступных местах и т. п.;

эффективных инфракрасных излучателей для местного обогрева и сушки;

индукционных нагревателей корпусов сосудов, труб и др.;

эффективного оборудования для сварочных и сборочных работ;

модернизированных калориферов, электродов, сушил, водоподогревателей с существенно повышенными показателями;

приборов бытового нагрева с повышенной комфортностью и экономичностью за счет применения принципиально новых решений и новых материалов (ситалл, проводящие пленки и др.).

Перспективы автоматизации электротермических установок. Одним из генеральных направлений является комплексная автоматизация электротермических установок с управлением электрическими, теплоэнергетическими и технологическими режимами, в связи с этим важнейшими задачами науки и производства являются:

создание схем и оборудования для обеспечения

программного управления и включения электротермических установок в системы АСУ ТП;

увеличение числа контролируемых параметров и регулируемых факторов, создание соответствующих датчиков с целью оптимизации ведения технологических процессов;

переход на типовые и унифицированные блоки на базе компактных и надежных интегральных элементов;

создание надежных с широким диапазоном управления исполнительных устройств и устройств связи с процессом автоматизированной системы.

Развитие новых технологических процессов, создание и организация производства материалов с новыми физическими, химическими и механическими свойствами, разработка нового более мощного силового электротехнического и вакуумного оборудования, современных приборов и средств автоматики, управляющих электронных машин — вот главные пути совершенствования и создания нового электротермического оборудования.

Следует отметить, что в будущем значительно расширится применение низкотемпературного электрического нагрева, который по техническим показателям равноценен топливному, а экономически более эффективен. К основным областям применения низкотемпературного нагрева относятся: сельское хозяйство, коммунальное хозяйство, транспорт, строительство, легкая и пищевая промышленности, быт.

Повысятся темпы применения электронагрева в черной и цветной металлургии, в автомобильной, авиационной и тракторной промышленности, тяжелом машиностроении. Возрастет роль электронагрева и в химической промышленности.

Отметим в заключение основные направления совершенствования и развития электротермического оборудования:

укрупнение печей, особенно металлургических и для поточного производства в машиностроении;

интенсификация процесса нагрева за счет повышения концентрации мощности, увеличения температуры и других способов увеличения производительности электротехнологических процессов;

повышение качества электронагрева за счет совершенствования комплексного управления электрическими, тепловыми и газовыми режимами с использованием УВМ, применения более современных систем питания;

дальнейшая оптимизация всех параметров электронагрева, повышение к. п. д., ресурсы работы и надежности;

развитие непрерывных электротехнологических процессов нагрева и плавки.

[29.5.1978]



Метод расчета токов коротких замыканий на линиях, питающих тяговые подстанции 25 кВ

Канд. техн. наук ПОПОВ В. А., доктор техн. наук ЧЕРНИН А. Б.

Киров, Москва

В настоящее время железные дороги электрифицируются часто на однофазном переменном токе 25 кВ. Специфической особенностью сетей, питающих электротягу на однофазном переменном токе, является возникновение несимметрии в нормальном нагрузочном режиме из-за неравномерной загрузки фаз линий. Для уменьшения этой несимметрии применяются специальные схемы фазировки присоединения трансформаторов подстанций к питающим линиям [Л. 1]. Полный цикл чередования фаз тяговых трансформаторов состоит из шести подстанций, причем к рельсу присоединяется всегда один и тот же заземленный вывод фазы *С* обмотки 25 кВ трансформатора.

Для целей релейной защиты возникает необходимость исследовать сложные режимы несимметрии при коротких замыканиях (к.з.) любого вида на линии, питающей тяговые трансформаторы, после ее отключения от системы и питания места к.з. только через сеть 25 кВ.

В качестве примера на рис. 1 показано к.з. на одной из параллельных линий, питающих железнодорожную тягу, после отключения этой линии от опорных подстанций (отключенные выключатели заштрихованы). В связи с тем, что тяговые подстанции (рис. 1) связаны между собой через контактную сеть 25 кВ, к.з. на питающих линиях 110—220 кВ после отключения от опорных подстанций могут подписываться через промежуточные

тяговые подстанции со стороны контактной сети. При этом возникают режимы с несколькими несимметриями, а именно: несоответствие фаз трансформаторов и питающих линий со стороны высшего напряжения, присоединение двухфазной контактной сети к отдельным трансформаторам со стороны низшего напряжения, несимметричное к.з. Расчет указанного сложносимметричного режима представляет важную с точки зрения релейной защиты задачу.

Предложенные в [Л. 2 и 3] методы расчета таких сложных несимметрий требуют аналитических операций. Представляется важным рассмотреть вопросы усовершенствования этих методов при использовании ЦВМ.

Для расчета многократной несимметрии предложен метод комплексных схем замещения при моделировании граничных условий повреждений специальными схемами [Л. 4]. Однако применение системы координат симметричных составляющих для построения таких комплексных схем замещения весьма затруднено из-за элементов, не обладающих взаимностью. В связи с этим в рассматриваемом случае возникает вопрос об использовании системы координат несимметричных составляющих [Л. 5]. При этом могут быть составлены схемы замещения, в которых отсутствуют невзаимные элементы. Применение системы координат несимметричных составляющих позволяет упростить расчеты токов

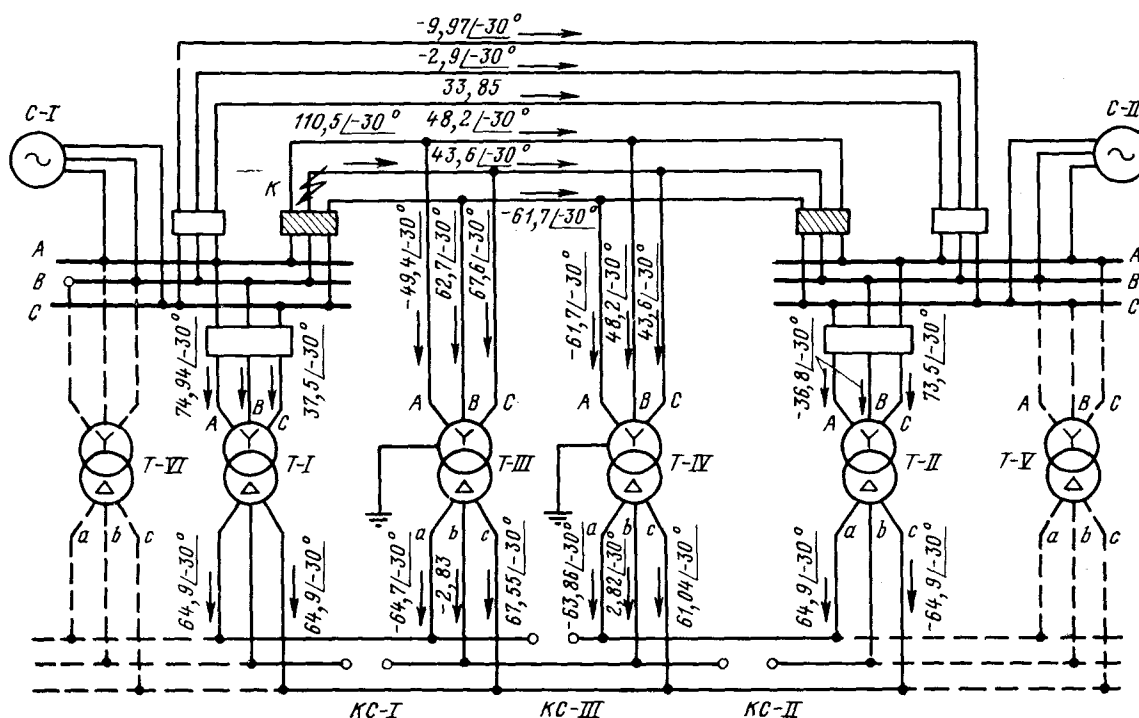


Рис. 1. Схема к.з. на одной из параллельных линий, питающих подстанции с тяговой нагрузкой.

к.з. на линиях, питающих тяговые подстанции на переменном токе, не выделяя их в особый случай сложносимметричного режима.

Известно, что ограничением широкого применения систем координат несимметричных составляющих для решения сложной несимметрии в электрических сетях является необходимость принять равными сопротивления прямой и обратной последовательностей элементов электрической системы. Это недопустимо для вращающихся машин; однако, учитывая значительную электрическую удаленность источников питания от мест несимметрии в случае к.з. на линии, питающей тяговые подстанции после отключения линии от опорных подстанций, с достаточной точностью можно принять равными сопротивления прямой и обратной последовательностей питающих систем. Поэтому применение систем координат несимметричных составляющих в данном случае оправдано.

Различные системы координат несимметричных составляющих, а также их анализ достаточно полно представлены в отечественной и зарубежной литературе. В [Л. 5] показано, что для целей релейной защиты целесообразна система координат несимметричных составляющих $X, Y, 0$, характеризуемая следующими матрицами преобразования токов и напряжений:

$$\begin{bmatrix} \dot{F}_A \\ \dot{F}_B \\ \dot{F}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} & & 1 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & \sqrt{\frac{3}{2}} & 1 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{F}_X \\ \dot{F}_Y \\ \dot{F}_0 \end{bmatrix} \quad (1a)$$

$$F_{A,B,C} = CF_{X,Y,0} \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{F}_X \\ \dot{F}_Y \\ \dot{F}_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} \sqrt{2} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{F}_A \\ \dot{F}_B \\ \dot{F}_C \end{bmatrix} \quad (2a)$$

$$F_{X,Y,0} = C^{-1}F_{A,B,C} \quad (26)$$

При этом составляющие токов и напряжений прямой и обратной последовательностей связаны с несимметричными составляющими следующим образом [Л. 5]:

$$\left. \begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{F}_1 \\ \dot{F}_2 \end{bmatrix} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{F}_X \\ \dot{F}_Y \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \dot{F}_X \\ \dot{F}_Y \end{bmatrix} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{F}_1 \\ \dot{F}_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

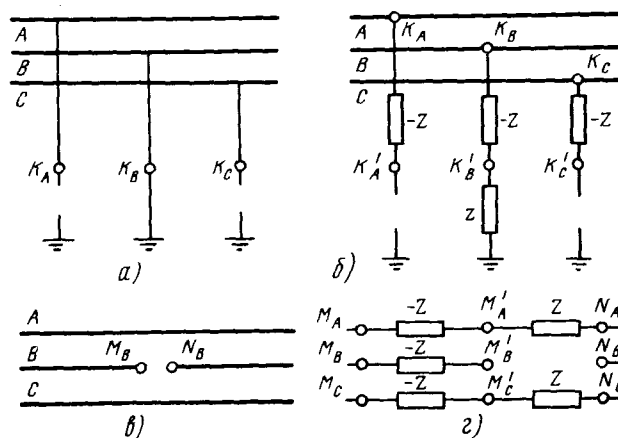


Рис. 2. Изображение к. з. фазы B на землю (а) и разрыва фазы B (б) с помощью сопротивлений $+Z$ (б) и $-Z$ (z).

Особенностью системы координат несимметричных составляющих является включение э. д. с. в схемах X и Y . Так, для симметричной системы э. д. с. на основании (2):

$$\dot{E}_X = \frac{\dot{E}_A}{\sqrt{2}}; \quad \dot{E}_Y = -j \frac{\dot{E}_A}{\sqrt{2}}; \quad \dot{E}_0 = 0, \quad (4)$$

в то время как в системе координат симметричных составляющих э. д. с. действует только в схеме прямой последовательности. Таким образом, применительно к рассматриваемой задаче, возникает необходимость разработать рациональные способы моделирования следующих несимметрий при применении системы координат несимметричных составляющих: несимметричные к.з.; элементы двухфазной сети; чередование фаз присоединений тяговых трансформаторов к питающей сети 110—220 кВ.

Многополюсники для моделирования несимметрий в месте к.з. могут быть составлены исходя из следующего. Для случая металлического к.з. фазы B на землю, как показано на рис. 2, матрица фазных узловых проводимостей содержит элементы, равные бесконечности. Чтобы избавиться от неопределенности, можно включить положительные и отрицательные сопротивления Z , как показано на рис. 2,б, причем значение Z произвольно. При этом матрица узловых проводимостей несимметричного трехфазного участка схемы рис. 2,б в фазных координатах будет содержать конечные значения:

$$Y_{A,B,C} = \frac{1}{Z} \begin{bmatrix} K'_A & K'_B & K'_C \\ & 1 & \\ & & \end{bmatrix} \quad (5)$$

Преобразованием этой матрицы в систему несимметричных составляющих [Л. 4] получим:

$$Y_{X,Y,0} = C^{-1} Y_{A,B,C} C;$$

$$Y_{X,Y,0} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} \sqrt{2} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \times$$

$$\times \frac{1}{Z} \begin{bmatrix} & & & \sqrt{2} & & 1 \\ & 1 & & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \sqrt{\frac{3}{2}} & 1 \\ & & & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} & 1 \end{bmatrix} =$$

$$= \frac{1}{3Z} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{3}{2} & \sqrt{\frac{3}{2}} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & \sqrt{\frac{3}{2}} & 1 \end{bmatrix}, \quad (6)$$

где C и C^{-1} приведены в (1) и (2).

Аналогично выводятся матрицы $Y_{X,Y,0}$ для случаев к.з. одной или двух фаз на землю, приведенные в п. 1 и 2 табл. 1. Для случаев к.з. между двумя фазами матрицы узловых проводимостей получаются из матриц к.з. двух фаз на землю в сети с заземленной нейтралью. Так, матричное уравнение многополюсника для к.з. фаз C и A на землю в соответствии с табл. 1 имеет вид:

$$\begin{bmatrix} I_X \\ I_Y \\ I_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3Z} \begin{bmatrix} \frac{5}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{3}{2} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_X \\ \dot{U}_Y \\ \dot{U}_0 \end{bmatrix}. \quad (7a)$$

Для к.з. между фазами C и A $I_0=0$, поэтому третья строка матричного уравнения (7a) имеет вид:

$$0 = \frac{1}{3Z} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \dot{U}_X - \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{U}_Y + 2\dot{U}_0 \right).$$

Выразим $\dot{U}_0$ через $\dot{U}_X$ и $\dot{U}_Y$:

$$\dot{U}_0 = -\frac{1}{2\sqrt{2}} \dot{U}_X + \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} \dot{U}_Y,$$

и подставим полученное выражение в первую и вторую строки уравнения (7a):

$$\dot{I}_X = \frac{1}{4Z} (3\dot{U}_X + \sqrt{3}\dot{U}_Y);$$

$$\dot{I}_Y = \frac{1}{4Z} (\sqrt{3}\dot{U}_X + \dot{U}_Y).$$

Скомпоновав два последних уравнения в одно матричное, получим:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_X \\ \dot{I}_Y \end{bmatrix} = \frac{1}{4Z} \begin{bmatrix} 3 & \sqrt{3} \\ \sqrt{3} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_X \\ \dot{U}_Y \end{bmatrix}. \quad (76)$$

Аналогично выводятся матрицы проводимостей для других к.з. между фазами. Матрицы проводимостей для разных случаев к.з. между фазами питающей сети рис. 1 приведены в п. 3 табл. 1. В соответствии с табл. 1 на рис. 3 приведены схемы многополюсников, моделирующих различные случаи к.з.

Многополюсники для моделирования двухфазной контактной сети 25 кВ составляются исходя из ее трехфазного представления с разрывом одной

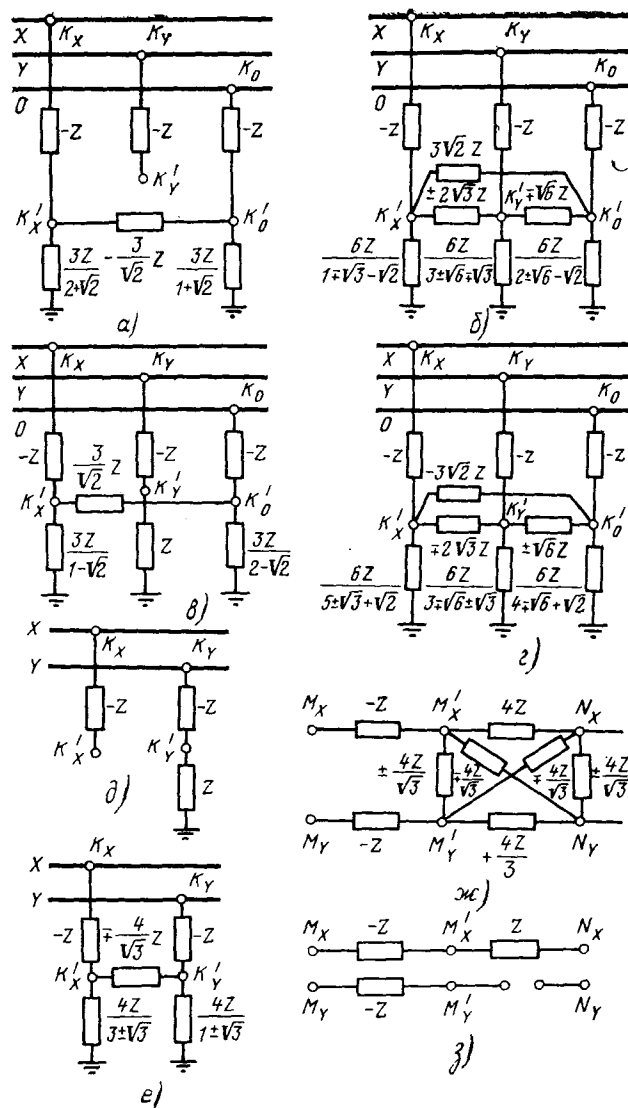


Рис. 3. Эквивалентные схемы многополюсников в системе координат несимметричных составляющих для различных случаев к.з. и разрыва фаз в сети 25 кВ по схеме рис. 2.

Таблица 1

Разрыв (замыкание) фаз	Матрицы проводимостей																																																	
Замыкание одной фазы на землю	$\frac{1}{3Z}$<table><tr><th colspan="3">A</th></tr><tr><th>X</th><th>Y</th><th>O</th></tr><tr><td>2</td><td></td><td>$\sqrt{2}$</td></tr><tr><td></td><td></td><td></td></tr><tr><td>$\sqrt{2}$</td><td></td><td>1</td></tr></table>	A			X	Y	O	2		$\sqrt{2}$				$\sqrt{2}$		1	$\frac{1}{3Z}$<table><tr><th colspan="3">B(C)</th></tr><tr><th>X</th><th>Y</th><th>O</th></tr><tr><td>$\frac{1}{2}$</td><td>$\mp \frac{\sqrt{3}}{2}$</td><td>$-\frac{1}{\sqrt{2}}$</td></tr><tr><td>$\mp \frac{\sqrt{3}}{2}$</td><td>$\frac{3}{2}$</td><td>$\pm \sqrt{\frac{3}{2}}$</td></tr><tr><td>$-\frac{1}{\sqrt{2}}$</td><td>$\pm \sqrt{\frac{3}{2}}$</td><td>1</td></tr></table>	B(C)			X	Y	O	$\frac{1}{2}$	$\mp \frac{\sqrt{3}}{2}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\mp \frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{3}{2}$	$\pm \sqrt{\frac{3}{2}}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\pm \sqrt{\frac{3}{2}}$	1																		
	A																																																	
X	Y	O																																																
2		$\sqrt{2}$																																																
$\sqrt{2}$		1																																																
B(C)																																																		
X	Y	O																																																
$\frac{1}{2}$	$\mp \frac{\sqrt{3}}{2}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$																																																
$\mp \frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{3}{2}$	$\pm \sqrt{\frac{3}{2}}$																																																
$-\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\pm \sqrt{\frac{3}{2}}$	1																																																
Замыкание двух фаз на землю	$\frac{1}{3Z}$<table><tr><th colspan="3">B и C</th></tr><tr><th>X</th><th>Y</th><th>O</th></tr><tr><td>1</td><td></td><td>$-\sqrt{2}$</td></tr><tr><td></td><td>3</td><td></td></tr><tr><td>$-\sqrt{2}$</td><td></td><td>2</td></tr></table>	B и C			X	Y	O	1		$-\sqrt{2}$		3		$-\sqrt{2}$		2	$\frac{1}{3Z}$<table><tr><th colspan="3">C и A (A и B)</th></tr><tr><th>X</th><th>Y</th><th>O</th></tr><tr><td>$\frac{5}{2}$</td><td>$\frac{+\sqrt{3}}{-2}$</td><td>$\frac{1}{\sqrt{2}}$</td></tr><tr><td>$\frac{+\sqrt{3}}{-2}$</td><td>$\frac{3}{2}$</td><td>$+\sqrt{\frac{3}{2}}$</td></tr><tr><td>$\frac{1}{\sqrt{2}}$</td><td>$+\sqrt{\frac{3}{2}}$</td><td>2</td></tr></table>	C и A (A и B)			X	Y	O	$\frac{5}{2}$	$\frac{+\sqrt{3}}{-2}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{+\sqrt{3}}{-2}$	$\frac{3}{2}$	$+\sqrt{\frac{3}{2}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$+\sqrt{\frac{3}{2}}$	2																		
	B и C																																																	
X	Y	O																																																
1		$-\sqrt{2}$																																																
	3																																																	
$-\sqrt{2}$		2																																																
C и A (A и B)																																																		
X	Y	O																																																
$\frac{5}{2}$	$\frac{+\sqrt{3}}{-2}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$																																																
$\frac{+\sqrt{3}}{-2}$	$\frac{3}{2}$	$+\sqrt{\frac{3}{2}}$																																																
$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$+\sqrt{\frac{3}{2}}$	2																																																
Замыкание двух фаз без земли в сети с изолированной нейтралью	$\frac{1}{3Z}$<table><tr><th colspan="2">B и C</th></tr><tr><th>X</th><th>Y</th></tr><tr><td></td><td></td></tr><tr><td></td><td>3</td></tr></table>	B и C		X	Y				3	$\frac{1}{4Z}$<table><tr><th colspan="2">C и A (A и B)</th></tr><tr><th>X</th><th>Y</th></tr><tr><td>3</td><td>$\pm \sqrt{3}$</td></tr><tr><td>$\pm \sqrt{3}$</td><td>1</td></tr></table>	C и A (A и B)		X	Y	3	$\pm \sqrt{3}$	$\pm \sqrt{3}$	1																																
	B и C																																																	
X	Y																																																	
	3																																																	
C и A (A и B)																																																		
X	Y																																																	
3	$\pm \sqrt{3}$																																																	
$\pm \sqrt{3}$	1																																																	
Разрыв одной фазы в контактной сети 25 кВ	$\frac{1}{3Z}$<table><tr><th colspan="4">A</th></tr><tr><th>X</th><th>Y</th><th>X'</th><th>Y'</th></tr><tr><td></td><td></td><td></td><td></td></tr><tr><td></td><td>3</td><td></td><td>-3</td></tr><tr><td></td><td></td><td></td><td></td></tr><tr><td></td><td>-3</td><td></td><td>3</td></tr></table>	A				X	Y	X'	Y'						3		-3						-3		3	$\frac{1}{4Z}$<table><tr><th colspan="4">B(C)</th></tr><tr><th>X</th><th>Y</th><th>X'</th><th>Y'</th></tr><tr><td>3</td><td>$\pm \sqrt{3}$</td><td>-3</td><td>$\mp \sqrt{3}$</td></tr><tr><td>$\pm \sqrt{3}$</td><td>1</td><td>$\mp \sqrt{3}$</td><td>-1</td></tr><tr><td>-3</td><td>$\mp \sqrt{3}$</td><td>3</td><td>$\pm \sqrt{3}$</td></tr><tr><td>$\mp \sqrt{3}$</td><td>-1</td><td>$\pm \sqrt{3}$</td><td>1</td></tr></table>	B(C)				X	Y	X'	Y'	3	$\pm \sqrt{3}$	-3	$\mp \sqrt{3}$	$\pm \sqrt{3}$	1	$\mp \sqrt{3}$	-1	-3	$\mp \sqrt{3}$	3	$\pm \sqrt{3}$	$\mp \sqrt{3}$	-1	$\pm \sqrt{3}$	1
	A																																																	
X	Y	X'	Y'																																															
	3		-3																																															
	-3		3																																															
B(C)																																																		
X	Y	X'	Y'																																															
3	$\pm \sqrt{3}$	-3	$\mp \sqrt{3}$																																															
$\pm \sqrt{3}$	1	$\mp \sqrt{3}$	-1																																															
-3	$\mp \sqrt{3}$	3	$\pm \sqrt{3}$																																															
$\mp \sqrt{3}$	-1	$\pm \sqrt{3}$	1																																															
Разрыв одной фазы за трансформатором Y/Δ—11 на стороне «треугольника» при приведении к стороне «звезды» трансформатора	$\frac{1}{4Z}$<table><tr><th colspan="4">B</th></tr><tr><th>X</th><th>Y</th><th>X'</th><th>Y'</th></tr><tr><td>4</td><td></td><td>-4</td><td></td></tr><tr><td></td><td></td><td></td><td></td></tr><tr><td>-4</td><td></td><td>4</td><td></td></tr><tr><td></td><td></td><td></td><td></td></tr></table>	B				X	Y	X'	Y'	4		-4						-4		4						$\frac{1}{4Z}$<table><tr><th colspan="4">A(C)</th></tr><tr><th>X</th><th>Y</th><th>X'</th><th>Y'</th></tr><tr><td>1</td><td>$\pm \sqrt{3}$</td><td>-1</td><td>$\mp \sqrt{3}$</td></tr><tr><td>$\pm \sqrt{3}$</td><td>3</td><td>$\mp \sqrt{3}$</td><td>-3</td></tr><tr><td>-1</td><td>$\mp \sqrt{3}$</td><td>1</td><td>$\pm \sqrt{3}$</td></tr><tr><td>$\mp \sqrt{3}$</td><td>-3</td><td>$\pm \sqrt{3}$</td><td>3</td></tr></table>	A(C)				X	Y	X'	Y'	1	$\pm \sqrt{3}$	-1	$\mp \sqrt{3}$	$\pm \sqrt{3}$	3	$\mp \sqrt{3}$	-3	-1	$\mp \sqrt{3}$	1	$\pm \sqrt{3}$	$\mp \sqrt{3}$	-3	$\pm \sqrt{3}$	3
	B																																																	
X	Y	X'	Y'																																															
4		-4																																																
-4		4																																																
A(C)																																																		
X	Y	X'	Y'																																															
1	$\pm \sqrt{3}$	-1	$\mp \sqrt{3}$																																															
$\pm \sqrt{3}$	3	$\mp \sqrt{3}$	-3																																															
-1	$\mp \sqrt{3}$	1	$\pm \sqrt{3}$																																															
$\mp \sqrt{3}$	-3	$\pm \sqrt{3}$	3																																															

Примечание. Нижние знаки перед элементами матриц соответствуют к. з. и разрывам фаз, указанным в скобках.

из фаз в сети с малым током замыкания на землю. Для решения этой задачи необходимо исходить из многополюсников, моделирующих разрывы в сетях с большим током замыкания на землю.

Для случая разрыва, например фазы B , в сети с большим током замыкания на землю (рис. 2,в) по аналогии с рис. 2,а вводятся положительные и отрицательные сопротивления Z , как это показано на рис. 2,г. При этом матрица узловых проводимостей в фазных координатах для участка с разрывом фазы B будет содержать конечные значения:

$$Y_{A,B,C} = \frac{1}{Z} \begin{matrix} & M'_A & M'_B & M'_C & N_A & N_B & N_C \\ \begin{matrix} 1 \\ \\ \\ -1 \\ \\ \\ \end{matrix} & \begin{matrix} \\ \\ \\ \\ \\ \\ \end{matrix} & \begin{matrix} \\ \\ \\ \\ \\ \\ \end{matrix} & \begin{matrix} -1 \\ \\ \\ 1 \\ \\ \\ \end{matrix} & \begin{matrix} \\ \\ \\ \\ \\ \\ \end{matrix} & \begin{matrix} \\ \\ \\ \\ \\ 1 \end{matrix} \end{matrix} \quad (8a)$$

Преобразование этой матрицы для случая разрыва фазы B в систему несимметричных составляющих производится по аналогии с (6), учитывая, что матрица (8,а) шестого порядка

замыкания фаз C и A на землю (см. табл. 1, п. 2), используя последнюю в качестве четырех блоков матрицы (8б). При этом два диагональных блока матрицы (8б) тождественны матрице замыкания фаз C и A , а два недиагональных — отличаются только знаком. Эта особенность построения матрицы (8б) позволяет из матрицы проводимостей многополюсника при замыкании между фазами C и A (табл. 1, п. 3) получить интересующую нас матрицу проводимостей многополюсника при разрыве фазы B в двухфазной контактной сети 25 кВ:

$$Y_{X,Y} = \frac{1}{4Z} \begin{matrix} & M'_X & M'_Y & N_X & N_Y \\ \begin{matrix} 3 \\ \sqrt{3} \\ -3 \\ -\sqrt{3} \end{matrix} & \begin{matrix} \sqrt{3} \\ 1 \\ -\sqrt{3} \\ -1 \end{matrix} & \begin{matrix} -3 \\ -\sqrt{3} \\ 3 \\ \sqrt{3} \end{matrix} & \begin{matrix} -\sqrt{3} \\ -1 \\ \sqrt{3} \\ 1 \end{matrix} \end{matrix} \quad (9)$$

Аналогично матрицы многополюсников, моделирующие в двухфазной контактной сети разрывы фаз A и C , могут быть построены из блоков соответственно матрицы к.з. между фазами B и C и матрицы к.з. между фазами A и B . Матрицы проводимостей для разрыва фазы в сети 25 кВ даны в п. 4 табл. 1.

$$Y_{X,Y,0} = \begin{matrix} & C^{-1} & \\ C^{-1} & & \end{matrix} \cdot Y_{A,B,C} \cdot \begin{matrix} C & \\ & C \end{matrix} = \frac{1}{3Z} \begin{matrix} & M'_X & M'_Y & M'_O & N_X & N_Y & N_O \\ \begin{matrix} \frac{5}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{5}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{matrix} & \begin{matrix} \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{3}{2} \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{3}{2} \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \end{matrix} & \begin{matrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ 2 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -2 \end{matrix} & \begin{matrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 2 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -2 \end{matrix} & \begin{matrix} -\frac{5}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{5}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \end{matrix} & \begin{matrix} -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{3}{2} \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{3}{2} \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{matrix} & \begin{matrix} -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ +\sqrt{\frac{3}{2}} \\ -2 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ 2 \end{matrix} \end{matrix} \quad (8б)$$

Из (8б) может быть получена матрица проводимостей для разрыва фазы B в контактной сети 25 кВ, принимая в (8б) $I_0=0$, как при определении матрицы (7б). Однако проще исходить из того, что матрица (8б), соответствующая разрыву фазы B в сети с большим током замыкания на землю, может быть получена из матрицы многополюсника

В целях упрощения расчета элементы схем X и Y , моделирующие двухфазную контактную сеть, целесообразно привести к стороне «звезды» тяговых трансформаторов с группой соединения обмоток $Y/\Delta-11$.

При условно принятом коэффициенте трансформации $n_T=1$ симметричные составляющие токов и

напряжений на стороне «звезды» и «треугольника» связаны соотношениями:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{F}_{\Delta(1)} \\ \dot{F}_{\Delta(2)} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} e^{j30^\circ} & \\ & e^{-j30^\circ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{F}_{Y(1)} \\ \dot{F}_{Y(2)} \end{bmatrix}; \\ \begin{bmatrix} \dot{F}_{Y(1)} \\ \dot{F}_{Y(2)} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} e^{-j30^\circ} & \\ & e^{j30^\circ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{F}_{\Delta(1)} \\ \dot{F}_{\Delta(2)} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (10)$$

После преобразования (10) с помощью выражений (3) в несимметричные составляющие X, Y, O , получим:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} F_{\Delta(X)} \\ F_{\Delta(Y)} \end{bmatrix} &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \sqrt{3} & -1 \\ 1 & \sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{F}_{Y(X)} \\ \dot{F}_{Y(Y)} \end{bmatrix}; \\ \begin{bmatrix} \dot{F}_{Y(X)} \\ \dot{F}_{Y(Y)} \end{bmatrix} &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \sqrt{3} & 1 \\ -1 & \sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{\Delta(X)} \\ F_{\Delta(Y)} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (11)$$

Преобразованием матрицы (9) с помощью (11) получим для случая разрыва фазы B матрицу $Y'_{X,Y}$, приведенную от граничных условий стороны «треугольника» к стороне «звезды» трансформатора с группой соединения обмоток $Y/\Delta-11$:

$$\begin{aligned} Y'_{X,Y} &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \sqrt{3} & 1 & & \\ -1 & \sqrt{3} & & \\ & & \sqrt{3} & 1 \\ & & -1 & \sqrt{3} \end{bmatrix} \times \\ &\times \frac{1}{4Z} \begin{bmatrix} 3 & \sqrt{3} & -3 & -\sqrt{3} \\ \sqrt{3} & 1 & -\sqrt{3} & -1 \\ -3 & -\sqrt{3} & 3 & \sqrt{3} \\ -\sqrt{3} & -1 & \sqrt{3} & 1 \end{bmatrix} \times \\ &\times \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \sqrt{3} & -1 & & \\ 1 & \sqrt{3} & & \\ & & \sqrt{3} & -1 \\ & & 1 & \sqrt{3} \end{bmatrix} = \\ &= \frac{1}{4Z} \begin{bmatrix} 4 & & -4 & \\ & & & \\ -4 & & 4 & \\ & & & \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (12)$$

Таблица 2

Порядок чередования	Параметры многополюсников связи, отражающих чередование фаз по схемам рис. 1																				
$T = I (III)$	<table><tr><td>S_X</td><td>S_Y</td><td>T'_X</td><td>T'_Y</td></tr><tr><td>1</td><td></td><td>-1</td><td></td></tr><tr><td></td><td>1</td><td></td><td>∓ 1</td></tr><tr><td>-1</td><td></td><td>1</td><td></td></tr><tr><td></td><td>∓ 1</td><td></td><td>1</td></tr></table>	S_X	S_Y	T'_X	T'_Y	1		-1			1		∓ 1	-1		1			∓ 1		1
S_X	S_Y	T'_X	T'_Y																		
1		-1																			
	1		∓ 1																		
-1		1																			
	∓ 1		1																		
$T = IV (II)$	<table><tr><td>S_X</td><td>S_Y</td><td>T'_X</td><td>T'_Y</td></tr><tr><td>1</td><td></td><td>$\frac{1}{2}$</td><td>$\mp \frac{\sqrt{3}}{2}$</td></tr><tr><td></td><td>1</td><td>$+\frac{\sqrt{3}}{2}$</td><td>$\pm \frac{1}{2}$</td></tr><tr><td>$\frac{1}{2}$</td><td>$+\frac{\sqrt{3}}{2}$</td><td>1</td><td></td></tr><tr><td>$\mp \frac{\sqrt{3}}{2}$</td><td>$\pm \frac{1}{2}$</td><td></td><td>1</td></tr></table>	S_X	S_Y	T'_X	T'_Y	1		$\frac{1}{2}$	$\mp \frac{\sqrt{3}}{2}$		1	$+\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\pm \frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$+\frac{\sqrt{3}}{2}$	1		$\mp \frac{\sqrt{3}}{2}$	$\pm \frac{1}{2}$		1
S_X	S_Y	T'_X	T'_Y																		
1		$\frac{1}{2}$	$\mp \frac{\sqrt{3}}{2}$																		
	1	$+\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\pm \frac{1}{2}$																		
$\frac{1}{2}$	$+\frac{\sqrt{3}}{2}$	1																			
$\mp \frac{\sqrt{3}}{2}$	$\pm \frac{1}{2}$		1																		
$T = V (VI)$	<table><tr><td>S_X</td><td>S_Y</td><td>T'_X</td><td>T'_Y</td></tr><tr><td>1</td><td></td><td>$\frac{1}{2}$</td><td>$\pm \frac{\sqrt{3}}{2}$</td></tr><tr><td></td><td>1</td><td>$-\frac{\sqrt{3}}{2}$</td><td>$\pm \frac{1}{2}$</td></tr><tr><td>$\frac{1}{2}$</td><td>$-\frac{\sqrt{3}}{2}$</td><td>1</td><td></td></tr><tr><td>$\pm \frac{\sqrt{3}}{2}$</td><td>$\pm \frac{1}{2}$</td><td></td><td>1</td></tr></table>	S_X	S_Y	T'_X	T'_Y	1		$\frac{1}{2}$	$\pm \frac{\sqrt{3}}{2}$		1	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\pm \frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	1		$\pm \frac{\sqrt{3}}{2}$	$\pm \frac{1}{2}$		1
S_X	S_Y	T'_X	T'_Y																		
1		$\frac{1}{2}$	$\pm \frac{\sqrt{3}}{2}$																		
	1	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\pm \frac{1}{2}$																		
$\frac{1}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	1																			
$\pm \frac{\sqrt{3}}{2}$	$\pm \frac{1}{2}$		1																		

Примечание. Нижние знаки соответствуют номерам трансформаторов по рис. 1, указанным в скобках.

Аналогично выводятся для тех же условий матрицы проводимостей при разрыве фазы A , а также фазы C в контактной сети 25 кВ. Матрицы проводимостей для случаев разрыва одной фазы на стороне 25 кВ даны в п. 5 табл. 1. На рис. 3,ж и з в соответствии с табл. 1 приведены эквивалентные схемы многополюсников с указанием сопротивлений ветвей, моделирующих разрывы фаз, граничные условия которых приведены со стороны «треугольника» к стороне «звезды» трансформатора. За величину Z в схемах рис. 3,ж и з целесообразно принять половину сопротивления петли «контактный провод-рельс» [Л. 3]. Тогда последовательно включенные отрицательные сопротивления в этих схемах будут отсутствовать.

Эквивалентные схемы многополюсников, отображающие различные случаи чередования фаз присоединений трансформаторов к питающей сети,

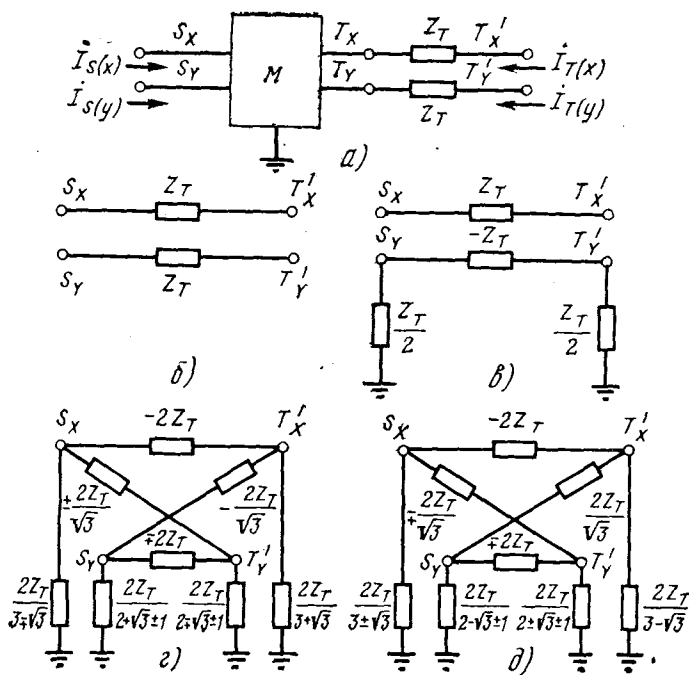


Рис. 4. Эквивалентные схемы многополюсников, отражающие чередование фаз присоединений трансформаторов к питающей сети.

приведены на рис. 4. Вывод схем замещения рис. 4 дан в приложении. Эти схемы получены на основании табл. 2, в которой даны матрицы узловых проводимостей для всех шести случаев чередования фаз присоединения трансформаторов к питающим линиям по рис. 1.

В соответствии с приведенными указаниями может быть составлена комплексная схема замещения рис. 5 при к.з. на землю фазы В линии после ее отключения от опорных подстанций I и II в схеме рис. 1. Место к.з. подпитывается только со стороны контактной сети через промежуточные подстанции III и IV. Системы I и II отражены в схеме рис. 5 сопротивлениями Z_I , Z_{II} и э. д. с. E_X и E_Y в схемах X и Y. Схемы замещения трансформаторов и связей их с питающей сетью составлены в соответствии с рис. 4. Замыкание фазы В на землю моделируется схемой многополюсника рис. 3,б. Двухфазные участки контактной сети КС-I, КС-II, КС-III, показанные на рис. 1 трехфазными с разрывом фаз В и А и В соответственно, моделируются эквивалентными схемами рис. 3,ж и з, составленными по условию приведения сопротивлений контактной сети к стороне высшего напряжения тяговых трансформаторов. Сопротивления Z в схемах рис. 3,ж и з принимаются равными $Z_{КС}$ — половине суммарного сопротивления петли «контактный провод-рельс». Расчет такой схемы может быть выполнен на ЦВМ [гл. 5 и 6].

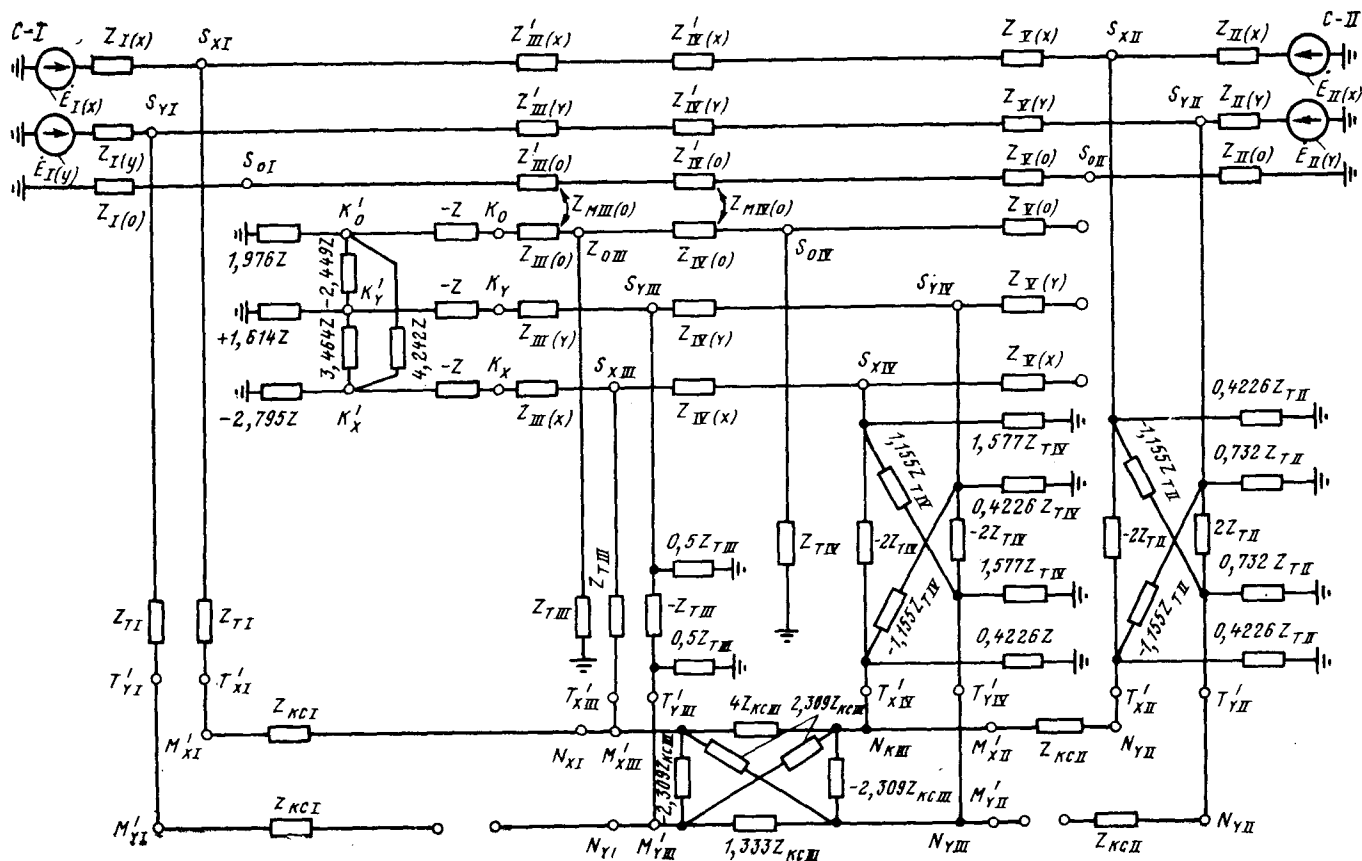


Рис. 5. Комплексная схема замещения в системе координат несимметричных составляющих исходной схемы рис. 1.

Пример расчета. По исходной схеме рис. 1 рассчитать токи в месте к. з. фазы *B* на землю на линии 110 кВ, а также их распределение в схеме.

Расчет производится с помощью ЦВМ при приведении всех элементов к ступени напряжения питающей линии, принимаемой в качестве основной $U_{осн}=115$ кВ. Для расчета указанного режима используется комплексная схема замещения рис. 5. Сопротивления ее элементов определяются из следующих условий.

Исходя из мощности к. з. питающих систем *I* и *II*, соответственно равных 1900 МВ·А и 390 МВ·А:

$$Z_{I(X)} = j \frac{(115)^2}{1900} = j7; \quad Z_{II(X)} = j \frac{(115)^2}{390} = j34.$$

Учитывая, что на каждой тяговой подстанции установлены трансформаторы мощностью $2 \times 31,5$ МВ·А ($Z_T = j0,105$):

$$Z_{T I} = Z_{T II} = Z_{T III} = Z_{T IV} = j0,105 \frac{(115)^2}{63} = j22.$$

Принимая сопротивления прямой последовательности участков ВЛ 110 кВ 0,4 Ом/км, при длине каждого участка 50 км

$$Z_{III(X)} = Z'_{III(X)} = Z_{IV(X)} = Z'_{IV(X)} = Z_{V(X)} = Z'_{V(X)} = j0,4 \cdot 50 = j20.$$

Принимая сопротивление петли «контактный провод-рельс» 0,33 Ом/км и среднее напряжение тяговой сети 26,5 кВ, получим:

$$Z_{KCI} = Z_{KCI I} = Z_{KCI II} = j \frac{0,33 \cdot 50}{2} \left(\frac{115}{26,5} \right)^2 = j159.$$

Сопротивления составляющих *X* и *Y* равны сопротивлениям прямой последовательности. Сопротивления нулевой последовательности ВЛ 110 кВ приняты в 3,5 раза большими сопротивлений прямой последовательности:

$$Z_{III(0)} = Z'_{III(0)} = Z_{IV(0)} = Z'_{IV(0)} = Z_{V(0)} = Z'_{V(0)} = j20 \cdot 3,5 = j70.$$

Сопротивления взаимной индукции между участками питающих линий

$$Z_{MIII(0)} = Z_{MIV(0)} = j40.$$

В комплексной схеме замещения рис. 5 принято $Z = j10$. Электродвижущая сила питающих систем в соответствии с выражениями (4):

$$\begin{aligned} \dot{E}_I(X) &= \dot{E}_{II}(X) = \frac{115}{\sqrt{3}\sqrt{2}} = 47; \\ \dot{E}_I(Y) &= \dot{E}_{II}(Y) = -j \frac{115}{\sqrt{3}\sqrt{2}} = -j47. \end{aligned}$$

Для расчета на ЦВМ в комплексной схеме замещения с численными значениями параметров (рис. 6) сопротивления трансформаторов *T-III*, *T-II*, *T-IV* и разрыва *KC-III* разбиты на три части. Причем в схемах замещения этих элементов используются только средние части сопротивлений. Указанное дает возможность получать непосредственно по результатам расчета на ЦВМ значения составляющих токов в узлах, к которым примыкают эти элементы.

Результаты расчета токораспределения приведены на рис. 6. Значения фазных токов определяются по выражению (1) и приведены в исходной схеме рис. 1. При расчете фазных величин в контактной сети (рис. 1) значения токов в системе координат *X*, *Y* по выражению (11) переводятся от стороны «звезда» к стороне «треугольника». Кроме того, полученные значения фазных величин в контактной сети умножаются на коэффициент трансформации тяговых трансформаторов

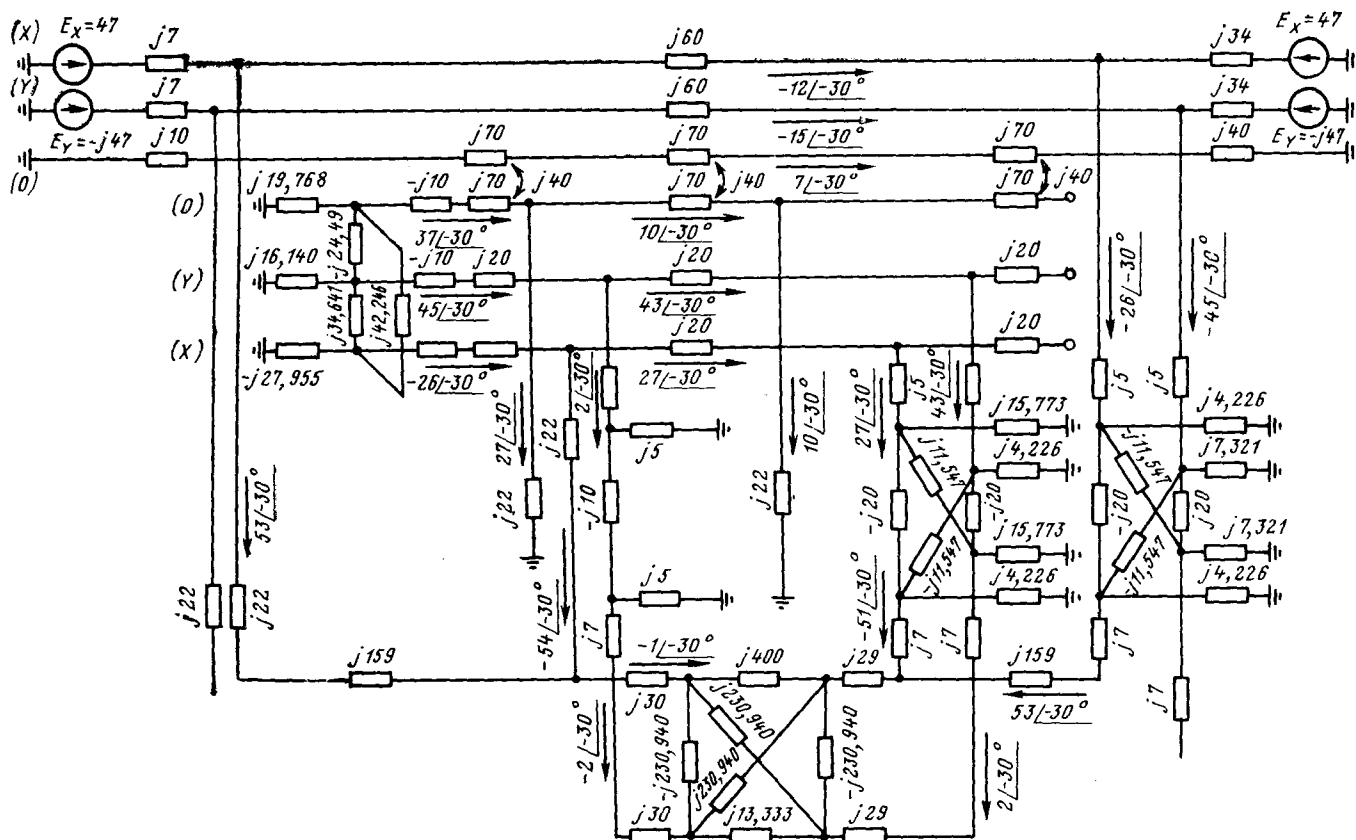


Рис. 6. Токораспределение в комплексной схеме замещения для численного примера. Токи даны в амперах, э. д. с. — в киловольт, сопротивления — в омах.

115/26,5=43,4. В результате определяются реальные значения токов.

Приложение. Вывод в системе координат несимметричных составляющих $X, Y, 0$ параметров эквивалентных схем многополюсников, отражающих неодинаковое чередование фаз подключения тяговых трансформаторов к питающей сети и включающих сопротивления этих трансформаторов.

Рассмотрим случай фазировки трансформатора V рис. 1. Фазам A, B и C питающей сети соответствуют фазы C, A и B стороны высшего напряжения трансформатора:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_T(A) \\ \dot{U}_T(B) \\ \dot{U}_T(C) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} & 1 & \\ & & 1 \\ 1 & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_S(A) \\ \dot{U}_S(B) \\ \dot{U}_S(C) \end{bmatrix}. \quad (\text{П-1})$$

Воспользуемся (1) и (2) для перехода от фазных величин к несимметричным составляющим $X, Y, 0$. Правый столбец (П-1) заменим через (1а), и полученное выражение умножим слева на (2а). После всех перемножений получим:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_T(X) \\ \dot{U}_T(Y) \\ \dot{U}_T(0) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -1 & \sqrt{3} & \\ -\sqrt{3} & -1 & \\ & & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_S(X) \\ \dot{U}_S(Y) \\ \dot{U}_S(0) \end{bmatrix}. \quad (\text{П-2})$$

Аналогично можно найти выражение и для токов:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_T(X) \\ \dot{I}_T(Y) \\ \dot{I}_T(0) \end{bmatrix} = -\frac{1}{2} \begin{bmatrix} -1 & \sqrt{3} & \\ -\sqrt{3} & -1 & \\ & & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_S(X) \\ \dot{I}_S(Y) \\ \dot{I}_S(0) \end{bmatrix}. \quad (\text{П-3})$$

В выражении (П-3) положительные направления токов со стороны питающей сети и трансформаторов приняты противоположными. Из (П-2) и (П-3) видно, что чередование фаз отражается только в схемах X и Y несимметричных составляющих, а поэтому величины нулевой последовательности исключим из рассмотрения. В многополюсниках, отражающих соотношения (П-2) и (П-3) в схемах X и Y , учтем сопротивления соответствующих тяговых трансформаторов Z_T , как показано на рис. 4а. Тогда можно написать:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_T(X) &= U'_T(X) - Z_T \dot{I}_T(X); \\ \dot{U}_T(Y) &= U'_T(Y) - Z_T \dot{I}_T(Y). \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-4})$$

Используя (П-2) и (П-4), найдем:

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_T(X) &= \frac{1}{Z_T} \left(\dot{U}'_T(X) + \frac{1}{2} \dot{U}_S(X) - \frac{\sqrt{3}}{2} \dot{U}_S(Y) \right); \\ \dot{I}_T(Y) &= \frac{1}{Z_T} \left(\dot{U}'_T(Y) + \frac{\sqrt{3}}{2} \dot{U}_S(X) + \frac{1}{2} \dot{U}_S(Y) \right). \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-5})$$

Из (П-3) следует:

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_S(X) &= \frac{1}{2} \dot{I}_T(X) + \frac{\sqrt{3}}{2} \dot{I}_T(Y); \\ \dot{I}_S(Y) &= -\frac{\sqrt{3}}{2} \dot{I}_T(X) + \frac{1}{2} \dot{I}_T(Y). \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-6})$$

Подставляя (П-5) в (П-6), получим:

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_S(X) &= \frac{1}{Z_T} \left(\frac{1}{2} \dot{U}'_T(X) + \frac{\sqrt{3}}{2} \dot{U}'_T(Y) + \dot{U}_S(X) \right); \\ \dot{I}_S(Y) &= \frac{1}{Z_T} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \dot{U}'_T(X) + \frac{1}{2} \dot{U}'_T(Y) + \dot{U}_S(Y) \right). \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-7})$$

Из (П-5) и (П-7) составляется матричное уравнение, связывающее токи и напряжения питающей сети и трансформатора V :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_S(X) \\ \dot{I}_S(Y) \\ \dot{I}_T(X) \\ \dot{I}_T(Y) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_X & S_Y & T'_X & T'_Y \\ 1 & & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ & 1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 & \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_S(X) \\ \dot{U}_S(Y) \\ \dot{U}'_T(X) \\ \dot{U}'_T(Y) \end{bmatrix}. \quad (\text{П-8})$$

Точно также получаются матричные уравнения типа (П-8) и для других схем присоединения трансформаторов к питающей сети по рис. 1. Матрицы этих уравнений сведены в табл. 2.

Согласно табл. 2 на рис. 4 приведены эквивалентные схемы многополюсников, отображающие чередование фаз присоединений трансформаторов к питающей сети в соответствии с рис. 1 и включающие сопротивления тяговых трансформаторов.

Выводы. 1. Применение системы координат несимметричных составляющих позволяет упростить расчеты токов к.з. на линии, питающей тяговые подстанции, после отключения этой линии от опорных подстанций.

2. Применение многополюсников, моделирующих несимметрии в схемах для расчета к.з. на линиях, питающих тяговую нагрузку, позволяет составить комплексные схемы замещения, что удобно при решении задачи на ЦВМ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гохштейн Б. Я., Лапин В. Б., Тахменев Б. Н. Особенности работы устройств энергоснабжения электрических железных дорог переменного тока. — Труды ВНИИЖТ, 1959, вып. 170.
2. Особенности защиты линий, питающих тяговые подстанции/ Веприк Д. И., Израилев М. С., Рисс Л. С., Сальков Б. Л. — «Электричество», 1961, № 1.
3. Чернин А. Б. Вычисление электрических величин и поведение релейной защиты при неполнофазных режимах в электрических системах. М.: Госэнергоиздат, 1963.
4. Попов В. А., Чернин А. Б. К вопросу определения токов и напряжений при одновременных несимметриях в электрической системе с помощью ЦВМ. — В кн.: Доклады конференции по итогам НИР за 1968—1969 гг. МЭИ, 1969.
5. Чернин А. Б., Лосев С. Б. Основы вычислений электрических величин для релейной защиты при сложных повреждениях в электрических системах. М.: Энергия, 1971.
6. Хрушова Е. В., Крылов В. А., Ватулева Н. З. Расчеты на ЦВМ М-220 (БЭСМ-4) токов короткого замыкания в сложных электрических сетях по программе У-VI-4. — В кн.: Проблемы технической электродинамики. Киев: Наукова думка, 1973, вып. 42.

[10.7.1978]

Об использовании фазных координат при расчете сложносимметричных режимов

ЛОСЕВ С. Б.

Москва

Для определения электрических величин в ряде сложносимметричных режимов целесообразно выполнение расчетов непосредственно в фазных координатах (на базе соответствующей схемы замещения) взамен традиционных методов использования симметричных составляющих, а также различных систем несимметричных составляющих [Л. 1]. При этом весьма просто учитываются несимметричные трехфазные элементы (например, участки линий с пофазно различными параметрами), несимметричные соединения элементов сети (например, трехфазных групп трансформаторов), а также условия короткого замыкания и разрыва фаз (путем коммутации узлов и ветвей схемы замещения). Однако использование той или другой системы составляющих сопряжено с необходимостью предусмотреть особые связи, подчас достаточно сложные, между схемами для этих составляющих в указанных местах несимметрии.

В связи с этим использование фазных координат, по-видимому, целесообразно в первую очередь при необходимости учета пофазных различий в параметрах линии, например, при отказе от транспозиции [Л. 1], для расчета режимов короткого замыкания на линиях, питающих тяговые подстанции переменного тока [Л. 2], с особыми схемами соединения трехфазных трансформаторов и т. д.

Расчет электрических величин в заданной схеме для фазных величин достаточно просто выполняется с использованием имеющихся программ расчета токов короткого замыкания на ЦВМ. По этим программам вычисляются токи и напряжения на основании расчетных соотношений симметричных составляющих для заданных э. д. с. генераторов в схеме прямой последовательности. Поэтому требуется лишь рассматривать исследуемую схему для фазных величин в качестве фиктивной схемы прямой последовательности. Учитывая, что в схемах для фазных величин имеются электромагнитносвязанные ветви, в ряде программ для расчета токов короткого замыкания предусмотрена возможность учитывать эти связи не только в схеме нулевой последовательности, но также в схеме прямой последовательности; в других программах предусмотрена возможность учитывать трансформаторные элементы с комплексными коэффициентами трансформации [Л. 3]. В статье рассмотрены вопросы расчета с помощью подобных программ сложносимметричных режимов по схемам для фазных величин, а также по гибридным схемам, сочетающим использование фазных координат для несимметричных участков и особых симметричных или несимметричных составляющих для участков с симметричными параметрами. При этом обеспечивается достаточно всестороннее и эффективное решение, не требующее разработки специальных алгоритмов и программ.

Трансформаторы. Можно выразить связь между напряжениями и токами на внешних зажимах двух-

обмоточного трансформатора I и II при приведении его сопротивления рассеяния к стороне I — $Z_{\tau I}$, а сопротивления намагничивания — к стороне II — $Z_{\mu II}$ с помощью системы уравнений в форме Z [Л. 1]:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_I \\ \dot{U}_{II} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{II} & Z_{I II} \\ Z_{I II} & Z_{II II} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_I \\ \dot{I}_{II} \end{bmatrix} = \\ = Z_{\mu II} \begin{bmatrix} (Z_{\tau I}/Z_{\mu II} + 1/n^2) & (1/n) \\ (1/n) & (1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_I \\ \dot{I}_{II} \end{bmatrix} \quad (1a)$$

или в форме Y :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_I \\ \dot{I}_{II} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{II} & Y_{I II} \\ Y_{I II} & Y_{II II} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_I \\ \dot{U}_{II} \end{bmatrix} = \\ = \frac{1}{Z_{\tau I}} \begin{bmatrix} (1) & -(1/n) & (1) \\ -(1/n) & (Z_{\tau I}/Z_{\mu II} + 1/n^2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_I \\ \dot{U}_{II} \end{bmatrix}. \quad (16)$$

Здесь учитывается, что

$$n = \frac{U_{II}}{U_I} = \frac{I_I}{I_{II}}. \quad (2)$$

Схемы замещения двухобмоточного трансформатора в соответствии с (1a) и (16) приведены на рис. 1. Схема по выражению (1a) может быть составлена только при конечном значении сопротивления намагничивания $Z_{\mu II}$, а по (16) — только при ненулевом значении сопротивления рассеяния $Z_{\tau I}$.

Для возможности использования первой схемы при $Z_{\mu II} \rightarrow \infty$ следует в исходной схеме дополнительно подключить к вторичной обмотке трансформатора сопротивление — $Z_{\mu II}$ [Л. 1 и 4]. При этом сопротивление $Z_{\mu II}$ может принять любое значение. Вместо подключения дополнительной ветви (показанной на рис. 1 пунктиром) можно для $Z_{\mu II}$ в (1a) принять достаточно большое значение. Аналогичным образом для второй схемы при $Z_{\tau I} = 0$ необходимо в исходной схеме подключить к первичной обмотке ненулевое сопротивление — $Z_{\tau I}$.

Схемы замещения для трехфазных групп трансформаторов получаются наиболее просто при соединении схем замещения двухобмоточных трансформаторов по рис. 1. Так, схема трехфазного трансформатора $Y/\Delta-11$ с зажимами $A_\lambda, B_\lambda, C_\lambda, 0-a_\lambda, b_\lambda, c_\lambda$ на базе второй схемы рис. 1 приведена на рис. 2. При получении этой схемы исключены связи, состоящие из двух параллельных ветвей с проводимостями $+Y_{I II}$ и $-Y_{I II}$, относящихся к многоугольникам рис. 1 для разных фаз трехфазного трансформатора. В рис. 2 для получения коэффициента трансформации N эквивалентного соединения $Y/Y-12$ принимается $n = \sqrt{3} N$, так как первичные обмотки I двухобмоточных трансформаторов включены в «звезду», а вторичные — в «треугольник».

Линии, замещаемые продольными ветвями. Участок линии может быть замещен трехфазной схемой с большой степенью детализации (с учетом пофазно различных параметров проводов, тросов, отдельных проводов расщепленной фазы и т. д.). Однако, как правило, одноцепная линия учитывается тремя электромагнитно связанными ветвями, а m сближенных цепей — $3m$ электромагнитно связанными ветвями, которые преобразуются автоматически программой в полный многоугольник, содержащий $18m^2 - 3m$ ветвей. Отметим, что при наличии даже небольшого количества представленных таким образом сближенных трехфазных цепей, характерных для современных сетей, схема становится громоздкой, и могут возникнуть трудности при решении задачи на ЦВМ с ограниченным объемом оперативной памяти. Поэтому нужно найти решение, исключающее группы с большим числом электромагнитно связанных ветвей.

Во многих случаях можно принять равными сопротивления взаимной индукции между любыми двумя

проводами двух различных цепей. При этом уравнения падения напряжения на систему проводов p сближенных цепей можно представить при учете произвольного числа проводов в каждой из цепей следующим образом:

$$\begin{bmatrix} \Delta U_I \\ \vdots \\ \Delta U_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{II} & \dots & Z_{Ip}^{(m)} \\ \vdots & & \vdots \\ Z_{Ip}^{(m)} & \dots & Z_{pp} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_I \\ \vdots \\ I_p \end{bmatrix} = \\ = \begin{bmatrix} (Z_{II} - Z_{II}^{(m)}) & 0 \\ 0 & (Z_{pp} - Z_{pp}^{(m)}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_I \\ \vdots \\ I_p \end{bmatrix} + \\ + \begin{bmatrix} Z_{II}^{(m)} & \dots & Z_{Ip}^{(m)} \\ \vdots & & \vdots \\ Z_{Ip}^{(m)} & \dots & Z_{pp}^{(m)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_I \\ \vdots \\ I_p \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Здесь ΔU_i , I_i — векторы падений напряжения и токов i -й цепи ($i = I, II, \dots, p$) с числом элементов, равным числу проводов цепи i , Z_{ii} — квадратная подматрица собственных сопротивлений и сопротивлений взаимной индукции между проводами i -й цепи с числом столбцов и строк, равным числу проводов в данной цепи; $Z_{ii}^{(m)}$ — то же, что Z_{ii} , но с одинаковыми элементами $Z_{AiBi}^{(m)}$, равными сопротивлению взаимной индукции между проводами A и B цепи i ; $Z_{ij}^{(m)}$ — подматрица, число строк и столбцов которой равно числу проводов соответственно цепи i и j .

Элементы указанных подматриц представляют собой сопротивление контура «провод — земля» Z_{xx} и взаимной индукции между проводами x и y — Z_{xy} линии длиной l [М. 1]. При частоте $f = 50$ Гц

$$\left. \begin{aligned} Z_{xx} &= \left(r_n + 0,05 + j0,145 \lg \frac{D_3}{r_{\text{эк}}} \right) l; \\ Z_{xy} &= \left(0,05 + j0,145 \lg \frac{D_3}{D_{xy}} \right) l, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где $r_{\text{эк}}$ — эквивалентный радиус провода; r_n — удельное активное сопротивление провода; D_3 — эквивалентная глубина возврата тока через землю; D_{xy} — расстояние между проводами x и y .

Для случая одинаковых сопротивлений взаимной индукции между любыми проводами разных цепей i и j , т. е. при равенстве всех элементов подматрицы $Z_{ij}^{(m)}$ сопротивлению $Z_{AiAi}^{(m)}$, может быть составлена схема замещения на рис. 3. Если в составе подматрицы $Z_{ij}^{(m)}$ не все элементы равны, то в схеме на рис. 3 необходимо предусматривать дополнительные электромагнитные связи.

Например, если $Z_{FIGI}^{(m)} \neq Z_{AIAI}^{(m)}$, то появляется дополнительная связь между линейными проводами F цепи I и G цепи II (показано пунктиром):

$$\Delta Z_{FIGI}^{(m)} = Z_{FIGI}^{(m)} - Z_{AIAI}^{(m)}. \quad (5)$$

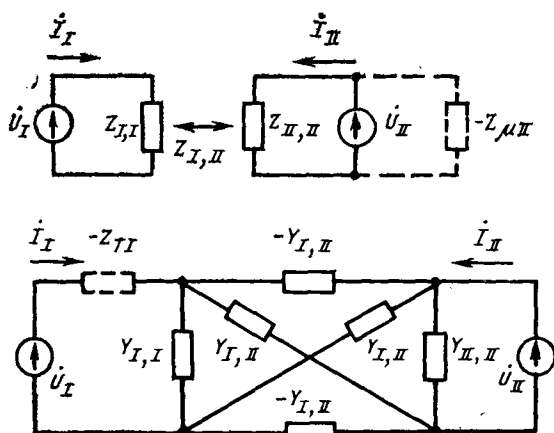


Рис. 1. Схемы замещения двухобмоточного трансформатора с действительным коэффициентом трансформации. Пунктиром показано включение дополнительного сопротивления для возможности учета бесконечно большого сопротивления намагничивания и нулевого сопротивления рассеяния.

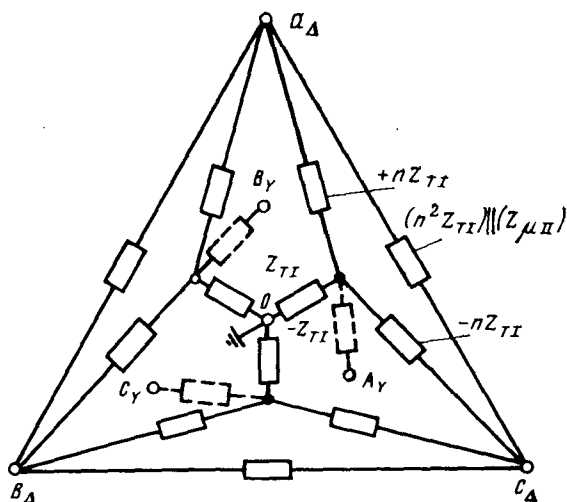


Рис. 2. Схема замещения трехфазного трансформатора $Y_0/\Delta - 11$.

На рис. 3 для обеспечения протекания в нулевом проводе N суммы токов всех проводов цепи включены идеальные разделительные трансформаторы (с коэффициентом трансформаций $n=1$), которые могут быть учтены с помощью схем на рис. 1. Отметим, что при отсутствии обходных связей нет необходимости включить разделительные трансформаторы в подсхемах на рис. 3, так как протекание в нулевом проводе требующегося тока обеспечивается в соответствии с обобщенным законом Кирхгофа о равенстве нулю суммы токов, притекающих в замкнутую поверхность.

Линии, замещаемые схемами с распределенными параметрами. В одном из возможных решений протяженный участок линии замещается цепочечной схемой. Выше было показано, как учитываются продольные ветви для элементарного участка протяженностью Δl (см. рис. 3). Для учета емкостей элементарного участка линии составляется система уравнений, дающая зависимость напряжений проводов линии U от заряда q на емкостях, сосредото-

ченных в данной ее точке, или от токов этих емкостей $I_{\text{емк}} = j\omega q$ посредством системы потенциальных коэффициентов [Л. 1 и 5]

$$U = \alpha q = \frac{1}{j\omega \epsilon} \alpha I_{\text{емк}} \quad (6)$$

Представляя $(j\omega)^{-1} \alpha$ в виде матрицы емкостных сопротивлений, имеем:

$$U = Z_{\text{емк}} I_{\text{емк}} \quad (7)$$

где диагональные и недиагональные элементы $Z_{\text{емк}}$ при $f = 50$ Гц [Л. 1]

$$\left. \begin{aligned} Z_{c_{xx}} &= jX_{xx} = -j \frac{0,0573}{l} 10^6 \ln \frac{D'_{xx}}{r_{\text{эк}}}; \\ Z_{c_{xy}} &= jX_{xy} = -j \frac{0,0573}{l} 10^6 \ln \frac{D'_{xy}}{D_{xy}}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Здесь D'_{xx} и D'_{xy} — расстояние от x -го провода до зеркального отображения проводов x и y соответственно.

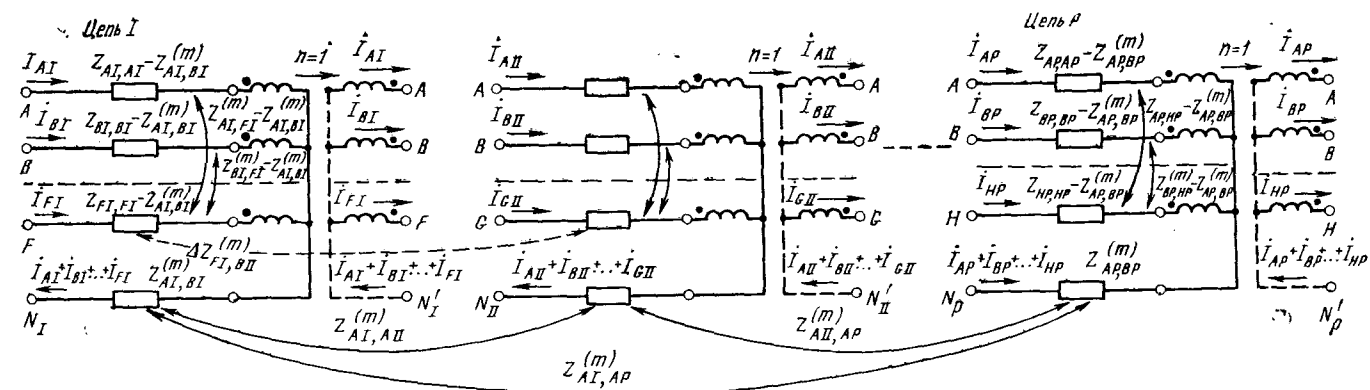


Рис. 3. Схема замещения продольного элемента линии, состоящей из p цепей.

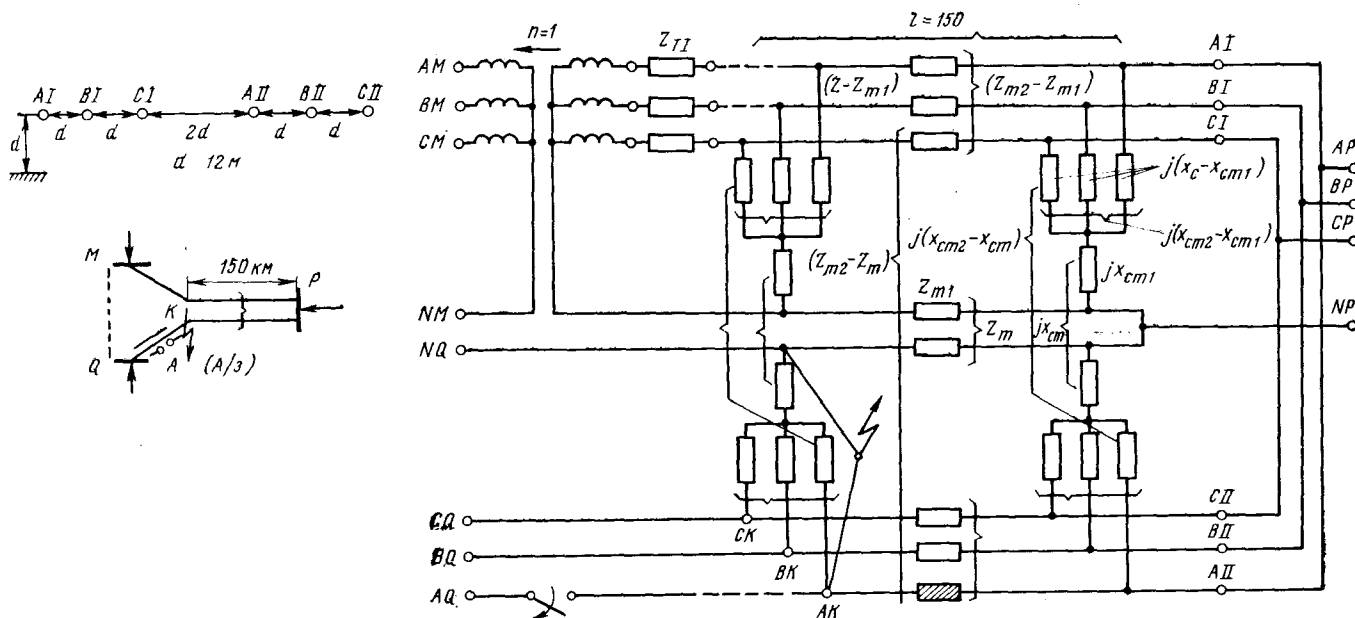


Рис. 4. Трехфазная схема замещения участка сети.

Допуская равенство сопротивлений электростатической индукции между любыми двумя проводами разных линий, можно привести (7) к виду, совпадающему по структуре с (3). Это позволяет составить схему замещения, аналогичную схеме рис. 3, для учета емкостей цепей линий в виде сосредоточенного поперечного элемента. Для этого цепи $I, II, \dots, p$ рассматриваются как поперечные элементы с базовыми точками $N_I, N_{II}, \dots, N_p$, причем трехфазные разделительные трансформаторы исключаются. Отметим, что из-за возможности учета в программе для ЦВМ [Л. 3] сопротивления взаимной индукции в виде произвольного комплексного числа нет затруднений для учета электромагнитных и электростатических связей в схеме на рис. 3.

Линии большой протяженности можно замещать цепочками их продольных и поперечных элементов по рис. 3, причем для составляющих промышленной частоты каждый элемент цепочки может замещать участок длиной 100—150 км.

В уточненном решении протяженные линии учитываются по схеме, сопротивления ветвей которой являются гиперболическими функциями от удельных параметров линии. В [Л. 1] для случая одноцепной линии с пофазно различными распределенными параметрами получена такая схема при горизонтальном расположении фаз. Вопросы получения аналогичных схем для более сложных случаев будут рассмотрены отдельно.

Пример. Составим схему замещения для двухцепной не-транспонированной трехфазной линии 500 кВ на отдельно стоящих опорах с горизонтальным расположением фаз и участком сближения (рис. 4). Значения удельного сопротивления электромагнитной и электростатической связи в зависимости от расстояния между проводами D_{xy} даны ниже.

	D_{xy}	d	$2d$	$3d$	$4d$	$5d$	$6d$
Z_{xy} по (4),	0,05	0,05	0,05	0,05	0,05	0,05	0,05
Ом/км	$+j0,2785$	$+j0,235$	$+j0,2085$	$+j0,191$	$+j0,177$	$+j0,165$	
$Z_{сху}$ по (8),	$-j46100$	$-j19800$	$-j10430$	$-j6250$	$-j4410$	$-j3320$	
Ом/км							

Из приведенных данных следует, что с некоторым приближением можно учитывать среднее значение для Z_{xy} при $D_{xy} \geq 3d$. Поскольку поперечная емкость линии оказывает меньшее влияние на результаты по сравнению с ее продольной ветвью, допустимо учитывать среднее значение для $Z_{сху}$ также при $D_{xy} \geq 3d$. С учетом этого в схеме на рис. 3 удобно учитывать две цепи, совпадающие с цепями трехфазных линий AI, BI, CI и AII, BII, CII . Подматрицы сопротивлений электромагнитной и электрической связи имеют одинаковую структуру симметрии следующего вида:

$$Z_I = Z_{II} = \begin{array}{c|ccc} & Ai & Bi & Ci \\ \hline Ai & Z & Z_{m1} & Z_{m2} \\ Bi & Z_{m1} & Z & Z_{m1} \\ Ci & Z_{m2} & Z_{m1} & Z \end{array};$$

$$Z_{I II} = \begin{array}{c|ccc} & AII & BII & CII \\ \hline AI & Z_m & Z_m & Z_m \\ BI & Z_m & Z_m & Z_m \\ CI & Z_{m2} & Z_m & Z_m \end{array}; \quad i = I, II.$$

Подматрица $Z_{I II}$ обозначает связь между проводами первой AI, BI, CI и второй AII, BII, CII цепей. При этом, по-

скольку расстояние между проводами $D_{xy} \geq 3d$, для всех сочетаний, за исключением $CI-AII$ ($D_{xy} = 2d$), получается подматрица $Z_{I II}$.

На рис. 4 на основании схемы рис. 3 для продольных и поперечных элементов составлена искомая трехфазная схема замещения. Для обеспечения правильного токораспределения в нулевых проводах N рис. 4 при наличии связи между концами M и Q предусмотрены три разделительных трансформатора, каждый из которых замещается по второй схеме рис. 1 при $Y_{I I} = Y_{I I I} = -Y_{I I I} = Z_{\tau I}^{-1}$. При этом значение $Z_{\tau I}$ вычитается из продольных сопротивлений фаз примыкающего трехфазного элемента.

Отметим, что для учета дополнительной несимметрии, обусловленной сближением проводов расщепленной фазы A из-за протекания на участке $AP-AK$ большого тока короткого замыкания, необходимо лишь уточнить значение зачерченного сопротивления в расчетной схеме рис. 4.

Генераторы. Для составления схемы замещения трехфазной машины при учете в общем случае неодинаковых сопротивлений прямой и обратной последовательностей $Z_1 \neq Z_2$ представим исходные уравнения падения напряжения фаз генератора

$$U_{ABC} = E_{ABC} - Z_{\phi} I_{ABC}$$

в следующем виде:

$$I_{ABC} = Y_{\phi} E_{ABC} - Y_{\phi} U_{ABC}, \quad (9)$$

где U_{ABC} и I_{ABC} — векторы фазных напряжений и токов на зажимах генератора; E_{ABC} — вектор фазных э. д. с. генератора;

$$Y_{\phi} = Z_{\phi}^{-1} = M_{ABC-120} Z_{120}^{-1} M_{120-ABC} \quad (10)$$

— матрица фазных проводимостей генератора; $M_{ABC-120} = M_{120-ABC}^{-1}$ — матрицы преобразования для системы симметричных составляющих, причем

$$Y_{\phi} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_1^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & Z_2^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & Z_0^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} =$$

$$= \frac{1}{3} \left\{ \begin{bmatrix} Y & Y_m & Y_m \\ Y_m & Y & Y_m \\ Y_m & Y_m & Y \end{bmatrix} + \Delta Y \begin{bmatrix} 0 & +j & -j \\ -j & 0 & +j \\ +j & -j & 0 \end{bmatrix} \right\} =$$

$$= Y_{\text{сим}} + Y_{\text{несим}}, \quad (11)$$

где

$$Y = Z_1^{-1} + Z_2^{-1} + Z_0^{-1}; \quad Y_m = -\frac{1}{2} (Z_1^{-1} + Z_2^{-1}) + Z_0^{-1};$$

$$\Delta Y = \frac{\sqrt{3}}{2} (Z_1^{-1} - Z_2^{-1}). \quad (12)$$

Отметим, что для получения общего решения учитывается контур нулевой последовательности. В случае разземленной нейтрали генератора можно принимать для сопротивления Z_0 любое конечное значение.

Для учета $Y_{\text{несим}}$ в (11) можно использовать содержащийся в программе расчета токов короткого замыкания [Л. 3] трансформаторный элемент с комплексным коэффициентом трансформации, характеризующийся уравнением:

$$\begin{bmatrix} I_q \\ I_s \end{bmatrix} = Y_{sq} \begin{bmatrix} 1 - \hat{n} \\ -\hat{n} & n^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_q \\ \dot{U}_s \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Для этого представим (11) в виде:

$$\mathbf{Y}_{\text{несим}} = \frac{\Delta Y}{3} \left\{ \begin{bmatrix} 1 & +j & 0 \\ -j & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & -j \\ 0 & 0 & 0 \\ +j & 0 & 1 \end{bmatrix} + \right. \\ \left. + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & +j \\ 0 & -j & 1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -2 & 0 & 0 \\ 0 & -2 & 0 \\ 0 & 0 & -2 \end{bmatrix} \right\}. \quad (14)$$

Приняв в (13) $\Delta Y = Y_{\text{зк}}$ и $n = -j$, можно учитывать $\mathbf{Y}_{\text{несим}}$ по (14) тремя такими трансформаторными элементами (на рис. 5 эти элементы очерчены пунктиром).

Схема замещения генератора в соответствии с (9) и (11) при учете рис. 5 представлена на рис. 6. При этом матрица в (11) учитывается тремя ветвями «фаза — земля» проводимостью $\frac{1}{3} (Y +$

$+2Y_M)$ и тремя ветвями «фаза — фаза», замещенными эквивалентной звездой с проводимостью $-Y_M$; источники с заданными токами $\mathbf{I}_{ABC} = \mathbf{Y}_\Phi \mathbf{E}_{ABC}$ и параллельно включенными ветвями проводимостью $\frac{1}{3} [Y + 2(Y_M - \Delta Y)]$ замещаются эквивалентными

источниками напряжения $\mathbf{E}_{ABC \text{ эк}} = Z_{\text{эк}} \mathbf{Y}_\Phi \mathbf{E}_{ABC}$ и последовательно включенными ветвями с сопротивлением (см. (12))

$$Z_{\text{эк}} = 3 [Y + 2(Y_M - \Delta Y)]^{-1} = \left[\frac{1}{Z_0} - \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\frac{1}{Z_1} - \frac{1}{Z_2} \right) \right]^{-1}. \quad (15)$$

Для симметричной системы э. д. с. генераторов в соответствии с (11) и (12) имеем

$$\mathbf{E}_{i \text{ эк}} = \frac{Z_{\text{эк}}}{Z_1} \mathbf{E}_i; \quad i = A, B, C.$$

Отметим, что схема рис. 6 может быть также использована для замещения примыкающей системы и шунтовой нагрузки ($\mathbf{E}_{\text{эк}} = 0$). Для частного случая равенства сопротивлений прямой и обратной последовательностей $\Delta Y = 0$ [см. (12)], и из схемы рис. 6 допустимо исключить трансформаторные элементы. Могут быть использованы и другие известные схемы замещения генератора [Л. 1], эквивалентные схеме рис. 6 при таком условии.

Составление гибридных схем. При сосредоточении несимметрий на рядом расположенных участках и наличии многочисленных других участков с симметричными параметрами в [Л. 6] рекомендуется представить первые участки с помощью фазных координат, а последние — с помощью симметричных составляющих, обеспечивая связь между этими группами участков посредством элементов трансформации. При этом представление симметричных участков заметно упрощается. Как показало исследование, матрица узловых проводимостей для таких элементов трансформации не обладает диагональной симметрией [Л. 7] и не является эрмитовой (т. е. с сопряженными элементами относительно главной диагонали). В таком случае невозможно представление элемента трансформации с помощью схемы замещения, так как преобразо-

вание фазных величин в широко применяемые симметричные составляющие характеризуются лишь частичной, а не полной инвариантностью мощности [Л. 1].

Вместе с тем известен ряд систем симметричных и несимметричных составляющих, обладающих полной инвариантностью мощности преобразования [Л. 1]. Покажем, что элемент трансформации при преобразовании фазных величин в любую из этих систем x, y, z может быть представлен схемой замещения. Для этого к идеальному элементу трансформации с тремя входами A, B, C на стороне фазных величин и x, y, z на стороне составляющих к каждому входу x, y, z включаются два параллельно соединенных сопротивления разных знаков $\pm Z$. Используя матричную запись с учетом положительных направлений, показанных на рис. 7, получим:

$$\mathbf{U}_{x, y, z} = \mathbf{M}_{x, y, z-A, B, C}^U \mathbf{U}_{A, B, C}; \quad (16a)$$

$$\mathbf{I}_{x, y, z} = -\mathbf{M}_{x, y, z-A, B, C}^I \mathbf{I}_{A, B, C}; \quad (16б)$$

$$\Delta \mathbf{I}_{x, y, z} = \mathbf{Z}^{-1} \mathbf{U}_{x, y, z}. \quad (16в)$$

На основании (16б) и (16в) в соответствии с рис. 7

Рис. 5. Учет трансформаторного элемента с комплексным коэффициентом трансформации для представления трехфазного элемента с $Z_1 \neq Z_2$.

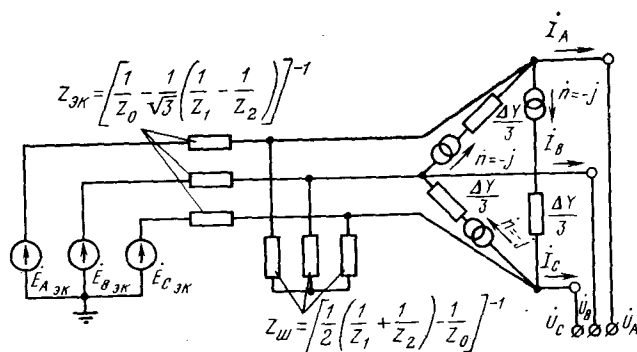
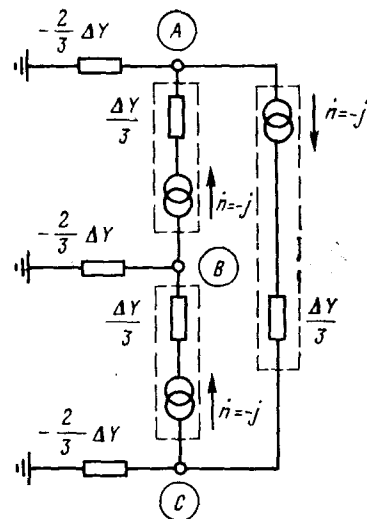


Рис. 6. Трехфазная схема замещения генератора при учете $Z_1 \neq Z_2$.

$$I'_{x,y,z} = I_{x,y,z} + \Delta I_{x,y,z} =$$

$$= -M'_{x,y,z-A,B,C} I_{A,B,C} + Z^{-1} U_{x,y,z}$$

или

$$U_{x,y,z} = Z I'_{x,y,z} + Z M'_{x,y,z-A,B,C} I_{A,B,C} \quad (17)$$

На основании (16а) с учетом (17)

$$U_{A,B,C} = (M^U_{x,y,z-A,B,C})^{-1} U_{x,y,z} =$$

$$= Z (M^U_{x,y,z-A,B,C})^{-1} I'_{x,y,z} +$$

$$+ Z (M^U_{x,y,z-A,B,C})^{-1} M'_{x,y,z-A,B,C} I_{A,B,C} \quad (18)$$

Объединяя (17) и (18), получаем для матрицы сопротивлений $Z_{\text{транс}}$ элемента трансформации, обозначенного пунктирной линией на рис. 7:

$$Z_{\text{транс}} = \begin{bmatrix} Z_I & Z_{II} \\ Z_{III} & Z_{IV} \end{bmatrix} =$$

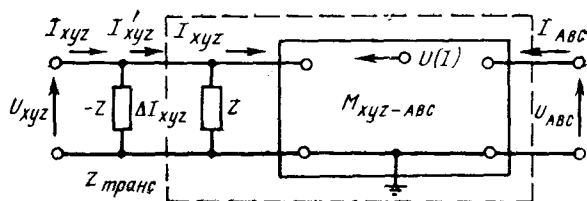


Рис. 7. Схема элемента трансформации между фазными величинами и составляющими x, y, z .

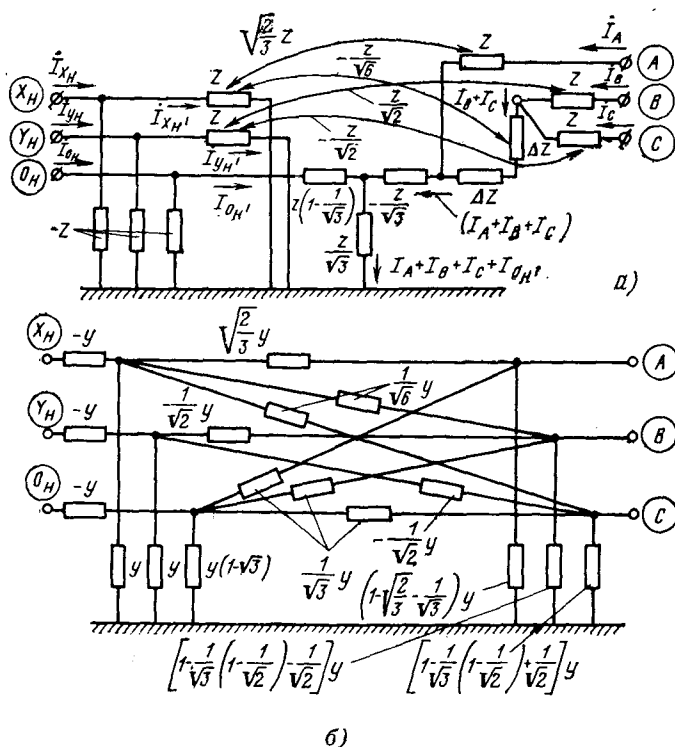


Рис. 8. Схемы элемента трансформации между фазными величинами и составляющими $x_n, y_n, 0_n$ в форме Z (а) и Y (б).

$$= Z \begin{bmatrix} E & M'_{x,y,z-A,B,C} \\ (M^U_{x,y,z-A,B,C})^{-1} & (M^U_{x,y,z-A,B,C})^{-1} \times \\ & \times M'_{x,y,z-A,B,C} \end{bmatrix} \begin{matrix} x, y, z' \\ A, B, C \end{matrix} \quad (19)$$

где E — единичная матрица. Для представления элемента трансформации схемой замещения, состоящей только из пассивных элементов без трансформаторов с комплексными коэффициентами трансформации (рис. 5) необходимо обеспечить диагональную симметрию $Z_{\text{транс}}$ в (19). Одним из условий этого является $Z'_{II} = Z_{III}$, или с учетом (19)

$$(M'_{x,y,z-A,B,C})^t = (M^U_{x,y,z-A,B,C})^{-1} \quad (20)$$

Кроме того, необходимо обеспечить диагональную симметрию Z_I и Z_{IV} в (19). Очевидно $Z_I = E$ обладает такой симметрией. При удовлетворении (20) на основании (19) получим:

$$Z_{IV} = (M^U_{x,y,z-A,B,C})^{-1} M'_{x,y,z-A,B,C} =$$

$$= (M'_{x,y,z-A,B,C})^t M^U_{x,y,z-A,B,C} \quad (21)$$

Так как подматрица Z_{IV} по (21) представляет собой произведение матрицы $M'_{x,y,z-A,B,C}$ и ее транспонированной матрицы $(M'_{x,y,z-A,B,C})^t$, она также обладает диагональной симметрией. В связи с этим условие (20) является единственным для реализации элемента трансформации рис. 7 с помощью схемы замещения.

При наличии в матрице преобразования M только действительных элементов условие (20) совпадает с условием полной инвариантности мощности [Л. 1]. При этом составляющие x, y, z могут представлять собой некоторую систему несимметричных составляющих, обладающих полной инвариантностью мощности. Как показывает анализ, наиболее целесообразно использовать составляющие, характеризующиеся одинаковым преобразованием для токов и напряжений вида [Л. 1]:

$$M_{x,y,z-A,B,C} = m_c \begin{bmatrix} \sqrt{2} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{matrix} x \\ y \\ z \end{matrix} \quad (22a)$$

A B C

$$M_{A,B,C-x,y,z} = M_{x,y,z-A,B,C}^{-1} =$$

$$=m_{\phi} \begin{array}{|c|c|c|} \hline \sqrt{2} & 0 & 1 \\ \hline -\frac{1}{\sqrt{2}} & \sqrt{\frac{3}{2}} & 1 \\ \hline -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} & 1 \\ \hline \end{array} \begin{array}{l} A \\ B \\ C \end{array}; \quad (226)$$

$$m_c = m_{\phi} = \frac{1}{\sqrt{3}}. \quad (23)$$

К достоинствам этих составляющих, которые назовем нормализованными несимметричными составляющими $x_n, y_n, 0_n$, относятся: а) равенство сопротивлений схем x_n и y_n соответствующим сопротивлениям схемы прямой последовательности Z_1 для симметричных трехфазных статических элементов, и сопротивлений схемы 0_n — сопротивлениям схемы нулевой последовательности Z_0 ; б) наличие в схеме 0_n напряжений и токов $\dot{F}_{0n}$, пропорциональных величинам нулевой последовательности симметричных составляющих $\dot{F}_{0n} = \sqrt{3} \dot{F}_0$ (см. 22а).

но ветвь $0_n 0$ в схеме нулевой последовательности с сопротивлением Z_0 . В ветвях $X_n 0$ и $Y_n 0$ — схемы последовательно с сопротивлением Z_2 действуют источники э. д. с.:

$$E_{X_n 0} = +jE_{Y_n 0} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{Z_2}{Z_1} E_A,$$

а связь $X_n Y_n$ Π -схемы представляет собой трансформаторный элемент с комплексным коэффициентом трансформации, характеризующийся выражением (13) при $s=Y_n$; $q=X_n$; $n=-j$;

$$Y_{sq} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{Z_1} - \frac{1}{Z_2} \right).$$

Рассматриваемая Π -схема выведена по аналогии со схемой для генератора в фазных координатах. При $Z_1 = Z_2$ допустимо исключить трансформаторный элемент, связывающий схемы X_n и Y_n , так как проводимость Y_{sq} последовательно включенного с ним элемента равна нулю.

В соответствии с (19) и (22) на основании рис. 7 получим:

$$\begin{bmatrix} U_{X_n} \\ U_{Y_n} \\ U_{0_n} \\ U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = Z \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ \sqrt{\frac{2}{3}} & 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{X_n'} \\ I_{Y_n'} \\ I_{0_n'} \\ I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix}. \quad (25)$$

При этом указанные составляющие наряду со всеми системами несимметричных составляющих допускают возможность учета граничных условий в местах несимметрии (в том числе в статических элементах) с помощью электромагнитных связей между схемами x_n, y_n и 0_n .

В соответствии с (22а) для симметричной системы э. д. с. ($\dot{E}_A = a\dot{E}_B = a^2\dot{E}_C$) имеем:

$$\dot{E}_{x_n} = j\dot{E}_{y_n} = \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{E}_A; \dot{E}_{0_n} = 0. \quad (24)$$

Схема замещения в координатах $x_n, y_n, 0_n$ для симметричной машины или нагрузки при учете неравенства сопротивлений прямой и обратной последовательностей представляет собой Π -схему $X_n, Y_n, 0$ (здесь 0 обозначает нулевую точку комплексной схемы), связывающую схемы X_n и Y_n , и отдель-

На рис. 8,а дана схема трансформаторной связи между фазными величинами и составляющими $X_n, Y_n, 0_n$, вытекающая из (25). На ней имеются две последовательно включенные ветви с взаимокompенсирующимися сопротивлениями $\pm \Delta Z$, так как в программах для ЦВМ допускается учет электромагнитной связи только для ветвей с ненулевыми сопротивлениями.

Для осуществления трансформаторной связи можно получить другую схему, если присоединить к стороне x, y, z рис. 7 два последовательно включенных элемента с проводимостью противоположного знака $\pm Y$ (вместо параллельно включенных ветвей с сопротивлением $\pm Z$). При этом составляется система уравнений, аналогичная (17) и (18), но с использованием матрицы узловых проводимостей (вместо матрицы узловых сопротивлений). В результате получаем следующую матрицу про-

проводимостей элемента трансформации:

$$Y_{\text{транс}} = \begin{bmatrix} Y_I & Y_{II} \\ Y_{III} & Y_{IV} \end{bmatrix} =$$

$$= Y \begin{array}{c|c} E & -M_{x,y,z-A,B,C}^U \\ \hline -(M_{x,y,z-A,B,C}^I)^{-1} & (M_{x,y,z-A,B,C}^I)^{-1} \times \\ & \times M_{x,y,z-A,B,C}^U \end{array} \begin{array}{l} x, y, z' \\ A, B, C \end{array} \quad (26)$$

Из выражения (26) ясно, что условие (20) также является единственным для представления элемента трансформации схемой замещения с пассивными элементами в виде проводимостей без трансформаторов с комплексными коэффициентами трансформации. При этом для матрицы преобразования по (22) с действительными элементами получим схему рис. 8,б.

Отметим, что при отсутствии элементов с $Z_1 \neq Z_2$ не требуется использование трансформаторных элементов с комплексными коэффициентами трансформации в расчетной схеме, состоящей из участков, представленных с помощью фазных координат и координат $x_n, y_n, 0$, а также из элементов транс-

формации по рис. 8. Это позволяет применять более распространенные программы, не содержащие трансформаторы с комплексными коэффициентами трансформации.

При наличии большого числа элементов с $Z_1 \neq Z_2$ на участках с симметричными параметрами может оказаться целесообразным представление последних с помощью так называемых нормализованных симметричных составляющих 120_н [Л. 1], характеризуемых полной инвариантностью мощности взамен составляющих $x_n, y_n, 0_n$. При этом существенно упрощаются представления элементов с $Z_1 \neq Z_2$, так как сопротивления отдельных последовательностей 120_н совпадают с соответствующими сопротивлениями симметричных составляющих [Л. 1]. Матрица преобразования для составляющих 120_н

$$\left. \begin{aligned} M_{120_n-A,B,C} &= \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}; \\ M_{A,B,C-120_n} &= (M_{120_n-A,B,C})^{-1} = \\ &= \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

отличается на общий множитель $\sqrt{3}$ от матрицы $M_{120_n-A,B,C}$ ($M_{A,B,C-120_n}$) для симметричных составляющих. При этом $\hat{F}_{in} = \sqrt{3} \hat{F}_i, i=1, 2, 0$.

На основании (26) и (27) имеем формулу (29).

Из (29) с учетом (13) следует, что элемент трансформации между фазными величинами и составляющими 120_н представляет собой схему рис. 9,а, содержащую трансформаторы с комплексными коэффициентами трансформации. На основании (27) имеем:

$$(M_{120_n-A,B,C})^t = (\hat{M}_{120_n-A,B,C})^{-1}. \quad (28)$$

Таким образом, схема замещения, содержащая трансформаторы с комплексными коэффициентами трансформации, может быть составлена для элемента трансформации при соблюдении условия (28), которое представляет собой условие полной инвариантности мощности для матрицы преобразования M с комплексными элементами [Л. 1].

В заключение отметим, что элемент трансформации между нормализованными составляющими 120_н и $x_n, y_n, 0_n$ также можно представить в виде схемы (см. рис. 9,б). Так как величины 0_n в двух системах составляющих идентичны, отсутствует соответствующая цепь трансформации для них. При использовании широко распространенных симметричных составляющих 120 элемент трансформации получается в виде схемы рис. 9,б, только при переходе от них к составляющим $x, y, 0$ (при этом в (22) $m_c=1/3; m_\phi=1$). Необходимо подчеркнуть, что составляющие 120 и $x, y', 0$ характеризуются одина-

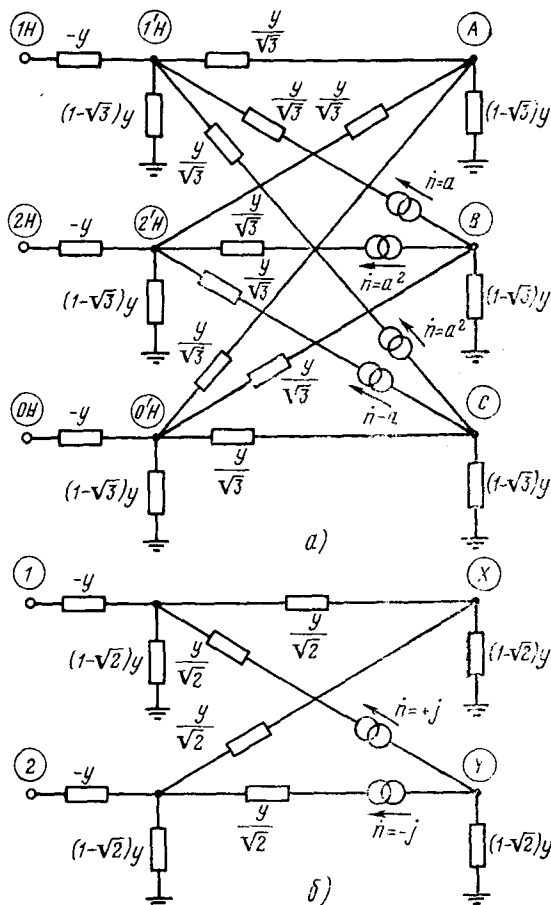


Рис. 9. Схема элемента трансформации между фазными величинами и составляющими 120_н (а) и между составляющими $x_n, y_n, 0_n$ и 120_н (б).

$$\begin{bmatrix} I_{1н} \\ I_{2н} \\ I_{0н} \\ I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = Y \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ -\frac{a^2}{\sqrt{3}} & -\frac{a}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ -\frac{a}{\sqrt{3}} & -\frac{a^2}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{a}{\sqrt{3}} & -\frac{a^2}{\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{a^2}{\sqrt{3}} & -\frac{a}{\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_{1н'} \\ \dot{U}_{2н'} \\ \dot{U}_{0н'} \\ \dot{U}_A \\ \dot{U}_B \\ \dot{U}_C \end{bmatrix} \quad (29)$$

ковой степенью частичной инвариантности мощности при преобразовании фазных величин, а потому преобразование между этими составляющими характеризуется полной инвариантностью мощности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Чернин А. Б., Лосев С. Б. Основы вычислений электрических величин для релейной защиты при сложных повреждениях в электрических системах. М.: Энергия, 1971.
2. Чернин А. Б. Вычисление электрических величин и поведение релейной защиты при неполнофазных режимах в электрических системах. М.: Госэнергоиздат, 1963.
3. Кимельман Л. Б., Лосев С. Б., Россовский Е. Л. Основы информационной структуры комплекса программ для реше-

ния сетевых задач для ЭВМ третьего поколения. — Электричество, 1974, № 5.

4. Мельников Н. А. Метод расчета рабочих режимов для схем с магнитными связями при помощи дуальных схем. — Труды ВНИИЭ, 1963, вып. 15.

5. Мельников Н. А. Электрические сети и системы. М.: Энергия, 1969.

6. Мельников Н. А. Использование матричного метода при исследовании режимов работы электрических сетей. — Труды ВНИИЭ, 1965, т. XXII.

7. Попов В. А. Исследование и разработка методов расчета на ЦВМ электрических величин для релейной защиты при сложных повреждениях в электросистемах: Дис. на степень канд. техн. наук. М.: 1972. В надзаг: М-во высш. и сред. спец. образования СССР, Мос. энергетический ин-т.

[20.4.1978]



УДК 621.315.1

Электрическая прочность воздушной изоляции подстанций при коммутационных перенапряжениях

Доктор техн. наук АЛЕКСАНДРОВ Г. Н., канд. техн. наук ГЕРАСИМОВ Ю. А.

Ленинградский политехнический институт им. М. И. Калинина

Исследованиям электрической прочности междуфазной изоляции подстанций сверхвысокого напряжения посвящают работы ведущие высоковольтные исследовательские центры. Полученные результаты существенно прояснили основные закономерности развития разряда между электродами над землей или вблизи заземленных конструкций. Однако ограниченные возможности лабораторий не позволили получить достаточно представительные данные для подстанций сверхвысокого напряжения. В настоящей работе исследования выполнены на наружной испытательной площадке практически без ограничения по габаритам при использовании трех источников напряжения — двух каскадов трансформаторов 2,25 МВ и генератора импульсных напряжений ГИН — 3 МВ. Это позволило изучить характеристики электрической прочности изоляционных систем «три экрана — земля», «три провода — земля» и «три провода — портал» при весьма высоких напряжениях — до 4,5 МВ. При возбуждении каскадов испытательных трансформаторов от колебательных

контуров получены колебательные импульсы напряжения с длиной фронта первого полупериода 3000 мкс, от импульсного генератора — импульсы с длиной фронта 400 мкс. Испытательные импульсы либо подавались синхронно на электроды, либо смещались во времени. При определении разрядных напряжений систем воздушных промежутков с использованием несинхронных импульсов смещение во времени между амплитудами воздействующих импульсов достигало 2500 мкс. Время сдвига между импульсами определялось по осциллографу.

В качестве объектов исследований выбраны три изоляционные системы:

1. «Три экрана — земля» — как эквивалент изоляционной системы между экранами аппаратов соседних фаз;

2. «Три провода — земля» — эквивалент нижнего яруса ошиновки подстанции (спусков к аппаратам);

3. «Три провода — портал» — эквивалент верхних ярусов ошиновки подстанции.

В процессе эксплуатации подстанции перенапряжения различной полярности и разной амплитуды могут возникнуть на любой из фаз. При этом разряд развивается с положительно заряженного электрода при достижении на нем определенного заряда. Поскольку емкость средней фазы наибольшая, наименьшие разрядные напряжения соответствуют воздействию напряжения положительной полярности на средний электрод трехфазной системы. По этой причине при испытаниях каждой из систем к среднему электроду обычно прикладывалось напряжение положительной полярности, к крайним — отрицательной разной амплитуды для определения зависимости 50%-ных разрядных напряжений от соотношения напряжений на фазах. Электрод, к которому прикладывались импульсы положительной полярности, условно считался первым. Вторым считался тот электрод, для которого разность потенциалов по отношению к первому была наибольшей (система приложения напряжений: $-U_2$; $+U_1$; $-U_3$). В специально поставленном на изоляционной системе «три экрана — земля» опыте напряжение положительной полярности подавалось на крайний экран. При этом к двум другим экранам прикладывалось напряжение отрицательной полярности (система $+U_1$; $-U_2$; $-U_3$).

В целях сравнения электрической прочности двухфазных и трехфазных систем при всех исследованных расстояниях и соотношениях напряжений на соседних фазах опыты проводились при изолированном третьем электроде, потенциал которого определялся полем двухфазной системы (плавающий потенциал). В этом случае в таблицах экспериментальных данных в графе U_3 стоит прочерк. Кроме того, был поставлен опыт при отсутствии третьего электрода.

Электроды изоляционных систем имитировались макетами натуральной величины, которые подвешивались к порталам испытательного стенда (рис. 1).

Макеты экранов аппаратов выполнялись в виде решетчатых сфер диаметром 2 м. Экраны подвешивались на гирляндах изоляторов длиной 8 м, которые стягивались между собой канатом. Напряжение к экранам подводилось проволоочными шлейфами, которые имитировали ошиновку. Макеты проводов ошиновки выполнялись из труб диаметром 40 мм длиной 8 м. Провода имели шестикратное расщепление с расстоянием между составляющими 50 см. Макеты проводов в обе стороны удлинялись шлейфами из шести проволок длиной по 5 м, которые плавно разводились на соседние несущие конструкции таким образом, чтобы обеспечивалось развитие разрядов между макетами проводов. Разрядов со шлейфов не наблюдалось. Общая длина макетов (вместе со шлейфами) составляла 18 м. Большие размеры порталов в свету и большие расстояния между ними (рис. 1) сводили к минимуму влияние стоек на заряд среднего электрода. В изоляционной системе «три провода — портал» влияние земли на разрядные напряжения также было мало из-за большой высоты подвески проводов (приблизительно 25 м). В изоляционной системе «три провода — земля» поддерживающие гирлянды имели длину 12 м, при этом разряды вдоль гирлянд были исключены. Для того чтобы сохранить расстояние между проводами неизменным (при раскачивании их ветром и т. п.) макеты связывались между собой изоляционными шнурами.

В каждой серии испытаний определялась зависимость вероятности перекрытия изоляционной системы от амплитуды импульсного напряжения. Амплитуда импульса отрицательной полярности (U_2 в двухфазной системе, U_2 и U_3 в трехфазной системе) сохранялась неизменной на протяжении всей серии. Амплитуда напряжения положительной полярности U_1 изменялась таким образом, чтобы получить четыре значения вероятности перекрытия. Каждое значение вероятности перекрытия

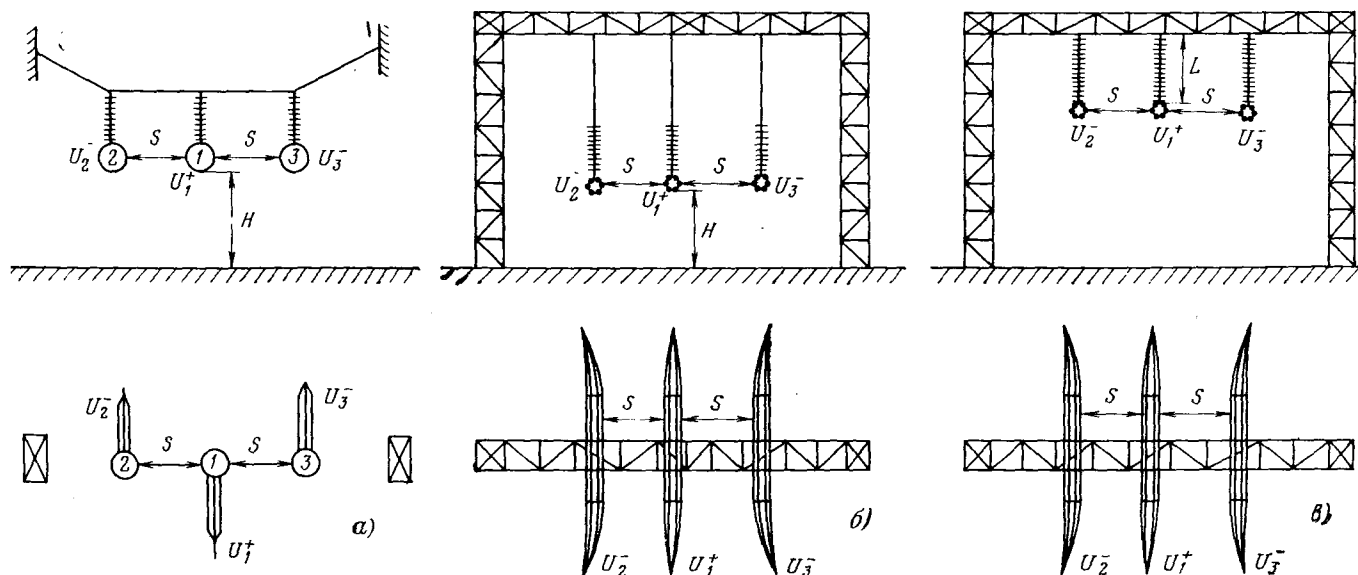


Рис. 1. Эскизы изоляционных систем.

а — «экран — экран — земля» и «три экрана — земля»; б — «провод — провод — земля» и «три провода — земля»; в — «провод — провод — портал» и «три провода — портал».

определялось по 25 опытам. В результате серии испытаний определялись 50%-ные разрядные напряжения; относительно земли $U_{50\%,1}^+$ и между электродами $U_{50\%,1-2} = U_{50\%,1}^+ + |U_2^-|$.

Сравнительные испытания при крутых и пологих импульсах напряжения проведены в один день для изоляционной системы «экран—экран—земля» с размерами $S=5,3$ м, $H=9$ м. К одному из экранов прикладывались импульсы отрицательной полярности с постоянной амплитудой $U_2^- = -1,45$ МВ в обеих сериях испытаний. Ко второму экрану прикладывались импульсы положительной полярности в одной серии от ГИН, во второй — от каскада трансформаторов. Амплитудные значения импульсов совпадали во времени.

При испытании от ГИН ($\tau_{\phi}^+ = 400$ мкс) получено 50%-ное разрядное напряжение $U_{50\%,1}^+ = 1,40$ МВ ($U_{50\%,1-2} = 2,85$ МВ), а при положительном импульсе от каскада ($\tau_{\phi}^+ = 3000$ мкс) получено $U_{50\%,1}^+ = 1,34$ МВ ($U_{50\%,1-2} = 2,79$ МВ). Таким образом, испытания показали, что для системы «экран—экран—земля» подстанций высших классов напряжения влияние длины фронта на разрядные напряжения отсутствует. Небольшое различие разрядных напряжений, полученное в опытах, находится в пределах погрешности измерения. Аналогичный вывод можно сделать из сопоставления данных исследований [Л. 1 и 2], выполненных при существенно различных длинах фронта, испытательных импульсов для близких по конфигурации изоляционных систем.

Испытания при несинхронном приложении импульсов к электродам систем воздушных промежутков «экран—экран—земля» и «провод—провод—земля» проведены при импульсах с фронтом 3000 мкс (длина волны 5000 мкс). Электрическая прочность систем при сдвиге импульсов на соседних электродах изменяется. В результате проведенных экспериментов получены зависимости 50%-ных разрядных напряжений между электродами и относительно земли от смещения Δt (рис. 2). Когда импульс отрицательной полярности опережал импульс положительной полярности, величина Δt считалась положительной. В соответствии с данными [Л. 3 и 4] минимум разрядных напряжений относительно земли наблюдается при синхронной подаче положительного и отрицательного импульсов на соседние электроды. При сдвиге импульсов разрядное напряжение относительно земли увеличивается в соответствии с уменьшением мгновенного значения напряжения на соседнем электроде.

Однако, если отрицательный импульс опережает положительный, рост разрядных напряжений происходит несколько медленнее, чем при запаздывании отрицательного импульса, что свидетельствует о влиянии отрицательного объемного заряда, образованного при максимуме отрицательного напряжения. Это обстоятельство необходимо учитывать при разработке методики выбора изоляционных систем.

Разрядные напряжения между электродами $U_{50\%}^+ + |u^-|$ (u^- — мгновенное значение отрицательного напряжения в момент максимума положительного напряжения) имеют максимум при синхронной подаче импульсов, поскольку при их сдвиге значение u^- быстро уменьшается, а $U_{50\%}^+$ изменяется медленно.

Из этого нельзя, однако, делать вывод о снижении электрической прочности системы при уменьшении отрицательной компоненты, так как имеющее определяющее значение для оценки надежности работы системы 50%-ное разрядное напряжение относительно земли повышается [Л. 5].

Поскольку электрическая прочность относительно земли минимальна при синхронном воздействии импульсов противоположной полярности все последующие исследования выполнены применительно к этому случаю.

При подаче положительного напряжения на крайний электрод испытания выполнены для изоляционной системы «три экрана—земля» с геометрическими параметрами $S=10$ м, $H=13$ м. Для сравнения разрядных напряжений при различных сочетаниях напряжения выполнены четыре последовательных опыта, в каждом из которых напряжение отрицательной полярности на втором электроде поддерживалось постоянным и равным $-1,25$ МВ: двухфазная система $(-U_2; +U_1; -)$, трехфазные системы $(-U_2; +U_1; U_3=0)$, $(-U_2; +U_1; -U_3=-U_2)$, $(+U_1; -U_2; -U_3=-U_2)$. При этом соответственно получены 50%-ные разрядные напряжения относительно земли: $U_{50\%,1}^+ = 2,16$ МВ, 1,96 МВ, 1,88 МВ и 2,12 МВ. Как видно, разрядные напряжения в первом и четвертом случаях оказались близки, т. е. в случае подачи положительного напряжения на крайний электрод наличие напряже-

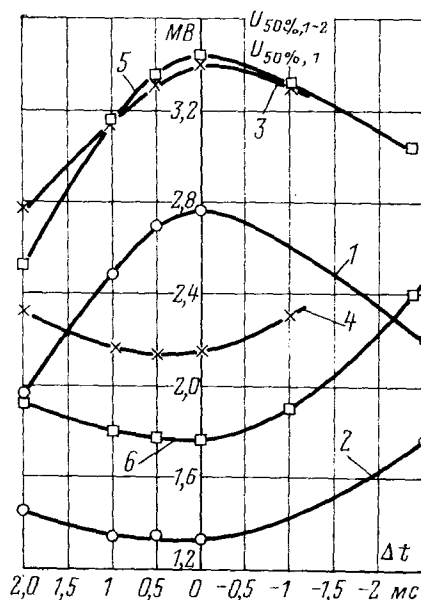


Рис. 2. Зависимости 50%-ных разрядных напряжений $U_{50\%,1}^+$ и $U_{50\%,1-2}$ от смещения Δt для систем «экран—экран—земля» (1—4) и «провод—провод—земля» (5 и 6).

1, 2— $S=5,3$ м; $H=9$ м; $U_2^- = -1,44$ МВ; 3, 4—10 м; 13 м; 1,25 МВ; 5, 6—8 м; 9 м; $-1,7$ МВ.

Таблица 1

Результаты исследований электрической прочности изоляционных систем «экран — экран — земля»
и «три экрана — земля»

$H, \text{ м}$	$S, \text{ м}$	$U_2^-, \text{ МВ}$	$U_3^-, \text{ МВ}$	$U_{50\%, 1}^+, \text{ МВ}$	σ^*	$U_2^-, \text{ МВ}$	$U_3^-, \text{ МВ}$	$U_{50\%, 1}^+, \text{ МВ}$	σ^*	$U_2, \text{ МВ}$	$U_3, \text{ МВ}$	$U_{50\%, 1}^+, \text{ МВ}$	σ^*
11	6	0	—	2,10	0,057	—1,00	—	1,75	0,041	—1,58	—	1,40	0,037
		0	0	2,02	0,059	—1,00	0	1,65	0,060	—1,58	0	1,24	0,041
						—1,00	—0,65	1,64	0,044	—1,50	—1,00	1,23	0,041
						—0,91	—0,91	1,48	0,048	—1,50	—1,50	1,06	0,033
	8	0	—	2,27	0,060	—1,00	—	2,03	0,051	—1,67	—	1,71	0,050
		0	0	2,23	0,054	—1,15	0	1,92	0,042	—1,70	0	1,64	0,049
13	8					—1,00	—	1,98	0,060	—1,67	—1,10	1,68	0,044
						—1,00	—0,65	1,98	0,060	—1,67	—1,10	1,68	0,044
						—1,00	—1,00	1,88	0,057	—1,50	—1,50	1,58	0,043
		0	—	2,28	0,056	—1,00	—	2,06	0,047	—1,70	—	1,74	0,037
		0	0	2,22	0,059	—0,90	0	1,98	0,050	—1,70	0	1,64	0,043
						—0,90	—0,9	1,90	0,038	—1,50	—1,50	1,60	0,041
	10	0	—	2,32	0,040	—1,00	—	2,14	0,051	—1,78	—	1,92	0,054
		0	0	2,27	0,055	—1,26	—	2,10	0,061	—1,78	—	1,92	0,054
						—1,18	0	2,00	0,042	—1,78	0	1,84	0,040
						—1,18	—0,39	2,00	0,053	—1,78	—	1,84	0,040
						—1,00	—0,65	2,03	0,039	—1,55	—1,00	1,88	0,049
						—1,18	—1,18	1,90	0,029	—1,78	—1,78	1,70	0,049
	12	0	—	2,33	0,026	—0,85	—	2,26	0,038	—1,86	—	2,05	0,033
		0	0	2,28	0,052	—1,18	—	2,22	0,039	—1,86	—	2,05	0,033
						—0,85	0	2,22	0,040	—1,86	0	2,00	0,041
						—1,18	0	2,16	0,040	—1,86	0	2,00	0,041
						—0,85	—0,56	2,21	0,047	—1,86	—1,25	1,98	0,040
						—0,85	—0,85	2,14	0,031	—1,96	—1,96	1,71	0,022
	14					—1,18	—1,18	2,04	0,022	—1,96	—1,96	1,71	0,022
		0	—	2,35	0,062	—1,30	—	2,28	0,039	—1,96	—	2,20	0,040
15	10	0	—	2,44	0,043	—0,84	—	2,25	0,051	—1,96	—	1,86	0,040
		0	0	2,37	0,040	—1,38	—	2,08	0,056	—1,96	—	1,86	0,040
						—1,08	0	2,09	0,041	—1,78	0	1,83	0,031
						—1,08	—1,08	1,95	0,052	—1,78	—1,78	1,70	0,032
	12	0	—	2,45	0,065	—1,22	—	2,20	0,051	—1,96	—	2,00	0,040
		0	0	2,40	0,021	—1,22	0	2,16	0,046	—1,96	0	1,95	0,042
						—1,22	—0,81	2,15	0,049	—1,96	—1,31	1,94	0,041
						—1,22	—1,22	2,06	0,048	—1,96	—1,96	1,75	0,038
	14	0	—	2,46	0,070	—1,28	—	2,33	0,053	—2,02	—	2,20	0,031
						—1,60	—	2,28	0,047	—2,02	—	2,20	0,031

ния на третьем электроде системы не оказывает существенного влияния на разрядные напряжения, как это имеет место при подаче напряжения положительной полярности на средний электрод, когда наличие даже заземленного третьего электрода снижает электрическую прочность системы. Это сравнение подтвердило высказанное выше соображение о том, что более тяжелым случаем является воздействие перенапряжений положительной полярности на средний электрод трехфазной системы. Поэтому все дальнейшие испытания выполнялись для этого случая.

При проведении опытов проверялась также правомочность имитации двухфазной системы трехфазной с изолированным третьим электродом. Для этого было проведено два последовательных опыта: сначала на системе «три экрана — земля» с $S=10$ м и $H=13$ м без подачи напряжения на третий электрод, затем третий электрод был убран. В обоих случаях получены одинаковые значения

50%-ных разрядных напряжений $U_{50\%, 1}^+ = 2,16$ МВ при $U_2^- = -1,25$ МВ, что позволило сделать вывод об отсутствии влияния изолированного третьего электрода на электрическую прочность системы.

Исследования электрической прочности изоляционных систем «три экрана — земля», «три провода — земля» и «три провода — портал» выполнены при изменении расстояний между электродами от 6 до 14 м (табл. 1, 2 и 3). Высота электродов над землей в первых двух системах изменялась от 9 до 15 м, а расстояние от проводов до портала в последней системе изменялось в пределах 7—12 м. При исследованиях амплитуда импульсов отрицательной полярности менялась от 0 до 2 МВ. Примеры зависимостей 50%-ных разрядных напряжений систем от амплитуды напряжения отрицательной полярности U_2^- приведены на рис. 3.

Следует заметить, что качественный характер зависимостей $U_{50\%, 1}^+ = f(U_2^-)$ и $U_{50\%, 1-2}^+ = f(U_2^-)$ для

изоляционных систем разной конфигурации с различными геометрическими параметрами одинаков. В зависимости от соотношения изоляционных расстояний меняется крутизна зависимостей, что определяется степенью влияния земли и заземленных объектов, а также напряжения на втором и третьем электродах на процесс формирования разряда с положительно заряженного первого электрода [Л. 6].

Результаты исследований изоляционных систем (табл. 1, 2 и 3) подтвердили обнаруженное ранее [Л. 5] влияние третьей фазы на их электрическую прочность.

Как, например, следует из рис. 3, при наличии заземленной третьей фазы разрядные напряжения относительно земли $U_{50\%,1}^+$ и между электродами $U_{50\%,1-2}$ снижаются по сравнению с двухфазной системой на (3—6)%. Такое снижение $U_{50\%,1}^+$ и $U_{50\%,1-2}$ сохраняется и при увеличении напряжения U_2 практически независимо от амплитуды напряжения на третьей фазе U_3 вплоть до $U_3 = \frac{2}{3} U_2$. При $U_3 \geq \frac{2}{3} U_2$ разрядные напряжения оказываются более чувствительными к напряжению на третьей фазе, и при $U_3 = U_2$ снижение разрядных напряжений на (5—

10) % больше, чем при $U_3 = 0$, в зависимости от величины U_2 .

Данные исследований показывают, что электрическая прочность двухфазных и трехфазных изоляционных систем, характерных для подстанций, чрезвычайно высока. При равных напряжениях на соседних электродах 50%-ные разрядные напряже-

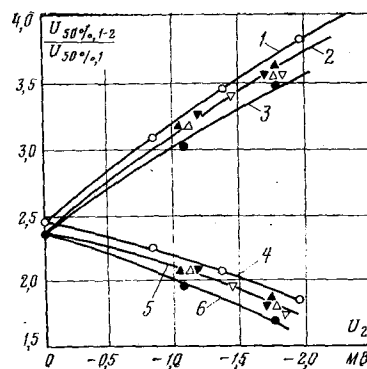


Рис. 3. Зависимости 50%-ных разрядных напряжений $U_{50\%,1-2}$ (1—3) и $U_{50\%,1}^+$ (4—6) систем «экран — экран — земля» (1, 4) и «три экрана — земля» (2, 3, 5, 6) от напряжения U_2 для $H = 15$ м и $S = 12$ м и разных значений U_3
▲ — $U_3 = 0$; ▼ — $U_3 = -1/3 U_2$; △ — $2/3 U_2$; ▽ — $3/4 U_2$; ● — U_2 .

Таблица 2

Результаты исследований электрической прочности систем провод — провод — земля и три провода земли

$H, \text{ м}$	$S, \text{ м}$	$U_{2-}^-, \text{ МВ}$	$U_{3-}^-, \text{ МВ}$	$U_{50\%,1}^+, \text{ МВ}$	σ^*	$U_{2-}^-, \text{ МВ}$	$U_{3-}^-, \text{ МВ}$	$U_{50\%,1}^+, \text{ МВ}$	σ^*	$U_{2-}^-, \text{ МВ}$	$U_{3-}^-, \text{ МВ}$	$U_{50\%,1}^+, \text{ МВ}$	σ^*
9	6	0	—	1,99	0,053	—0,90	—	1,81	0,036				
		0	0	1,92	0,067	—0,92	—0,92	1,63	0,030				
	8	0	—	2,12	0,061	—0,90	—	2,02	0,039	—1,60	—	1,83	0,037
		0	0	1,99	0,058	—0,90	—0,90	1,81	0,042	—1,60	—1,60	1,57	0,042
11	6	0	—	2,06	0,080	—1,00	—	1,79	0,050				
		0	0	1,98	0,048	—1,00	0	1,73	0,044				
	8	0	—	2,24	0,071	—1,00	—	2,05	0,046	—1,71	—	1,85	0,039
		0	0	2,15	0,062	—1,00	—1,00	1,94	0,038	—1,71	0	1,71	0,042
	10	0	—	2,30	0,069	—1,00	—	2,20	0,039	—1,71	—	2,07	0,045
		0	0	2,23	0,054	—1,00	—1,00	2,09	0,039	—1,71	0	1,90	0,042
13	8							2,03	0,040	—1,71	—1,71	1,77	0,036
		0	—	2,28	0,042	—1,12	—	2,06	0,034	—1,82	—	1,76	0,045
		0	0	2,23	0,040	—1,06	0	2,03	0,046	—1,67	0	1,75	0,046
						—1,00	—0,67	2,00	0,043	—1,52	—1,03	1,80	0,042
	10					—1,00	—1,00	1,86	0,047	—1,70	—1,70	1,54	0,040
		0	—	2,46	0,045	—1,12	—	2,32	0,032	—1,74	—	2,12	0,028
		0	0	2,32	0,043	—1,06	0	2,14	0,041	—1,70	0	1,94	0,036
						—1,12	—0,75	2,15	0,042	—1,70	—1,13	1,94	0,039
	12					—1,06	—1,06	2,08	0,040	—1,70	—1,70	1,75	0,040
										—1,88	—	2,30	0,030
15	10	0	—	2,45	0,053	—1,12	—	2,23	0,044	—1,80	—	2,08	0,035
		0	0	2,37	0,051	—1,12	—1,12	2,17	0,047	—1,80	0	1,90	0,038
								2,07	0,038	—1,80	—1,8	1,77	0,037

ния между электродами $U_{50\%, 1-2} = U_{50\%, 1}^+ + |U_2^-|$ достигают 4 МВ и более, при расстояниях между электродами превышающих 10 м.

Обнаруженное ранее различие электрической прочности систем «экран — экран — земля» [Л. 1] и «провод — провод — земля» [Л. 6] полностью подтвердилось настоящими экспериментами. Так, например, согласно данным табл. 1 при $H=13$ м, $S=10$ м и $U_2=-1,7$ МВ (двухфазная система) $U_{50\%, 1}^+ = 1,92$ МВ, тогда как по данным табл. 2 при значении $U_2=-1,74$ МВ $U_{50\%, 1}^+ = 2,12$ МВ или на 10% выше.

Однако влияние третьей фазы для систем параллельных проводов сильнее, и при тех же данных и $U_3=U_2$ (см. табл. 1, 2 и 3) разрядные напряжения оказываются близкими.

Сравнивая результаты исследований электрической прочности изоляционных систем между проводами над землей и под порталом, отметим, что при одинаковых соотношениях расстояний между проводами и до земли (S/H) или до портала (S/L) разрядные напряжения в системе «провод — провод — портал» несколько больше, чем в системе «провод — провод — земля». Так, например, при $S/H=S/L=1$ и заземленном втором электроде или

сравнительно небольшом напряжении на нем (около половины напряжения на первом электроде) различие в разрядных напряжениях составляет (5—7)%. Такое различие объясняется большей удаленностью электродов от земли в системе «провод — провод — портал». Близко же расположенный заземленный портал оказывает меньшее влияние на разрядные напряжения, чем земля в системе «провод — провод — земля». С ростом напряжения на втором электроде (при отношении $U_2/U_1 \approx 1$) различие в разрядных напряжениях систем проводов над землей и под порталом уменьшается, так как в этом случае разрядные напряжения определяются в основном прочностью промежутка между проводами, при этом практически все разряды развиваются между электродами.

Большие разрядные напряжения изоляционных систем между параллельными проводами под порталом по сравнению с разрядными напряжениями систем экранов и проводов над землей позволяют сделать вывод о возможности уменьшения изоляционных расстояний между проводами ошиновки верхнего яруса по сравнению с расстояниями между электродами первого яруса подстанций.

Анализ данных исследований электрической прочности изоляционных систем показывает, что

Таблица 3

Результаты исследований электрической прочности систем воздушных промежутков
«провод — провод — портал» и «три провода — портал»

S, м	L, м	U_2^- , МВ	U_3^- , МВ	$U_{50\%, 1}^+$, МВ	σ^*	U_2^- , МВ	U_3^- , МВ	$U_{50\%, 1}^+$, МВ	σ^*	U_2^- , МВ	U_3^- , МВ	$U_{50\%, 1}^+$, МВ	σ^*
10	10	0	—	2,35	0,063	—1,26	—	2,17	0,041	—1,78	—	2,04	0,048
		0	0	2,33	0,068	—1,26	0	2,15	0,041	—1,78	0	1,95	0,037
						—0,87	—0,87	2,08	0,037	—1,60	—1,60	1,82	0,039
	9	0	—	2,29	0,063	—0,90	—	2,19	0,042	—1,78	—	1,99	0,045
		0	0	2,23	0,070	—0,86	0	2,16	0,030	—1,78	0	1,92	0,047
						—1,30	—0,86	2,05	0,036	—1,78	—1,19	1,90	0,040
8	7	0	—	2,02	0,057	—0,84	0	2,00	0,044	—1,78	—	1,89	0,043
		0	0	1,99	0,050	—0,84	0	1,96	0,051	—1,78	0	1,87	0,040
						—0,84	—0,84	1,89	0,026	—1,60	—1,60	1,77	0,033
	10	0	—	2,28	0,053	—1,00	—	2,03	0,041	—1,76	—	1,78	0,050
		0	0	2,23	0,058	—1,02	0	1,88	0,038	—1,38	0	1,80	0,057
						—0,94	—0,94	1,87	0,039	—1,23	—1,23	1,70	0,044
12	7	0	—	1,95	0,062	—1,02	—	1,83	0,044	—1,60	—	1,74	0,042
		0	0	1,90	0,079	—1,02	0	1,79	0,036	—1,38	0	1,75	0,054
						—1,02	—1,02	1,75	0,043	—1,60	—1,60	1,57	0,037
	8	0	—	2,12	0,057	—0,84	—	2,00	0,059	—	—	1,86	0,039
		0	0	2,04	0,056	—1,15	—	1,98	0,054	—1,66	—	1,82	0,044
						—1,02	0	1,88	0,048	—1,38	0	1,75	0,037
12	12	0	—	2,60	0,054	—1,10	—	2,41	0,047	—1,80	—	2,26	0,042
		0	0	2,52	0,062	—1,10	0	2,34	0,045	—1,80	0	2,17	0,042
						—1,50	—1,00	2,26	0,041	—	—	1,93	0,037
	12	0	—	2,60	0,054	—1,10	—	2,41	0,047	—1,80	—	2,26	0,042
		0	0	2,52	0,062	—1,10	0	2,34	0,045	—1,80	0	2,17	0,042
						—1,50	—1,00	2,26	0,041	—	—	1,93	0,037

во всех случаях при увеличении отрицательного напряжения на соседних электродах разрядные напряжения относительно земли снижаются, причем тем сильнее, чем меньше расстояние между электродами S при заданной высоте H (или расстоянии до портала L). При больших значениях H и L существенное снижение разрядных напряжений начинается с больших значений S . Это обстоятельство позволяет предположить, что имеется зависимость характеристик электрической прочности трехфазных изоляционных систем от отношения размеров S/H или S/L .

Для удобства обобщения и сравнения экспериментальных данных при построении зависимостей разрядных напряжений от отношения S/H они отнесены к разрядному напряжению относительно земли $U_{50\%,0}^+$, полученному при $U_2=0$ для двухфазных систем и при $U_3=U_2=0$ для трехфазных систем. Эти значения названы базовыми. На рис. 4 приведены зависимости относительного значения 50%-ного разрядного напряжения между первым электродом и землей $U_{50\%}/U_{50\%,0}^+$ от отношения изоляционных расстояний S/H для систем «экран — экран — земля» и «три экрана — земля». Зависимости приведены для двух отношений напряжений на фазах $U_{50\%}^-/U_{50\%}^+=0,5$ и $1,0$. Аналогичные зависимости были построены для других изоляционных систем и при других отношениях напряжений на электродах. Характер зависимостей во всех случаях был одинаков.

Как видно из рис. 4, при обоих отношениях $U_{50\%}^-/U_{50\%}^+$ разрядные напряжения увеличиваются с ростом отношения S/H , приближаясь к разрядным напряжениям при $U_2=0$ при больших значениях S/H . Более того, для разных значений H зависимости $U_{50\%}^+/U_{50\%,0}^+=f(S/H)$ совпадают. По данным табл. 2 и 3 можно построить кривые $U_{50\%}^+/U_{50\%,0}^+=f(S/H)$ систем проводов над землей и под порталом, которые подтверждают, что относительные значения разрядных напряжений не зависят от абсолютных размеров систем.

Из этих данных можно сделать вывод о возможности обобщения характеристик электрической прочности изоляционных систем, используя в качестве критериев подобия отношения $U_{50\%}^-/U_{50\%}^+$ и S/H . Если при заданных отношениях $U_{50\%}^-/U_{50\%}^+$ и S/H системы с различными абсолютными значениями расстояний подобны, то их относительные характеристики электрической прочности должны совпадать.

На рис. 5, 6 и 7 результаты исследований представлены в функции отношения напряжений на фазах $U_{50\%}^-/U_{50\%}^+$ при различных отношениях S/H , приведенных в качестве параметров у кривых. $U_{50\%}^+$ и $U_{50\%}^-$ — значения положительного и отрицательного напряжений при 50%-ной вероятности разряда в системе. Независимо от абсолютных расстояний все данные при одинаковых отношениях S/H или S/L лежат на одной кривой $U_{50\%}^+/U_{50\%,0}^+=f(U_{50\%}^-/U_{50\%}^+)$ как в двухфазном, так и в трехфазном режиме.

Для трехфазных изоляционных систем при равенстве напряжений отрицательной полярности на крайних электродах ($U_2=U_3$) зависимости относительного снижения разрядных напряжений от соотношения геометрических размеров располагаются ниже, чем для двухфазных систем. Это вызвано влиянием третьей фазы, указанным выше при рассмотрении рис. 3.

Рис. 4. Зависимости отношения $U_{50\%}^+/U_{50\%,0}^+$ от значения S/H
1, 2 — система «экран — экран — земля», 3, 4 — система «три экрана — земля» $U_3=U_2$; 1, 3 — $U_{50\%}^-/U_{50\%}^+=0,5$; 2, 4 — $U_{50\%}^-/U_{50\%}^+=1$;
 $\Delta, \blacktriangle$ — $H=11$ м; $\circ, \bullet$ — $H=13$ м; $\square, \blacksquare$ — $H=15$ м.

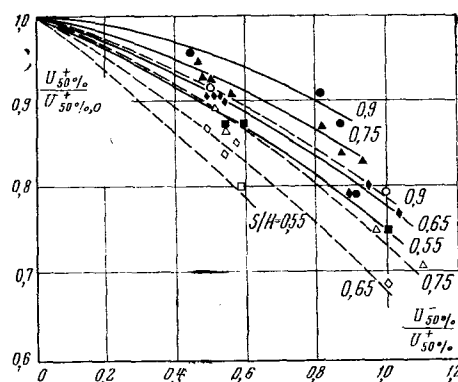
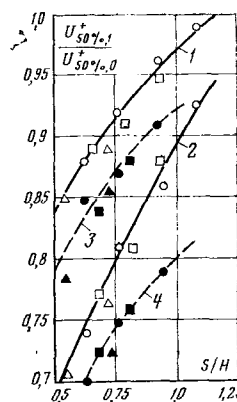


Рис. 5. Зависимости относительного значения $U_{50\%}^+/U_{50\%,0}^+$ от отношения напряжений на фазах $U_{50\%}^-/U_{50\%}^+$ для системы «экран — экран — земля».

— двухфазная система; --- трехфазная система.

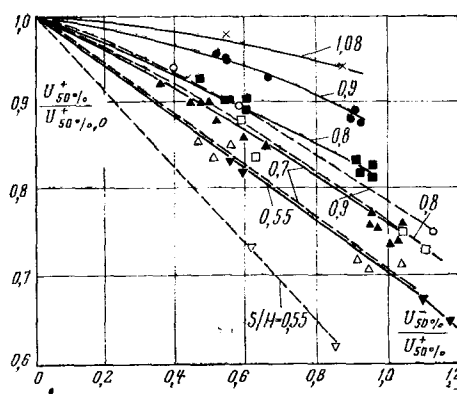


Рис. 6. То же, что рис. 5, для системы «провод — провод — земля».

Зависимости относительных разрядных напряжений от отношений S/H и $U_{50\%}^-/U_{50\%}^+$, полученные для трехфазных систем с заземленным третьим электродом ($U_3=0$), совпали с соответствующими зависимостями для двухфазных систем. Это, однако, не означает совпадения абсолютных значений разрядных

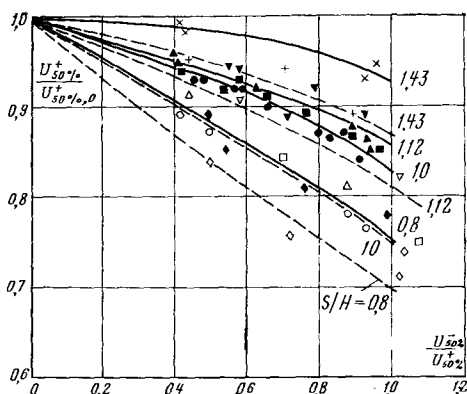


Рис. 7. То же, что рис. 5, для системы «провод — провод — портал» при $S/L = 0,8 \div 1,43$.

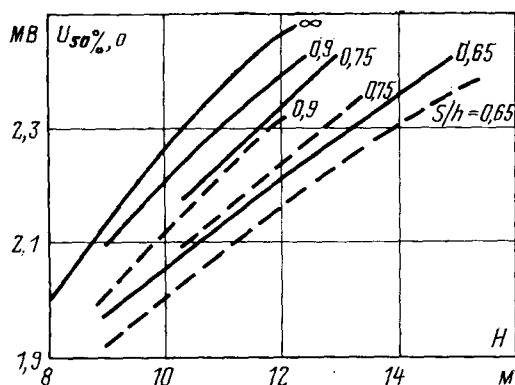


Рис. 8. Зависимости 50%-ных разрядных напряжений относительно земли систем «провод — провод — земля» от высоты электродов над землей при $U_2=0$ ($U_3=0$).
— — — — — двухфазная система; — — — — — трехфазная система.

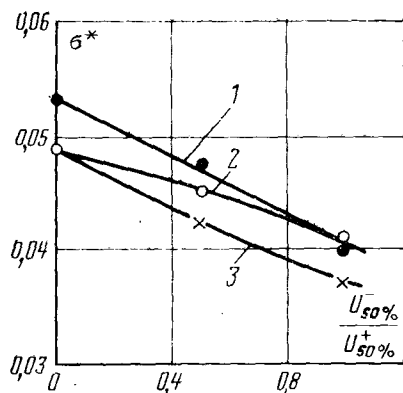


Рис. 9. Зависимости коэффициента вариации σ^* от отношения $U_{50\%}^-/U_{50\%}^+$ для двухфазной (1) и трехфазной (2, 3) систем экранов над землей при $U_3=0$ (2) и $U_3=U_2$ (3).

напряжений $U_{50\%}^+$ в этих двух случаях. Они отличаются между собой при всех значениях U_2^- так же, как и базовые значения $U_{50\%,0}^+$.

Из данных рис. 5, 6 и 7 следует, что чем меньше отношение S/H (или S/L), тем резче снижаются разрядные напряжения при увеличении отношения $U_{50\%}^-/U_{50\%}^+$ и тем больше дополнительное снижение, обусловленное влиянием третьей фазы. Так, например, для изоляционных систем проводов над землей при соотношении напряжений на крайних фазах и средней $U_{50\%}^-/U_{50\%}^+ = 0,8$ наличие третьей фазы с потенциалом $U_3=U_2$ снижает отношение $U_{50\%}^+/U_{50\%,0}^+$ с 0,85 до 0,82 (т. е. на 4%) при $S/H=0,8$ и с 0,76 до 0,65 (т. е. на 15%) при $S/H=0,55$.

Анализ рис. 5, 6 и 7 показывает, что для систем параллельных проводов снижение разрядных напряжений при увеличении отрицательного напряжения на соседней фазе сильнее, чем для системы экранов. Для примера можно сравнить данные относительного снижения разрядных напряжений для двухфазных систем с соотношением размеров $S/H=S/L=0,8$ при равенстве напряжений на фазах ($U_{50\%}^-/U_{50\%}^+ = 1$).

На рис. 5 такие данные отсутствуют, однако есть зависимость $U_{50\%}^+/U_{50\%,0}^+ = f(U_{50\%}^-/U_{50\%}^+)$, полученная при $S/H=0,75$. Можно считать, что кривая для $S/H=0,8$ располагается немного выше и при $U_{50\%}^-/U_{50\%}^+=1$ отношение $U_{50\%}^+/U_{50\%,0}^+$ равно 0,83. Такая оценка не будет завышенной. Тогда из рис. 6 для системы «провод — провод — земля» при тех же значениях критериев подобия $U_{50\%}^-/U_{50\%}^+$ и S/H относительная величина разрядных напряжений равна 0,8, а для системы «провод — провод — портал» — 0,75 (рис. 7). Такое различие в снижении разрядных напряжений объясняется степенью взаимного влияния электродов систем. Действительно, для параллельных проводов взаимные потенциальные коэффициенты больше, чем для экранов, что приводит к большему влиянию напряжения на соседних электродах на напряженность поля вблизи первого электрода в системах параллельных проводов. Этот вывод справедлив как для двухфазных, так и для трехфазных изоляционных систем.

Кривые рис. 5, 6 и 7 удобны для сравнения электрической прочности изоляционных систем на подстанциях. Однако для того чтобы иметь возможность оперировать абсолютными значениями разрядных напряжений, необходимо иметь данные базовых напряжений $U_{50\%,0}^+$ для всех систем при различных значениях изоляционных расстояний.

На рис. 8 приведены зависимости 50%-ных разрядных напряжений $U_{50\%,0}^+$ от высоты электродов над землей для изоляционных систем «провод — провод — земля» и «три провода — земля» с несколькими значениями отношения S/H . Для сравнения на этом же рисунке нанесена зависимость,

полученная при отсутствии соседних электродов (индекс ∞). Как видно, при наличии соседних электродов разрядные напряжения снижаются тем в большей степени, чем меньше отношение S/H . Зависимости базовых напряжений, аналогичные приведенным на рис. 8, при разных S/H или S/L для изоляционных систем между экранами над землей и между проводами под порталом могут быть получены из табл. 1 и 3. Данные рис. 5—8 могут быть использованы для оценки электрической прочности изоляционных систем подстанций сверхвысокого напряжения между экранами аппаратов и параллельными проводами ошиновки. Используя данные рис. 5—8, в каждом отдельном случае для различных соотношений напряжений на фазах и разных сочетаниях изоляционных расстояний можно получить конкретные значения разрядных напряжений.

Для оценки необходимых изоляционных расстояний требуется значение коэффициента вариации $\sigma^* = \sigma/U_{50\%}$. Данные табл. 1, 2 и 3 показывают, что при экспериментах получен большой разброс этого параметра. Однако такой разброс связан с ограниченным числом испытаний. Поэтому экспериментальные данные необходимо обработать, используя полученные выше критерии подобия. Зависимости σ^* от отношения S/H или S/L выявить не удалось, в то время как прослеживается явная зависимость σ^* от отношения $U_{50\%}^-/U_{50\%}^+$.

Поэтому все данные по значениям σ^* для двухфазных и трехфазных систем каждой конфигурации были сгруппированы по интервалам значений $U_{50\%}^-/U_{50\%}^+$. По этим данным для каждого интервала определялось среднее квадратичное значение σ^* . При определении σ^* различались следующие случаи: двухфазная система, трехфазная система при $U_3=0$ или $U_3 < U_2$ и трехфазная система при $U_3 = U_2$. Результаты обработки данных для систем экранов над землей приведены на рис. 9. Как можно видеть, для всех рассмотренных случаев σ^* заметно уменьшается при увеличении отношения $U_{50\%}^-/U_{50\%}^+$. С учетом большого числа обработан-

ных данных доверительные интервалы полученных зависимостей при вероятности 0,95 составляют 10%.

Выводы. 1. Для исследованных изоляционных систем, характерных для подстанций сверхвысокого напряжения, не обнаружено различия характеристик электрической прочности при длинах фронта положительных импульсов напряжения 400 и 3000 мкс, что позволяет рекомендовать использовать полученные экспериментальные данные для выбора изоляционных расстояний на подстанциях.

2. Подтверждено влияние третьей фазы и напряжения на ней на электрическую прочность трехфазных изоляционных систем в пределах 10%.

3. Электрическая прочность системы «экран—экран—земля» заметно ниже, чем системы «провод—провод—земля».

4. Обнаружены условия подобия трехфазных изоляционных систем подстанций, что позволило обобщить все экспериментальные данные, независимо от изоляционных расстояний. Это обстоятельство создает принципиальную возможность моделирования изоляционных систем подстанций при испытаниях.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Электрическая прочность междуфазовых воздушных промежутков на подстанциях сверхвысокого напряжения при коммутационных перенапряжениях/ Александров Г. Н., Герасимов Ю. А., Редков В. П., Лысков Ю. И. — Электричество, 1972, № 10.
2. Menemenlis C., Anis H., Harbec G. Phase-to-phase insulation. — IEEE Trans. on PAS, 1976, vol. 94, № 2.
3. Zacke P., Fischer A., Boecker H. Breakdown phenomena of rod-rod gaps under impulse voltages of opposite polarity on both electrodes. — IEEE Trans. on PAS, 1977, vol. 96, № 2.
4. Colombo A., Sartorio G., Taschini A. Phase-to-phase air clearances in EHV substation as required by switching surges. CIGRE, 1972, R. 33—11.
5. Александров Г. Н., Герасимов Ю. А. Электрическая прочность трехфазных изоляционных систем электропередач. — Электричество, 1976, № 6.
6. Александров Г. Н., Герасимов Ю. А., Редков В. П. Электрическая прочность системы воздушных промежутков между скрещивающимися проводами над землей. — Электричество, 1975, № 11.

[16.1.1978]

УДК [62-83]-523.001.24

Применение дискретных методов анализа к расчету установившихся процессов и фактора пульсаций в системах с управляемыми выпрямителями

Доктор техн. наук ПОЗДЕЕВ А. Д., канд. техн. наук ИВАНОВ А. Г., инж. КИРИЛЛОВ А. А.

Чебоксары

При исследовании статических и динамических процессов в устройствах с управляемыми (УВ) и полупроводниковыми (ПУВ) выпрямителями возникает задача расчета квазиустановившихся периодических процессов в различных точках динамической системы. В большинстве случаев эта задача сводится к определению воздействия периодического

несинусоидального возмущения на линейную часть системы.

Известны классические методы решения подобных задач разложением кривой возмущающей э. д. с. в ряд Фурье или применением преобразования Лапласа. Однако решение в этих случаях получается либо в виде бесконечного ряда Фурье, ли-

бо затрудняется отысканием специальных путей для исключения начальных условий или свободной составляющей процесса [Л. 1]. Разновидностью являются методы Ф-функций и сопряженных комплексных амплитуд [Л. 2]. В [Л. 3 и 4] показано, что для решения подобных задач весьма перспективным является применение дискретного преобразования Лапласа для смещенных решетчатых функций [Л. 5] или эквивалентного ему z -преобразования с запаздыванием [Л. 6]. Исключение начальных условий при этом происходит автоматически в процессе самого решения, а результат содержит конечное число слагаемых. Этот метод пригоден для расчета процессов в режимах как непрерывного, так и прерывистого токов УВ. Схема замещения УВ изображена на рис. 1,а.

Представим линейную непрерывную часть разомкнутой динамической системы с УВ (ПУВ) в виде суммы элементарных дробей [Л. 1]:

$$W_n(p) = \frac{a_m p^m + a_{m-1} p^{m-1} + \dots + a_0}{b_n p^n + b_{n-1} p^{n-1} + \dots + b_0} = \frac{A(p)}{B(p)} = K + \sum_{v=1}^n \frac{C_v}{p + p_v}, \quad (1)$$

где K — пропорциональный член разложения, который не равен нулю лишь при $n=m$ (для $n > m$ значение $K=0$); p_v — корни полинома $B(p)$;

$$C_v = \frac{A(p_v)}{B'(p_v)}, \quad (2)$$

где $B'(p_v)$ — производная знаменателя $\frac{dB}{dp}$ при $p=p_v$.

В [Л. 3 и 4] показано, что в более общем случае прерывистого тока выражение для квазиустановившейся реакции на выходе системы имеет вид:

$$Y(\sigma) = Kf(\sigma) + T \sum_{v=1}^n C_v \frac{d_v^2}{1-d_v} \left[\int_0^\sigma f(\tau) e^{-p_v \tau} d\tau + \right. \\ \left. + d_v \int_0^{\lambda_0} f(\tau) e^{-p_v \tau} d\tau \right] \quad (3)$$

при $0 \leq \sigma \leq \lambda_0$;

$$Y(\sigma) = T \sum_{v=1}^n C_v \frac{d_v^2}{1-d_v} \int_0^{\lambda_0} f(\tau) e^{-p_v \tau} d\tau$$

при $\lambda_0 \leq \sigma \leq 1$,

где $\lambda_0 = \lambda m / 2\pi$ — относительная длительность протекания тока; λ — угловая продолжительность протекания тока; m — пульсность схемы выпрямления; $T = 2\pi / m\omega_0$ — период дискретности; ω_0 — круговая частота питающей сети; $\sigma = \tau / T$ — относительное время на интервале дискретности $0 \leq \sigma \leq 1$; $T_v = -1/p_v$ — постоянная времени элементарного апериодического звена, совокупностью которых представлена динамическая система; $d_v = e^{p_v T} = e^{-T/T_v}$; $f(\sigma)$ — функция, описывающая периодическую возмущающую э. д. с. на интервале дискретности.

Соотношения (3) являются аналогом формулы разложения в преобразовании Лапласа для непрерывных функций и отражают тесную связь между обычным и дискретным преобразованием Лапласа.

В системах УВ чаще всего приходится иметь дело с возмущающими импульсами синусоидальной и прямоугольной формы. В первом случае

$$f(\sigma) = \begin{cases} \sin\left(\frac{2\pi}{m}\sigma + \varphi_0\right) & \text{при } 0 \leq \sigma \leq \lambda_0; \\ 0 & \text{при } \lambda_0 \leq \sigma \leq 1, \end{cases} \quad (4)$$

где φ_0 — начальная фаза, соответствующая моменту открытия вентиля и отсчитываемая относительно начала синусоиды напряжения сети. Подставляя (4) в (3), после интегрирования получаем:

$$Y(\sigma) = Kf(\sigma) + \sum_{v=1}^n C_v T_v \frac{d_v^2}{1-d_v} \left[\int_0^\sigma d_v^{-\tau} \Phi(\tau) + \right. \\ \left. + d_v \int_0^{\lambda_0} d_v^{-\tau} \Phi(\tau) \right] \quad (5)$$

при $0 \leq \sigma \leq \lambda_0$;

$$Y(\sigma) = \sum_{v=1}^n C_v T_v \frac{d_v^2}{1-d_v} \int_0^{\lambda_0} d_v^{-\tau} \Phi(\tau)$$

при $\lambda_0 \leq \sigma \leq 1$,

где

$$\Phi(\tau) = \cos \theta, \sin\left(\frac{2\pi}{m}\tau + \varphi_0 - \theta\right), \\ \theta_v = \arctg \omega_0 T_v.$$

Если возмущающий импульс имеет прямоугольную форму (рис. 1,б)

$$f(\sigma) = \begin{cases} \varepsilon & \text{при } 0 \leq \sigma \leq \lambda_0; \\ 0 & \text{при } \lambda_0 \leq \sigma \leq 1, \end{cases} \quad (6)$$

то в соотношениях (5) нужно принять $\Phi(\tau) = \varepsilon$.

Как частный случай, из (3) и (5) при $\lambda_0 = 1$ получаются зависимости для предельно-непрерывного тока, а в случае питания УВ от сети бесконечной мощности (когда угол коммутации $\gamma = 0$) и для всей области непрерывных токов

$$Y(\sigma) = Kf(\sigma) + \sum_{v=1}^n C_v T_v \frac{d_v^2}{1-d_v} \left[\int_0^\sigma d_v^{-\tau} \Phi(\tau) + \right. \\ \left. + d_v \int_0^1 d_v^{-\tau} \Phi(\tau) \right]. \quad (7)$$

При наличии в операторе $W_n(p)$ нулевых корней n -й кратности (астатизм n -го порядка)¹ значение $d_v = 1$ и соотношения (3) дают $Y(\sigma) = \infty$, если функция $f(\sigma)$ имеет постоянную составляющую $f_0 \neq 0$.

¹ Случай кратных ненулевых корней в практических задачах встречается довольно редко и в статье не рассматривается, однако и здесь методом z -преобразования можно получить требуемое решение [Л. 3].

В замкнутых астатических системах управления (САУ) с УВ в установившемся режиме на входах интеграторов имеют место только переменные составляющие сигнала, а это значит, что постоянные составляющие компенсируются другими постоянными возмущениями на входах интеграторов или ненулевыми начальными условиями на их выходах. С учетом этой компенсации необходимо искать переменную составляющую решения $Y_{\sim}(\sigma)$, для которой постоянная составляющая $Y_0=0$. В этом случае также можно получить решение методом z -преобразования, однако более быстрый путь — применение n -кратного интегрирования на периоде дискретности переменной составляющей возмущающего воздействия $f_{\sim}(\sigma)$. После каждого интегрирования нужно искать постоянную составляющую, компенсирующую произвольную постоянную, получающуюся в процессе интегрирования, с тем чтобы результат содержал только переменную составляющую $Y_{\sim}(\sigma)$. Поэтому при решении задачи важно правильно описать результирующее периодическое воздействие $f_{\sim}(\sigma)$ с учетом других возможных постоянных возмущений в системе.

Применим сначала эти методы к расчету квази-установившихся процессов САУ с полностью управляемыми выпрямителями, содержащими в силовой

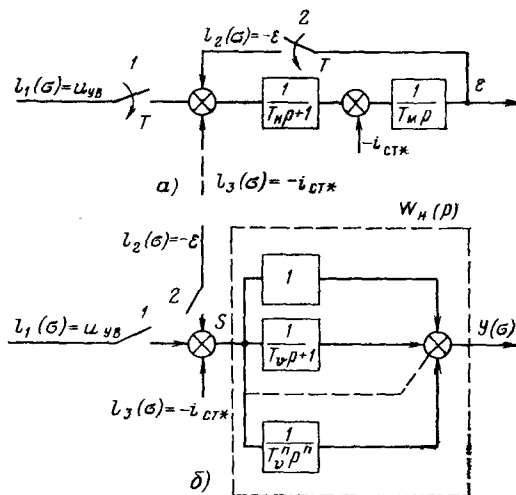


Рис. 2. Динамическая модель САУ с УВ (ПУВ) для стационарной составляющей.

а — для двигателя постоянного тока; б — для произвольной линейной части в структуре ВЭП.

цепи только управляемые вентили, при нагрузке УВ на RL -цепь и постоянную э. д. с. $E = \text{const}$.

Решение задачи позволит рассчитать процессы в различных структурах вентильного электропривода (ВЭП), если считать, как это общепринято, э. д. с. двигателя на интервале дискретности неизменной, что оказывается допустимым в большинстве реальных случаев [Л. 7]. Учет изменения E приводит к весьма громоздким выражениям, затрудняющим их практическое использование. Данное допущение равнозначно обрыву внутренней обратной связи по э. д. с. в динамической структуре двигателя (рис. 2, а).

Характер установившегося процесса на выходе САУ $Y(\sigma)$ не изменится, если постоянное внешнее возмущение по току нагрузки $i_{ср}$, равное в структурах ВЭП и в астатических структурах регулирования тока (с которыми чаще всего приходится иметь дело на практике) среднему значению выпрямленного тока $i_{ср}$, перенести на вход системы.

Введем систему относительных единиц, приняв за базовое значение амплитуду фазного напряжения на стороне переменного тока² $U_6 = U_{фm}$, тогда переменная составляющая результирующего периодического воздействия может быть представлена суммой трех импульсов (рис. 1, б):

$$e_1(\sigma) = \begin{cases} \sin\left(\frac{2\pi}{m}\sigma + \varphi_0\right) = \cos\left(\frac{2\pi}{m}\sigma + \alpha - \frac{\pi}{m}\right) & \text{при } 0 \leq \sigma \leq \lambda_0; \\ 0 & \text{при } \lambda_0 \leq \sigma \leq 1; \end{cases}$$

$$e_2(\sigma) = \begin{cases} -\varepsilon = \frac{E}{U_6} & \text{при } 0 \leq \sigma \leq \lambda_0; \\ 0 & \text{при } \lambda_0 \leq \sigma \leq 1; \end{cases}$$

$$e_3(\sigma) = -i_{ср} R_H = -\frac{i_{ср} R_H}{U_6} \text{ при } 0 \leq \sigma \leq 1,$$
(8)

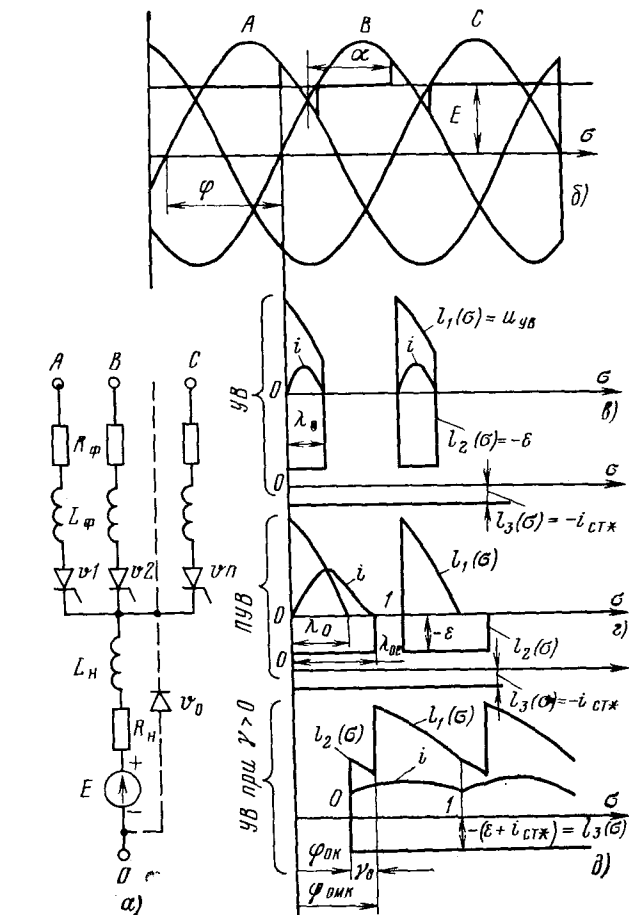


Рис. 1. К определению стационарной составляющей в системах с УВ и ПУВ.

а — схема замещения УВ и ПУВ; б, в — диаграммы напряжений для УВ в режиме прерывистого тока; в — то же для ПУВ; д — диаграмма напряжений для УВ в режиме непрерывного тока при $\gamma > 0$.

² Для трехфазной мостовой схемы выпрямления следует принять базовое напряжение равным амплитуде линейного напряжения: $U_6 = \sqrt{3} U_{фm}$, $m = 6$.

где $\alpha = \varphi_0 - \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m}$ — угол регулирования, отсчитываемый от точки естественной коммутации вентилей; $i_{ср*}$ — среднее значение тока нагрузки в относительных единицах по [Л. 7] (см. табл. 1 приложения 1); R_n — активное сопротивление цепи нагрузки.

Динамическая структура разомкнутой САУ с УВ содержит два ключа (рис. 2,б); ключи 1 и 2 замкнуты в течение времени протекания тока λ_0 и подают на вход линейной части $W_n(p)$ составляющие входного воздействия $e_1(\sigma)$ и $e_2(\sigma)$, составляющая $e_3(\sigma) = i_{ср*}$ поступает на вход САУ непрерывно.

Результирующий сигнал на входе САУ следует искать как сумму сигналов, создаваемых возмущающими импульсами $e_1(\sigma) \div e_3(\sigma)$ на каждый из элементарных динамических элементов, сумма которых в соответствии с (1) является разложением оператора непрерывной части САУ (рис. 2,б).

Так, для пропорционального звена $W_n(p) = K$ имеем:

$$Y_1(\sigma) = Y_1(\sigma) + Y_2(\sigma) + Y_3(\sigma) = \begin{cases} K \left[\cos \left(\frac{2\pi}{m} \sigma + \alpha - \frac{\pi}{m} \right) - \varepsilon - i_{ср*} \right] & \text{при } 0 \leq \sigma \leq \lambda_0; \\ -K i_{ср*} & \text{при } \lambda_0 \leq \sigma \leq 1, \end{cases} \quad (9)$$

где $Y_1(\sigma) \div Y_3(\sigma)$ — слагаемые, создаваемые сигналами $e_1(\sigma) \div e_3(\sigma)$ с учетом знаков; $T_v = 0$.

Зависимость между α , λ_0 , ε и параметрами силовой цепи, определяемыми постоянной времени цепи нагрузки $T_n = L_n / R_n$, описывается соответствующим соотношением в табл. 1 приложения.

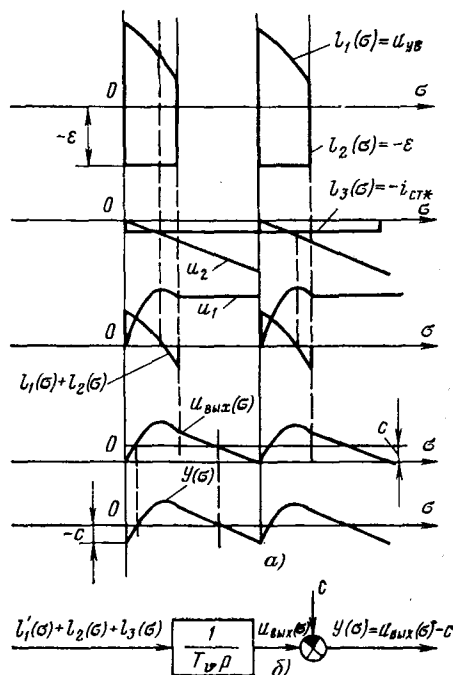


Рис. 3. Определение составляющей $Y(\sigma)$ при наличии нулевых корней в линейной части.
а — диаграммы напряжения; б — расчетная схема.

Для элементарного аperiodического звена с постоянной времени T_v из (5) следует:

$$Y(\sigma) = \begin{cases} \Phi(\sigma) + \frac{d_v^\sigma}{1-d_v} [d_v^{1-\lambda_0} \Phi(\lambda_0) - \Phi(0)] & \text{при } 0 \leq \sigma \leq \lambda_0; \\ \frac{d_v^\sigma}{1-d_v} [d_v^{-\lambda_0} \Phi(\lambda_0) - \Phi(0)] & \text{при } \lambda_0 \leq \sigma \leq 1, \end{cases} \quad (10)$$

где

$$C_v T_v = 1.$$

Для нахождения составляющих $Y_1(\sigma) \div Y_3(\sigma)$ от импульсов $e_1(\sigma) \div e_3(\sigma)$ с учетом знаков соответственно имеем следующие функции:

$$\Phi_1(\sigma) = \cos \theta_v \cos \left(\frac{\pi}{m} - \alpha + \theta_v - \frac{2\pi}{m} \sigma \right);$$

$$\Phi_2(\sigma) = -\varepsilon; \quad \Phi_3(\sigma) = -i_{ср*}.$$

Определяя каждую составляющую $Y_1(\sigma) \div Y_3(\sigma)$, в результате найдем:

$$Y(\sigma) = \begin{cases} \cos \theta_v \left\{ \cos \left(\frac{\pi}{m} - \alpha - \frac{2\pi}{m} \sigma + \theta_v \right) + \frac{d_v^\sigma}{1-d_v} \left[d_v^{1-\lambda_0} \cos \left(\frac{\pi}{m} - \alpha - \frac{2\pi}{m} \lambda_0 + \theta_v \right) - \cos \left(\frac{\pi}{m} - \alpha + \theta_v \right) \right] \right\} - \varepsilon \left[1 + \frac{d_v^\sigma}{1-d_v} (d_v^{1-\lambda_0} - 1) \right] - i_{ср*} & \text{при } 0 \leq \sigma \leq \lambda_0; \\ \frac{d_v^\sigma}{1-d_v} \left\{ \left[d_v^{-\lambda_0} \cos \left(\frac{\pi}{m} - \alpha + \theta_v - \frac{2\pi}{m} \lambda_0 \right) - \cos \left(\frac{\pi}{m} - \alpha + \theta_v \right) \right] \cos \theta_v - \varepsilon (d_v^{-\lambda_0} - 1) \right\} - i_{ср*} & \text{при } \lambda_0 \leq \sigma \leq 1. \end{cases} \quad (11)$$

При этом следует учесть, что составляющую $Y_3(\sigma)$ от $\Phi_3(\sigma)$ следует определять по первой строке (5).

Для предельно-непрерывного и непрерывного тока в случае пропорционального звена из (9) при $\sigma = \lambda_0 = 1$

$$Y(1) = K \left[\cos \left(\alpha + \frac{\pi}{m} \right) - K_m \cos \alpha \right], \quad (12)$$

а для аperiodического звена из (11)

$$Y(1) = \frac{\cos \theta_v}{1-d_v} \left[\cos \left(\alpha + \frac{\pi}{m} - \theta_v \right) - d_v \cos \left(\alpha - \frac{\pi}{m} - \theta_v \right) \right] - K_m \cos \alpha, \quad (13)$$

где, как известно [Л. 7], $i_{ср*} + \varepsilon = K_m \cos \alpha$, а $K_m = \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}$ — коэффициент периодичности.

Рассмотрим случай нулевого корня первой кратности, когда $W_n(p) = 1/T_v p$.

В этом случае z -преобразование линейной части при $z \rightarrow 1$ дает бесконечность и $Y(\sigma) \rightarrow \infty$, что не имеет места в реальных системах, поэтому удобнее применить метод непосредственного интегрирования с компенсацией постоянной составляющей (рис. 3). На рис. 3,а показаны временные диаграммы для данного случая: на вход линейной части (интегратора) поступают сигналы $e_1(\sigma) + e_3(\sigma)$, на выходе образуется суммарный сигнал $u_{\text{вых}}(\sigma)$, содержащий интегральные составляющие $u_1(\sigma)$ и $u_2(\sigma)$. Учитывая, что $t = \sigma T$, найдем:

$$u_1(\sigma) = \frac{T}{T_v} \int_0^{\sigma} [e_1(\sigma) + e_2(\sigma)] d\sigma =$$

$$= \begin{cases} -\frac{T}{T_v} \left[\frac{m}{2\pi} \sin\left(\frac{\pi}{m} - \alpha - \frac{2\pi}{m} \sigma\right) - \frac{m}{2\pi} \times \right. \\ \left. \times \sin\left(\frac{\pi}{m} - \alpha\right) + \varepsilon \sigma \right] & \text{при } 0 \leq \sigma \leq \lambda_0; \\ -\frac{T}{T_v} \left[\frac{m}{2\pi} \sin\left(\frac{\pi}{m} - \alpha - \frac{2\pi}{m} \lambda_0\right) - \right. \\ \left. - \frac{m}{2\pi} \sin\left(\frac{\pi}{m} - \alpha\right) + \varepsilon \lambda_0 \right] = \\ = \frac{T}{T_v} i_{\text{срж}} & \text{при } \lambda_0 \leq \sigma \leq 1, \end{cases} \quad (14)$$

где по [Л. 7]

$$i_{\text{срж}} = i_{\text{стж}} = \frac{m}{2\pi} [\cos \varphi_0 - \cos(\varphi_0 + \lambda) - \varepsilon \lambda];$$

$$u_2(\sigma) = -\frac{T}{T_v} \int_0^{\sigma} i_{\text{стж}} d\sigma = -\frac{T}{T_v} i_{\text{стж}} \sigma$$

$$\text{при } 0 \leq \sigma \leq 1;$$

$$u_{\text{вых}}(\sigma) = u_1(\sigma) + u_2(\sigma). \quad (15)$$

Сигнал $u_{\text{вых}}(\sigma)$ содержит переменную (стационарную) и постоянную составляющие. Постоянная составляющая в астатической системе компенсируется системой регулирования и равна (см. табл. 2 приложения):

$$C = \int_0^1 u_{\text{вых}}(\sigma) d\sigma = \frac{T}{T_v} \left[\int_0^{\lambda_0} u_1(\sigma) d\sigma + \int_{\lambda_0}^1 u_1(\sigma) d\sigma + \right.$$

$$\left. + \int_0^1 u_2(\sigma) d\sigma \right] = \frac{T}{T_v} [a_1 + (0,5 - \lambda_0) i_{\text{стж}}], \quad (17)$$

где

$$a_1 = \frac{m}{2\pi} \left[-\cos\left(\alpha - \frac{\pi}{m} + \lambda\right) + \right.$$

$$\left. + \lambda \sin\left(\frac{\pi}{m} - \alpha\right) + \cos\left(\frac{\pi}{m} - \alpha\right) - \frac{\varepsilon \lambda^2}{2} \right].$$

Переменная составляющая $Y(\sigma)$ при $\sigma=1$, $u_{\text{вых}}(1)=0$ и $Y(1)=-C$ равна:

$$Y(\sigma) = u_{\text{вых}}(\sigma) - C. \quad (18)$$

Аналогичным интегрированием соотношения (18) с дальнейшим исключением постоянной со-

ставляющей можно получить решение для корня 2-го порядка кратности и т. д.

Для предельно-непрерывного и непрерывного тока из (14)–(18) при $\lambda_0=1$ получаем

$$Y(1) = -K_m \operatorname{ctg} \theta_v \sin \alpha \left(1 - \frac{\pi}{m} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{m} \right). \quad (19)$$

Расчет квазиустановившихся процессов приходится выполнять также при анализе устойчивости в малом замкнутых систем с УВ для определения так называемого фактора пульсаций F . Известно [Л. 8], что фактор пульсаций учитывает изменение коэффициента передачи УВ вследствие попадания пульсаций э. д. с. преобразователя через линейную часть САУ на вход систем импульсно-фазового управления (СИФУ) и равен [Л. 4 и 8]

$$F = \frac{1}{1 + K_{\text{сф}} u'_{\text{сф}}(0_-)}, \quad (20)$$

где $K_{\text{сф}}$ — коэффициент передачи СИФУ при отсутствии помех на ее входе; $u'_{\text{сф}}(0_-) = \left(\frac{du_{\text{сф}}}{d\varphi} \right)_{t=nT-0}$ — значение производной сигнала помехи на входе СИФУ при $\sigma=1$ (слева); $\varphi = \omega_0 t$.

Для СИФУ с интегральным управлением [Л. 4]

$$F = \frac{1}{1 + \frac{m}{2\pi} u_{\text{сф}}(0_-)}, \quad (21)$$

где $u_{\text{сф}}(0_-) = u_{\text{сф}}(nT-0)$ — значение стационарной помехи на входе СИФУ при $\sigma=1$.

При других более сложных типах СИФУ фактор пульсаций может описываться иными зависимостями.

Для определения производной $du_{\text{сф}}/d\varphi$ можно использовать рассмотренный метод, только в качестве передаточной функции непрерывной части САУ принять величину $W(p) = pW_n(p)$, разложить ее на сумму элементарных дробей и для каждого из слагаемых найти $Y_v(\sigma)$, тогда

$$u'_{\text{сф}}(\sigma) = \frac{du_{\text{сф}}}{d\varphi} = \frac{Y_v(\sigma)}{\omega_0};$$

$$u'_{\text{сф}}(\sigma) = \sum_{v=1}^n u'_{\text{сф}}(\sigma) = \sum_{v=1}^n \frac{Y_v(\sigma)}{\omega_0 T_v}. \quad (22)$$

При нахождении левого значения функции $Y_v^*(\sigma) = Y_v(1)$ можно воспользоваться соотношениями (5), приняв в них $\sigma=1$. Для отыскания решения в случае нулевых корней следует получить описанным выше интегрированием зависимости $Y(\sigma)$ и в них принять $\sigma=1$. В табл. 1 приложения приведены найденные таким путем значения $Y(1)$ для четырех элементарных динамических звеньев. Эти зависимости позволяют найти левое значение стационарной составляющей в большинстве практических случаев, при этом непрерывную часть САУ следует разложить на сумму элементарных звеньев (рис. 2,б). Так, например,

$$W_n(p) = \frac{T_1 p}{T_2 p + 1} = \frac{T_1}{T_2} \left(1 - \frac{1}{T_2 p + 1} \right);$$

$$W_H(p) = \frac{1}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)} =$$

$$= \frac{1}{T_2 - T_1} \left(\frac{T_2}{T_2 p + 1} - \frac{T_1}{T_1 p + 1} \right);$$

$$W_H(p) = \frac{1}{T_1 p (T_2 p + 1)} = \frac{1}{T_1 p} - \frac{T_2}{T_1} \frac{1}{T_2 p + 1};$$

$$W_H(p) = \frac{T_2 p + 1}{T_1 p (T_2 p + 1)} = \frac{1}{T_1 p} + \frac{T_2 - T_1}{T_1} \frac{1}{T_2 p + 1}.$$

Следует отметить, что при определении фактора пульсаций F полученное решение для $y(1)$ с учетом отрицательного характера обратной связи необходимо подставлять в (20) со знаком минус. Так, для САУ с наиболее распространенной СИФУ «вертикального» типа окончательно имеем:

$$F = \frac{1}{1 - \frac{K_{co}}{\omega_0} \sum_{v=1}^n \frac{1}{T_v} Y_v(1)}, \quad (23)$$

где $Y_v(1)$ определяется по табл. 1 и 2 для линейной части

$$W(p) = p W_H(p).$$

Если УВ питается от сети конечной мощности, то, как известно, в этом случае угол коммутации $\gamma > 0$, а параметры цепи нагрузки на коммутационном и межкоммутационном подынтервалах неодинаковы и меняются скачкообразно на границах этих подынтервалов: для нулевых схем от $R_K = R_H + 0,5R_\Phi$ и $L_K = L_H + 0,5L_\Phi$ на коммутационном до $R_{MK} = R_H + R_\Phi$ и $L_{MK} = L_H + L_\Phi$ на межкоммутационном (R_Φ , L_Φ — активное сопротивление и индуктивность фаз УВ). В этом случае непрерывная часть САУ представляет собой структуру со скачкообразно-периодически изменяющимися параметрами, поэтому оказывается более удобным иметь дело не с возмущающими импульсами напряжения, а с импульсами выпрямленного тока, действующими на оставшуюся непрерывную часть САУ с постоянными параметрами. Такой путь решения задачи, являющийся весьма строгим, применен в [Л. 3]. Однако результирующие воздействия при этом получаются весьма громоздкими, затрудняющими их практическое использование. Поэтому часто при расчете установившихся процессов можно пренебречь фактом периодического изменения параметров нагрузки, а оперировать их эквивалентными значениями, приняв, в частности

$$\left. \begin{aligned} R_s &= R_K \gamma_0 + R_{MK} (1 - \gamma_0) = R_H + R_\Phi \left(1 - \frac{\gamma_0}{2}\right); \\ L_s &= L_K \gamma_0 + L_{MK} (1 - \gamma_0) = L_H + L_\Phi \left(1 - \frac{\gamma_0}{2}\right). \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

Тогда результирующее возмущающее воздействие на входе САУ с учетом [Л. 3] может быть представлено следующими тремя импульсами на-

пряжения (рис. 1, б):

$$\left. \begin{aligned} e_1(\sigma) &= e_K(\sigma) = \begin{cases} \cos \frac{\pi}{m} \sin \left(\frac{2\pi}{m} \sigma + \varphi_{ок} \right) & \text{при } 0 \leq \sigma \leq \gamma_0; \\ 0 & \text{при } \gamma_0 \leq \sigma \leq 1; \end{cases} \\ e_2(\sigma) &= e_{MK}(\sigma) = \begin{cases} 0 & \text{при } 0 \leq \sigma \leq \gamma_0; \\ \sin \left(\frac{2\pi}{m} \sigma + \varphi_{ок} \right) & \text{при } \gamma_0 \leq \sigma \leq 1; \end{cases} \\ e_3(\sigma) &= (\varepsilon + i_{срж}) \approx 0,5 K_m [\cos \alpha + \cos (\alpha + \gamma)] \quad \text{при } 0 \leq \sigma \leq 1, \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

где $\gamma_0 = \gamma \frac{m}{2\pi}$ — относительная длительность подынтервала коммутации: $\varphi_{ок} = \frac{\pi}{2} + \alpha$; $\varphi_{оmk} = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha$.

Для отыскания «левого» значения выходного сигнала можно использовать соотношение (5); окончательно получаем:

$$\begin{aligned} Y(1) &= K \left\{ \cos \left(\alpha + \frac{\pi}{m} \right) - \frac{1}{2} [K_m \cos \alpha + \cos (\alpha + \gamma)] \right\} + \\ &+ \sum_{v=1}^n C_v T_v \left\{ \frac{I_{dv}}{1 - d_v} \left[\int_0^{\gamma_0} d_v^{-\tau} \Phi_K(\tau) d\tau + \int_{\gamma_0}^1 d_v^{-\tau} \Phi_{MK}(\tau) d\tau \right] - \right. \\ &\left. - \frac{1}{2} K_m [\cos \alpha + \cos (\alpha + \gamma)] \right\}, \quad (26) \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} \Phi_K(\tau) &= \cos \frac{\pi}{m} \sin \left(\frac{2\pi}{m} \tau + \varphi_{ок} - \theta_v \right); \quad \Phi_{MK}(\tau) = \\ &= \sin \left(\frac{2\pi}{m} \tau + \varphi_{оmk} - \theta_v \right). \end{aligned}$$

В табл. 1 приложения (третий столбец) приведены значения $Y(1)$ для тех же четырех элементарных звеньев, причем для пропорционального и инерционного звена они получены с использованием соотношения (26), а для интегральных звеньев — методом интегрирования периодического возмущающего воздействия. При $\gamma_0 = 0$ они совпадают с соотношениями второго столбца.

Рассмотрим теперь САУ с ПУВ, содержащими в силовой цепи неуправляемые вентили. По характеру процессов все они приводятся к схеме с шунтирующим нагрузку нулевым вентилем V_0 (рис. 1, а). Как известно, здесь могут быть четыре режима работы [Л. 9]: первый и второй — режимы прерывистого (при $\lambda < \pi - \varphi_0$) и непрерывистого тока (при $\alpha \leq \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}$) без проводимости тока шунтирующим диодом; третий и четвертый — те же режимы, но с частичной проводимостью тока шунтирующим вентилем.

Первые два режима целиком идентичны рассмотренным выше режимам работы полностью управляемого выпрямителя. Динамическая структура разомкнутой САУ с УВ (рис. 2, б) остается

справедливой и в режимах работы с протеканием тока через шунтирующий вентиль.

Однако в этом случае при прерывистом токе ключ / замкнут лишь на интервале $0 \leq \sigma \leq (\pi - \varphi_0) \frac{m}{2\pi} = \lambda_{0,e}$ ($\lambda_{0,e}$ — относительная длительность тока на участке, где нулевой вентиль не проводит ток, рис. 1,2), а ключ 2 — в течение всего интервала протекания тока. Поэтому результирующее периодическое возмущающее воздействие может быть представлено суммой трех импульсов (рис. 1,2):

$$\left. \begin{aligned} e_1(\sigma) &= \begin{cases} \sin\left(\frac{2\pi}{m}\sigma + \varphi_0\right) & \text{при } 0 \leq \sigma \leq \lambda_{0,e}; \\ 0 & \text{при } \lambda_{0,e} \leq \sigma \leq 1; \end{cases} \\ e_2(\sigma) &= \begin{cases} -\varepsilon & \text{при } 0 \leq \sigma \leq \lambda_0; \\ 0 & \text{при } \lambda_0 \leq \sigma \leq 1; \end{cases} \\ e_3(\sigma) &= -i_{ср*} \quad \text{при } 0 \leq \sigma \leq 1. \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

Зависимость тока $i_{ср*}$ от α , λ_0 , $\lambda_{0,e}$, ε и параметров силовой цепи описывается соотношениями, приведенными в табл. 2 приложения. Используя описанную выше методику, можно определить результирующую реакцию от этих трех импульсов на выходе непрерывной части САУ в режимах преры-

вистого ($\lambda_0 < 1$) и непрерывного ($\lambda_0 = 1$) тока. В табл. 2 приложения даны соотношения для «левого» значения выходной величины в дискретные моменты открывания вентилей для тех же, что и в табл. 1, четырех элементарных динамических звеньев. По зависимостям для $Y(1)$ приложения и по (23) легко определяется фактор пульсаций практически в любой САУ с ПУВ.

Таким образом, предложенные методы позволяют найти значение периодического квазиустановившегося сигнала или его производной в любой точке САУ с УВ и ПУВ.

Формул, приведенных в приложении, достаточно для расчета фактора пульсаций в САУ с различными типами УВ в режимах прерывистого и непрерывного тока, в том числе при угле коммутации $\gamma > 0$.

В частном случае полностью управляемого УВ, работающего в режиме непрерывного тока и $\gamma = 0$, рассмотренного в [Л. 8], соотношения табл. 1 (столбец 2) целиком совпадают (как можно показать после несложных преобразований) с результатами [Л. 8]. В этом случае, а также для ПУВ, работающего в режиме непрерывного тока ($\lambda_0 = 1$), формулы приложения, как и в [Л. 8], дают точный результат, а в остальных случаях — приближенный, обусловленный принятым допущением постоянства параметров нагрузки при непрерывном токе и $\varepsilon = \text{const}$ в прерывистом режиме.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Таблица 1

Переменная составляющая сигнала в системах с УВ при $\sigma = 1$

Вид линейной части	Режим прерывистого тока ($0 \leq \lambda \leq 1$)	Режим непрерывного тока для $\gamma_0 = 0$	Режим непрерывного тока для $\gamma_0 > 0$
1	$Y(1) = -i_{ср*}$	$Y(1) = \cos\left(\frac{\pi}{m} + \alpha\right) - K_m \cos \alpha$	$Y(1) = \cos\left(\frac{\pi}{m} + \alpha\right) - \frac{1}{2} K_m [\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)]$
$\frac{1}{T_v p + 1}$	$Y(1) = \frac{\cos \theta_v}{1 - d_v} \left[d_v^{1-\lambda_0} \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{m} + \lambda - \theta_v\right) - d_v \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{m} - \theta_v\right) \right] - \frac{d_v (d_v^{-\lambda} - 1)}{1 - d_v} \varepsilon - i_{ср*}$	$Y(1) = \frac{\cos \theta_v}{1 - d_v} \left[\cos\left(\alpha + \frac{\pi}{m} - \theta_v\right) - d_v \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{m} - \theta_v\right) \right] - K_m \cos \alpha$	$Y(1) = \frac{\cos \theta_v}{1 - d_v} \left[\cos\left(\alpha + \frac{\pi}{m} - \theta_v\right) - d_v \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{m} - \theta_v\right) - d_v^{1-\gamma_0} \sin \frac{\pi}{m} \sin(\gamma + \alpha - \theta_v) \right] - \frac{1}{2} K_m [\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)]$
$\frac{1}{T_v p}$	$Y(1) = -C_1 = -\text{ctg } \theta_v \left[a_1 + \left(\frac{\pi}{m} - \lambda\right) i_{ср*} \right],$ где $a_1 = \frac{m}{2\pi} \left[-\cos\left(\alpha - \frac{\pi}{m} + \lambda\right) + \lambda \sin\left(\frac{\pi}{m} - \alpha\right) + \cos\left(\frac{\pi}{m} - \alpha\right) - \frac{\varepsilon \lambda^2}{2} \right]$	$Y(1) = -C_1 = -K_m \text{ctg } \theta_v \sin \alpha \left(1 - \frac{\pi}{m} \text{ctg } \frac{\pi}{m} \right)$	$Y(1) = -C_1 = -K_m \text{ctg } \theta_v \sin \alpha \left\{ \frac{1}{2} \left[1 + \frac{\sin(\alpha + \gamma)}{\sin \alpha} \right] + \frac{\pi}{m} \left[-\frac{1}{2} \text{ctg } \alpha + (0,5 - \gamma_0) \frac{\cos(\alpha + \gamma)}{\sin \alpha} - \frac{\pi}{m} \text{ctg } \frac{\pi}{m} \right] \right\}$

$$Y(1) = -C_2 = -\operatorname{ctg}^2 \theta_v \left[b_1 + a_1 \left(\frac{\pi}{m} - \lambda \right) + \left(\frac{\pi^2}{3m^2} - \frac{\pi}{m} \lambda + 0,5\lambda^2 \right) i_{cp*} \right]$$

где

$$b_1 = -i_{cp*} - \lambda_0 \varepsilon \left(1 + \frac{2\pi^2 \lambda_0^2}{3m^2} \right) + \lambda_0 \cos \left(\frac{\pi}{m} - \alpha \right) + \frac{\pi}{m} \lambda_0^2 \sin \left(\frac{\pi}{m} - \alpha \right)$$

$$Y(1) = -C_2 = K_m \operatorname{ctg}^2 \theta_v \cos \alpha \times \left(1 - \frac{\pi^2}{3m^2} - \frac{\pi}{m} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{m} \right)$$

$$Y(1) = -C_2 = -K_m \operatorname{ctg}^2 \theta_v \cos \alpha \times \left\{ \frac{2\pi^2}{m^2} \left[-\left(\frac{m}{2\pi} \right)^2 - \gamma_0^2 + \gamma_0 + \frac{m}{2\pi} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{m} + \frac{1}{12} \right] + \frac{2\pi^2}{m^2} \left[-\left(\frac{m}{2\pi} \right)^2 + 1,5\gamma_0^2 - 1,5\gamma_0 + \frac{1}{12} \right] \frac{\cos(\alpha + \gamma)}{\cos \alpha} + \frac{\pi}{m} (\gamma_0 - 0,5) \operatorname{tg} \alpha + \frac{\pi}{m} \left(0,5 - \gamma_0 \right) \frac{\sin(\alpha + \gamma)}{\cos \alpha} \right\}$$

Примечание: $i_{cp*} = \frac{m}{2\pi} \left[\sin \left(\frac{\pi}{m} - \alpha \right) + \sin \left(\lambda + \alpha - \frac{\pi}{m} \right) - \lambda \varepsilon \right]$; $\theta = \operatorname{arctg} \omega_0 T_H$; $\theta_v = \operatorname{arctg} \omega_0 T_v$; $\lambda = \frac{2\pi}{m} \lambda_0$;

$$\varepsilon = \cos \theta \frac{d^{-\lambda_0} \cos \left(\alpha - \frac{\pi}{m} + \lambda - \theta \right) - \cos \left(\alpha - \frac{\pi}{m} - \theta \right)}{d^{-\lambda_0} - 1}; d_v = e^{-T/T_v} = e^{-\frac{2\pi}{m} \operatorname{ctg} \theta_v}; d = e^{-T/T_H} = e^{-\frac{2\pi}{m} \operatorname{ctg} \theta}; \gamma = \frac{2\pi}{m} \gamma_0.$$

Таблица 2

Переменная составляющая сигнала в системах с ПУВ в зоне прерывистых напряжений $\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} \right)$ при $\sigma = 1$

Вид линейной части $W_R(p)$	Режим прерывистого тока ($\lambda_0, \text{гр} \leq \lambda_0 \leq 1$)	Режим непрерывного тока ($\lambda_0 = 1$)
1	$Y(1) = -i_{cp*}$	$Y(1) = -(\varepsilon + i_{cp*}) = -u_{d*}$
$\frac{1}{T_v p + 1}$	$Y(1) = -i_{cp*} + \frac{d_v}{1 - d_v} \left[\frac{1}{2} \sin 2\theta_v \times d_v^{-\lambda_{\text{гр}}} - \cos \theta_v \times \cos \left(\alpha - \frac{\pi}{m} - \theta_v \right) + \varepsilon (1 - d_v^{-\lambda_0}) \right]$	$Y(1) = -u_{d0*} + \frac{d_v}{1 - d_v} \left[\frac{1}{2} \sin 2\theta_v \times d_v^{-\lambda_{\text{гр}}} - \cos \theta_v \times \cos \left(\alpha - \frac{\pi}{m} - \theta_v \right) \right]$
$\frac{1}{T_v p}$	$Y(1) = \frac{1}{2} \operatorname{ctg} \theta_v \left[\frac{m}{2} - \frac{m}{\pi} \alpha - \frac{m}{\pi} \cos \left(\alpha - \frac{\pi}{m} \right) + \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{m} \right) \right] + \varepsilon \frac{\pi}{m} \lambda_0 (1 - \lambda_0) \operatorname{ctg} \theta_v$	$Y(1) = \frac{1}{2} \operatorname{ctg} \theta_v \left[\frac{m}{2} - \frac{m}{\pi} \alpha - \frac{m}{\pi} \cos \left(\alpha - \frac{\pi}{m} \right) + \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{m} \right) \right]$
$\frac{1}{T_v^2 p^2}$	$Y(1) = \operatorname{ctg}^2 \theta_v \left\{ u_{d*} \left(1 - \frac{\pi^2}{3m^2} \right) - \frac{m}{4\pi} \left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} - \alpha \right)^2 + \frac{1}{2} \left[\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} - \alpha - \cos \left(\alpha - \frac{\pi}{m} \right) \right] + \frac{\pi^2}{3m^2} \varepsilon (\lambda_0 - 3\lambda_0^2 + 2\lambda_0^3) \right\}$	$Y(1) = \operatorname{ctg}^2 \theta_v \left\{ u_{d*} \left(1 - \frac{\pi^2}{3m^2} \right) - \frac{m}{4\pi} \left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} - \alpha \right)^2 + \frac{1}{2} \left[\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} - \alpha - \cos \left(\alpha - \frac{\pi}{m} \right) \right] \right\}$

Примечание. $i_{cp*} = i_{cp*} = \frac{m}{2\pi} \left[1 - \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{m} \right) \right] - \varepsilon \lambda_0$; $u_{d*} = \frac{m}{2\pi} \left[1 - \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{m} \right) \right]$; $\varepsilon = \cos \theta \frac{\sin \theta d^{-\lambda_{\text{гр}}} - \cos \left(\alpha - \frac{\pi}{m} - \theta \right)}{d^{-\lambda_{\text{гр}}} - 1}$; $\lambda_{\text{гр}} = \frac{m}{2\pi} \left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} - \alpha \right)$ — граничная длительность протекания тока (при $\lambda_0 \leq \lambda_{\text{гр}}$ длительности тока через тиристоры и нагрузку совпадают, ток через шунтирующую цепь или нулевой диод отсутствует).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Канторович М. И. Операционное исчисление и нестационарные явления в электрических цепях. М.: ГИТТЛ, 1955.
2. Такеути Т. Теория и применение вентильных цепей для регулирования двигателей. М.: Энергия, 1973.
3. Поздеев А. Д. Применение модифицированного z-преобразования для расчета установившихся процессов в систе-

- мах, содержащих цепи с вентилями. — Труды ВНИИР. Электропривод и комплектные устройства управления электроприводами. Чебоксары, 1974, вып. 4.
4. Поздеев А. Д. Специальные вопросы динамики вентильного электропривода постоянного тока: Дис. на степень д-ра техн. наук. М., 1975. В надзаг.: М-во высш. и сред. спец. образования СССР, Мос. энергетический ин-т.

Анализ преобразователя постоянного напряжения с последовательным резонансным инвертором

Канд. техн. наук БЕЛОВ Г. А.

Чебоксары

Во вторичных источниках электропитания широкое распространение получили преобразователи постоянного напряжения, содержащие транзисторный или тиристорный инвертор с выходным трансформатором и выпрямитель с фильтром. Для снижения массы и габаритов выходного трансформатора и фильтра, улучшения качества переходных процессов целесообразно повышение рабочей частоты инвертора. Для источников средней и большой мощности перспективны преобразователи постоянного напряжения с последовательным резонансным инвертором на тиристорах [Л. 1—4].

На рис. 1 представлена схема силовой части преобразователя постоянного напряжения с последовательным резонансным инвертором на тиристорах $T_1—T_4$ и мостовым коммутатором на транзисторах $T_5—T_8$ [Л. 3].

Простейшая схема преобразователя, в которой транзисторный коммутатор отсутствует [Л. 1], имеет малый диапазон изменения тока нагрузки, плохие массогабаритные и энергетические показатели. Это объясняется тем, что выключение тиристорov в ней возможно только при условии, если амплитуда напряжения на конденсаторе резонансного контура U_m больше значения, примерно равного двойному входному напряжению E . Действительно, пусть в схеме, показанной на рис. 1, транзисторный коммутатор отсутствует и открыты тиристоры T_1 , T_4 и диоды D_1 , D_4 . По окончании половины периода колебаний эти тиристоры и диоды запираются, и ток намагничивания трансформатора, возросший до положительного значения (втекает в начало обмотки, отмеченное на рис. 1 точкой), может замыкаться лишь через паразитные емкости трансформатора. Происходит быстрый перезаряд паразитных емкостей и изменение полярности напряжений на обмотках трансформатора. Когда напряжение на вторичной обмотке ω_2 , изменив знак, станет равным напряжению на нагрузке U_n , преждевременно открываются ранее закрытые диоды D_2 и D_3 . Далее до отпирания тиристорov T_2 , T_3 ток намагничивания замыкается по цепи вторичной обмотки, а на первичной обмотке поддерживается напряжение $u_{тр1} = -U'_n$. При этом для создания обратного напряжения на выключаемых тиристорах T_1 и T_4 необходимо выполнение условия

$$U_m > E + U'_n \approx 2E,$$

где U'_n — напряжение на нагрузке, приведенное к первичной обмотке.

В преобразователе же с транзисторным коммутатором после запираания тиристорov T_1 , T_4 и дио-

дов D_1 , D_4 ток намагничивания трансформатора начинает проходить по цепи дополнительной обмотки ω_3 через открытые транзисторы T_5 и T_8 . При этом напряжение на первичной обмотке трансформатора $u_{тр1}$, определяемое приведенным напряжением на конденсаторе $C_{к2}$, имеет такой же знак, как и в предшествующем интервале открытого состояния тиристорov. Суммарное обратное напряжение на выключаемых тиристорах T_1 и T_4 оказывается равным $U_m + |u_{тр1}| - E$, поэтому для нормальной работы преобразователя необходимо выполнение условия

$$U_m > E - |u_{тр1}|.$$

В начале следующего полупериода включаются тиристоры T_2 , T_3 и диоды D_2 , D_3 , D_6 , D_7 , одновременно запираются транзисторы T_5 и T_8 . Напряжение на обмотках трансформатора быстро меняет знак. Конденсаторы C_ϕ и $C_{к2}$ снова подзаряжаются, а конденсатор $C_{к1}$ перезаряжается.

Выбирая емкость конденсатора $C_{к2}$ такой, что уменьшение напряжения на нем при разряде током намагничивания было бы мало, можно обеспечить поддержание достаточного обратного напряжения на выключаемых тиристорах при малой амплитуде напряжения на конденсаторе $C_{к1}$. Это позволяет существенно уменьшить массу и габариты, увеличить диапазон регулирования тока нагрузки и к. п. д. Цепь дополнительной обмотки трансформатора ω_3 является слаботочной, так как она рассчитывается на пропускание тока намагничивания трансформатора, который при правильно рассчитанном трансформаторе намного меньше приведенного тока нагрузки. Конденсатор $C_{к2}$ лишь подзаряжается в начале каждого полупериода, и переменная составляющая напряжения на нем может быть весьма малой. Поэтому масса и габариты конденсатора $C_{к2}$ сравнительно малы.

Трансформатор преобразователя с последовательным резонансным инвертором, работающий на повышенной частоте, целесообразно выполнять на пермаллоеве. Поскольку первичная обмотка трансформатора включена последовательно с конденсатором $C_{к1}$, то появление постоянной составляющей тока в обмотке невозможно, и в отличие от многих других схем преобразователей легко устраняется насыщение сердечника трансформатора.

В [Л. 1 и 2] выполнен анализ установившегося режима преобразователей с последовательным резонансным инвертором при допущении, что напряжение на конденсаторе фильтра C_ϕ идеально сгла-

5. Цыпкин Я. З. Теория линейных импульсных цепей. М.: Физматгиз, 1963.

6. Кузин Л. Т. Расчет и проектирование дискретных систем управления. М.: Машгиз, 1962.

7. Булгаков А. А. Основы динамики управляемых вентиляционных систем. Изд. АН СССР, 1963.

8. Шипило В. П., Зинин Ю. С. Фактор пульсаций в системах регулирования с вентиляционными преобразователями. — Электричество, 1977, № 3.

9. Найдис В. А., Поляков Л. М., Шкловский Б. М. Анализ силовых схем тиристорных преобразователей. — Электричество, 1970, № 10.

жено. Однако такое допущение может привести к неправильным выводам о динамических свойствах преобразователя, поэтому при анализе будем учитывать пульсации напряжения на конденсаторе C_Φ . Считаем внутреннее сопротивление источника входного напряжения равным нулю, тиристоры и диоды — идеальными ключами, пренебрегаем нелинейностью трансформатора, током намагничивания и влиянием слаботочной цепи транзисторного коммутатора на процесс формирования силового тока i_c в резонансном контуре.

Для интервала, когда включены тиристоры T_1 , T_4 и диоды D_1 , D_4 , справедливы уравнения:

$$\left. \begin{aligned} L \frac{di_c}{dt} + ri_c + u_c + u_n &= E; \\ i_c &= C_{K1} \frac{du_c}{dt}; \\ \frac{du_n}{dt} + \frac{u_n}{T_1} &= \frac{i_c}{C_\Phi}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $L = L_K + L_{s1} + L'_{s2}$ — суммарная индуктивность резонансного контура; L_{s1} и L'_{s2} — индуктивность рассеяния первичной обмотки трансформатора и приведенная к первичной обмотке индуктивность рассеяния вторичной обмотки; r — суммарное активное сопротивление контура; $T_1 = R_H C_\Phi$ — постоянная времени выходной цепи; величины u_n и C_Φ приведены к первичной обмотке.

Переходя к относительным величинам, получаем:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\bar{i}_c}{dt} + \frac{\bar{i}_c}{Q} + \bar{u}_c + \bar{u}_n &= \bar{E}; \\ \bar{i}_c &= \frac{d\bar{u}_c}{dt}; \\ \frac{d\bar{u}_n}{dt} + \kappa_1 \bar{u}_n &= \kappa_2 \bar{i}_c, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где $Q = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{L}{C_{K1}}}$ — добротность резонансного контура без учета затухания, вносимого нагрузкой преобразователя; $\kappa_1 = \frac{\sqrt{LC_{K1}}}{T_1}$; $\kappa_2 = \frac{C_{K1}}{C_\Phi}$.

Относительные величины обозначены черточкой сверху. При этом за базовые принимаются напряжение U_6 , ток $I_6 = U_6 \sqrt{C_{K1}/L}$ и время $t_6 = \sqrt{LC_{K1}}$.

Характеристическое уравнение системы (2)

$$p^3 + \left(\kappa_1 + \frac{1}{Q}\right)p^2 + \left(1 + \kappa_2 + \frac{\kappa_1}{Q}\right)p + \kappa_1 = 0. \quad (3)$$

В реальных схемах преобразователей величина κ_1/Q не превышает 0,01—0,02; $\kappa_1 < 0,2$, $\kappa_2 \leq 0,2$, поэтому левую часть уравнения (3) можно разложить на множители¹ и просто получить приближенные

значения корней характеристического уравнения:

$$p_1 = -\frac{\kappa_1}{1 + \kappa_2}; \quad p_{2,3} = \delta \pm j\bar{\omega}_0, \quad (4)$$

где

$$\delta = -\frac{1}{2} \left(\frac{1}{Q} + \frac{\kappa_1 \kappa_2}{1 + \kappa_2} \right); \quad \bar{\omega}_0 = \omega_0 \sqrt{LC_{K1}} = \sqrt{1 + \kappa_2 - \delta^2}.$$

Решение уравнений (2):

$$\bar{i}_c = D_1 e^{p_1 t} + e^{\delta t} (D_2 \sin \bar{\omega}_0 t + D_3 \cos \bar{\omega}_0 t); \quad (5)$$

$$\bar{u}_c = \bar{E} + F_1 e^{p_1 t} + e^{\delta t} (F_2 \sin \bar{\omega}_0 t + F_3 \cos \bar{\omega}_0 t); \quad (6)$$

$$\bar{u}_n = G_1 e^{p_1 t} + e^{\delta t} (G_2 \sin \bar{\omega}_0 t + G_3 \cos \bar{\omega}_0 t), \quad (7)$$

где

$$D_1 = \frac{\kappa_1 \bar{u}_{n,0} - \left(2\delta + \frac{1}{Q}\right) (\bar{E} - \bar{u}_{c,0} - \bar{u}_{n,0})}{\bar{\omega}_0^2 + (p_1 - \delta)^2};$$

$$D_2 = \frac{\bar{E} - \bar{u}_{c,0} - \bar{u}_{n,0}}{\bar{\omega}_0} - \frac{p_1 - \delta}{\bar{\omega}_0} D_1,$$

$$F_1 = \frac{D_1}{p_1}; \quad F_2 = -\frac{D_1 \bar{\omega}_0 - D_2 \delta}{\bar{\omega}_0^2 + \delta^2}; \quad F_3 = -\frac{D_2 \bar{\omega}_0 + D_1 \delta}{\bar{\omega}_0^2 + \delta^2};$$

$$G_1 = \frac{(\bar{\omega}_0^2 + \delta^2 + \kappa_1^2 + 2\delta \kappa_1 - \kappa_2) \bar{u}_{n,0} + \kappa_2 (\bar{E} - \bar{u}_{c,0})}{\bar{\omega}_0^2 + (p_1 - \delta)^2};$$

$$G_2 = -\frac{(p_1 - \delta) G_1 + (\kappa_1 + \delta) \bar{u}_{n,0}}{\bar{\omega}_0};$$

$$G_3 = \bar{u}_{n,0} - G_1;$$

$\bar{u}_{c,0}$ и $\bar{u}_{n,0}$ — относительные значения напряжений на конденсаторе C_{K1} и на нагрузке в момент отпирания пары тиристоров ($u_{c,0}$ здесь отрицательно).

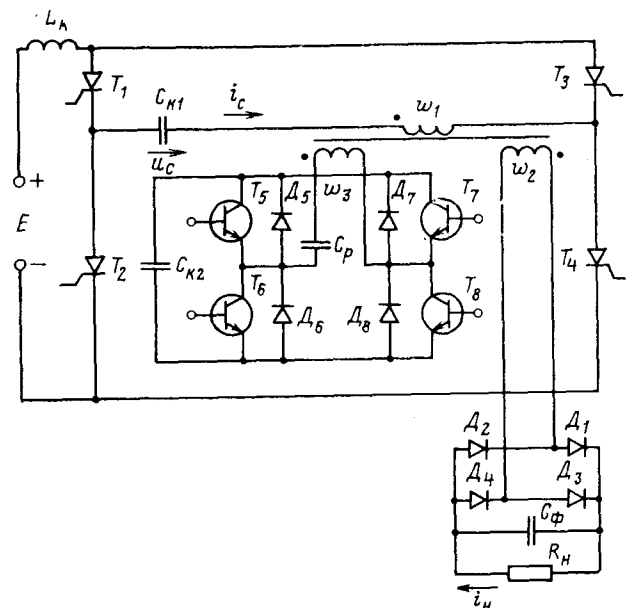


Рис. 1. Схема преобразователя с последовательным резонансным инвертором и транзисторным коммутатором (C_Φ — разделительный конденсатор, необходимый для устранения постоянной составляющей тока в цепи дополнительной обмотки).

¹Для этого к коэффициенту при p добавляется величина $\frac{\kappa_1 \kappa_2}{(1 + \kappa_2)^2} - \frac{\kappa_1}{Q(1 + \kappa_2)}$, которая не превышает 0,01—0,02.

Подстановкой в (5) $t=t_n$, $i_c=0$ получаем уравнение для определения длительности импульса тока t_n :

$$\frac{D_1}{D_2} = - \frac{e^{\delta \bar{t}_n} \sin \bar{\omega}_0 \bar{t}_n}{e^{p_1 \bar{t}_n} - e^{\delta \bar{t}_n} \cos \bar{\omega}_0 \bar{t}_n}. \quad (8)$$

При учете выражений для D_1 и D_2 уравнение (8) преобразуется к виду:

$$\frac{u_{n,0}}{E + |u_{c,0}| - u_{n,0}} = \frac{\frac{\bar{\omega}_0}{\kappa_1} \left[1 + \left(\frac{p_1 - \delta}{\bar{\omega}_0} \right)^2 \right]}{\frac{p_1 - \delta}{\bar{\omega}_0} - \frac{e^{p_1 \bar{t}_n} - e^{\delta \bar{t}_n} \cos \bar{\omega}_0 \bar{t}_n}{e^{\delta \bar{t}_n} \sin \bar{\omega}_0 \bar{t}_n}} + \frac{1}{\kappa_1} \left(\frac{1}{Q} + 2\delta \right). \quad (9)$$

Определяя по (6) напряжение на конденсаторе u_c в конце интервала t_n , находим приращение этого напряжения за время t_n :

$$\Delta u_c = \bar{E} + |u_{c,0}| + D_2 \left[\frac{D_1}{D_2} \frac{e^{p_1 \bar{t}_n}}{p_1} + e^{\delta \bar{t}_n} \times \left(\frac{\delta - \frac{D_1}{D_2} \bar{\omega}_0}{\bar{\omega}_0^2 + \delta^2} \sin \bar{\omega}_0 \bar{t}_n - \frac{\bar{\omega}_0 + \frac{D_1}{D_2} \delta}{\bar{\omega}_0^2 + \delta^2} \cos \bar{\omega}_0 \bar{t}_n \right) \right]. \quad (10)$$

Эта формула справедлива и в том случае, когда $u_{c,0} > 0$, однако при этом формула дает абсолютное значение приращения $|\Delta u_c|$.

Для любого полупериода работы преобразователя T_n , начинающегося в момент отпирания очередной пары тиристоров и состоящего из интервала открытого состояния тиристоров t_n и бестоковой паузы, справедливо уравнение

$$U_m(n+1) = |\Delta u_c(n)| - U_m(n), \quad (11)$$

где $U_m(n) = |u_{c,0}(n)|$ и $U_m(n+1) = |u_{c,0}(n+1)|$ — абсолютные значения напряжения на конденсаторе $C_{к1}$ в моменты начала n -го и $(n+1)$ -го полупериодов; $\Delta u_c(n)$ — приращение напряжения в n -м полупериоде.

Имея значения переменных в начале n -го полупериода $U_m(n)$ и $u_{n,0}(n)$, из уравнения (9) можно найти длительность импульса тока в n -м полупериоде $t_{n,n}$, а из формулы (10) — приращение $|\Delta u_c(n)|$.

Второе разностное уравнение можно получить, если выразить напряжение на нагрузке в начале $(n+1)$ -го полупериода $u_{n,0}(n+1)$ через $u_{n,0}(n)$ и $U_m(n)$:

$$u_{n,0}(n+1) = u_n(t_{nn}) \exp \left(-\frac{T_n - t_{nn}}{T_1} \right), \quad (12)$$

где $u_n(t_{nn})$ — напряжение на нагрузке в момент $t = nT_n + t_{nn}$, определяемое по формуле (7) при подстановке $t=t_{nn}$, $u_{c,0} = -U_m(n)$, $u_{n,0} = u_{n,0}(n)$.

Коэффициенты D_1 , D_2 , G_1 , G_2 и G_3 для n -го полупериода зависят от $U_m(n)$ и $u_{n,0}(n)$, длительность импульса тока t_{nn} согласно (9) является нелинейной функцией величины

$$u_{n,0}^*(n) = \frac{u_{n,0}(n)}{E + U_m(n) - u_{n,0}(n)},$$

поэтому уравнения (11) и (12) оказываются нелинейными и весьма громоздкими. Для облегчения расчета переходных процессов, задаваясь значениями $\bar{\omega}_0 \bar{t}_n$, параметров схемы Q , κ_1 , κ_2 и рассчитывая по формулам (9) и (10) соответствующие значения

$$u_{n,0}^* = \frac{u_{n,0}}{E + |u_{c,0}| - u_{n,0}} \text{ и } \Delta u_c^* = \frac{\Delta u_c}{E + |u_{c,0}| - u_{n,0}},$$

можно построить вспомогательные зависимости $\bar{\omega}_0 \bar{t}_n$ и Δu_c^* от $u_{n,0}^*$. Эти кривые позволяют по известным начальным значениям $u_{c,0}(n)$, $u_{n,0}(n)$ определять величины $\Delta u_c(n)$, t_{nn} и далее воспользоваться уравнениями (11) и (12).

К переходным процессам в реальных преобразователях обычно предъявляется требование, заключающееся в том, что отклонения величин $U_m(n)$ и $u_{n,0}(n)$ от установившихся значений $U_{m\text{уст}}$ и $u_{n,0\text{уст}}$ должны быть по крайней мере в 2—3 раза меньше напряжения питания E . При выполнении этого требования значение $u_{n,0}^*$ не может превысить 1,5. Кроме того, на практике выполняется условие $\kappa_1 < 0,2$. Расчеты показывают, что в этом случае зависимости $\bar{\omega}_0 \bar{t}_n$ и Δu_c от $u_{n,0}^*$ можно считать линейными. Заменив правую часть выражения (9) линейным членом разложения в ряд Тейлора по степеням разности $\bar{\omega}_0 \bar{t}_n - \pi$, получим

$$u_{n,0}^* \approx \frac{1}{\kappa_1} \left(\frac{1}{Q} + 2\delta \right) + \frac{\frac{\bar{\omega}_0}{\kappa_1} \left[1 + \left(\frac{p_1 - \delta}{\bar{\omega}_0} \right)^2 \right]}{1 + e^{\pi/\bar{\omega}_0(p_1 - \delta)}} \times (\bar{\omega}_0 \bar{t}_n - \pi). \quad (13)$$

Аналогично представляется в виде линейной функции $\bar{\omega}_0 \bar{t}_n$ выражение в квадратных скобках в формуле (10). Выразив величину $\bar{\omega}_0 \bar{t}_n - \pi$ из (13), после упрощения с учетом неравенств $\delta^2 \ll \bar{\omega}_0^2$, $|\delta| \ll \frac{1}{|p_1|}$, получим

$$\Delta u_c \approx \left(1 + \frac{\frac{\pi}{\bar{\omega}_0} \delta - \kappa_2 e^{\frac{\pi}{\bar{\omega}_0} p_1}}{1 + \kappa_2} \right) (E + |u_{c,0}| - u_{n,0}) + (1 - e^{\frac{\pi}{\bar{\omega}_0} p_1}) u_{n,0}. \quad (14)$$

Для упрощения разностных уравнений будем использовать следующее приближенное выражение для тока в конденсаторе $C_{к1}$:

$$i_c = I_m \sin \frac{\pi}{T_n} t, \quad (15)$$

где амплитуда импульса тока I_m определяется из условия равенства приращений напряжения u_c , получаемых при приближенном и точном выражениях для тока i_c . Подставляя выражение (15) во второе уравнение системы (1) и интегрируя за время t_n , находим

$$I_m = \frac{\pi C_{к1} \Delta u_c}{2t_n}, \quad (16)$$

где Δu_c определяется из уравнения (10) или (14).

Выражение для напряжения на конденсаторе $C_{к1}$, соответствующее приближенному выражению для тока i_C , имеет вид:

$$u_C = u_{C,0} + \frac{\Delta u_C}{2} \left(1 - \cos \frac{\pi}{t_n} t \right). \quad (17)$$

Из (1) с учетом (15) и (16) получаем

$$u_n = \left\{ u_{n,0} + \frac{x_2 \Delta u_C}{2 \left[1 + \left(\frac{t_n}{\pi T_1} \right)^2 \right]} \right\} e^{-t/T_1} + \frac{x_2 \Delta u_C}{2 \left[1 + \left(\frac{t_n}{\pi T_1} \right)^2 \right]} \left(\frac{t_n}{\pi T_1} \sin \frac{\pi}{t_n} t - \cos \frac{\pi}{t_n} t \right). \quad (18)$$

Расчеты показывают, что формула (18) дает хорошее приближение. Удобство приближенных формул (15)–(18) состоит в том, что входящие в них тригонометрические функции в конце импульса тока равны 0 или -1 . Выражение (16) устанавливает простую связь амплитуды импульса тока I_m с амплитудой напряжения U_m на конденсаторе $C_{к1}$.

Из (11) и (12) с учетом (14) и (18) получаем разностные уравнения:

$$h_1 h_2 [U_m(n+1) + U_m(n)] - u_{n,0}(n+1) + u_{n,0}(n) = 0; \quad (19)$$

$$U_m(n+1) - (h_3 - 1) U_m'(n) + h_4 u_{n,0}(n) = h_3 E(n), \quad (20)$$

где

$$h_1 = e^{-T_n/T_1}; \quad h_2 = \frac{x_2 (1 + e^{t_{nn}/T_1})}{2 \left[1 + \left(\frac{t_{nn}}{\pi T_1} \right)^2 \right]}; \quad h_3 = 1 + \frac{e^{\frac{\pi}{\omega_0} \delta} - x_2 e^{\frac{\pi}{\omega_0} p_1}}{1 + x_2}; \quad h_4 = \frac{e^{\frac{\pi}{\omega_0} \delta} + e^{\frac{\pi}{\omega_0} p_1}}{1 + x_2};$$

$E(n)$ — входное напряжение в интервале от nT_n до $(n+1)T_n$.

Выражения (5)–(7) и все последующие формулы справедливы только при постоянном входном напряжении преобразователя E . Однако эти формулы можно использовать и для анализа переходных процессов при изменяющемся входном напряжении, если изменение напряжения E за время t_n мало. При этом реальный закон изменения входного напряжения можно заменить ступенчатой функцией, которая в интервале t_n не изменяется.

При реальных значениях параметров схемы и выполнении указанных выше требований, представляемых к переходным процессам, изменение длительности импульса тока t_{nn} оказывается малым, и можно считать величины t_{nn} и h_2 постоянными. Таким образом, преобразователь заменяется линейным импульсным звеном.

Подвергнув уравнения (19) и (20) z -преобразованию, при нулевых начальных условиях $U_m(0) = u_{n,0}(0) = 0$ получим:

$$U_m(z) = \frac{h_3(z - h_1)}{z^2 + az + b} E(z); \quad (21)$$

$$u_{n,0}(z) = \frac{h_1 h_2 h_3 (z + 1)}{z^2 + az + b} E(z), \quad (22)$$

где

$$a = - \left[h_1 + \frac{e^{\frac{\pi}{\omega_0} \delta} - x_2 e^{\frac{\pi}{\omega_0} p_1} - h_1 h_2 \left(e^{\frac{\pi}{\omega_0} \delta} + e^{\frac{\pi}{\omega_0} p_1} \right)}{1 + x_2} \right]; \quad (23)$$

$$b = \frac{h_1 \left(e^{\frac{\pi}{\omega_0} \delta} - x_2 e^{\frac{\pi}{\omega_0} p_1} \right) + h_1 h_2 \left(e^{\frac{\pi}{\omega_0} \delta} + e^{\frac{\pi}{\omega_0} p_1} \right)}{1 + x_2}. \quad (24)$$

В установившемся режиме при постоянном входном напряжении имеем $U_m(n+1) = U_m(n) = U_{my}$, $u_{n,0}(n+1) = u_{n,0}(n) = u_{n,0,y}$ и непосредственно из уравнений (19) и (20) получаем:

$$U_{my} = \frac{(1 - h_1) h_3 E}{1 + a + b}; \quad (25)$$

$$u_{n,0,y} = \frac{2 h_1 h_2 h_3 E}{1 + a + b}. \quad (26)$$

Характер переходного процесса в преобразователе определяется корнями характеристического уравнения

$$z^2 + az + b = 0,$$

которые, как показывает анализ, оказываются комплексными:

$$z_{1,2} = -\frac{a}{2} \pm j \sqrt{b - \frac{a^2}{4}}.$$

Рассмотрим процесс пуска преобразователя, когда при заданном входном напряжении E начинается подача управляющих импульсов на тиристоры. Подставляя в (21) и (22) $E(z) = E \frac{z}{z-1}$ и переходя к оригиналам, получаем:

$$U_m(n) = U_{my} + e^{-\beta n T_n} (A_1 E \sin \Omega_0 n T_n - U_{my} \cos \Omega_0 n T_n); \quad (27)$$

$$u_{n,0}(n) = u_{n,0,y} [1 - e^{-\beta n T_n} (A_2 \sin \Omega_0 n T_n + \cos \Omega_0 n T_n)], \quad (28)$$

где

$$A_1 = \frac{h_3 \left[h_1 + b + (1 + h_1) \frac{a}{2} \right]}{(1 + a + b) \sqrt{b - \frac{a^2}{4}}}; \quad A_2 = \frac{1 - b}{2 \sqrt{b - \frac{a^2}{4}}};$$

$$\beta = -\frac{\ln b}{2 T_n}; \quad \Omega_0 = \frac{1}{T_n} \arccos \left(-\frac{a}{2 \sqrt{b}} \right).$$

Дискретные значения функций, найденные из (27) и (28), принадлежат непрерывным огибающим, уравнения которых получаются при подстановке t вместо nT_n . Дифференцируя эти уравнения по t , находим максимальные и минимальные значения огибающих:

$$U_{mmax} = U_{my} + e^{-\beta t_1} \sqrt{\frac{(A_1 E)^2 + U_{m,y}^2}{1 + \left(\frac{\beta}{\Omega_0} \right)^2}}; \quad (29)$$

$$U_{\min} = U_{\text{my}} - e^{-\beta t_2} \sqrt{\frac{(A_1 E)^2 + U_{\text{my}}^2}{1 + \left(\frac{\beta}{\Omega_0}\right)^2}}; \quad (30)$$

$$u_{\text{н.о. max}} = u_{\text{н.о. y}} \left[1 + e^{-\beta t_2} \sqrt{\frac{1 + A_2^2}{1 + \left(\frac{\beta}{\Omega_0}\right)^2}} \right], \quad (31)$$

где t_1 и t_3 — моменты достижения максимальных значений $U_{\text{m max}}$ и $u_{\text{н.о max}}$; t_2 — момент достижения минимального значения $U_{\text{m min}}$.

Эти моменты определяются из равенств:

$$\text{tg } \Omega_0 t_1 = - \frac{A_1 E \Omega_0 + U_{\text{my}} \beta}{-A_1 E \beta + U_{\text{my}} \Omega_0}; \quad (32)$$

$$\Omega_0 t_2 = \Omega_0 t_1 + \pi; \quad (33)$$

$$\text{tg } \Omega_0 t_3 = \frac{A_2 \Omega_0 - \beta}{A_2 \beta + \Omega_0}. \quad (34)$$

Действительные экстремальные значения величин $U_{\text{m}}(n)$ и $u_{\text{н.о}}(n)$ достигаются при целочисленных значениях отношения $t/T_{\text{п}}$, но на практике незначительно отличаются от величин, получаемых из выражений (29)–(31). На рис. 2,а представлены расчетные зависимости, построенные по формулам (29)–(31) и (25) и (26). С увеличением параметра κ_1 или $T_{\text{п}}$ отклонения переменных $U_{\text{m}}(n)$ и $u_{\text{н.о}}(n)$ от установившихся значений уменьшаются.

Величины $U_{\text{m max}}$ и $u_{\text{н.о max}}$ определяют возможные перенапряжения на элементах преобразователя. Если величина $U_{\text{m min}}$ окажется меньше некоторого предельного значения, то пуск преобразователя становится невозможным вследствие сильного уменьшения обратного напряжения на выключаемых тиристорах и длительности паузы [согласно (9) уменьшение U_{m} вызывает увеличение $t_{\text{н}}$, а следовательно, уменьшение паузы]. Предельные значения $U_{\text{m min}}$ на практике достигаются при $\kappa_1 < 0,04$ – $0,05$. Снижение рабочей частоты на время пуска (увеличение $T_{\text{п}}$) позволяет осуществить пуск и при малых значениях κ_1 .

Зная z -преобразование выходной величины преобразователя (22), можно получить его частотную характеристику. Используя билинейное преобразование согласно [Л. 6], получим

$$W(j\lambda) = \frac{k_0 k_{\text{тр}} \left(1 - j \frac{T_{\text{п}}}{2} \lambda \right)}{-T_{\text{с}}^2 \lambda^2 + 2\zeta_{\text{с}} T_{\text{с}} \lambda + 1}, \quad (35)$$

где $\lambda = \frac{2}{T_{\text{п}}} \text{tg } \frac{\omega T_{\text{п}}}{2}$ — абсолютная псевдочастота, которая при $\omega < \frac{2}{T_{\text{п}}}$ практически совпадает с обычной

круговой частотой ω ; $k_0 = \frac{u_{\text{н.о. y}}}{E}$ — коэффициент передачи при $\lambda = 0$, т. е. в установившемся режиме; $T_{\text{с}} = \frac{T_{\text{п}}}{2} \sqrt{\frac{1-a+b}{1+a+b}}$ — постоянная времени эквивалентного колебательного звена;

$\zeta_{\text{с}} = \frac{1-b}{\sqrt{(1-a+b)(1+a+b)}}$ — коэффициент затухания;

$k_{\text{тр}} = \frac{w_2}{w_1}$ — коэффициент трансформации трансформатора.

Определяя по формуле (18) мгновенные значения напряжения $u_{\text{н}}$ в интервале $t_{\text{н}}$, находим среднее значение напряжения для n -го полупериода:

$$U_{\text{н.ср}}(n) = \frac{T_1}{T_{\text{п}}} [u_{\text{н.о}}(n) (1 - h_1) + \Delta u_{\text{с}}(n) (\kappa_2 - h_1 h_2)]. \quad (36)$$

В установившемся режиме $\Delta u_{\text{с y}} = 2U_{\text{my}}$. Учитывая формулы (25) и (26), получаем расчетное соотношение

$$U_{\text{н.ср. y}} = \frac{2\kappa_2 T_1 U_{\text{my}}}{T_{\text{п}}}, \quad (37)$$

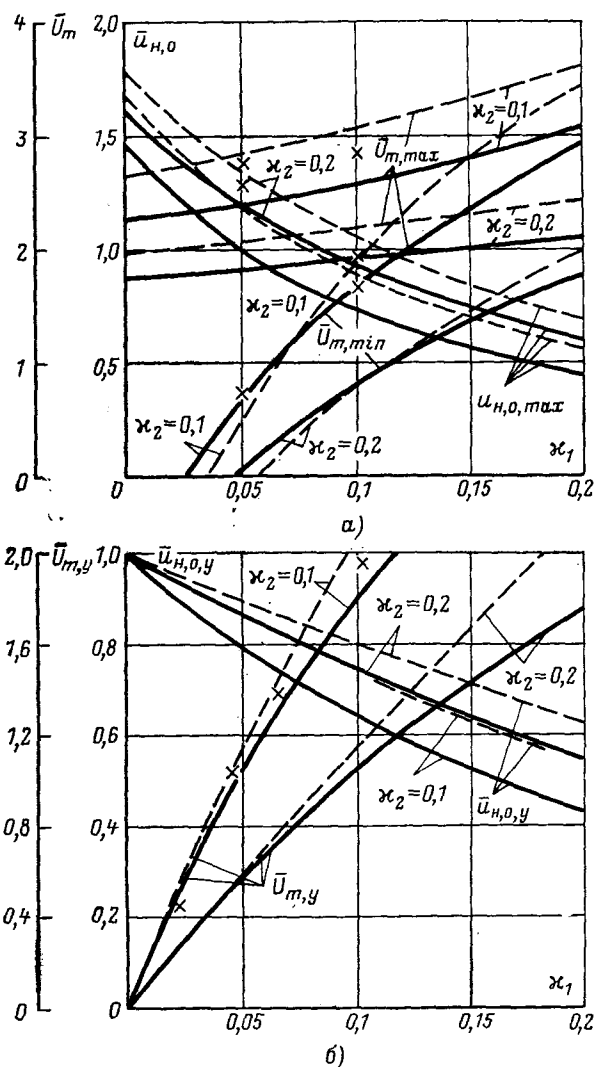


Рис. 2. Расчетные зависимости для определения экстремальных значений огибающих дискретных переменных при пуске преобразователя (а) и установившихся значений этих переменных (б) ($T_{\text{п}}=5$; $U_{\text{б}}=E$).

× — экспериментальные точки для $Q=8$, $\kappa_2=0,1$, $T_{\text{п}}=4,47$; — — — $Q=5$; — — — — $Q=10$.

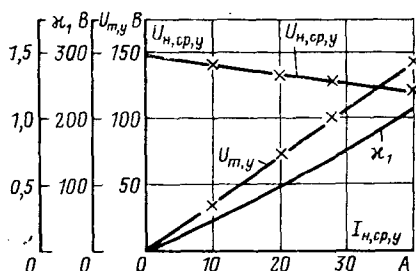


Рис. 3. Статистические характеристики для экспериментального преобразователя при $E=150$ В, $Q=8$; $\kappa_2=0,1$; $f=5$ кГц.
— расчет; $\times$ — эксперимент; по оси κ_1 — значения $10\kappa_1$.

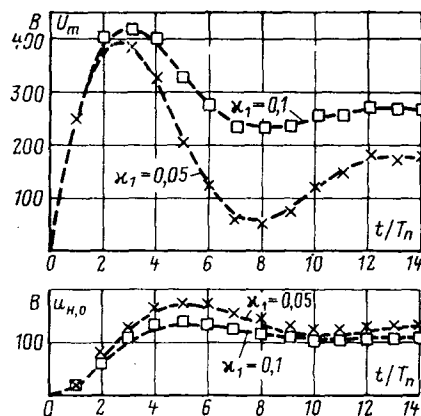


Рис. 5. Изменение амплитуды напряжения на конденсаторе U_m и напряжения на нагрузке в начале полупериода $u_{н,о}$ при пуске экспериментального преобразователя (— — — расчетные огибающие) при $E=150$ В; $Q=8$; $\kappa_2=0,1$; $f=5$ кГц.

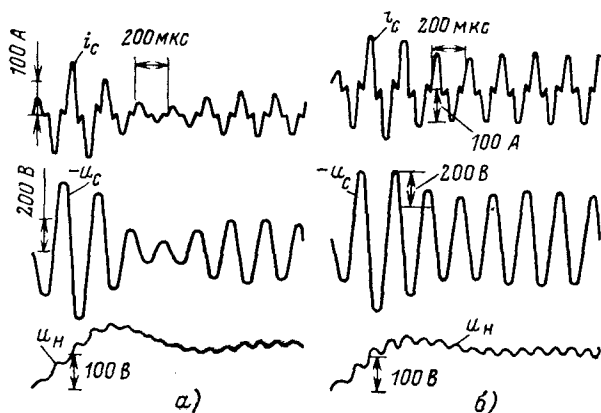


Рис. 4. Осциллограммы пуска преобразователя при $E=150$ В, $Q=8$; $\kappa_2=0,1$; $f=5$ кГц.
а — $\kappa_1=0,05$ ($R_n=6,24$ Ом); б — $\kappa_1=0,1$ ($R_n=3,13$ Ом).

из которого следует известное равенство [Л.2]:

$$U_{m,y} = \frac{I_{н,ср,у}}{4fC_{к1}}, \quad (38)$$

где $I_{н,ср,у} = \frac{U_{н,ср,у}}{R_n}$ — среднее значение тока нагрузки; $f = \frac{1}{2T_{п}}$ — рабочая частота инвертора.

Формулы (37) и (38) могут быть легко проверены экспериментально.

Экспериментальная проверка результатов анализа проводилась на установке с $k_{тр}=1$. В инверторе использовались тиристоры типа ТЧ100, зашунтированные RC -цепями. Выходной выпрямитель собран на диодах типа ВЧ160. Трансформатор изготовлен на двух кольцевых сердечниках с размерами $150 \times 100 \times 28$ мм, помещенных в общий контейнер; материал сердечника — лента толщиной 0,02 мм из пермаллоя 34НКМП; $\omega_1=\omega_2=21$, $\omega_3=7$. Коммутатор выполнен на транзисторах типа КТ908А и диодах КД212А. Суммарная индуктивность резонансного контура $L=70$ мкГ ($L_{п}=64$ мкГ, $L_{s1}+L'_{s2}=6$ мкГ). Значения емкостей: $C_{к1}=7,15$ мкФ, $C_{ф}=71,5$ мкФ (использовались конденсаторы типа К75-10). Добротность резонансного контура оказалась равной $Q \approx 8$.

Задаваясь значениями κ_1 и определяя по формулам (25) и (37) соответственно значения $U_{m,y}$ и $U_{н,ср,у}$, а затем и $I_{н,ср,у} = \frac{\kappa_1 C_{ф} U_{н,ср,у}}{\sqrt{LC_{к1}}}$, строим за-

висимости, представленные на рис. 3. Для учета падения напряжения на одновременно открытых тиристорах инвертора и диодах выпрямителя вместо входного напряжения E в расчетные формулы в дальнейшем подставляется величина $E-4U_{пор}$ (здесь $U_{пор}=1$ В — пороговое напряжение, соответствующее кусочно-линейной аппроксимации вольт-амперной характеристики тиристора или диода в открытом состоянии [Л. 7]).

На рис. 4 представлены осциллограммы пуска преобразователя, полученные с помощью запоминающего осциллографа С8-9А. Ко входным зажимам преобразователя была подключена батарея электролитических конденсаторов емкостью 6500 мкФ. Из осциллограмм видно, что длительность импульсов тока i_c в процессе пуска изменяется незначительно.

На рис. 5 представлены расчетные огибающие значений $U_m(n)$ и $u_{н,о}(n)$ при пуске экспериментального преобразователя, полученные по формулам (27) и (28), и экспериментальные точки, перенесенные с осциллограмм. Далее: приведены соответствующие условиям эксперимента расчетные параметры, входящие в формулы (27) и (28):

κ_1	h_1	h_2	h_3	h_4	a	b	A_1	A_2	$\omega_0 T_{п}$	$\beta T_{п}$
0,05	0,799	0,108	1,67	1,54	-1,34	0,668	2,83	0,353	0,613	0,202
0,1	0,640	0,117	1,67	1,44	-1,21	0,540	2,28	0,548	0,608	0,308

Длительность импульса тока при расчетах принята равной $t_{и}=\pi/\omega_0$.

По формулам (29) — (34) получаем для $\kappa_1=0,05$:

$U_{m\max}=394$ В, $t_1/T_{п}=2,6$; $U_{m\min}=60$ В; $t_2/T_{п}=7,74$;

$u_{н,о\max}=172$ В, $t_3/T_{п}=5,16$; для $\kappa_1=0,1$; $U_{m\max}=419$ В;

$t_1/T_{п}=2,92$; $U_{m\min}=233$ В, $t_2/T_{п}=8,08$;

$u_{н,о max}=132$ В, $t_3/T_n=5,22$. Из эксперимента (см. рис. 5) получаем величины, близкие к расчетным.

При ступенчатой форме входного напряжения мгновенное значение напряжения u_c не может превысить по модулю $U_{т max}$. Значение $u_{н,о max}$ оказывается меньше максимального напряжения на нагрузке $u_{н max}$ (см. рис. 4), поскольку значению $u_{н,о max}$ предшествует пауза, в течение которой напряжение u_n всегда убывает.

Вывод. В указанной области значений параметров переходные процессы в преобразователе описываются линейными разностными уравнениями, на основе которых получены изображения основных дискретных переменных при произвольном (но достаточно медленном) изменении входного напряжения. Определен переходный процесс при пуске, дано выражение частотной характеристики преобразователя. Сравнение результатов расчетов с экспериментальными данными показало, что

предложенный аналитический метод имеет погрешность 5—8%.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. McMurau W. The thyristor electronic transformer. A power converter using a high-frequency link. — IEEE Tans. Ind. and Gen. Appl., 1971, vol. 7, № 4, p. 451—457.
2. Белов Г. А. Анализ преобразователя постоянного напряжения с тиристорным резонансным инвертором. — В кн.: Применение полупроводниковых приборов в преобразовательной технике. Чебоксары, 1976.
3. А. с. 547941 (СССР). Преобразователь постоянного напряжения / Белов Г. А. Оpubл. в Б. И., 1977, № 7.
4. Кован Ю. И., Кофман Д. Б. Исследование работы регулируемого тиристорного зарядного инвертора с помощью разностных уравнений. — В кн.: Проблемы технической электродинамики. Киев: Наукова думка, 1973, вып. 41.
5. Иванов В. А., Чемоданов Б. К., Медведев В. С. Математические основы теории автоматического регулирования / Под ред. Б. К. Чемоданова. М.: Высшая школа, 1971.
6. Бесекерский В. А. Динамический синтез систем автоматического регулирования. М.: Наука, 1970.
7. Чебовский О. Г., Моисеев Л. Г., Сахаров Ю. В. Силовые полупроводниковые приборы: Справочник. М.: Энергия, 1975.

[6.5.1978]



УДК 621.311.18.014.38.001.24

Метод эквивалентирования и расчета короткого замыкания в системе асинхронных машин

Канд. техн. наук СИВОКОБЫЛЕНКО В. Ф., инж. ПАВЛЮКОВ В. А.

Донецкий политехнический институт

В настоящее время в связи с ростом единичных мощностей асинхронных и синхронных двигателей требуется учет их влияния на токи короткого замыкания (к. з.) в системах электроснабжения. Так, например, в системе собственных нужд (с. н.) блочных электростанций доля асинхронных двигателей в ударном токе при близких к. з. может достигать 30% и более, что в ряде случаев является определяющим при выборе типа выключателей и другого оборудования.

Существующие методики расчета токов подпитки места к. з. от группы асинхронных двигателей [Л. 1—3] основаны на упрощенном представлении всех двигателей в виде одного эквивалентного, параметры которого определяются по известным кратностям пусковых токов отдельных двигателей и приближенным значениям постоянных времени их роторов. При наличии в группе машин электродвигателей большой мощности, выполняемых, как правило, с глубоким или фигурным пазом ротора, указанные методики не учитывают сложный характер зависимости их параметров от вытеснения тока, что вносит погрешность в расчетные значения тока к. з. и скорости его затухания. Кроме того, при эквивалентировании недостаточно учитываются внешние сопротивления в цепи отдельных двигателей и в ветви к. з.

Решению указанных вопросов посвящена данная статья.

В [Л. 4] было показано, что ротор глубокопазной асинхронной машины можно представить в ви-

де многоконтурной схемы замещения (рис. 1), параметры контуров которой определяются по расчетным или экспериментальным частотным характеристикам $r_2(s)$ и $x_2(s)$. При этом аппроксимация частотных характеристик с погрешностью, не превышающей $\pm 5\%$, достигается, как правило, при выборе не более двух-трех эквивалентных контуров.

Для определения тока подпитки места к. з. от одного глубокопазного двигателя воспользуемся системой дифференциальных уравнений в осях d , q , которая применительно к его двухконтурной схеме замещения имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} U_d &= \frac{d\Psi_d}{dt} + \omega \Psi_q + r_1 I_d; \\ U_q &= \frac{d\Psi_q}{dt} - \omega \Psi_d + r_1 I_q; \\ 0 &= \frac{d\Psi_{d2}}{dt} + r_{21} I_{d2}; \\ 0 &= \frac{d\Psi_{q2}}{dt} + r_{21} I_{q2}; \\ 0 &= \frac{d\Psi_{d3}}{dt} + r_{22} I_{d3}; \\ 0 &= \frac{d\Psi_{q3}}{dt} + r_{22} I_{q3}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где U_d , U_q , Ψ_d , Ψ_q , I_d , I_q — напряжения, потоко-сцепления и токи обмотки статора по осям d и q ; I_{d2} , I_{q2} , I_{d3} , I_{q3} , Ψ_{d2} , Ψ_{q2} , Ψ_{d3} , Ψ_{q3} — токи и потоко-

сцепления соответственно первой и второй обмоток ротора по осям d и q ; r_1 , r_{21} , r_{22} — активные сопротивления соответственно статора, первого и второго контуров ротора.

Дополненную уравнениями для потокоцеплений систему дифференциальных уравнений (1) можно решить операторным методом, считая постоянной скорость вращения двигателя. Перейдя к фазным координатам, получим выражение для мгновенного значения тока подпитки места к. з. асинхронным двигателем в относительных единицах (за базисный ток принято эффективное значение номинального тока статора):

$$i_k = \sqrt{2} e^{-t/T_a} (\Delta B \sin \lambda - \Delta G \cos \lambda) + \sqrt{2} \left(\frac{1}{x'} - \frac{1}{x_s} \right) e^{-t/T'} \sin \theta' \cos \beta' \cos (\omega t + \lambda + \theta' - \beta') + \sqrt{2} \left(\frac{1}{x''} - \frac{1}{x_s} \right) e^{-t/T''} \sin \theta'' \cos \beta'' \times \\ \times \cos (\omega t + \lambda + \theta'' - \beta''), \quad (2)$$

где

$$x_s = x_{\sigma 1} + x_{\mu}, \quad x'' = x_{\sigma 1} + \frac{x_{\mu} x_{21}}{x_{\mu 1} + x_{21}}$$

и

$$x' = x_{\sigma 1} + \frac{x_{\mu} x_{21} x_{22}}{x_{\mu} x_{21} + x_{\mu} x_{22} + x_{21} x_{22}}$$

— соответственно синхронное, переходное и сверхпереходное сопротивления двигателя (рис. 1); λ — фаза напряжения в момент возникновения к. з.; ΔG , ΔB — разности между соответствующими входными активными и реактивными проводимостями двигателя при скольжениях $s = \infty$ и $s = 1 - \frac{\omega}{\omega_0}$,

последнее из которых соответствует нагрузочному режиму, предшествующему к. з.;

$$\left. \begin{aligned} \Delta G &= \omega \left[\left(\frac{1}{x'} - \frac{1}{x_s} \right) \frac{T'}{1 + (\omega T')^2} + \left(\frac{1}{x''} - \frac{1}{x'} \right) \frac{T''}{1 + (\omega T'')^2} \right]; \\ \Delta B &= \frac{1}{x''} - \left(\frac{1}{x'} - \frac{1}{x_s} \right) \frac{1}{1 + (\omega T')^2} - \left(\frac{1}{x''} - \frac{1}{x'} \right) \frac{1}{1 + (\omega T'')^2}; \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

ω_0 и ω — синхронная и соответствующая нагрузочному режиму, предшествующему к. з., угловые скорости вращения.

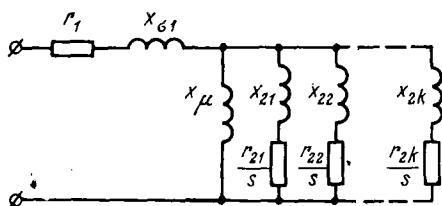


Рис. 1. Многоконтурная схема замещения глубокопозного асинхронного двигателя.

Как видно из зависимости (2), ток подпитки места к. з. глубокопозным асинхронным двигателем состоит из трех составляющих: аperiodической, переходной и сверхпереходной, затухающих с постоянными времени:

$$T_{a1} = \frac{x''}{\omega_0 r_{11}}; \quad T' = \left(x_{21} + \frac{x_{\sigma 1} x_{\mu}}{x_{\sigma 1} + x_{\mu}} \right) (\omega_0 r_{21})^{-1}; \\ T'' = \left(x_{22} + \frac{x_{\sigma 1} x_{21} x_{22}}{x_{\sigma 1} x_{21} + x_{\sigma 1} x_{22} + x_{21} x_{22}} \right) (\omega_0 r_{22})^{-1}.$$

От этих постоянных времени зависят также начальные значения аргументов периодических составляющих выражения (2): $\beta' = \arctg (\omega_0 - \omega) T'$; $\beta'' = \arctg (\omega_0 - \omega) T''$; $\theta' = \arctg \omega T'$; $\theta'' = \arctg \omega T''$.

При определении тока подпитки от асинхронных двигателей без вытеснения тока в роторе ($x' = x''$) выражения (2) и (3) принимают вид:

$$i_k = \sqrt{2} e^{-t/T_a} (\Delta B \sin \lambda - \Delta G \cos \lambda) + \sqrt{2} \left(\frac{1}{x'} - \frac{1}{x_s} \right) e^{-t/T'} \sin \theta' \cos \beta' \cos (\omega t + \lambda + \theta' - \beta'); \\ \Delta G = \left(\frac{1}{x'} - \frac{1}{x_s} \right) \frac{\omega T'}{1 + (\omega T')^2}; \quad (4) \\ \Delta B = \frac{1}{x'} - \left(\frac{1}{x'} - \frac{1}{x_s} \right) \frac{1}{1 + (\omega T')^2}.$$

При наличии группы из n двигателей общий ток подпитки можно найти как сумму токов отдельных двигателей:

$$i_k^{\Sigma}(t) = \sum_{i=1}^n i_{ki}(t). \quad (5)$$

Однако использование выражения (5) требует большого количества расчетов и затрудняет общий анализ режима к. з. при различном составе двигателей. Актуальным является вопрос расчета токов к. з. с помощью эквивалентного двигателя, имеющего такие же переходные характеристики, как и группа двигателей.

Параметры эквивалентного двигателя можно найти по известным номинальным данным и параметрам схем замещения отдельных двигателей:

номинальный ток эквивалентного двигателя

$$I_{H, \text{эвк}} = \sqrt{\left(\sum_{i=1}^n I_{Hi} \cos \varphi_{Hi} \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^n I_{Hi} \sin \varphi_{Hi} \right)^2};$$

его номинальный коэффициент мощности

$$\cos \varphi_{H, \text{эвк}} = \frac{\sum_{i=1}^n I_{Hi} \cos \varphi_{Hi}}{I_{H, \text{эвк}}}.$$

Активное и индуктивное сопротивления статора эквивалентного двигателя найдем соответственно из условия равенства в номинальном режиме по-

теперь активных и реактивных мощностей в обмотках статоров:

$$r_{1\text{экв}} = \frac{\sum_{i=1}^n I_{\mu i}^2 r_{1i}}{I_{\mu, \text{экв}}^2}; \quad x_{\sigma 1\text{экв}} = \frac{\sum_{i=1}^n I_{\mu i}^2 x_{\sigma 1i}}{I_{\mu, \text{экв}}^2}.$$

Сопротивление цепи намагничивания эквивалентного двигателя можно найти из условия равенства реактивных мощностей, создающих главный магнитный поток в режиме холостого хода:

$$x_{\mu 5\text{экв}} = \frac{\sum_{i=1}^n x_{\mu i} I_{\mu i}^2}{\left(\sum_{i=1}^n I_{\mu i} \right)^2},$$

где $I_{\mu i} = \frac{U_n}{\sqrt{3} (x_{\sigma 1i} + x_{\mu i})}$ — ток намагничивания i -го двигателя.

Механическую постоянную времени эквивалентного двигателя $T_{j\text{экв}}$ можно определить, зная механические постоянные времени отдельных двигателей и механизмов T_{ji} :

$$T_{j\text{экв}} = \frac{\sum_{i=1}^n T_{ji} P_{ni}}{\sum_{i=1}^n P_{ni}}.$$

Для определения входных частотных характеристик проводимостей группы из n машин найдем сначала проводимости каждого i -го двигателя для одинаковых дискретных значений скольжений в области от 0 до ∞ :

$$g_i(s) = \frac{r_1 + r_{2\mu}}{(r_1 + r_{2\mu})^2 + (x_{\sigma 1} + x_{2\mu})^2}; \quad (6)$$

$$b_i(s) = \frac{x_{\sigma 1} + x_{2\mu}}{(r_1 + r_{2\mu})^2 + (x_{\sigma 1} + x_{2\mu})^2}, \quad (7)$$

где

$$r_{2\mu} = \frac{g_2}{g_2^2 + (b_2 + 1/x_{\mu})^2};$$

$$x_{2\mu} = \frac{b_2 + 1/x_{\mu}}{g_2^2 + (b_2 + 1/x_{\mu})^2};$$

$$g_2 = \sum_{j=1}^k \frac{r_{2j}/s}{(r_{2j}/s)^2 + x_{2j}^2};$$

$$b_2 = \sum_{j=1}^k \frac{x_{2j}}{(r_{2j}/s)^2 + x_{2j}^2};$$

k — число контуров ротора в схеме замещения двигателя (рис. 1). Сложив полученные проводимости для одинаковых значений скольжений s , получим:

$$g_{\text{экв}}(s) = \sum_{i=1}^n g_i(s); \quad b_{\text{экв}}(s) = \sum_{i=1}^n b_i(s); \quad (8)$$

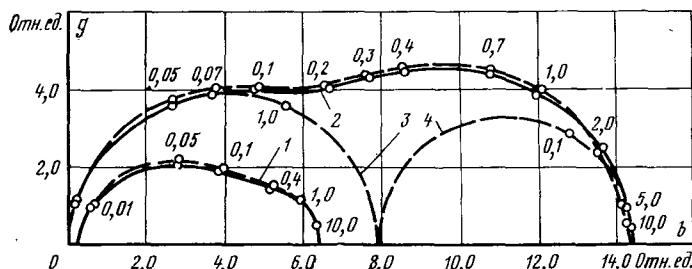


Рис. 2. Входные (кривая 1) и роторные (общая — кривая 2, первого контура — кривая 4, второго контура — кривая 3) частотные характеристики проводимостей эквивалентного двигателя 6 кВ собственных нужд блока 200 МВт. — исходные кривые; — — — расчетные кривые.

$$r_{\text{экв}}(s) = \frac{g_{\text{экв}}}{g_{\text{экв}}^2 + b_{\text{экв}}^2}; \quad x_{\text{экв}}(s) = \frac{b_{\text{экв}}}{g_{\text{экв}}^2 + b_{\text{экв}}^2}. \quad (9)$$

Используя (9) и учитывая полученные ранее параметры статора и цепи намагничивания эквивалентного двигателя, найдем зависимости его сопротивлений роторной цепи от скольжения:

$$r_{2\text{экв}}(s) = \frac{x_{\mu\text{экв}}^2 (r_{\text{экв}} - r_{1\text{экв}}) s}{(r_{\text{экв}} - r_{1\text{экв}})^2 + (x_{\text{экв}} - x_{\sigma 1\text{экв}} - x_{\mu\text{экв}})^2}; \quad (10)$$

$$x_{2\text{экв}}(s) = \frac{x_{\mu\text{экв}} [(x_{\text{экв}} - x_{\sigma 1\text{экв}} - x_{\mu\text{экв}})(x_{\sigma 1\text{экв}} - x_{\text{экв}}) - (r_{1\text{экв}} - r_{\text{экв}})^2]}{(r_{\text{экв}} - r_{1\text{экв}})^2 + (x_{\text{экв}} - x_{\sigma 1\text{экв}} - x_{\mu\text{экв}})^2}. \quad (11)$$

В соответствии с методикой [Л. 4] по частотным характеристикам (10) и (11) определяем параметры r_{2i} , x_{2i} многоконтурного ротора. Найденные по такому методу параметры схемы замещения эквивалентного двигателя могут быть использованы для расчета и анализа переходных и установившихся режимов группы асинхронных машин.

Изложенный метод был применен для расчета и анализа токов к. з. в системе электроснабжения с. н. электростанций. Выполнено эквивалентирование асинхронных двигателей 6 кВ с. н. блочных агрегатов 150, 200, 300 и 800 МВт.

В качестве примера на рис. 2 приведены найденные по (8) входные (кривая 1), а затем по (10) и (11) роторные (кривая 2) частотные характеристики проводимостей для группы двигателей 6 кВ собственных нужд блока 200 МВт и их эквивалентного двигателя, представленного двухконтурной схемой замещения. Параметры схем замещения отдельных двигателей приведены в табл. 1 и были предварительно рассчитаны по методике [Л. 4].

Аналогичные расчеты были проведены для с. н. блоков 150, 300 и 800 МВт. В табл. 2 даны параметры двухконтурных схем замещения эквивалентных двигателей собственных нужд указанных блоков, а на рис. 3 соответствующие им входные частотные характеристики проводимостей. Для удобства сравнения параметры эквивалентных двигателей в табл. 2 и на рис. 3 приведены в относительных единицах при базисном токе, равном сумме

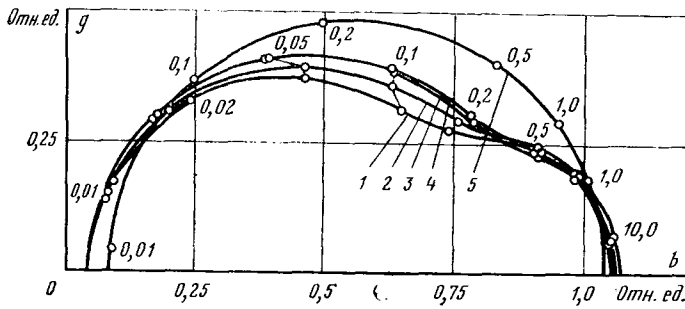


Рис. 3. Входные частотные характеристики проводимостей эквивалентных двигателей собственных нужд.

1 — для блоков 150 и 200 МВт; 2 — для блока 800 МВт; 3 — для типового глубоководного двигателя; 4 — для блока 300 МВт; 5 — для типового двигателя без вытеснения токов в роторе.

пусковых токов двигателей при $s=1$ и соответствующем ему сопротивлении

$$z_{\text{баз}}^{\text{экв}} = \frac{U_n}{\sqrt{3} \sum_{i=1}^n I_{\text{пуск } i}} \quad (12)$$

Из рис. 3 следует, что характеристики эквивалентных двигателей различных блоков отличаются между собой незначительно, что позволяет предложить для них общую типовую характеристику (кривая 3, рис. 3) эквивалентного глубоководного двигателя, параметры которого в базисных пусковых единицах приведены в табл. 2. Типовой эквивалентный двигатель может быть использован для расчета токов к. з. как в системах электроснабжения с. н. электростанций, так и промышленных предприятий при наличии глубоководных асинхронных машин.

Выражение (2) для мгновенных значений токов к. з., найденных с учетом (12), для типового глубоководного двигателя при $U=U_n$ и усредненных начальных значениях скорости вращения $\omega=0,99\omega_0$ и тока статора $\sqrt{2} \cdot 0,15 \sum_{i=1}^n I_{\text{пуск } i}$ принимает вид:

$$\begin{aligned} i_k = & -1,386e^{-t/0,05} \cos(\lambda + 1,4) + \\ & + 1,01e^{-t/0,058} \cos(310,9t + \lambda + 1,335) + \\ & + 0,319e^{-t/0,0046} \cos(310,9t + \lambda + 0,9825) \text{ отн. ед.} \end{aligned} \quad (13)$$

В абсолютных единицах значение тока подпитки места к. з. группой двигателей может быть получено путем умножения выражения (13) на сумму пусковых токов рассматриваемой группы двигателей.

Применительно к двигателям без вытеснения тока в роторе, имеющим одноконтурную схему замещения последнего, выражение (2) принимает вид:

$$\begin{aligned} i_k = & -1,45e^{-t/0,015} \cos(\lambda + 1,4) + \\ & + 1,35e^{-t/0,015} \cos(310,9t + \lambda + 1,3) \text{ отн. ед.} \end{aligned} \quad (14)$$

Здесь приняты параметры типового эквивалентного двигателя:

$$\cos \varphi = 0,85; \quad \eta = 0,9; \quad b_m = 2,4; \quad K_t = 4,5; \quad m_n = 1,0; \quad r_1 = 0,025; \quad x_{\sigma 1} = 0,11; \quad x_{\mu} = 2,5; \quad r_{21} = 0,045; \quad x_{21} = 0,11.$$

Скольжение и ток статора в предшествующем режиме соответственно равны 0,01 и $0,55I_n$.

Характер изменения тока к. з. для группы двигателей с. н. блока 200 МВт (табл. 1) при наибольшем значении апериодической слагаемой тока ($\lambda = 1,74$ рад), определенный по (13), а также по (2) и (5), показан на рис. 4.

Выше были получены характеристики эквивалентных двигателей группы асинхронных машин без учета внешних сопротивлений ($r_{\text{вн } i}, x_{\text{вн } i}$) по отношению к двигателю (кабели, реакторы, трансформаторы и др.). В случае наличия этих сопротивлений непосредственно воспользоваться приведенными параметрами типовых эквивалентных двигателей нельзя. Указанные сопротивления нужно отнести к статорной цепи схемы замещения каждого двигателя, а затем произвести эквивалентирование, что существенно усложняет расчет.

Проблема может быть решена, если найти эквивалентные значения внешних сопротивлений $r_{\text{вн}}^{\text{экв}}, x_{\text{вн}}^{\text{экв}}$, а затем учесть их в статорной цепи типового эквивалентного двигателя. Последние могут быть найдены из расчета суммарного сопротивления общей схемы замещения, в которой необходимо принять равными нулю сначала все индуктивные, а затем активные сопротивления [Л. 5]:

$$r_{\text{вн}}^{\text{экв}} = \frac{1}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{r_{1i} + r_{\text{вн } i}}} - r_{1\text{кв}}; \quad (15)$$

$$x_{\text{вн}}^{\text{экв}} = \frac{1}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{Z_{\text{вн } i}/K_i + x_{\text{вн } i}}} - z_{\text{баз}}^{\text{экв}}. \quad (16)$$

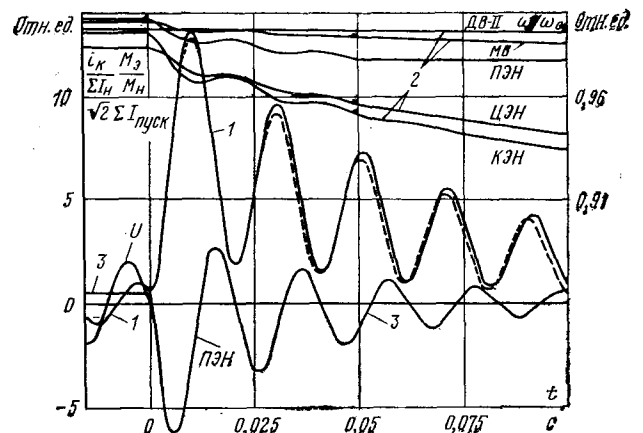


Рис. 4. Изменения во времени суммарного тока (1), скорости вращения (2) и электромагнитного момента (3) двигателей при к. з. на шинах 6 кВ.

— расчет по полному дифференциальным уравнениям с учетом изменения скорости вращения; — — — расчет по параметрам эквивалентного двигателя по выражениям (2) и (13).

Расчеты тока подпитки к. з. при наличии внешнего сопротивления в статорной цепи каждого двигателя, выполненные по индивидуальным характеристикам двигателей и по типовому эквивалентному двигателю с учетом (15) и (16), хорошо совпадают, что видно из рис. 5, где дано сравнение различных методов для значений внешних сопротивлений, приведенных в табл. 1.

С целью подтверждения достоверности разработанной методики были произведены расчеты на ЦВМ токов подпитки к. з. группой двигателей по полным дифференциальным уравнениям каждого из них, т. е. по системе (1), дополненной уравнением движения ротора

$$M_s - M_c = -T_i \frac{ds}{dt},$$

где M_c — момент сопротивления механизма; M_s — электромагнитный вращающий момент двигателя.

Расчеты производились при различных характеристиках изменения момента сопротивления и коэффициента загрузки механизмов. Интегрирование выполнялось методом Рунге — Кутты с шагом 0,001 с. На рис. 4 произведено сравнение результатов расчета токов при к. з. на шинах 6 кВ по аналитическим выражениям (13) и по полным дифференциальным уравнениям для группы двигателей (табл. 1). Как видно из рис. 4, кривые тока практически совпали. Наибольшее отклонение токов к. з. 5% имеет место при $t=0,0516$ с, расхождение в ударном токе не превышает 3%. Снижение ско-

рости вращения за время к. з. 0,1 с у двигателя с наименьшей механической постоянной времени (например, у конденсатного электронасоса (КЭН)) составило от 0,99 до 0,946 ω_n (рис. 4).

Исследование влияния механических постоянных времени двигателей на характер изменения токов при к. з. производилось путем решения полных дифференциальных уравнений. Задавая кратности указанных постоянных времени в пределах 0,1 до 10 их фактических значений, приведенных в табл. 1, было установлено, что суммарный ток к. з. двигателей практически не изменяется, а только несколько изменяется его частота. Таким образом, так как значения механических постоянных времени значительно превосходят постоянные времени контуров

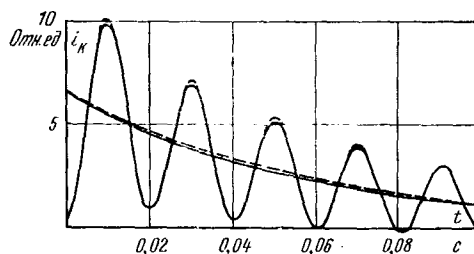


Рис. 5. Ток подпитки места к. з. двигателями 6 кВ при наличии внешних сопротивлений $\lambda=1,74$ рад).

—— расчет по (2) с учетом $r_{вн i}$ и $x_{вн i}$ для каждого двигателя; — — — расчет по (13) с учетом эквивалентных внешних сопротивлений.

Таблица 1

Обозначение двигателя	P_n , кВт	z_n , Ом	Форма паза ротора	T_j , с	Параметры схемы замещения, отн. ед.								Внешние сопротивления, Ом	
					r_1	x_{σ_1}	x_{μ}	r_{21}	x_{21}	r_{22}	x_{22}	$r_{вн}$	$x_{вн}$	
ПЭН	3800	8,07	бутылочная	4,54	0,0052	0,0782	2,78	0,0072	0,1369	0,0615	0,0967	0,01	0,19	
ЦЭН	1700	16,13	двухклеточная	2,85	0,0093	0,0524	2,34	0,0211	0,2149	0,2570	0,3510	0,30	1,69	
Д	1500	17,00	бутылочная	10,77	0,0102	0,1164	1,98	0,0061	0,1425	0,0611	0,1070	0,17	1,98	
МВ	800	38,53	бутылочная	8,10	0,0098	0,1196	4,69	0,0119	0,1330	0,0797	0,0868	0,19	2,30	
ДВ	630	45,33	бутылочная	52,47	0,0093	0,1110	3,02	0,0092	0,1329	0,1013	0,1620	0,42	5,05	
КЭН	250	118,0	глубокопазная	1,83	0,0093	0,1159	4,02	0,0152	0,0873	0,1160	0,0745	0,33	4,10	
ВГД	240	108,4	бутылочная	11,75	0,0092	0,1594	2,87	0,0197	0,1305	0,0887	0,0461	0,30	5,18	
Эквивалентный двигатель секции	8920	3,22		9,09	0,0080	0,0888	2,61	0,0094	0,1565	0,0785	0,1259	0,01	0,18	

Таблица 2

Мощность блока, МВт	Номинальный ток двигателя, кА	Базисное сопротивление, Ом	Эквивалентная кратность пускового тока	Параметры эквивалентной схемы замещения, отн. ед.							Постоянные времени, с		
				r_1	$x_{\sigma 1}$	x_{μ}	r_{21}	x_{21}	r_{22}	x_{22}	T_a	T'	T''
150	0,90	3,84	6,01	0,0480	0,602	17,6	0,0582	0,873	0,424	0,596	0,063	0,080	0,0071
200	1,08	3,22	6,08	0,0487	0,539	15,9	0,0574	0,951	0,477	0,765	0,062	0,082	0,0074
300	1,51	2,29	5,56	0,0611	0,606	17,9	0,0723	0,661	0,589	0,734	0,049	0,055	0,0056
800	2,33	1,49	5,46	0,0611	0,546	17,2	0,0672	0,820	0,564	0,823	0,049	0,064	0,0065
Д1	ΣI_H	$\frac{U}{\sqrt{3} \Sigma I_{\text{пуск}}}$	$\frac{\Sigma I_{\text{пуск}}}{\Sigma I_H}$	0,0600	0,600	18,0	0,0700	0,700	0,600	0,700	0,050	0,058	0,0054
Д2	ΣI_H	$\frac{U}{\sqrt{3} \Sigma I_{\text{пуск}}}$	$\frac{\Sigma I_{\text{пуск}}}{\Sigma I_H}$	0,1106	0,487	11,1	0,2000	0,487	—	—	0,015	0,015	—

Примечание. Д1 — типовой глубокопазный двигатель; Д2 — типовой двигатель без вытеснения тока в роторе.

схемы замещения, первые оказывают незначительное влияние на электромагнитный переходный процесс, допустимость неучета изменения скоростей вращения в расчетах токов к. з. вполне оправдана. Многократные расчеты к. з., выполненные для других начальных условий и других групп двигателей также подтверждают целесообразность и допустимость использования выражений (2), (4), (13), (15) и (16) при выполнении инженерных расчетов в проектной и эксплуатационной практике.

Приведенная методика эквивалентирования и расчета токов подпитки места к. з. реализована в виде ФОРТРАН-программы применительно к машинам третьего поколения. Программа позволяет производить расчеты по полным дифференциальным уравнениям, по выражениям (2) и (4) для каждого двигателя с последующим суммированием их токов и по выражению (13) для типового экви-

валентного двигателя. Кроме того, может быть учтено внешнее сопротивление по любому из описанных вариантов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Влияние асинхронных двигателей на токи короткого замыкания в системе собственных нужд / Ливанов О. В., Линддорф Л. С., Околович М. Н. и др. — Электрические станции, 1965, № 11, с. 48—54.
2. Околович М. Н., Полевая И. В. Учет влияния асинхронных двигателей при расчете токов короткого замыкания в системе собственных нужд электростанций. — Электрические станции, 1963, № 4, с. 54—60.
3. Решение № Э-10/67. О влиянии электродвигателей на токи короткого замыкания в системе собственных нужд мощных тепловых электростанций. М.: БТИ ОРГРЭС, 1967.
4. Сивокобыленко В. Ф., Совпель В. Б., Павлюков В. А. Метод определения эквивалентных параметров машин переменного тока. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1975, № 2, с. 93—97.
5. Ульянов С. А. Электромагнитные переходные процессы в электрических системах. М.: Энергия, 1970.

[6.3.1978]

УДК 621.314.214.3.018.782.3.001.24

Исследование деформации гибкого ротора волнового электродвигателя в переходном режиме

Канд. техн. наук ВАРЛЕЙ В. В.

Москва

В качестве физической модели ротора волнового двигателя (ВД) принимается тонкостенное кольцо, обладающее определенной жесткостью и массой и подверженное воздействию электромагнитных и механических сил [Л. 1]. Исследование деформации гибкого ротора волнового двигателя (ВД) проводилось для установившегося режима работы машины [Л. 1 и 2]. Использование результатов исследования квазистатического процесса деформации ротора для анализа динамических режимов работы электродвигателей рассматриваемого типа не является обоснованным и, более того, обуславливает получение выражений, которые зачастую противоречат физическому смыслу.

Практический интерес представляет рассмотрение неустановившихся процессов деформации кругового тонкого стержня малой кривизны и постоянного сечения (тонкостенного кольца) под действием соответствующей волны электромагнитных сил, конфигурация и скорость перемещения которой определяются типом магнитной системы двигателя. Таким образом, при исследовании принимается, что магнитное поле, обуславливающее перемещающуюся в тангенциальном направлении с постоянной скоростью волну электромагнитных сил, не меняет своей интенсивности. Такая постановка задачи, очевидно, не является корректной с точки зрения исследования динамики работы электродвигателей рассматриваемого типа с изменяющимся магнитным полем в рабочем зазоре во время переходного процесса. Однако проводимое исследование в предлагаемой постановке имеет не только самостоятельное значение как задача исследования неустановившихся процессов деформации кругового тонкостенного кольца под действием соответствующей

перемещающейся волны электромагнитных сил, но и может быть использовано для анализа динамических режимов ВД.

С учетом [Л. 3] уравнение деформации кругового тонкого стержня, представляющего модель гибкого ротора ВД и воспринимающего наряду с электромагнитными силами воздействие не только инерционных и демпфирующих сил [Л. 1], но и сил реакции нагрузки, определяемых моментом на валу, можно представить в виде

$$\frac{\partial^5 \varepsilon}{\partial \alpha^5} + 2 \frac{\partial^3 \varepsilon}{\partial \alpha^3} + \frac{\partial \varepsilon}{\partial \alpha} + \frac{\partial}{\partial \alpha} \left(m \frac{\partial^2 \varepsilon}{\partial t^2} + c_0 \frac{\partial \varepsilon}{\partial t} \right) = p_1 \left[\frac{\partial}{\partial \alpha} (f_m - f_N) - f_\tau \right], \quad (1)$$

где ε — относительное значение радиальной деформации гибкого ротора ВД; α — текущая угловая координата; t — время; m — приведенная масса элементов гибкого ротора; c_0 — приведенное значение коэффициента, характеризующего вязкое трение, проявляющееся при деформации ротора ВД; f_N , f_τ — функции, определяющие характер распределения нормальной и тангенциальной сил реакции нагрузки на гибкий элемент волновой передачи; p_1 — относительное значение амплитуды электромагнитной силы, обуславливающей деформацию гибкого ротора; f_m — функция, определяющая характер распределения волны электромагнитной силы, обуславливающей деформацию гибкого ротора. Решение (1) будем искать в виде

$$\varepsilon = \sum_{n=1,2,3,\dots} \varepsilon_{xn} \cos n 2\alpha + \varepsilon_{yn} \sin n 2\alpha, \quad (2)$$

где ε_{xn} — амплитуда n -й гармоники деформации гибкого ротора по оси x , совпадающей с осью на-

чала отсчета центрального угла α ; ε_{yn} — амплитуда n -й гармоники деформации гибкого ротора по оси y , сдвинутой относительно оси x на $\pi/2$ рад в сторону положительного отсчета центрального угла α .

В отличие от квазистатического процесса в рассматриваемом случае амплитуды деформации являются функциями времени. С учетом последнего левую часть уравнения (1) можно представить в виде

$$-\sum_{n=1,2,3,\dots} \left(c_1 \frac{\partial^2 \varepsilon_{xn}}{\partial t^2} + c_2 \frac{\partial \varepsilon_{xn}}{\partial t} + c_3 \varepsilon_{xn} \right) \sin n2\alpha + \sum_{n=1,2,3,\dots} \left(c_1 \frac{\partial^2 \varepsilon_{yn}}{\partial t^2} + c_2 \frac{\partial \varepsilon_{yn}}{\partial t} + c_3 \varepsilon_{yn} \right) \cos n2\alpha, \quad (3)$$

где

$$c_1 = 2nm; \quad c_2 = 2nc; \quad c_3 = (2n)^5 + 2(2n)^3 + 2n.$$

В правой части уравнения (1) присутствуют функции, вид которых определяется типом рассматриваемого электродвигателя f_m , а также принятой кривой, соответствующей силам реакции нагрузки f_N . Заметим, что действие сил реакции нагрузки проявляется лишь тогда, когда амплитуда деформации достигает значения, при котором имеет место зацепление в волновой передаче. Рассмотрим процессы деформации модели гибкого ротора ВД различных типов, причем на первом этапе анализа будем считать, что силы реакции нагрузки отсутствуют.

Синхронно-реактивный ВД. Для электродвигателя этого типа принимаем, что функция, характеризующая распределение волны электромагнитной силы, действующей на гибкий ротор, будет иметь вид:

$$f_m = \cos^2(\alpha - \Omega_1 t - \varphi), \quad (4)$$

где Ω_1 — круговая частота тока обмотки якоря; φ — начальная фаза волны магнитного поля якоря относительно оси начала отсчета центрального угла α .

Для отыскания решения уравнения (1) получим с учетом (3) и (4) при $n=1$ систему вида:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2 \varepsilon_x}{\partial t^2} + 2\lambda \frac{\partial \varepsilon_x}{\partial t} + v^2 \varepsilon_x &= q \cos(2\Omega_1 t + 2\varphi); \\ \frac{\partial^2 \varepsilon_y}{\partial t^2} + 2\lambda \frac{\partial \varepsilon_y}{\partial t} + v^2 \varepsilon_y &= q \sin(2\Omega_1 t + 2\varphi), \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где

$$2\lambda = \frac{c_0}{m} [c^{-1}]; \quad v^2 = \frac{9}{m} [c^{-2}]; \\ q = \frac{p_1}{2m} [c^{-2}].$$

В приведенных выражениях, которые представляют собой уравнения вынужденных колебаний по осям x и y , индекс $n=1$ опущен, параметр v определяет частоту собственных (независимых) колебаний, а числитель выражения v^2 в относительных единицах — жесткость для основной волны деформации модели гибкого ротора ВД.

Соответственно при $n=2, 3, 4, \dots$ аналогично можно получить для высших гармоник деформации

уравнения свободных колебаний, правые части уравнений периодических деформаций по осям x и y будут равны нулю. Высшие гармоники кривой деформации существенно малы в сравнении с основной волной и практически могут не учитываться при инженерном анализе рассматриваемой задачи.

Решения уравнений системы (5) с учетом [Л. 4 и 5] имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon_x &= e^{-\lambda t_1} (A_1 \sin v_1 t_1 + B_1 \cos v_1 t_1) - E \sin(2\Omega_1 t_1 - 2\beta_0); \\ \varepsilon_y &= e^{-\lambda t_2} (A_2 \sin v_1 t_2 + B_2 \cos v_1 t_2) + E \cos(2\Omega_1 t_2 - 2\beta_0), \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где $t_1 = t + \frac{\varphi - 45^\circ}{\Omega_1}$; $t_2 = t + \frac{\varphi}{\Omega_1}$;

$$\operatorname{tg} 2\beta_0 = \frac{4\lambda\Omega_1}{v^2 - 4\Omega_1^2}; \quad E = q[(v^2 - 4\Omega_1^2)^2 + 16\lambda^2\Omega_1^2]^{-0.5};$$

$v_1 = (v^2 - \lambda^2)^{0.5}$ — частота собственных колебаний модели гибкого ротора при затухании.

Коэффициенты A_1, A_2, B_1, B_2 — произвольные постоянные, определяемые из начальных условий, для чего полагаем, что в момент времени $t=0$ по каждой из осей деформации

$$\varepsilon_x = \varepsilon_{x0}; \quad \varepsilon_y = \varepsilon_{y0}; \quad \frac{d\varepsilon_x}{dt} = V_x; \quad \frac{d\varepsilon_y}{dt} = V_y. \quad (7)$$

Выполнив необходимые преобразования с учетом (6) и (7), получим

$$\varepsilon_x = E [\cos(2\Omega_1 t + 2\varphi - 2\beta_0) - e^{-\lambda t} (a^2 + b^2)^{0.5} \cos(v_1 t + \gamma'_0)], \quad (8)$$

где $a = \cos(2\varphi - 2\beta_0) - \varepsilon'_{x0}$; $b = k_1 \sin(2\varphi - 2\beta_0 - \gamma) - \varepsilon'_{y0}$;

$$\varepsilon'_{x0} = \frac{\varepsilon_{x1}}{E}; \quad \varepsilon'_{y0} = \frac{\varepsilon_{y0}\lambda + V_x}{v_1 E}; \quad \operatorname{tg} \gamma'_0 = \frac{b}{a};$$

$$\operatorname{tg} \gamma = \frac{\lambda}{2\Omega_1};$$

$$\varepsilon_y = E [\sin(2\Omega_1 t + 2\varphi - 2\beta_0) - e^{-\lambda t} (a^2 + b^2)^{0.5} \sin(v_1 t + \gamma''_0)], \quad (9)$$

где

$$a_1 = \sin(2\varphi - 2\beta_0) - \varepsilon'_{y0}; \quad b_1 = k_1 \cos(2\varphi - 2\beta_0 - \gamma) - \varepsilon'_{x0};$$

$$\varepsilon'_{y0} = \frac{\varepsilon_{y0}}{E}; \quad \varepsilon''_{y0} = \frac{\varepsilon_{y0}\lambda + V_y}{v_1 E}; \quad \operatorname{tg} \gamma''_0 = \frac{a_1}{b_1};$$

$$k_1 = v_1^{-1} (\lambda^2 + 4\Omega_1^2)^{0.5}.$$

Из (8) и (9) при $t=0$ после преобразований, как и следовало ожидать, получим (7). Если принять, что в начальный момент времени ($t=0$) имеет место волна деформации

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \cos(2\alpha - 2\Omega_0 t), \quad (10)$$

где ε_0 — амплитуда волны деформации в начальный момент времени; Ω_0 — частота вращения волны деформации в начальный момент времени, то

соответствующие значения перемещений и скоростей по осям x и y будут:

$$\begin{aligned} \varepsilon_{x0} &= \varepsilon_0; & \varepsilon_{y0} &= 0; \\ V_x &= 0; & V_y &= 2\Omega_0 \varepsilon_0. \end{aligned}$$

С учетом последнего и уравнений (2), (8) и (9) выражение результирующей основной волны ($n=1$) деформации модели гибкого ротора представим в виде суммы вынужденной и свободной составляющих. Выражение вынужденной волны деформации

$$\varepsilon_B = E \cos(2\alpha - 2\varphi + 2\beta_0 - 2\Omega_1 t). \quad (11)$$

Угол β_0 характеризует отставание волны деформации относительно волны электромагнитной силы (относительно волны м. д. с. якоря), обусловленное демпфированием (вязким трением), сопровождающим деформацию модели гибкого ротора ВД. Количественные соотношения, характеризующие значение угла β_0 , соответствуют известным положениям из теории колебания упругих систем, а именно: при отсутствии сил демпфирования ($\lambda=0$) колебания и вынуждающая сила совпадают «по фазе»; при увеличении частоты вынуждающей силы ($2\Omega_1$) угол $2\beta_0$ возрастает и в случае резонанса ($\nu=2\Omega_1$) становится равным $\pi/2$ рад. В дорезонансной зоне угол «отставания» тем больше, чем больше значение отношения $2\lambda/\nu$. Заметим, что угол β_0 для рассматриваемых машин является не чем иным, как рабочим углом, определяющим относительный сдвиг продольной оси d активной зоны машины (оси, совпадающей с амплитудой волны деформации) и м. д. с. обмотки якоря.

Выражение свободной волны деформации может быть представлено также в виде суммы:

$$\varepsilon_c = \varepsilon'_c + \varepsilon''_c, \quad (12)$$

где $\varepsilon'_c = -E_t \cos(2\alpha - 2\varphi + 2\beta_0 - \alpha_1)$ — свободная волна деформации модели гибкого ротора ВД при нулевых начальных условиях; $\varepsilon''_c = E_0 \cos(2\alpha - 2\varphi + 2\beta_0 - \alpha_2)$ — дополнительная составляющая свободной волны деформации модели ротора ВД, обусловленная ненулевыми начальными условиями, причем

$$\left. \begin{aligned} E_t &= E e^{-\lambda t} A_{1;0}; & E_0 &= \varepsilon_0 e^{-\lambda t} A_0; & \alpha_2 &= \\ &= \alpha_0 - 2\varphi + 2\beta_0; \\ A_{1;0} &= [(k_{1;0} \sin \nu_1 t)^2 + (\cos \nu_1 t)^2 + \\ &+ \lambda/\nu_1 \sin 2\nu_1 t]^{0,5}; \\ \operatorname{tg} \alpha_{1;0} &= \frac{2\Omega_{1;0} \sin \nu_1 t}{\nu_1 \cos \nu_1 t + \lambda \sin \nu_1 t}; \\ k_0 &= \nu_1^{-1} (\lambda^2 + 4\Omega_0^2)^{0,5}. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

(Заметим, что при нулевых начальных условиях $\varepsilon''_c=0$.)

Выражение результирующей основной волны деформации модели гибкого ротора ВД в произвольный момент времени с учетом предыдущего

$$\varepsilon = (E_1^2 + E_2^2)^{0,5} \cos(2\alpha - 2\varphi + 2\beta_0 - \theta_t), \quad (14)$$

где

$$\begin{aligned} E_1 &= E \cos 2\Omega_1 t - E_t \cos \alpha_1 + E_0 \cos \alpha_2; \\ E_2 &= E \sin 2\Omega_1 t - E_t \sin \alpha_1 + \\ &+ E_0 \sin \alpha_2; \quad \operatorname{tg} \theta_t = E_2/E_1. \end{aligned}$$

При $t=0$ с учетом того, что $A_1=A_0=1$; $\alpha_1=\alpha_0=0$; $\theta_t=2\beta_0-2\varphi$, получим: $\varepsilon=\varepsilon_0 \cos 2\alpha$, что соответствует принятому начальному условию. При $t=\infty$ с учетом того, что $E_t=E_0=0$; $\theta_t=2\Omega_1 t$, получим $\varepsilon=E \cos(2\alpha-2\varphi+2\beta_0-2\Omega_1 t)$, что соответствует установившемуся процессу деформации модели гибкого ротора ВД.

Из (14) определим выражение мгновенной частоты вращения волны деформации:

$$\Omega_t = 0,5 \frac{d\theta_t}{dt} = 0,5 \frac{E_1 E'_2 - E_2 E'_1}{E_1^2 + E_2^2}, \quad (15)$$

где

$$\begin{aligned} E_1^2 + E_2^2 &= E^2 + E_t^2 + E_0^2 - 2EE_t \cos(2\Omega_1 t - \alpha_1) + \\ &+ 2EE_0 \cos(2\Omega_1 t - \alpha_2) - 2E_t E_0 \cos(\alpha_1 - \alpha_2); \\ E_1 E'_2 - E_2 E'_1 &= 2\Omega_1 E^2 + \alpha'_1 E_t^2 + \alpha'_0 E_0^2 - EE_t(2\Omega_1 + \\ &+ \alpha'_1) \cos(2\Omega_1 t - \alpha_1) + EE_0(2\Omega_1 + \alpha'_2) \cos(2\Omega_1 t - \alpha_2) - \\ &- E_t E_0(\alpha'_1 + \alpha'_2) \cos(\alpha_1 - \alpha_2) + EE'_t \sin(2\Omega_1 t - \alpha_1) - \\ &- EE'_0 \sin(2\Omega_1 t - \alpha_2) + (E_t E'_0 - E'_t E_0) \sin(\alpha_1 - \alpha_2); \\ \alpha'_{1;0} &= \frac{2\Omega_{1;0} \nu_1^2}{(\nu_1 \cos \nu_1 t + \lambda \sin \nu_1 t)^2 + 4\Omega_{1;0}^2 \sin^2 \nu_1 t}; & \alpha'_{2;0} &= \alpha'_{0;0}; \\ E'_t &= E e^{-\lambda t} (-\lambda A_1 + A'_1); & E'_0 &= \varepsilon_0 e^{-\lambda t} (-\lambda A_0 + A'_0); \\ A'_{1;0} &= 0,5 \frac{(k_{1;0}^2 \nu_1 - \nu_1) \sin 2\nu_1 t + 2\lambda \cos 2\nu_1 t}{[(k_{1;0} \sin \nu_1 t)^2 + (\cos \nu_1 t)^2 + \lambda/\nu_1 \sin 2\nu_1 t]^{0,5}}. \end{aligned}$$

В начальный момент времени ($t=0$) с учетом приведенных выражений и преобразований получим:

$$\begin{aligned} E_1^2 + E_2^2 &= \varepsilon_0^2; & E_1 E'_2 - E_2 E'_1 &= \\ &= 2\Omega_0 \varepsilon_0^2; & \Omega_t &= \Omega_0. \end{aligned}$$

Соответственно при $t=\infty$

$$\begin{aligned} E_1^2 + E_2^2 &= E^2; & E_1 E'_2 - E_2 E'_1 &= 2\Omega_0 E^2; \\ \Omega_t &= \Omega_1, \text{ т. е. } \theta_t = 2\Omega_1 t. \end{aligned}$$

Таким образом, выражения (14) и (15), удовлетворяющие граничным условиям рассматриваемой задачи и, следовательно, являющиеся искомыми решениями, определяют соответственно относительную амплитуду и мгновенную частоту вращения основной волны деформации модели гибкого ротора ВД синхронно-реактивного типа.

Синхронный ВД. Для волнового электродвигателя синхронного типа принимаем, что функция, характеризующая распределение волны электромагнитной силы, действующей на гибкий ротор, будет иметь вид:

$$f_M = [\cos(2\alpha - \Omega_1 t - \varphi) + k_y]^2, \quad (16)$$

где k_y — относительное значение м. д. с. возбуждения, приходящееся на рабочий зазор активной зоны машины.

Волна электромагнитной силы обусловит в правой части уравнения (1) составляющие, которые соответственно будут функциями пространственного угла 2α и угла 4α , причем скорости пространственного перемещения (частоты вращения) указанных волн электромагнитной силы равны между собой.

Волна электромагнитной силы, определяемая двойным пространственным углом, соответствует взаимодействию полей якоря и возбуждения. В этой связи волну деформации модели гибкого ротора,

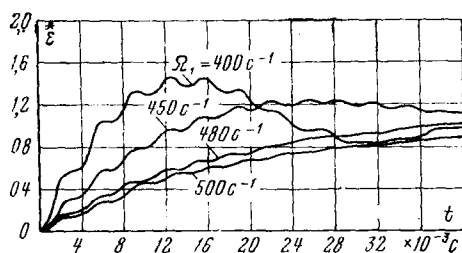


Рис. 1.

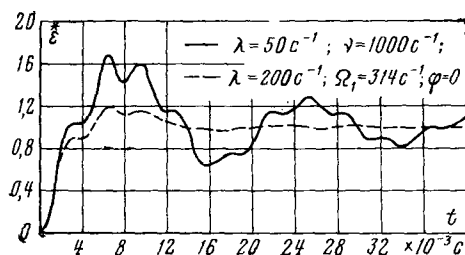


Рис. 2.

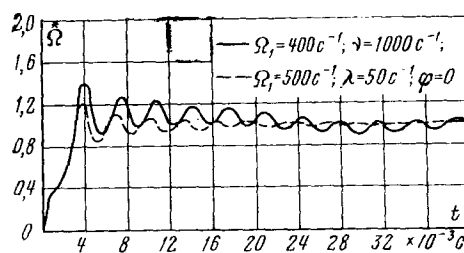


Рис. 3.

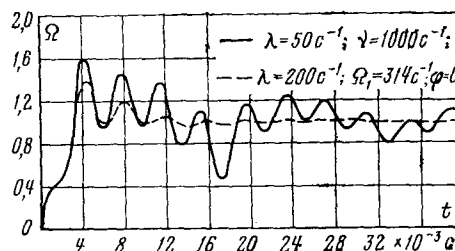


Рис. 4.

обусловленную силами указанного электромагнитного взаимодействия, можно, используя известную в теории электрических машин терминологию, назвать синхронной. Волна электромагнитной силы, имеющая относительно в 2 раза меньший период пространственного изменения (функция угла 4α), обусловлена лишь полем якоря. На этом основании соответствующую волну деформации гибкого ротора по аналогии с предыдущим будем называть реактивной. С учетом (3) и (16) решение уравнения (11) в рассматриваемом случае будем определять посредством систем:

для синхронной ($n=1$) волны деформации

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2 \varepsilon_{x1}}{\partial t^2} + 2\lambda \frac{\partial \varepsilon_{x1}}{\partial t} + v^2 \varepsilon_{x1} &= \frac{2k_y p_1}{m} \cos(\Omega_1 t + \varphi); \\ \frac{\partial^2 \varepsilon_{y1}}{\partial t^2} + 2\lambda \frac{\partial \varepsilon_{y1}}{\partial t} + v^2 \varepsilon_{y1} &= \frac{2k_y p_1}{m} \sin(\Omega_1 t + \varphi); \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

для реактивной ($n=2$) волны деформации

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2 \varepsilon_{x2}}{\partial t^2} + 2\lambda \frac{\partial \varepsilon_{x2}}{\partial t} + 25v^2 \varepsilon_{x2} &= \frac{p_1}{2m} \cos(2\Omega_1 t + 2\varphi); \\ \frac{\partial^2 \varepsilon_{y2}}{\partial t^2} + 2\lambda \frac{\partial \varepsilon_{y2}}{\partial t} + 25v^2 \varepsilon_{y2} &= \frac{p_1}{2m} \sin(2\Omega_1 t + 2\varphi). \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Из представленных уравнений следует, что жесткость модели гибкого ротора для синхронной волны деформации в 25 раз относительно меньше, чем для реактивной волны. При значении $k_y=1$, что согласуется с физической картиной процессов, амплитуда электромагнитной силы, обуславливающей синхронную волну деформации в 4 раза больше, чем амплитуда электромагнитной силы, обуславливающей реактивную волну деформации. Заметим, что составляющие сил реакции нагрузки обуславливают относительное уменьшение амплитуды результирующей вынужденной силы, под действием которой происходит деформация рото-

ра. Причем это уменьшение результирующей силы, обуславливающей реактивную волну деформации происходит, как показывает анализ, в большей мере. Наряду с относительным увеличением в 25 раз жесткости системы и уменьшением амплитуды результирующей силы более, чем в 4 раза (с учетом сил реакции), имеет место также относительное уменьшение динамического коэффициента при определении амплитуды реактивной волны деформации. Последнее вызвано тем, что частота вынуждающей реактивной составляющей силы возрастает в 2 раза по сравнению с синхронной, а частота собственных колебаний системы для реактивной волны деформации возрастает в 5 раз по сравнению с синхронной. С учетом сказанного можно считать, что амплитуда реактивной волны деформации не может превышать значения, равного 1% амплитуды синхронной волны деформации.

Для определения синхронной волны деформации модели гибкого ротора синхронного ВД могут быть использованы соответствующие выражения, приведенные выше и полученные для ВД синхронно-реактивного типа. При этом следует лишь учесть, что частота вращения вынуждающей силы должна быть уменьшена в 2 раза (равна частоте тока якоря), а численное значение амплитуды этой силы определяется в относительных единицах из выражения:

$$q = 2k_y p_1 m^{-1}.$$

При необходимости численного определения характеристик реактивной волны деформации модели гибкого ротора синхронного ВД можно использовать с соответствующей корректировкой расчетные выражения, полученные для синхронно-реактивного двигателя.

На рис. 1—4 приведены графические зависимости, определяющие изменение относительной амплитуды ($\varepsilon = \varepsilon/E$ и мгновенной частоты враще-

ния ($\Omega^* = \Omega_i / \Omega_1$) основной волны деформации во времени переходного процесса (при $f_{N, \tau} = 0$).

Причем волна электромагнитной силы, обуславливающей деформацию, соответствует электродвигателю синхронно-реактивного типа.

Об учете сил реакции нагрузки. При достижении амплитуды деформации гибкого ротора определенного значения силы реакции нагрузки воздействуют на гибкий элемент волновой передачи и тем самым влияют на количественные и качественные показатели, характеризующие рассматриваемый процесс. Реакция нагрузки, обусловленной моментом сопротивления на валу двигателя, учитывается введением соответствующих составляющих сил.

Действие сил реакции имеет место при таком значении амплитуды деформации, которое соответствует установившемуся режиму работы двигателя с нагрузкой на валу. Определим это значение, полагая, что функции, характеризующие распределение составляющих сил реакции нагрузки, действующих на модель гибкого ротора при зацеплении волновой передачи, имеют вид:

$$f_r = f \cos \left(2\alpha - \frac{2}{p} \Omega_1 t - 2\varphi + 2\beta_1 \right); \quad f_N = f_r \operatorname{tg} \alpha_3, \quad (19)$$

где α_3 — угол зацепления зубчатой волновой передачи; β_1 — угол относительного сдвига волны м. д. с. якоря и основной волны деформации; $\beta_1 = \beta_0 + \beta_n$; β_0 — угол сдвига, обусловленный демпфированием вследствие действия сил вязкого трения при деформации; β_n — угол сдвига, обусловленный силами реакции нагрузки; $f = 2p^{-1} M_2 D^{-2} R^4 (EJ\delta)^{-1}$; M_2 — момент сопротивления на валу двигателя; D — диаметр делительной окружности колеса зубчатой волновой передачи; R — радиус гибкого элемента волновой передачи; E — модуль упругости материала гибкого элемента; J — момент инерции радиального сечения гибкого элемента.

Выражения (19) соответствуют представлению, что контакт на поверхностях гибкого и жесткого элементов волновой передачи двигателя осуществляется в диаметральных зонах (передача двухволновая), каждая из которых соответствует дуге $\pi/2$ рад. Распределение усилий в зонах контакта принято согласно кривой, соответствующей «детектированной» синусоиде с периодом π , причем при анализе процессов деформации учитывается лишь основная гармоника разложения в тригонометрический ряд этого распределения. Высшие гармоники распределения усилий реакции нагрузки обуславливают изменение амплитуд соответствующих высших гармоник деформации модели гибкого ротора, значения которых, как было отмечено выше, относительно малы и не влияют существенно на рассматриваемые процессы. С учетом (4) и (19) правые части уравнений системы (5) для определения амплитуды деформации основной волны по осям x и y будут соответственно равны:

$$\left. \begin{aligned} qk_r \cos(2\Omega_1 t + 2\varphi - 2\beta_1); \\ qk_r \sin(2\Omega_1 t + 2\varphi - 2\beta_1), \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

где

$$\begin{aligned} k_r &= [1 + f_r^2 - 2f_r \sin(2\beta_1 + \varphi)]^{0.5}; \quad \beta_1 = \beta_0 + \beta_n; \\ f_r &= [(2f \operatorname{tg} \alpha_3)^2 + f^2]^{0.5}; \quad \operatorname{tg} \varphi_r = 2f \operatorname{tg} \alpha_3; \\ \operatorname{tg} 2\beta_0 &= \frac{4\lambda \Omega_1}{\sqrt{2} - 4\Omega_1^2}; \quad \operatorname{tg} 2\beta_n = \frac{f_r \cos(2\beta_0 + 2\beta_n + \varphi_r)}{1 - f_r \sin(2\beta_0 + 2\beta_n + \varphi_r)}. \end{aligned}$$

С учетом последнего и (11) запишем выражение установившейся основной волны деформации модели гибкого ротора синхронно-реактивного ВД в случае действия сил реакции нагрузки:

$$e_n = k_r E \cos(2\alpha - 2\varphi - 2\Omega_1 t + 2\beta_1). \quad (21)$$

Особенностью переходного режима деформации модели гибкого ротора является то, что угол относительного сдвига амплитуды м. д. с. якоря и амплитуды волны деформации изменяется во времени. Указанное вызовет изменение начальной фазы волны электромагнитной силы и коэффициента k_r для каждого следующего интервала времени. Также необходимо иметь в виду, что в физической модели двигателя практически исключена возможность увеличения амплитуды деформации выше некоторого максимального значения, определяемого конструкцией волновой передачи. Для выполнения последнего условия, характерного для реальной конструкции, в математической модели гибкого ротора ВД посредством увеличения нормальной составляющей силы реакции нагрузки превышение амплитуды деформации можно существенно уменьшить до величины приемлемого с точки зрения инженерных расчетов значения.

В переходном режиме волна деформации модели гибкого ротора ВД принципиально может перемещаться на некоторых интервалах времени встречно по отношению к направлению вращения поля якоря. В этом случае тангенциальные составляющие сил реакции нагрузки, действующие на гибкий элемент волновой передачи, могут либо ускорять, либо тормозить движение волны деформации. Отмеченное определяется характером нагрузки на валу двигателя, и при нагрузке типа «сухое трение» тангенциальные составляющие сил реакции направлены так, чтобы препятствовать движению волны деформации модели гибкого ротора двигателя.

Учитывая вышеизложенное, а также выражения (20) и (21) и используя метод последовательных интервалов и выражения (14) и (15), можно рассчитать переходный процесс деформации модели гибкого ротора ВД различных типов при действии сил реакции, обусловленных моментом нагрузки на валу.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Богатырев В. В., Варлей В. В. Деформация ротора волнового электродвигателя. — Изв. вузов. Электромеханика, 1977, № 3.
2. Варлей В. В. Деформация ротора и электромагнитная мощность волновых электродвигателей. — Изв. АН СССР Энергетика и транспорт, 1978, № 5.
3. Биргер А. И., Пановко Я. Г. Прочность. Устойчивость. Колебания. М.: Машиностроение, 1968, т. 1.
4. Камке Э. Справочник по обыкновенным дифференциальным уравнениям. М.: Наука, 1965.
5. Тимошенко С. П. Теория колебания в инженерном деле. М.: ГИТИ, 1932.

[19.12.1977]

Об использовании пауз для отстройки дифференциальных защит от переходных токов небаланса¹

Канд. техн. наук ДМИТРЕНКО А. М.

Чебоксары

Одной из характерных особенностей формы кривой бросков намагничивающего тока силовых трансформаторов являются бестоковые паузы [Л. 1 и 2]. Из переходных токов небаланса на определенном уровне замера также можно выделить паузы значительно большей длительности, чем в случае синусоидального тока. В бросках тока намагничивания и переходных токах небаланса период следования пауз равен периоду промышленной частоты T , а в выпрямленном синусоидальном токе на определенном уровне замера — $0,5 T$.

Различие в частоте следования пауз можно использовать как дополнительный фактор для обеспечения надежной работы реагирующего органа реле при коротких замыканиях (к. з.) в защищаемой зоне и насыщении трансформаторов тока (ТТ) защиты. В связи с этим представляет интерес рассмотрение совместного использования различия как в частоте следования пауз, так и в их длительности косвенно путем выделения 1-й гармоники выпрямленного тока. Если в схеме время-импульсного реагирующего органа [Л. 2], который состоит из последовательно включенных релейного формирования прямоугольных импульсов $P\Phi$, элемента выдержки времени на возврат B_v и элемента выдержки времени B (рис. 1,а), элемент B_v заменить фильтром Φ (рис. 1,б), пропускающим постоянную составляющую и 1-ю гармонику, то, как видно из рис. 1,г и д, также будет обеспечиваться отстройка от бросков намагничивающего тока и переходных токов небаланса.

Однако отстройка от бросков намагничивающего тока в данном варианте реагирующего органа невелика, поэтому он может быть использован, например, при выполнении дифференциальной защиты ошиновки с процентным торможением. Фильтр Φ может быть включен не только так, как показано на рис. 1,б, но и на входе $P\Phi$ (рис. 1,в). Последний вариант позволяет иметь более высокую отстройку от бросков намагничивающего тока и, кроме того, удобен тем, что элементы $P\Phi$ и B , преобразующие сигнал из непрерывной формы в дискретную, могут быть объединены в одном органе.

Вместе с тем следует отметить, что данный вариант принципиально обеспечивает меньшую степень отстройки либо меньшее быстродействие, чем способ непосредственной фиксации различия в длительности пауз, поскольку паузы на выходе $P\Phi$ при бросках намагничивающего тока формируются не только 1-й, но и рядом высших гармоник, значительных в ряде случаев.

С учетом этого целесообразно рассмотреть возможности указанного способа применительно к выполнению упрощенных реле для дифференциальной защиты двухобмоточных трансформаторов небольшой мощности, блоков трансформатор-двигатель, высоковольтных электродвигателей и т. п.

Поскольку фильтр Φ не может быть выполнен идеальным, уравнение срабатывания реагирующего органа в схеме рис. 1,в при условии, что выдержка времени элемента B несколько больше периода промышленной частоты T , имеет вид:

$$I_0 - i_{\sim \max}^{(-)} \geq I_{p0}, \quad (1)$$

где I_0 — постоянная составляющая тока на $P\Phi$; $i_{\sim \max}^{(-)}$ — максимальное значение полуволны переменной составляющей тока на входе $P\Phi$, противоположной по знаку постоянной составляющей; I_{p0} — ток срабатывания $P\Phi$.

Достаточную для практических целей точность можно получить, учитывая при определении $i_{\sim \max}^{(-)}$ только 1, 2-ю и в

ряде случаев 3-ю гармоники. Результаты гармонического анализа сигналов на входе $P\Phi$ в расчетных режимах дифференциальных защит приведены ниже.

Режим броска намагничивающего тока. При однополярном броске намагничивающего тока отношение амплитуды 1-й гармоники к постоянной составляющей a_{1*} довольно велико. Так, по данным [Л. 1] в расчетном режиме при основании импульса броска тока $D=240^\circ$ $a_{1*}=1,33$. Однако в режиме поглощения постоянной составляющей броска намагничивающего тока ТТ защиты относительная величина 1-й гармоники в выпрямленном токе a'_{1*} существенно уменьшается за счет заполнения пауз в токе. Причем с увеличением постоянной времени вторичной цепи ТТ в режиме насыщения τ'_2 коэффициент a'_{1*} уменьшается. В предельном случае при $D=240^\circ$ и $\tau'_2 \rightarrow \infty$, как показывают расчеты, $a'_{1*}=0,1$. Эксперименты, проведенные на физической модели, показали, что с уменьшением τ'_2 величина a'_{1*} возрастает довольно медленно и при $\tau'_2=0,5T$ равна 0,24.

Как показано в [Л. 3], восстановление пауз во вторичном токе ТТ можно произвести с помощью корректирующего звена, включенного на выходе ТТ. В качестве корректирующего обычно применяется реальное дифференцирующее звено, постоянная времени которого τ_3 находится в пределах от 0,06 до 0,075T. С целью упрощения анализа целесообразно рассмотреть случай идеальной коррекции, когда $\tau'_2 \rightarrow \infty$, а $\tau_3=0$.

В этом случае корректирующее звено является чисто дифференцирующим. Форма кривой сигнала на выходе такого корректирующего звена с учетом двухполупериодного выпрямления показана на рис. 2. При условии, что начало координат расположено в точке O' , указанный сигнал при $|\omega t| \leq 0,5D$ можно определить из выражения:

$$\left| \frac{di_{2\text{бп}}}{dt} \right| = \omega \frac{E_{\text{эм}}}{x} |\sin \omega t|,$$

где $E_{\text{эм}}$ — амплитуда эквивалентной э. д. с. сети; x — суммарное сопротивление сети и трансформатора при насыщенном магнитопроводе.

В оставшейся части периода сигнал равен нулю. Условно периодизируя процесс, полученную функцию можно разложить в ряд Фурье, содержащий постоянную составляющую и косинусоиды. Относительные значения амплитуд гармоник можно определить из выражений:

$$\left. \begin{aligned} a_{1д*} &= 1 + \cos \frac{D}{2}; \\ a_{2д*} &= \frac{\cos \frac{D}{2} - \frac{2}{3} - \frac{1}{3} \cos \frac{3}{2} D}{1 - \cos \frac{D}{2}}; \\ a_{3д*} &= \cos D \left(1 + \cos \frac{D}{2} \right). \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Графики зависимостей, построенные на основании (2), приведены на рис. 3. В расчетном режиме при $D=240^\circ$ $a_{1д*}=0,5$; $a_{2д*}=-1$. В случае использования реального ТТ и реального корректирующего звена коэффициенты $a_{1д*}$ и $a_{2д*}$

¹ В порядке обсуждения.

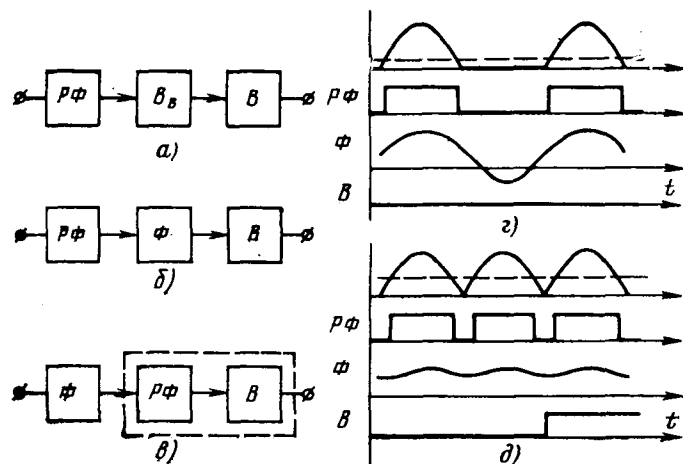


Рис. 1. Варианты структурных схем РО и временные диаграммы его работы.

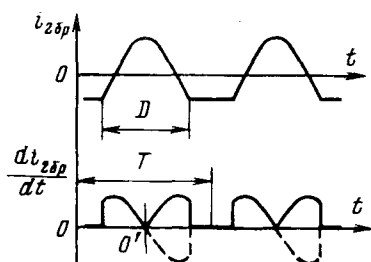


Рис. 2. Кривые сигналов при протекании «трансформированного» однополярного броска намагничивающего тока.

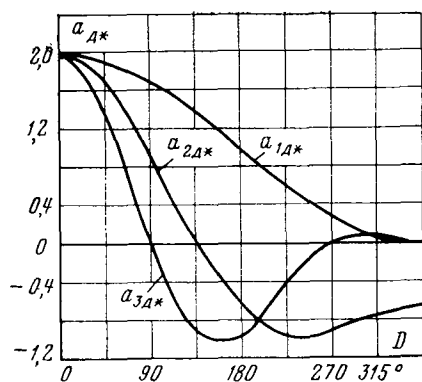


Рис. 3. Графики зависимостей $a_{д*}(D)$ для кривой рис. 2.

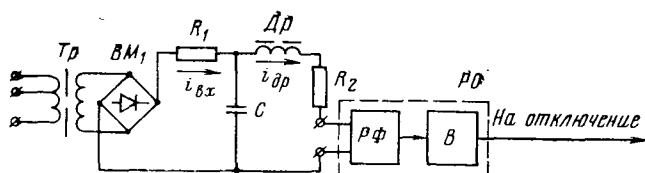


Рис. 4. Схема реле дифференциальной защиты.

несколько уменьшаются. В связи с этим была проведена экспериментальная проверка при $D=240^\circ$, $\tau'_2=0,5T$, $\tau_3=0,06T$ и получены $a_{1д*}=0,43$ и $a_{2д*}=-0,77$.

Необходимо рассмотреть также сигнал на выходе корректирующего звена с учетом двухполупериодного выпрямления в случае периодического тока включения. Периодический ток включения в фазе защиты можно представить как разность двух расчетных однополярных токов, имеющих одинаковые основания и сдвинутых по фазе на 120° .

$$\text{При } 120^\circ \leq D \leq 240^\circ \text{ на отрезке } 0 \leq |\omega t| \leq \frac{D}{2} - \frac{\pi}{3}$$

производная периодического тока включения не изменяет свой знак. Поэтому после двухполупериодного выпрямления постоянные составляющие складываются арифметически, а токи, например, 1-й гармоники — под углом 120° .

С учетом этого имеем:

$$a'_{1д*}=0,5a_{1д*}; a'_{2д*}=-0,5a_{2д*}; a'_{3д*}=-a_{3д*}. \quad (3)$$

Выражения (3) справедливы также при $0 \leq D \leq 120^\circ$.

В расчетном режиме при $D=180^\circ$ из выражений (2) и (3) находим: $a'_{1д*}=0,5$; $a'_{2д*}=0,33$; $a'_{3д*}=1$.

В этом же режиме была проведена экспериментальная проверка соотношений гармонических составляющих в случае использования реального корректирующего звена при $\tau_3=0,06T$. При этом получено: $a'_{1д*}=0,49$; $a'_{2д*}=0,29$; $a'_{3д*}=0,79$.

По результатам видно, что в режиме однополярного броска намагничивающего тока применение корректирующего звена позволяет существенно повысить относительное содержание 1-й гармоники на входе реагирующего органа реле. Особенностью расчетного режима однополярного броска намагничивающего тока является относительно большая 2-я гармоника, а режима периодического тока включения — относительно большая 3-я гармоника.

Режим внешнего короткого замыкания. При внешних к. з. учитывают в общем виде токи небаланса, обусловленные погрешностью ТТ, регулированием напряжения трансформатора и погрешностью выравнивания [Л. 4]. Поскольку отстройка от токов небаланса, обусловленных регулированием напряжения трансформатора и погрешностью выравнивания, производится обычно путем выбора соответствующего тока срабатывания, либо применением процентного торможения, представляет интерес рассмотреть ток небаланса, обусловленный погрешностью ТТ в переходном режиме. При равенстве сопротивлений плеч защиты и идентичности вольт-амперных характеристик ТТ указанный ток небаланса является однополярным [Л. 1 и 5]. При большой кратности внешнего к. з. и большой нагрузке ТТ ток небаланса представляет ряд импульсов, между которыми четко выражены паузы. Для такого тока, определяющим относительную величину 1-й гармоники, является так же, как и для однополярного броска намагничивающего тока, основание импульса тока D . С учетом реально возможных в условиях эксплуатации остаточных индукций сердечников ТТ [Л. 6], можно полагать, что в этом случае основание D не превышает 200—220°.

При неравенстве сопротивлений плеч или неидентичности характеристик намагничивания ТТ в токе небаланса появляются отрицательные полуволны. Существенной особенностью таких токов является значительная несимметрия положительной и отрицательной полуволны тока относительно оси времени, что обуславливает появление в выпрямленном токе небаланса заметной 1-й гармоники. Это подтверждается анализом осциллограмм токов небаланса, приведенных в [Л. 5], а также полученных на физической модели либо в эксплуатационных условиях (например, приведенных в [Л. 7] для случая пуска синхронного двигателя мощностью 6 МВт). Анализ этих токов показывает, что у них коэффициент $a_{1д*}$ не меньше, чем в случае однополярного «трансформированного» тока включения при $D=200$ —220°. При малой кратности тока внешнего к. з. ток небаланса несколько отрывается от оси времени и паузы в нем выражены нечетко [Л. 4 и 5].

Корректирующее звено поглощает аperiodическую составляющую такого тока практически полностью, а на выходе остается производная периодической составляющей, по форме близкая к синусоиде. Поскольку периодическая составляющая тока небаланса в данном режиме мала, его можно не учитывать при выполнении упрощенной защиты, которая, как правило, может иметь ток срабатывания не менее $0,5I_n$.

Режим к. з. в защищаемой зоне. При двухполупериодном выпрямлении синусоидального тока, как известно, отношение амплитуды 2-й гармоники к постоянной составляющей $c_{2*} = 0,667$. При насыщении ТТ защиты в установившемся режиме форма кривой вторичного тока ТТ искажается. Соответственно искажается и форма кривой сигнала на выходе корректирующего звена. При этом с уменьшением угла насыщения α относительная величина 2-й гармоники монотонно возрастает. На основании формул для коэффициентов ряда Фурье легко показать, что при $\alpha \rightarrow 0$ имеем $c_{2*} \rightarrow 2$. Таким образом, в качестве предельного расчетного значения можно принимать $c_{2*} = 2$.

Упрощенное реле дифференциальной защиты. Принципиальная схема реле [Л. 8] приведена на рис. 4. В этой схеме корректирующее звено выполнено на трансреакторе Tr , нагрузкой которого являются резистор R_1 и фильтр 1-й гармоники, включающий в себя конденсатор C , дроссель Dr и резистор R_2 . Сопротивление резистора R_1 выбрано значительно больше полного сопротивления фильтра в рабочем диапазоне частот, поэтому приближенно можно полагать, что нагрузка, подключенная к вторичной обмотке трансреактора Tr , является активной.

В связи с этим гармонический анализ сигнала на выходе корректирующего звена с учетом двухполупериодного выпрямления может рассматриваться так же, как гармонический анализ напряжения на выходе выпрямительного моста BM_1 . Как было показано, в случае однополярного тока включения в расчетном режиме сигнал на выходе корректирующего звена содержит значительную 2-ю гармонику. Фаза этой гармоники такова, что амплитуды отрицательных полувольт 1 и 2-й гармоник складываются арифметически. При этом $i_{\max}^{(-)}$ имеет наибольшее возможное значение при заданных амплитудах 1 и 2-й гармоник и, как видно из выражения (1), благодаря этому реле будет иметь максимальную отстройку. Таким образом, к схеме фильтра 1-й гармоники предъявляется требование, чтобы соотношение фаз токов 1 и 2-й гармоник на входе релейного формирования $P\Phi$ было таким же, как и в токе на входе фильтра $i_{вх}$. Как показал анализ работы схемы фильтра рис. 4, при добротности $Q \gg 3$ практически можно считать, что амплитуды отрицательных полувольт 1 и 2-й гармоник тока на входе $P\Phi$ складываются арифметически.

С учетом этого, а также используя неравенство (1), получаем следующее условие срабатывания реле при однополярных бросках намагничивающего тока:

$$I_{др} \geq \frac{I_{р0}}{1 - I_{др1m*} - I_{др2m*}}, \quad (4)$$

где $I_{др1m*}$, $I_{др2m*}$ — отношение соответственно 1 и 2-й гармоник в токе дросселя к постоянной составляющей. Величины $I_{др1m*}$ и $I_{др2m*}$ определим из выражений:

$$\left. \begin{aligned} I_{др1m*} &= U_{1m*} \frac{R_1 + r_{кв}}{R_1 + R_0} \sqrt{1 + Q^2}; \\ I_{др2m*} &= k_2 U_{2m*}, \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где U_{1m*} , U_{2m*} — отношение соответственно 1 и 2-й гармоник в выпрямленном напряжении к постоянной составляющей; $r_{кв} = r_{др} + R_2$; R_0 — входное сопротивление фильтра на резонансной частоте.

Величина $r_{кв} \ll R_1$, поэтому в первом выражении (5) ею можно пренебречь. Кроме того, целесообразно ввести обозначение:

$$Q_{рез} = \frac{R_1}{R_1 + R_0} \sqrt{1 + Q^2}.$$

С учетом этого на основании выражений (5) и (4) получаем окончательно:

при однополярных бросках намагничивающего тока

$$I_{др} \geq \frac{I_{р0}}{1 - U_{1m*} Q_{рез} - U_{2m*} k_2}; \quad (6)$$

на синусоидальном токе

$$I_{др} \geq \frac{I_{р0}}{1 - U_{2m*} k_2}. \quad (7)$$

Из выражения (6) видно, что необходимую степень отстройки реле можно получить путем выбора соответствующей $Q_{рез}$. Однако при больших значениях $Q_{рез}$ необходимо учитывать переходный процесс, возникающий в фильтре при появлении тока включения. Огибающая амплитуда свободной составляющей затухает при этом с постоянной времени

$$\tau = \frac{Q_{рез}}{\pi} T. \quad (8)$$

Принужденная составляющая 1-й гармоники тока в дросселе отстает от напряжения 1-й гармоники на фильтре на угол $\varphi = \arctg Q$. С учетом этого в расчетном режиме при $Q = 2,5 \div 3$ время от момента появления тока на входе реле до появления паузы на входе $P\Phi$ равно примерно T . При $Q_{рез} = 2$ из (8) получим $\tau = 0,64T$ и, следовательно, через время, равное T , огибающая амплитуд свободной составляющей будет равна примерно 20% ее начального значения. Таким образом, при $Q_{рез} = 2$ переходный процесс оказывает небольшое влияние на отстройку реле. При $Q_{рез} > 2$ это влияние резко усиливается, поэтому целесообразно принять $Q_{рез} = 2$.

Из выражения (7) видно, что при $U_{2m*} = 2$ срабатывание реле будет обеспечиваться при $k_2 \leq 0,5$. Для принятой схемы фильтра на частоте 2-й гармоники $k_2 \approx 0,33$. С учетом этого на основании (7) можно показать, что для надежной работы реле в условиях глубокого насыщения ТТ необходимо, чтобы кратность на входе $P\Phi$ по постоянной составляющей тока была не менее 2,35. Указанное условие для дифференциальной защиты обычно легко выполняется.

Рассмотрим отстройку реле от бросков намагничивающего тока. Как было показано выше, при однополярных бросках тока намагничивания с учетом насыщения ТТ в качестве расчетных значений можно принимать $U_{1m*} = 0,43$, $U_{2m*} = 0,77$. При этом знаменатель выражения (6) имеет отрицательный знак, и, следовательно, отстройка обеспечивается при весьма малом значении $I_{р0}$.

В случае периодического тока включения в расчетном режиме весьма большое значение имеет 3-я гармоника. И хотя 3-я гармоника подавляется значительно сильнее, чем 2-я, их значения в токе на входе $P\Phi$ примерно одинаковы, и в момент образования паузы они практически компенсируются. При этом отстройку реле можно определять на основании приближенного выражения:

$$I_{др} \approx \frac{I_{р0}}{1 - k_{пер} U_{1m*} Q_{рез}}, \quad (9)$$

где $k_{пер} = 0,8$ — коэффициент, учитывающий снижение амплитуды 1-й гармоники на выходе фильтра в первом периоде после включения.

Коэффициент отстройки реле удобно определить как отношение амплитуды броска намагничивающего тока к амплитуде синусоидального тока срабатывания реле. Учитывая, что при равных амплитудах среднее значение тока включения меньше, чем среднее значение синусоидального тока, на основании (9) при $U_{1m*} = 0,5$ находим $k_{отс} = 4,3$. С некоторым запасом можно принимать $k_{отс} = 4$.

По результатам проведенных исследований разработаны и изготовлены опытные образцы и проведены их испытания. В указанных образцах $P\Phi$ и B выполнены по той же схеме и имеют те же параметры, что и в защите [Л. 2].

Упрощенное реле имеет следующие основные параметры: диапазон плавного-ступенчатого регулирования тока срабатывания — 1,3—12 А; время срабатывания при двукратном токе срабатывания (в том числе с аperiodической составляющей) — не более 0,03 с.

Результаты испытаний в установившихся и переходных режимах на физической модели подтвердили расчетную степень отстройки реле как от бросков намагничивающего тока, так и от переходных токов небаланса, возникающих при внешних к. з.

Выводы. 1. В расчетных режимах паузы в выпрямленном сигнале на выходе корректирующего звена при однополярных бросках намагничивающего тока и переходных токах небаланса формируются в основном 1 и 2-й гармониками, а при периодических бросках намагничивающего тока — 1 и 3-й гармониками.

2. Использование фильтра, пропускающего постоянную составляющую, подчеркивающего 1-ю гармонику и ослабляющего в определенной степени 2 и 3-ю и так далее гармоники, по-

звоняет выполнить упрощенный вариант время-импульсного дифференциального реле, имеющий повышенную отстройку от переходных токов небаланса с отрицательными полуволнами и обеспечивающий надежную работу при к. з. в зоне и глубоком насыщении ТТ.

3. В качестве области применения разработанного реле можно рекомендовать выполнение дифференциальных защит высоковольтных электродвигателей, блоков трансформатор — двигатель и понижающих трансформаторов небольшой мощности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Дроздов А. Д. Электрические цепи с ферромагнитными сердечниками в релейной защите. М.: Энергия, 1965.
2. Дмитренко А. М. Дифференциальная защита трансформаторов и автотрансформаторов. — Электричество, 1975, № 2.

3. Дмитренко А. М. Исследование работы корректирующего звена время-импульсных дифференциальных реле. — Изв. вузов. Электромеханика, 1974, № 8.

4. Федосеев А. М. Основы релейной защиты. М.: Энергия, 1976.

5. Подгорный Э. В., Хлебников С. Д. Моделирование и расчеты переходных режимов в цепях релейной защиты. М.: Энергия, 1974.

6. Баев А. В. Остаточная индукция в трансформаторах тока релейной защиты. — Электричество, 1971, № 7.

7. Слодарж М. И. Режимы работы, релейная защита и автоматика синхронных электродвигателей. М.: Энергия, 1977.

8. А. с. 439876 (СССР). Дмитренко А. М. Оpubл. в Б. И., 1974, № 30.

[16.5.1978]

УДК 621.319.7.001.6

Определение момента сил, действующих на волокна разной проводимости в сильном электростатическом поле

БЕРШЕВ Е. Н., СЕМЕНОВ В. А., ШАГЛИН Г. П.

Ленинград

В производстве электрофлорированных нетканых материалов типа искусственных ковров, меха, замши используют химические и природные волокна, геометрическая форма которых представляет собой тонкий цилиндр. В электрическом поле волокна поляризуются и приобретают электрический момент вследствие смещения связанных (поворот и растяжение молекул вещества) и свободных зарядов. Электрическое поле, как известно, стремится развернуть вектор электрического момента вдоль силовых линий. Так как волокно инерционно, то такое взаимодействие поля и волокна приводит к его колебаниям около силовых линий поля. Поэтому процесс ориентации волокон в поле определяется в значительной степени величиной момента электрических сил. Чем выше проводимость волокон, тем больше величина момента сил, действующих на них со стороны электрического поля, тем устойчивей их ориентация вдоль силовых линий поля.

Вещество волокон, как правило, является хорошим диэлектриком, поэтому эффективность воздействия сильного электрического поля на волокна невысока. Чтобы сделать их более управляемыми, волокна подвергают химической обработке, создающей на них весьма тонкое покрытие значительно большей проводимости, чем вещество волокон. Чем выше проводимость поверхностного слоя, тем лучше качество химической обработки волокон.

В существующих работах нет обоснованных сведений о том, насколько отличаются моменты, действующие на разные по проводимости чистые, химически обработанные и на такие же по форме, но идеально проводящие волокна. Предлагаемая статья посвящена решению этого вопроса.

Экспериментальному исследованию были подвергнуты три образца:

отмытые в четыреххлористом углероде капроновые волокна с сопротивлением $R = (4,2 \pm 0,2) \cdot 10^8$ Ом, измеренным на пресс-датчике по методу [Л. 1] при температуре воздуха 18° и влажности 65%;

также же, но химически обработанные по рецепту [Л. 2] волокна с сопротивлением $R = (3,5 \pm 0,2) \cdot 10^7$ Ом;

отрезки медной проволоки.

Средние геометрические размеры всех трех групп волокон приблизительно одинаковы: $l = 2 \cdot 10^{-3}$ м, $d \approx 6 \cdot 10^{-5}$ м. Различие в моментах сил, действующих со стороны электрического поля на волокна каждой группы, определяется их электропроводностью. Сравнение этих моментов дает представление об эффективности химической обработки и о возможности ее совершенствования.

Ориентацию волокна (см. рис. 1) будем характеризовать углом между его осью и направлением вектора $\vec{E}$ напряженности электрического поля. Предположим, что проекция момента количества движения волокна на направление вектора $\vec{E}$ или противоположно направленного ему вектора ускорения

свободного падения равна нулю. В этом случае плоскость колебаний волокон около силовых линий поля будет неподвижна в пространстве. Уравнение колебаний волокна около силовых линий поля имеет вид [Л. 3]:

$$J\ddot{\varphi} = M_{гд} + M_c + M_{эл}, \quad (1)$$

где J — момент инерции удлиненной частицы относительно ее центра инерции; $M_{гд}$ — гидродинамический момент; M_c — момент сил сопротивления среды колебаниям частицы; $M_{эл}$ — момент электрических сил относительно центра инерции удлиненной частицы.

Оценим значения всех членов, входящих в правую часть уравнения (1). Момент электрических сил $M_{эл}$ определяется выражением [Л. 4]:

$$M_{эл}(\varphi) = -p(\varphi) E \sin \varphi, \quad (2)$$

где $p(\varphi)$ — электрический момент поляризованной частицы; E — напряженность электрического поля.

Разложим выражение (2) в ряд Тейлора по степеням φ :

$$M_{эл}(\varphi) = \left. \frac{dM_{эл}}{d\varphi} \right|_{\varphi=0} \varphi + \dots, \quad (3)$$

где

$$\left. \frac{dM_{эл}}{d\varphi} \right|_{\varphi=0} = -\cos \varphi \cdot p(\varphi) E - \frac{dp}{d\varphi} E \sin \varphi \Big|_{\varphi=0} = -p(0) E.$$

При электрофлорировании амплитуда колебаний волокон редко превышает 0,2—0,3 рад, поэтому в ряде (3) сохраним лишь первый член:

$$M_{эл}(\varphi) = -p(0) E \varphi. \quad (4)$$

Перед электрофлорированием волокна подвергаются химическим обработкам для придания им свойств электропроводности и разделяемости. Как показывают результаты обработки данных скоростной киносъемки, значения моментов сил, действующих на металлические и на такие же по форме химически обработанные волокна, совпадают. Это значит, что совпадают значения электрических моментов этих двух видов волокон. В [Л. 5] получено выражение для электрического момента p проводящего тонкого цилиндра в электрическом поле, которое в системе СИ имеет вид:

$$p(0) = \frac{\pi \epsilon_0 E l^3}{6 \left(\ln \frac{4l}{d} - \frac{7}{3} \right)}, \quad (5)$$

где l и d — длина и диаметр волокна.

С учетом равенств (4) и (5) получаем

$$M_{эл}(\varphi) = -\frac{\pi\epsilon_0 E^2 l^3}{6 \left(\ln \frac{4l}{d} - \frac{7}{3} \right)} \varphi. \quad (6)$$

Гидродинамический момент [Л. 3] определяется выражением:

$$M_{гд} = -A \left(\frac{l}{d} \right)^3 (V - V_0)^2 d \sin 2\varphi, \quad (7)$$

где $A = 2,5 \cdot 10^{-13} \text{ (Н} \cdot \text{с}^2) \text{ м}^2$; V — скорость поступательного движения удлиненной частицы; V_0 — минимальная скорость поступательного движения частицы, при которой начинает проявляться дезориентирующее влияние гидродинамического момента.

В наиболее характерном для электрофлорирования случае, когда $E = 5 \cdot 10^5 \text{ В/м}$, $l = 2,5 \cdot 10^{-3} \text{ м}$, $d = 5 \cdot 10^{-5} \text{ м}$, а скорость большинства 1 м/с [Л. 6],

$$M_{эл}/M_{гд} > 2 \cdot 10^2. \quad (8)$$

Таким образом, для сильных электрических полей, применяемых при электрофлорировании, величиной гидродинамического момента можно пренебречь.

В [Л. 6] выведена и экспериментально проверена формула силы сопротивления боковому движению цилиндрического волокна на единицу его длины:

$$F_c = \frac{4\pi\eta V}{\sigma - \gamma}, \quad (9)$$

где $\sigma = \ln \frac{2l}{d}$; $\eta = 1,81 \cdot 10^{-5} \text{ кг/(м} \cdot \text{с)}$ — вязкость воздуха; $\gamma = 1,57 - 7 (1/\sigma - 0,28)^2$.

Тогда с учетом $V = x\dot{\varphi}$ момент сил сопротивления колебаниям удлиненной частицы

$$M_c = -2 \int_0^{l/2} F_c x dx = -\frac{\pi\eta l^3}{3(\sigma - \gamma)} \dot{\varphi}. \quad (10)$$

С учетом равенств (6), (8) и (10) перепишем уравнение (1)

$$\ddot{\varphi} + \frac{2}{\tau} \dot{\varphi} + \omega^2 \varphi = 0, \quad (11)$$

где

$$\omega^2 \equiv \frac{\pi\epsilon_0 E^2 l^3}{6J \left(\ln \frac{4l}{d} - \frac{7}{3} \right)}; \quad \tau = \frac{6(\sigma - \gamma)J}{\pi\eta l^3}.$$

Общий вид решения уравнения (11):

$$\varphi = Ae^{-t/\tau} \cos(\omega t + \alpha), \quad (12)$$

где

$$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \frac{1}{\tau^2}} = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{\omega_0^2 \tau^2}};$$

A и α — постоянные интегрирования.

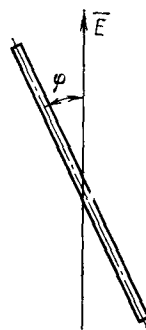
Оценим изменение частоты колебаний капронового волокна плотностью 1140 кг/м^3 , вносимое трением его о воздух. Легко убедиться, что для рассматриваемого характерного случая $\tau^2 \omega_0^2 \approx 7800$, так что $\omega \approx \omega_0$ с большой степенью точности. Наличие трения волокна о воздух практически на частоту его колебаний в сильном электрическом поле не влияет. Трение приводит лишь к экспоненциальному затуханию амплитуды колебаний. В рассматриваемом случае постоянная времени этого затухания

$$\tau \approx 6 \cdot 10^{-2} \text{ с}. \quad (13)$$

Движение волокон в сильном электрическом поле изучалось в течение времени, гораздо более короткого, чем значение τ по формуле (13). Кроме того, все выводы настоящей статьи основаны лишь на измерении частоты колебаний волокон, а не амплитуды. В связи с этим в уравнении (1) можно пренебречь не только гидродинамическим моментом, но и моментом сил трения:

$$J\ddot{\varphi} + M_{вр}(\varphi) = 0. \quad (14)$$

Рис. 1. Положение волокна относительно направления вектора напряженности электрического поля.



С учетом соотношений (3) и (14) получаем

$$\ddot{\varphi} + \omega^2 \varphi = 0, \quad (15)$$

где

$$\omega^2 = \frac{1}{J} \frac{dM_{вр}}{d\varphi} \Big|_{\varphi=0}. \quad (16)$$

Равенство (16), в котором значения ω и J определяются экспериментально, используется для вычисления $\frac{dM_{вр}}{d\varphi} \Big|_{\varphi=0}$ и имеет смысл момента сил, действующих на удлиненную частицу, отклоненную от силовых линий на единичный угол.

Исследуемые объекты, представляющие собой круглые цилиндры, несколько отличаются друг от друга по длине и диаметру. Чтобы получить $\frac{dM_{вр}}{d\varphi} \Big|_{\varphi=0}$ для цилиндра стандартных геометрических размеров, необходимо воспользоваться формулами пересчета.

В приложении 1 показано, что значение $\frac{dM_{вр}}{d\varphi} \Big|_{\varphi=0}$ для тонкого идеально проводящего цилиндра стандартной длины l и диаметра d определяется соотношением:

$$\frac{dM_{вр}(\varphi, l, d)}{d\varphi} \Big|_{\varphi=0} = \omega^2(l, d) J(l, d) \frac{l^3}{l^3} \frac{\ln \frac{4l}{d} - \frac{7}{3}}{\ln \frac{4l}{d} - \frac{7}{3}}, \quad (17)$$

а в приложении 2 — что эта же величина для абсолютно диэлектрического цилиндра имеет вид:

$$\frac{dM_{вр}(\varphi, l, d)}{d\varphi} \Big|_{\varphi=0} = \omega^2(l, d) J(l, d) \frac{l d^2}{l d^2}, \quad (18)$$

где $\omega(l, d)$, $J(l, d)$ — круговая частота и момент инерции цилиндрической частицы длиной l и диаметром d .

Известно, что для тонких цилиндров момент инерции J с точностью до члена порядка $(d/l)^2$ дается соотношением:

$$J = \frac{ml^2}{12} = \frac{\rho\pi d^2 l^3}{48}, \quad (19)$$

где ρ — плотность вещества цилиндра.

Отрезки металлической проволоки, используемые в эксперименте, покрыты слоем лаковой изоляции. Легко убедиться, что с заданной степенью точности момент инерции отрезка медной проволоки

$$J = \frac{\pi l^3 d_1^2}{48} \rho_m \left(1 + \frac{\rho_l (d_2^2 - d_1^2)}{\rho_m d_1^2} \right), \quad (20)$$

где ρ_m — плотность меди; ρ_l — плотность лака.

Множитель $1 + \frac{\rho_l (d_2^2 - d_1^2)}{\rho_m d_1^2}$ определяется с помощью трех

измерений: взвешивания отрезка медной проволоки; измерения диаметра медного остова d_1 ; измерения длины отрезка проволоки l .

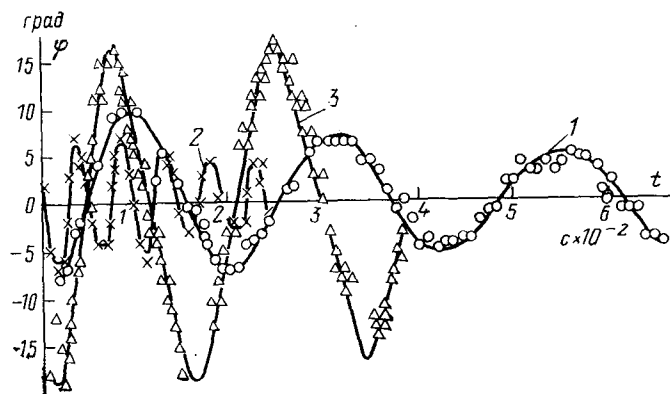


Рис. 2. Зависимость ориентации волокон от времени.

1 — капроновое волокно, отмытое в четыреххлористом углероде ($l = (1,8 \pm 0,2) \cdot 10^{-3}$ м, $d = (58 \pm 5) \cdot 10^{-6}$ м); 2 — химически обработанное капроновое волокно ($l = (1,9 \pm 0,3) \cdot 10^{-3}$ м, $d = (58 \pm 5) \cdot 10^{-6}$ м); 3 — медное волокно ($l = (2,0 \pm 0,3) \cdot 10^{-3}$ м, $d = (58 \pm 5) \cdot 10^{-6}$ м).

Действительно, масса медной лакированной проволоки

$$\mu = \rho_M \frac{\pi d_1^2}{4} l + \rho_L \frac{\pi (d_2^2 - d_1^2)}{4} l.$$

Следовательно,

$$1 + \frac{\rho_L (d_2^2 - d_1^2)}{\rho_M d_1^2} = \frac{\mu}{\frac{\rho_M \pi d_1^2}{4} l}. \quad (21)$$

С учетом соотношений (17), (20) и (21) получаем выражение для момента сил, действующих на отрезок медной проволоки стандартной длины l и диаметра d :

$$\left. \frac{dM_{\text{вп}}}{d\varphi} \right|_{\varphi=0} = \frac{\omega^2 \mu}{12l} \bar{l}^3 \frac{\ln \frac{4l}{d} - \frac{7}{3}}{\ln \frac{4l}{d} - \frac{7}{3}}. \quad (22)$$

Подставив (19) в соотношение (18), получим для абсолютно диэлектрических цилиндров с приведенной длиной $\bar{l}$ и диаметром $\bar{d}$:

$$\left. \frac{dM_{\text{вп}}}{d\varphi} \right|_{\varphi=0} = \frac{\pi \rho}{48} \omega^2 l^2 \bar{l} \bar{d}^2. \quad (23)$$

Что касается формул перехода к стандартным размерам для химически обработанных волокон, то не ясно, следует ли использовать формулу (23) для диэлектрика или формулу (22) для проводника. Поскольку формула пересчета величины $\frac{dM_{\text{вп}}}{d\varphi}$ для химически обработанных волокон неизвестна, в качестве стандартных размеров $\bar{l}$ и $\bar{d}$ удобно принять их средние

длины $\bar{l} = 2,1 \cdot 10^{-3}$ м и толщину $\bar{d} = 58 \cdot 10^{-6}$ м.

Частота колебаний волокон ω и их длина l определялись скоростной киносъемной камерой ККС-1М. Скорость съемки изменялась от 2000 до 4000 кадров в секунду. По известной скорости съемки определялась круговая частота колебаний волокон около силовых линий электрического поля ω , а по известному масштабу длина волокон l . Изображение на пленке не позволяло определить их диаметр d , поэтому он считался равным среднему диаметру, определяемому с помощью микроскопа. Эксперимент проводился в электрическом поле напряженностью $E = 5 \cdot 10^5$ В/м. В общей сложности было исследовано движение 36 волокон. Характерные графики зависимости угла между волокном и силовыми линиями поля от времени для всех трех видов волокон изображены на рис. 2.

Ниже приведены значения $\left. \frac{dM_{\text{вп}}}{d\varphi} \right|_{\varphi=0}$ для разных типов волокон.

Капроновые волокна, отмытые в CCl_4	$(1,7 \pm 0,5) \cdot 10^{-10}$ Н·м
Химически обработанные волокна:	
расчет по формуле (13)	$(3,6 \pm 0,8) \cdot 10^{-9}$ Н·м
расчет по формуле (12)	$(3,7 \pm 0,8) \cdot 10^{-9}$ Н·м
Металлические волокна	$(3,9 \pm 1,4) \cdot 10^{-9}$ Н·м
Металлические волокна (расчет по формуле (24))	$4,05 \cdot 10^{-9}$ Н·м

Погрешности результатов измерений определялись как средние арифметические отклонения.

Сопоставляя результаты обработки экспериментальных данных, приходим к выводу о том, что моменты сил, действующих на химически обработанные и на такие же по размерам, но металлические волокна, в пределах погрешности эксперимента совпадают. Этот вывод, по всей вероятности, справедлив не только для исследуемой, но и для других, используемых при электрофлорировании, химических обработок, сообщающих волокнам сопротивление порядка 10^7 Ом и меньше. Применение обработки [Л. 2] позволяет увеличить более чем на порядок момент сил, действующих на капроновые волокна в сильном электростатическом поле.

При вычислении $\left. \frac{dM_{\text{вп}}}{d\varphi} \right|_{\varphi=0}$ для обработанных волокон следует использовать формулу (22).

В приложении 1 указывается, что величина дипольного момента тонкого металлического цилиндра дается приближенной формулой. Очевидно,

$$\left. \frac{dM_{\text{вп}}}{d\varphi} \right|_{\varphi=0} = pE = \frac{4\pi\epsilon_0 E^2 l^3}{24 \left(\ln \frac{4l}{d} - \frac{7}{3} \right)}. \quad (24)$$

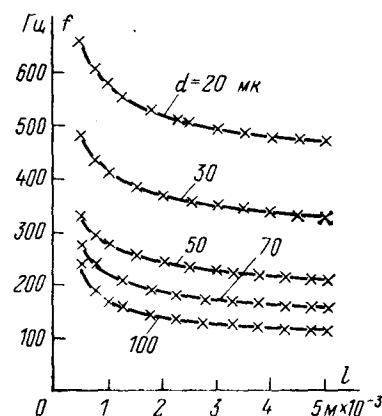
Подставив в формулу (24) в качестве l , d и E значения напряженности электрического поля и средние размеры $\bar{l}$ и $\bar{d}$ исследованных волокон, получим:

$$\left. \frac{dM_{\text{вп}}}{d\varphi} \right|_{\varphi=0} \approx 4,05 \cdot 10^{-9} \text{ Н·м},$$

что находится в хорошем согласии с экспериментальными данными. Это значит, что соотношение (24) можно использовать для вычисления момента сил и частоты f колебаний химически обработанных волокон в сильном электростатическом поле. С учетом равенства (16) получаем:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{J} \left. \frac{dM_{\text{вп}}}{d\varphi} \right|_{\varphi=0}} = \frac{E}{\pi d} \sqrt{\frac{2\epsilon_0}{\rho \left(\ln \frac{4l}{d} - \frac{7}{3} \right)}}. \quad (25)$$

Графики зависимости частоты колебаний химически обработанных волокон от их длины при различных значениях диаметра представлены на рис. 3. Анализируя формулу (25) и графики рис. 3, приходим к выводу о том, что частота ко-

Рис. 3. Зависимость частоты колебаний химически обработанных волокон от их длины в электростатическом поле напряженностью $E = 5 \cdot 10^5$ В/м.

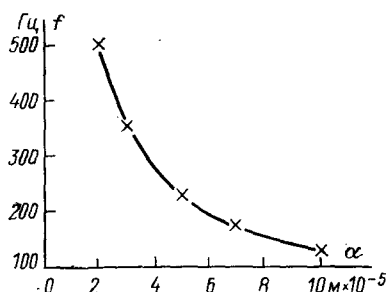


Рис. 4. Зависимость частоты колебаний химически обработанных капиллярных волокон от их диаметра в электростатическом поле напряженностью $E=5 \cdot 10^5$ В/м при $l=2,5 \cdot 10^{-3}$ м.

лебаний химически обработанных волокон в сильном электростатическом поле мало зависит от их длины и сильно зависит от диаметра (см. рис. 4).

Для электрофлотирования в переменном электрическом поле весьма важной характеристикой обработки волокон является время релаксации заряда на волокне. Чтобы волокно проявило электропроводящие свойства, период колебания вектора напряженности электрического поля должен быть больше времени релаксации.

При обработке скоростной киноплёнки было обнаружено, что на первых 1—1,5 см волокно достигает скорости поступательного перемещения около 3 м/с и приобретает установившуюся частоту колебаний. Учитывая, что средняя скорость на этом участке близка к 1,5 м/с, получим оценку времени релаксации заряда:

$$\tau < \frac{1,5 \cdot 10^{-2}}{1,5} = 10^{-2} \text{ с.}$$

Приложение 1. Вывод формулы пересчета для тонкого металлического цилиндра. В [Л. 5] приведена приближенная формула дипольного момента для тонкого металлического цилиндра, помещенного вдоль силовых линий однородного электростатического поля. В системе единиц СИ она имеет вид:

$$p = \frac{4\pi\epsilon_0 E l^3}{24 \left(\ln \frac{4l}{d} - \frac{7}{3} \right)}, \quad (\text{П1-1})$$

где $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м — электрическая постоянная; E — напряженность электрического поля; l , d — длина и диаметр цилиндра.

Зависимость момента сил от геометрических размеров тонкого металлического цилиндра будет, очевидно, такая же, как и для величины дипольного момента:

$$M_{\text{вр}}(l, d) \approx \frac{l^3}{\ln \frac{4l}{d} - \frac{7}{3}}.$$

Следовательно, если для металлического цилиндра длиной l и диаметром d $\left. \frac{dM_{\text{вр}}}{d\varphi} \right|_{\varphi=0} = \omega^2(l, d) J(l, d)$ [см. формулу (16)],

то для металлического цилиндра длиной $\bar{l}$ и диаметром $\bar{d}$ эта величина определяется соотношением

$$\left. \frac{dM_{\text{вр}}(\bar{l}, \bar{d}, \varphi)}{d\varphi} \right|_{\varphi=0} = \omega^2(l, d) J(l, d) \frac{\bar{l}^3}{l^3} \frac{\ln \frac{4l}{d} - \frac{7}{3}}{\ln \frac{4\bar{l}}{\bar{d}} - \frac{7}{3}}. \quad (\text{П1-2})$$

Приложение 2. Вывод формулы пересчета для тонкого диэлектрического цилиндра. Для длинного эллипсоида вращения с точностью до величины порядка

малости не выше, чем b/a , где a — большая, а b — малая полуоси, электрическое поле $\vec{E}$ внутри эллипсоида определяется следующими соотношениями [Л. 7]:

$$\left. \begin{aligned} E_x^- &\approx E_{0x}; \\ E_y^- &= 0; \\ E_z^- &\approx \frac{2\epsilon_0}{\epsilon + \epsilon_0} E_{0z}, \end{aligned} \right\} \quad (\text{П2-1})$$

где $\vec{E}_0$ — невозмущенное однородное электрическое поле. Ось x направлена вдоль его большей оси, ось y лежит в плоскости вектора $\vec{E}_0$ и оси x .

Удлиненная диэлектрическая частица по форме весьма близка к вытянутому эллипсоиду вращения, поэтому формулы (П2-1) достаточно точно описывают электрическое поле внутри нее. Дипольный момент $\vec{p}$ диэлектрического длинного цилиндра при этом предположении определяется соотношением

$$\vec{p} = \frac{\pi d^2}{4} l \vec{P}, \quad (\text{П2-2})$$

где $\vec{P}$ — вектор поляризации диэлектрика:

$$\vec{P} = (\epsilon - \epsilon_0) \vec{E}. \quad (\text{П2-3})$$

Момент сил, действующих на диполь в электрическом поле напряженностью E_0 ,

$$\vec{M}_{\text{вр}} = [\vec{p}, \vec{E}_0]. \quad (\text{П2-4})$$

С учетом формул (П2-1) — (П2-4) момент сил, действующих на диэлектрический цилиндр,

$$\vec{M}_{\text{вр}} = -\frac{\pi d^2}{4} l \frac{(\epsilon - \epsilon_0)^2}{\epsilon + \epsilon_0} E_0^2 \frac{\sin 2\varphi}{2} \vec{e}_z, \quad (\text{П2-5})$$

где φ — угол между осью цилиндрической частицы и силовой линией поля; ϵ — диэлектрическая проницаемость цилиндрической частицы.

Из соотношения (П2-5) видно, что зависимость момента сил от геометрических размеров удлиненной диэлектрической частицы выражается множителем ld^2 . Поэтому формула пересчета $\frac{dM_{\text{вр}}}{d\varphi}$ для стандартных размеров $\bar{l}$ и $\bar{d}$ имеет вид:

$$\left. \frac{dM_{\text{вр}}(\bar{l}, \bar{d}, \varphi)}{d\varphi} \right|_{\varphi=0} = \omega^2(l, d) J(l, d) \frac{\bar{l} \bar{d}^2}{l d^2}.$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бершев Е. Н., Лобов В. Ф., Попов Ю. В. Способы измерения электрического сопротивления ворса. — Электронная обработка материалов, 1974, № 2.
2. А. с. 476350 (СССР). Способ обработки капронового ворса/ Дмитриев В. В., Хархаров А. А., Бершев Е. Н. Оpubл. в Б. И., 1975, № 25.
3. Верещагин И. П., Жуков В. А., Морозов В. С. Ориентация вытянутых частиц при движении в электрическом поле. — Электричество, 1975, № 5.
4. Тамм И. Е. Основы теории электричества. М.: Наука, 1966.
5. Ландау Л. Д., Лифшиц Е. М. Электродинамика сплошных сред. М., 1957.
6. Broersma S. Rotational diffusion constant of a cylindrical particle. — J. Chem. Phys., 1960, vol. 32.
7. Стреттон Дж. А. Теория электромагнетизма. М.: Госэнергиздат, 1948.

[9.1.1978]

Атмосферные перенапряжения на понизительных подстанциях 6—10 кВ и их грозозащита

Канд. техн. наук КАРАПЕТЯН М. М., инж. ВАРТАЗАРЯН В. Г.

Ереван

Подстанции 6—10 кВ часто подвергаются атмосферным перенапряжениям. По данным ряда энергосистем до 20—30% всех отключений и повреждений в сетях 6—10 кВ происходит из-за грозовой деятельности [Л. 1]. Приблизительно 25—30% общего числа повреждений электрооборудования приходится на силовые трансформаторы.

Прямые удары молнии в подстанции 6—10 кВ малочисленны, и поэтому вопрос сводится к рассмотрению опасных перенапряжений, вызванных набегающими с пораженных линий волнами. Практический интерес представляет также учет индуктированных перенапряжений, которые, не являясь опасными для изоляции ВЛ 6—10 кВ, примерно удваивают число повреждений на подстанциях.

Амплитуда напряжения U_0 в месте удара молнии в ВЛ определяется приблизительно зависимостью $U_0 = 120I_0$ [Л. 2], где I_0 — ток молнии. На ВЛ затухание волн с амплитудой 100—200 кВ на расстоянии нескольких километров небольшое. Следовательно, токи молнии в 1—2 кА, вероятность которых $\psi = 94\text{—}95\%$ [Л. 3], представляют опасность для изоляции подстанции 6—10 кВ, импульсная прочность которой оценивается в 70—120 кВ. Между тем максимальное значение входящей волны фактически определяется импульсной прочностью линии относительно земли и приблизительно равно 1100 кВ [Л. 4].

В статье рассмотрены схемы грозозащиты передвижных и стационарных подстанций 6—10 кВ. Передвижные электрифицированные агрегаты (ПЭА) несколько отличаются от стационарных подстанций и состоят из передвижной подстанции, подключаемой к ВЛ 6—10 кВ и питающей через шланговый кабель 0,5 кВ подвижный агрегат (рис. 1а). Сопротивление заземления последнего $R_{з,п}$, обусловленное контактом между гусеницами и землей, является переменной величиной и может доходить до 75 Ом. В процессе работы питающий кабель или разматывается, растаскивается по земле, или наматывается на барабан. Применяются в основном четырехжильные шланговые кабели без металлической оплетки с сечением жил от 2,5 до 70 мм² и длиной до 800 м. Четвертая «нулевая» жила присоединяет корпус подвижного агрегата к заземляющему контуру понизительной подстанции, как правило, общему для сторон высокого и низкого напряжений. В зависимости от типа и назначения подвижные агрегаты могут иметь до десяти трехфазных электродвигателей, мощностью от 0,6 до 100 кВт.

Грозозащиту подстанций 6—10 кВ обычно осуществляют одним комплектом вентильных разрядников 6—10 кВ, устанавливаемых прямо на трансформаторе, а в некоторых случаях — дополнительно и трубчатыми разрядниками [Л. 3]. Срабатывание защитных аппаратов, установленных на стороне высокого напряжения, приводит к подпору напряжения на заземлении подстанции (рис. 1б).

$$U_{к,п} = \frac{2U_{дmin} Z_c R_{з,п}}{(Z + Z_c)(R_p + R_{з,п})},$$

где $Z = \frac{(R_p + R_{з,п}) Z_c}{R_p + R_{з,п} + Z_c}$ — эквивалентное расчетное сопротивление; $Z_c = 250$ Ом — волновое сопротивление системы трех проводов; $R_{з,п} = 10$ Ом — принятое значение импульсного сопротивления заземления подстанций; $U_{дmin} = 1100$ кВ — значение грозового импульса; $R_p = 9$ Ом — внутреннее сопротивление разрядника РВП—10 при токе 5 кА. Для упрощения расчета сопротивление принимается линейным, что не приводит к ощутимой погрешности при вычислении $U_{к,п}$. Для принятых значений $U_{к,п} = 76,5$ кВ.

При напряжении $U_{н,п}$ на вводах обмотки низкого напряжения на изоляцию этой обмотки воздействует величина $\Delta U_{к,п}(t) = U_{н,п}(t) - U_{к,п}(t)$, зависящая как от электростатической связи $\Delta U_{ст}$, определяемой емкостями между обмотками низкого и высокого напряжений и обмоткой низкого напряжения и корпусом трансформатора, так и от электромагнитной квазистационарной связи $\Delta U_{эм}$. Наличие вентильных разрядников на вводах 6—10 кВ трансформаторов позволяет предполагать, что минимальное значение перенапряжения

в обмотке высокого напряжения равна остающемуся на разряднике $U_{ост}$. При сравнительно малой нагрузке (активной или емкостной) на вторичной стороне трансформатора электростатическая передача $\Delta U_{ст}$ практически уменьшается до нуля, а свободные колебания $\Delta U_{эм}$ во вторичной обмотке сильно затухают [Л. 5] и приближенно оцениваются следующим образом: $\Delta U_{эм} \leq U_{ост}/n = 50/25 = 2,0$ кВ, где $n = 10/0,4 = 25$ — коэффициент трансформации.

Экспериментальные исследования показали, что максимальный эффект передачи напряжения от корпуса к обмотке низкого напряжения трансформатора имеет место в случае бронированных или экранированных кабелей Z_n , а минимальный — в случае ВЛ. Поэтому в последнем случае на изоляцию этой обмотки воздействует наибольшее перенапряжение. Перенапряжения $\Delta U_{к,п}$, воздействующие на изоляцию обмотки низкого напряжения при всех видах нагрузки, опасны и требуют установки вентильных разрядников 0,5 кВ между этой обмоткой и корпусом трансформатора [Л. 4—6]. После срабатывания низковольтных разрядников сопротивление $R_{з,п}$ шунтируется волновым сопротивлением Z_n нагрузки ($R'_{з,п} = R_{з,п} \| Z_n$). На подстанциях с подключенными к низкой стороне бронированными кабелями $Z_n = Z_k = 15\text{—}25$ Ом, $R'_{з,п} = 6\text{—}7$ Ом; поэтому $U_{к,п}$ снижается до 56 кВ. Для ВЛ $Z_n = Z_{л} = 250$ Ом и $U_{к,п}$ практически не меняется.

Наличие шлангового кабеля с волновым сопротивлением $Z_n = Z_k = 115$ Ом [Л. 7] в ПЭА приводит к снижению $U_{к,п}$ до 71 кВ.

Отличительной особенностью ПЭА при оценке перенапряжений и выборе схемы грозозащиты является учет параметров кабеля при его различных состояниях в процессе работы. Исследование волновых процессов показывает, что наибольшие перенапряжения на двигателях подвижного агрегата возникают при полностью размотанном кабеле, а его частичная намотка на барабан обуславливает наибольшие опасные перенапряжения, воздействующие на изоляцию кабеля перед намотанной частью. Максимальные перенапряжения на двигателях имеют место при минимальном сопротивлении заземления корпуса подвижного агрегата [Л. 4 и 6].

Исходя из изложенного, при разработке схемы грозозащиты ПЭА и стационарных подстанций определяющим фактором должны служить допустимые значения потенциала на корпусе подстанции $U_{к,п}$ и перенапряжения перед кабельной намоткой (для ПЭА). Значения этих напряжений во всех случаях должны быть меньше импульсной прочности $U_{ж,з}$ кабелей 0,5 кВ относительно земли.

Были проведены экспериментальные исследования перенапряжений на макетах стационарных подстанций и ПЭА при импульсных напряжениях 200—500 В. Для исследования схемы грозозащиты подстанции использовалась ее однофазная эквивалентная схема замещения. Было принято, что в случае прямого удара молнии в ВЛ 6—10 кВ на ближайшей опоре происходит перекрытие междофазовой изоляции, и волна набежит к подстанции по трем проводам. Индуктивности спусков трубчатых разрядников РТ не учитывались.

Исследуемые макеты включали: силовой трансформатор ТСМА-180/10-04; шланговые кабели 0,5 кВ КШЭП-4×10 мм², длиной $l = 82$ м и КРПТ-3×25—1×10 мм² с $l = 142$ м; экранированный кабель 10 кВ ГТШ-3×25 мм² с $l = 85$ м. Воздушные линии 10 кВ были заменены их волновым сопротивлением $Z_{в,п} = Z_c = 250$ Ом, подходы длиной 120 м — индуктивностью $L_{л} = 0,1$ мГ, контуры заземления подстанции и трубчатых разрядников — бифилярными сопротивлениями $R_{з,п}$ и $R_{р,т}$. Вместо подвижной машины применялся двигатель А81-8А, 220/380 В 20 кВт, 730 об/мин. Сопротивление заземления машины $R_{з,м}$ принималось равным 25, 50 и 75 Ом. Индуктивность частичной намотки $L_k = 0,96$ мГ обеспечивалась намоткой на металлический барабан (72 витка) шлангового кабеля КШЭП-4×10 мм².

В качестве вентильного и трубчатого разрядников 10 кВ применялись их полупроводниковые модели [Л. 7]. Масштабы напряжения и тока выбраны одинаковыми $m_u = m_a = 1/2000$, в результате чего масштаб сопротивления $m_r = 1$. Разрядник РВ11-0,5 был заменен его эквивалентным сопротивлением:

Таблица 1

Типы подключаемых грозозащитных аппаратов	Значения напряжений при $U_{d \min} = 1100 \text{ кВ, кВ}$		
	$U_{к,п}$	$\Delta U_{к,п}$	$\Delta U_{к,д}$ при $R_{з,м} = 50 \text{ Ом}$
РВП-10	72,0	15,0	17,0
РВП-10, РВН-0,5	67,0	2,5	16,6
РТФ-10, РВП-10	19,0	8,3	9,7
РТФ-10, РВП-10, РВН-0,5	19,0	2,5	3,5
РТФ-10, РВП-10, РВН-0,5 ($C_3 = 0,5 \text{ мкФ}$)	10,0	2,5	2,2

Таблица 2

Схемы подстан- ций по рис. 2	Значения напряжений при $U_{d \min} = 1100 \text{ кВ, кВ}$							
	$U_{н,н}$	$U_{в,н}$	$U_{к,п}$	$U_{н,н}$	$\Delta U_{к,п}$	U_d	$U_{к,д}$	$\Delta U_{к,д}$
a	—	62,7	22,0	26,0	2,6	—	—	—
b	85	80,0	16,5	16,7	2,3	—	—	—
в	—	79,2	19,8	22,0	2,5	8,8	5,0	2,2

$U_{ост}/I = 2,5/10 = 2,5 \text{ Ом}$. Источником напряжения служил генератор повторяющихся импульсов ГПИ-1500 В [Л. 7]. Волна 2,5/50 мкс с амплитудой 1100 В и частотой повторения 100 Гц подавалась через сопротивление Z_c на исследуемые схемы подстанций. Измерения производились синхроскопом СИ-1, а результаты измерений приводились к значениям $U_r = 2U_{d \min} = 2200 \text{ кВ}$.

Результаты опытов показывают, что в случае ПЭА (рис. 2, а) при установке разрядников РВН-10 и РВН-0,5, перенапряжение $\Delta U_{к,п}$, действующее на изоляцию между «рабочими» и «нулевой» жилами, не превосходит на начале кабеля 2,5 кВ, а на конце кабеля на входах двигателей $\Delta U_{к,д}$ может достигнуть до 15–22 кВ при $R_{з,м} = 25 \text{ Ом}$. В случае подхода с одним комплектом трубчатых разрядников перенапряжение на двигателе уменьшается до 3,5 кВ, а при включении защитных конденсаторов $C_3 = 0,2 \text{ мкФ}$ между «рабочими» и «нулевой» жилами это напряжение становится безопасным для изоляции двигателя (табл. 1).

Изоляция жил шланговых кабелей 0,5 кВ как между собой, так и относительно земли, имеет сравнительно высокую импульсную прочность (порядка 60–70 кВ). Однако, как показали опыты на ПЭА, при установке вентильных разрядников 10 и 0,5 кВ на подстанции и частичной намотке кабеля перенапряжение, действующее на общую изоляцию кабеля $U_{ж,з}$, перед кабельным барабаном может увеличиваться по сравнению с напряжением в начале кабеля приблизительно на 20%, доходя до 70 кВ. По-видимому, при близких ударах молнии в ВЛ это перенапряжение может быть больше. Поэтому подключение только РВП-10 и РВН-0,5 не обеспечивает защиту кабеля. При выборе схемы грозозащиты ПЭА следует предусмотреть мероприятия по ограничению $U_{к,п}$ на заземлении подстанции до 40–45 кВ. Для обеспечения такого напряжения надо либо уменьшить сопротивление заземления $R_{з,п}$ с 10 до 5–6 Ом, либо снизить амплитуду тока молнии через $R_{з,п}$ с 6,8–8,0 до 4 кА.

Уменьшить сопротивления до 5–6 Ом в условиях работы передвижной подстанции сложно. Если учесть малую эффективность такого мероприятия при близких ударах молнии, то представляется целесообразным достичь требуемого снижения $U_{к,п}$ ограничением амплитуды тока молнии через $R_{з,п}$ установкой комплекта трубчатых разрядников. Значения перенапряжений $U_{к,п}$ на корпусе подстанции ПЭА при различных вариантах подключения грозозащитных аппаратов приведены в табл. 1.

В табл. 2 приведены значения перенапряжений в узлах рекомендуемых схем грозозащиты подстанций 6–10 кВ.

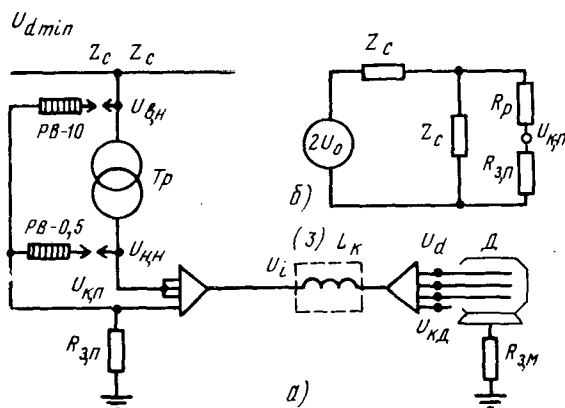


Рис. 1. Упрощенная эквивалентная схема ПЭА (а) и расчетная схема для определения потенциала $U_{к,п}$ на корпусе подстанции (б).

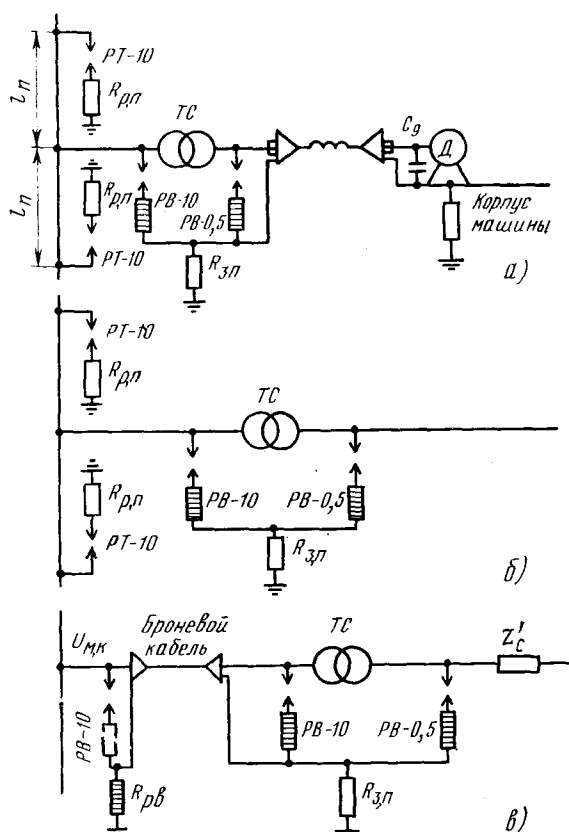


Рис. 2. Характерные схемы грозозащиты ПЭА и стационарных подстанций 6–10 кВ.

Закключение. Грозозащита ПЭА и 6–10/0,4 кВ, непосредственно подключенных к ВЛ 6–10 кВ, должна включать установку вентильных разрядников РВП 6–10 и РВН-0,5 между вводами и корпусом трансформатора и создание защитного подхода за два пролета до подстанции с одним комплектом трубчатых разрядников РТФ или РТВ 6–10 кВ с сопротивлением заземления $R_{т} = 10–20 \text{ Ом}$. При этом для защиты двигателей подвижной машины ПЭА применяются защитные конденсаторы с $C_3 = 0,2 \text{ мкФ}$, включенные в конце кабеля, между «рабочими» и «нулевой» жилами.

Для стационарных подстанций 6-10/0,4 кВ, непосредственно подключенных к ВЛ, грозозащита трансформатора осу-

шествуется по такой же схеме без защитного подхода. Такая схема обеспечивает также защиту подстанции при ударе молнии в ВЛ 0,5 кВ.

При подключении ПЭА в ВЛ 6—10 кВ через бронированный или экранированный кабель необходимо установить вентильные разрядники РВП 6—10 кВ на двух концах экранированного кабеля и разрядники РВЛ-0,5 между обмотками низкого напряжения и корпусом трансформатора.

Схемы грозозащиты рассмотренных подстанций можно значительно упростить при использовании металлических спусков по деревянным опорам через 2—3 пролета и применением железобетонных опор, что позволит отказаться от защитных подходов, а в некоторых случаях и от применения вентильных разрядников 0,5 кВ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тураев В. А. Повреждения в распределительных сетях 6—10 кВ. — Электрические станции, 1972, № 5.

2. Костенко М. В. Атмосферные перенапряжения и грозо-защита в/в установок. М.: Госэнергиздат, 1949.

3. Руководящие указания по защите от перенапряжений электротехнических установок переменного тока 3—220 кВ. М.: Госэнергиздат, 1954.

4. Карапетян М. М. К вопросу об атмосферных перенапряжениях в передвижных электрифицированных агрегатах. — Изв. АН Арм. ССР, 1960, № 4, т. XIII.

5. Долгинов А. И. Перенапряжения в электрических системах. М.: Госэнергиздат, 1962.

6. Карапетян М. М. Схема грозозащиты передвижных электрифицированных агрегатов 6—10 кВ. — Труды ЛПИ, 1965, № 242.

7. Торосян А. С. Модель исследования перенапряжений на трансформаторных подстанциях. — Электротехника, 1966, № 11. [17.5.1978]

УДК 621.317.31.001.3

Малоинерционный измеритель больших постоянных токов системы ЭНИН им. Г. М. Кржижановского

Доктор техн. наук МЕЕРОВИЧ Э. А., канд. техн. наук АНДРЕЕВСКАЯ Л. И., инж. ОБЪЕДКОВ А. И.

Энергетический институт им. Г. М. Кржижановского

В настоящее время в СССР более 30% вырабатываемой электроэнергии преобразуется и потребляется на постоянном токе, причем мощности энергетического оборудования и энерготехнологических объектов непрерывно возрастают. Однако метрологическое обеспечение измерений постоянного тока больших значений в промышленных условиях не соответствует современным требованиям. На практике применяется принцип суммирования разветвленных токов, при котором надежность комплектных измерительных устройств в целом оказывается низкой. Существующие устройства не допускают регистрации тока с высокой точностью во всем диапазоне его изменения, хотя такое требование возникает, например, в электрометаллургической промышленности в связи с особенностями технологии производства сплавов. Поэтому задача создания устройств, предназначенных для измерения постоянных токов значением в десятки и сотни тысяч ампер с высокой точностью (класс точности до 0,2) и надежностью, является весьма актуальной [Л. 1].

Среди различных средств измерений больших значений постоянного тока, используемых в современной промышленной энергетике, несомненными преимуществами обладают устройства, основанные на принципе измерения н. с. в контуре магнитной системы, охватывающей токопровод с измеряемым током. Такие устройства мало чувствительны к положению токопровода в окне магнитопровода, к влиянию внешних магнитных полей и ферромагнитных масс. Это позволяет снизить требования при их монтаже по сравнению с предъявляемыми к существующим устройствам аналогичного назначения, но работающих на иных принципах.

В первую очередь к указанным выше устройствам относятся измерители, в которых в качестве магниточувствительных преобразователей применяются гальваноматные датчики Холла. Датчики Холла размещаются в воздушных зазорах магнитной системы, которая выполняется разъемной и может быть установлена на любом участке токопровода без разрыва цепи. Измерители такого типа предложены в СССР, ФРГ, Японии и др. [Л. 2—4]. На этом же принципе в ЭНИН им. Г. М. Кржижановского была разработана и создана модификация весьма простых малогабаритных устройств прямого преобразования, предназначенных для измерения больших значений постоянного тока. Это двухпредельные переносные измерительные клещи для измерения тока в диапазоне 0—5 и 0—10 кА, а также устройства стационарного типа для измерения в неразветвленном шинопроводе тока до 200 кА и двухканальные измерительные устройства для измерения тока до 20 и 40 кА. Длительные испытания как в лабораторных, так и в промышленных условиях подтвердили их работоспособность

и высокую надежность. Простота этих устройств определялась в значительной мере тем обстоятельством, что выходной сигнал в них снимался непосредственно с преобразователей Холла, объединенных в группу для суммирования сигналов, и достигал 500 мВ, поэтому не было необходимости применять какие-либо преобразователи для повышения выходного напряжения [Л. 2 и 5].

В последние годы в ЭНИН им. Г. М. Кржижановского разработан и создан новый тип малоинерционного измерителя больших постоянных токов (ИПТК-50) с использованием преобразователей Холла, в котором реализован компенсационный метод измерения, обладающий общезвестными преимуществами¹. Устройство ИПТК-50 предназначено для прецизионного измерения постоянного тока значением до 50 кА в стационарных энергоустановках без разрыва токовой цепи, оно может быть использовано и как малоинерционный датчик тока в системе регулирования тока преобразовательных агрегатов.

В устройстве ИПТК-50 также использованы предложенные ранее в ЭНИН им. Г. М. Кржижановского принципы суммирования выходных напряжений датчиков Холла и построения магнитных систем [Л. 2, 5 и 6]. Наиболее полное использование ферромагнитного материала и экранирование преобразователей Холла от поля помех существенно снизили массу магнитопроводов измерительных устройств.

Принцип компенсации магнитного поля измеряемого тока используется и в других устройствах подобного назначения. Однако с увеличением измеряемых токов в них возрастают мощность регулируемого источника, необходимого для создания большого числа ампер-витков в цепях возбуждения компенсирующего поля, и инерционность системы. В результате усложняются электронные устройства слежения за измеряемым током и возрастают габариты компенсирующих устройств и обмоток, в которых протекают токи компенсации и рассеивается значительная мощность. Поэтому в таких устройствах применяют несколько независимых компенсирующих устройств, что весьма осложняет устройство в целом и снижает его надежность.

Реализованные нами методы позволили обойти эти трудности и создать для измерения больших значений постоянного тока простое малогабаритное устройство с единственной системой следящего уравнивания малой мощности. Надежность устройства в целом при этом значительно повысилась.

¹ В процессе разработки измерителя ИПТК-50 принимали участие С. П. Владимиров, О. Д. Шарипов, электронной схемы слежения — В. И. Барышев.

Принципиальная схема измерения в устройстве ИПТК-50 представлена на рис. 1.

В качестве преобразователя сравнения 1 использованы шесть датчиков Холла типа Х214, объединенных в группу для суммирования их полезных сигналов и уменьшения дрейфа нуля выходного сигнала [Л. 6]. Это позволило уменьшить зону нечувствительности следящей системы уравнивания.

Нормальные к пластине k -го преобразователя Холла составляющие напряженностей магнитных полей — измеряемого $(H_{ni})_k$ и компенсирующего $(H_{ni})_k$ — можно выразить так:

$$(H_{ni})_k = a_k I; (H_{ni})_k = b_k i,$$

где a_k, b_k — коэффициенты пропорциональности, 1/м; I — измеряемый ток в шинном проводе, А; i — ток в катушках компенсирующих элементов, А.

Автокомпенсатор 2 системы слежения преобразует напряжение раскомпенсации группы датчиков Холла $-\Delta U_{\text{вых, гр}}$ в ток i . Обратное преобразование выполняют катушки системы компенсации 3. Падение напряжения $U_{\text{вых}}$, вызываемое током i на шунте $R_{\text{ш}}$ является мерой измеряемого тока I .

В ИПТК-50 в отличие от известных зарубежных приборов условие компенсации состоит в том, что в местах расположения преобразователей Холла с помощью системы компенсации создаются магнитные поля, суммарное действие которых на группу преобразователей Холла $\sum_{k=1}^m (H_{ni})_k$ равно и противо-

положно суммарному действию поля $\sum_{k=1}^m (H_{ni})_k$, возбуждае-

мого измеряемым током. Режим компенсации устанавливается по нулевому значению суммарного выходного сигнала всей группы датчиков $U_{\text{вых, гр}}$.

Структурная схема устройства ИПТК-50 представлена на рис. 2.

Конструктивно измеритель ИПТК-50 выполнен в виде двух блоков:

датчика, в воздушных зазорах магнитной системы которого установлена группа преобразователей Холла 1, резисторы 2 в их цепях управления и компенсирующие элементы 3;

блока управления, в котором размещены источники питания группы датчиков Холла 4 и блока автокомпенсатора 5 и автокомпенсатор 6.

В лабораторных условиях проведены длительные испытания опытного образца устройства на экспериментальном стенде (рис. 3), обеспечивающем локальное подобие магнитных полей [Л. 5]. При локальном подобии распределение напряженности магнитного поля по воздушным зазорам магнитной системы измерителя аналогично распределению в условиях эксплуатации с учетом протекающих вблизи токов. Такое распределение предварительно определялось методом физического моделирования на маломасштабных моделях [Л. 7].

Размеры ферромагнитных элементов, токопроводов и расстояния до обратного токопровода в модели соответствовали выбранному масштабу моделирования m_l :

$$\frac{l_m}{l_o} = \frac{1}{m_l},$$

где l_m, l_o — геометрические размеры в модели и оригинале.

Чтобы учесть при моделировании нелинейные свойства ферромагнитного материала и исключить соответствующие ошибки, материалы, используемые для создания моделей и идущие на сооружение оригиналов, выбирались с тождественными характеристиками $B(H)$. Выбор масштаба моделирования обеспечивал тождество магнитных полей в соответствующих точках оригинала и модели: $H_o \equiv H_m$.

При этих условиях магнитная проницаемость геометрически подобных элементов модели равна проницаемости оригинала, одинакова и магнитная восприимчивость в соответственных элементах объема на всех участках магнитной цепи, а также соблюдается равенство коэффициентов размагничивания у всех геометрически подобных тел в соответственных магнитных состояниях.

Реальное распределение магнитного поля в лабораторных условиях воспроизводится с помощью токового контура ТК и обтекаемых током секционированных катушек К1-К6. Для питания токового контура и катушек применялись независимые источники.

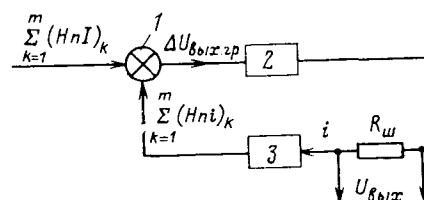


Рис. 1. Принципиальная схема измерения.

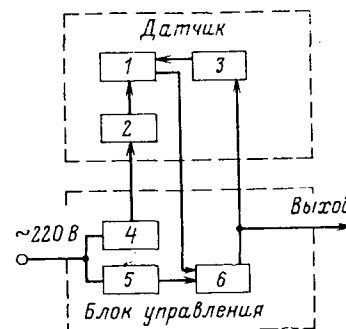


Рис. 2. Структурная схема измерителя больших значений постоянного тока.

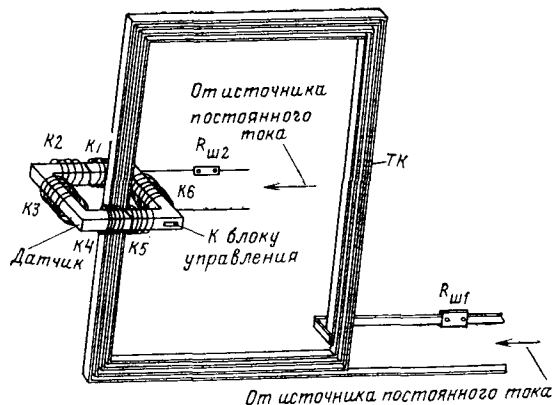


Рис. 3. Принципиальная схема экспериментального стенда.

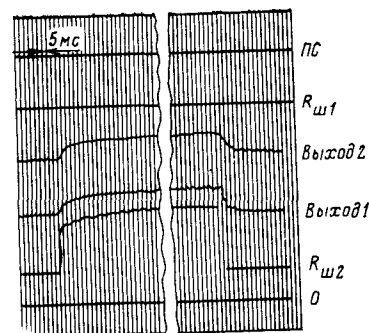


Рис. 4. Осциллограмма реакции измерителя на скачкообразное изменение измеряемого тока.

Действительные значения ампер-витков определялись с помощью шунтов $R_{ш1}$ (75 ШСМ6000А/75 мВ) и $R_{ш2}$ (75 ШСМ500А/75 мВ), включенных в цепи намагничивающих токов. При испытаниях к выходным зажимам устройства ИПТК-50 были подключены электроизмерительные приборы типа М1107 (кл. 0,2). Градуировка устройства на стенде проводилась при комнатной температуре окружающей среды, а уровни внешних магнитных и электрических полей соответствовали условиям эксплуатации.

Данные лабораторных испытаний позволили оценить по-мехоустойчивость устройства и влияние на градуировочную характеристику температуры окружающей среды, нарушения режима питания, разборки и повторной сборки магнитопровода. Дополнительная температурная погрешность, вызванная дрейфом нуля вследствие отклонения температуры окружающей среды на каждые 10°C от номинальной, не превосходит 0,3%. Значение погрешности в данном случае определяется числом преобразователей Холла, объединенных в группу для суммирования их полезных сигналов. Эта погрешность может быть уменьшена путем использования большего числа датчиков и соответственно улучшения соотношения между уровнем полезного сигнала и уровнем помех. Изменения выходного сигнала при отклонении напряжения питания и управляющего тока в преобразователях Холла в пределах $\pm 10\%$ номинальных значений, а также при разборке и повторной сборке магнитной системы в пределах точности измерений отмечено не было.

Особое внимание при лабораторных исследованиях было уделено определению характеристик, имеющих большое значение при использовании ИПТК-50 в качестве датчика тока в системе регулирования тока преобразовательных агрегатов. Время установления выходного сигнала в многозвенном устройстве ИПТК-50 зависит не только от параметров преобразователей, входящих в его состав, но и от конструктивного выполнения магнитной системы, которая собрана из массивных нештитованных ферромагнитных элементов, изготовленных из стали Армко. Быстродействие электронной схемы автокомпенсатора определяется, главным образом, постоянной времени интегрирующего звена, по сравнению с которой можно пренебречь инерционностью датчиков Холла и усилителей. В применяемой схеме интегрирующим звеном является цепочка RC с постоянной времени $\tau = 2,8 \cdot 10^{-3}$ с. С целью сравнения инерционности устройств компенсационного типа и прямого преобразования были установлены дополнительные преобразователи Холла в свободные воздушные зазоры магнитной системы. Для суммирования полезных сигналов эти датчики Холла объединялись в группу, которая являлась измерительным преобразователем.

Инерционные свойства ИПТК-50 определялись на экспериментальном стенде, позволяющем изменять намагничивающий ток со скоростью, мало отличающейся от скорости изменения тока в реальном токопроводе. Реакция устройства ИПТК-50 на скачкообразное изменение тока при включении и отключении вспомогательных намагничивающих катушек $K1-K6$ (намагничивающий ток в контуре ТК при эксперименте оставался неизменным) зарегистрирована светолучевым осциллографом типа Н-700 и показана на рис. 4. Как видно, времена установления устройства компенсационного типа (выход 1) и прямого преобразования (выход 2) в пределах точности измерений одинаковы и равны $25 \cdot 10^{-3}$ с. Следовательно, инерционность измерительных систем определяется конструкцией ферромагнитной системы, а не элементами схемы слежения, представляющей собой электронное устройство, выполненное на интегральных схемах.

Зависимость $U_{вых}(I)$ показывает, что устройство ИПТК-50 четко регистрирует ток значением 0,1 кА, т. е. чувствительность его не хуже $0,2\% I_{ном}$.

Хорошая воспроизводимость результатов измерений при длительных лабораторных испытаниях, отсутствие разброса при измерениях, незначительные дополнительные погрешности и отклонения величин выходных сигналов при специально созданных помехах позволяют сделать вывод, что устройство ИПТК-50 может быть аттестовано на соответствующем стенде с высоким классом точности. Однако в настоящее время в системе Госстандарта СССР нет метрологически аттестованных образцовых средств высшей точности, позволяющих аттестовать устройство для измерения постоянного тока значением более 25 кА [Л. 1].

Основные технические характеристики ИПТК-50: предел измерения тока 0—50 кА; выходная характеристика линейна во всем рабочем диапазоне; порог чувствительности 0,1 кА; постоянная времени $25 \cdot 10^{-3}$ с; выходное сопротивление $15 \cdot 10^{-3}$ Ом (поэтому к выходу можно присоединять несколько измерительных и регистрирующих устройств, практически без ограничения величин их входных сопротивлений); питание от сети 50 Гц напряжением 220 В; потребляемая мощность не более 200 Вт; габариты датчика $980 \times 660 \times 180$ мм; окно 700×370 мм, масса не более 80 кг.

Для опытной эксплуатации в промышленных условиях устройство ИПТК-50 установлено на металлообрабатывающем заводе в системе токоподвода к мощной вакуумной дуговой печи. Анализ результатов при контрольных измерениях тока позволил сделать вывод, что устройство работает устойчиво в соответствии с техническими характеристиками. Сравнение осциллограмм, полученных при осциллографировании переходных процессов с помощью шунта и устройства ИПТК-50, показало их хорошее совпадение.

Исследования, проведенные как в лабораторных, так и в промышленных условиях, подтвердили, что реализация данного метода измерения и разработанных в ЭНИИ им. Г. М. Кржижановского принципов построения магнитных систем, способов экранирования преобразователей Холла и суммирования их полезных сигналов позволяют создать малогабаритные устройства для измерения тока в неразветвленном токопроводе, практически без ограничения номинальных значений измеряемых токов, и повысить класс точности до 0,2.

Устройства на различные диапазоны измеряемых токов можно собирать из типовых элементов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Семенко Н. Г. Проблемы измерения большого постоянного тока. Исследования в области электрических измерений. — Труды метрологических институтов СССР, 1975, вып. 178 (238), с. 5—16.
2. Меерович Э. А., Андреевская Л. И. — Измерение больших постоянных токов с использованием датчиков Холла. — Электричество, 1967, № 9, с. 49—53.
3. Prospekt Siemens-Schuckertwerke. Stromengenkontrolle für Elektrolysen.
4. Fuji DC transformer with Hall generators. — Fuji Electric Review, 1968, vol. 14, № 3.
5. Устройство на эффекте Холла для измерения постоянного тока на 160—200 кА/ Меерович Э. А., Андреевская Л. И., Владимиров С. П., Шахунянц А. А. — «Электротехника, 1971, № 3, с. 37—41.
6. Меерович Э. А., Андреевская Л. И. Групповая работа датчиков Холла, находящихся в оптимальном режиме. — Электричество, 1974, № 4, с. 69—72.
7. Веников В. А. Теория подобия и моделирования. М.: Высшая школа, 1976.

[22.6.1978]

Определение частотных характеристик делителей высокого напряжения по реакции на единичное воздействие

АБАДЖИДИ Г. Е.

Московский энергетический институт

Динамическая характеристика измерительного устройства с делителем напряжения является одним из важнейших показателей, определяющих его качество. Если устройство предназначается для измерения высоковольтных импульсов, его динамическая характеристика задается, как правило, временными параметрами, для определения которых рассматривают его переходную характеристику при возмущающем воздействии в виде единичного скачка. Такой способ исследования обладает одним несомненным преимуществом — он может быть реализован при высоком напряжении. Кроме того, вся процедура получения и регистрации переходной кривой занимает сравнительно немного времени, в течение которого климатические условия могут считаться неизменными.

На стадии проектирования измерительных устройств переходная характеристика определяется анализом упрощенных схем замещения. После изготовления и установки измерительного устройства в рабочем положении его переходная характеристика определяется экспериментально. Информация, полученная из экспериментальной переходной кривой, считается определяющей.

При традиционном подходе [Л. 1 и 2], базирующемся на положениях теории автоматического регулирования, переходная кривая характеризуется интегральной оценкой первого порядка, определяющей время переходного процесса [Л. 3]:

$$T = \int_0^{\infty} [h(t) - h(\infty)] dt, \quad (1)$$

где $h(t)$ — текущая ордината; $h(\infty)$ — установившееся значение переходной кривой.

Другой метод анализа переходной кривой основан на допущении, что производная функция $h(t)$ эквивалентна плотности нормального распределения случайной величины [Л. 4]:

$$h'(t) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp \left\{ -\frac{(t-m)^2}{2\sigma^2} \right\}, \quad (2)$$

где m — математическое ожидание; σ — среднее квадратичное отклонение случайной величины.

Известно [Л. 5], что нормальный закон распределения полностью определяется параметрами m и σ , что позволяет при принятом допущении характеризовать переходный процесс временем запаздывания t_3 и временем нарастания t_n , отождествленными соответственно с параметрами m и σ . Это позволяет использовать соотношения, справедливые при суммировании параметров независимых случайных величин, для суммирования временных параметров последовательно соединенных звеньев без обратных связей, составляющих структуру измерительного устройства:

$$t_3 = \Sigma t_{3i}; \quad (3)$$

$$t_n = \sqrt{\Sigma t_{ni}^2}, \quad (4)$$

где t_3 — время запаздывания измерительного устройства; t_{3i} — время запаздывания структурного звена; t_n — время нарастания измерительного устройства; t_{ni} — время нарастания структурного звена.

К преимуществу данного подхода следует отнести простоту определения временных параметров устройства в целом по временным параметрам составляющих звеньев. Однако использование выражения (4) применительно к высоковольтным устройствам затрудняется специфическими особенностями, за-

ключающимися в следующем. Точность соотношения (4) зависит от выполнения условий Линдеберга [Л. 5], состоящих в основном в том, чтобы среди слагаемых не было доминирующих. Лучшим образом соотношение (4) выполняется тогда, когда слагаемые равны между собой и число их достаточно велико. Структура же высоковольтного измерительного устройства определяется в основном двумя звеньями — делителем напряжения и осциллографом, причем их временные параметры обычно не равны. Точность выполнения соотношения (4) не может быть оценена простым способом, что ограничивает его применение для приближенных оценок. К другому недостатку следует отнести отсутствие установленной связи, позволяющей переходить от временных параметров к частотным характеристикам.

Цель статьи — получить расширенную информацию из осциллограмм гладких переходных кривых, позволяющую установить связь между временными и частотными параметрами измерительного устройства.

Поскольку переходная кривая может иметь различную форму, целесообразно ввести некоторую универсальную числовую характеристику, учитывающую разнообразие форм, причем эта характеристика должна легко определяться непосредственно из осциллограмм. Естественно обратиться при этом к широко используемым числовым характеристикам: времени переходного процесса T и времени нарастания t_n . Под временем нарастания здесь и далее будет пониматься время прохождения нормированной переходной кривой между уровнями 0,1 и 0,9.

Можно показать, что при определенном допущении отношение этих двух характеристик может быть использовано в качестве коэффициента формы:

$$K_\Phi = \frac{t_n}{T}. \quad (5)$$

Допущение состоит в том, что двухзвенная структура «делитель напряжения — осциллограф» может быть замещена последовательным соединением конечного числа однородных элементарных звеньев без обратных связей.

Передаточная функция такого соединения в операторной форме [Л. 3]

$$W(p) = \left(\frac{1}{1 + \tau p} \right)^n, \quad (6)$$

где τ — постоянная времени элементарного звена; n — число последовательно включенных звеньев.

При единичном возмущающем воздействии на систему с передаточной функцией (6) изображение переходной кривой $h(t)$

$$Y(p) = \frac{1}{p} \left(\frac{1}{1 + \tau p} \right)^n. \quad (7)$$

Для нахождения оригинала $h(t)$ изображения (7) последнее необходимо представить в виде слагаемых, для чего разделим числитель и знаменатель, заключенные в скобки правой части выражения (7), на τ и введем подстановку $1/\tau = \alpha$:

$$Y(p) = \frac{1}{p} \frac{\alpha^n}{(\alpha + p)^n}. \quad (8)$$

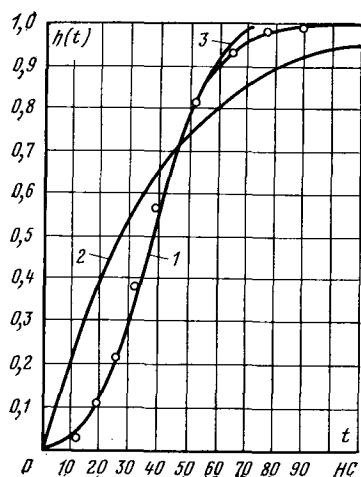


Рис. 1.

В соответствии с методом неопределенных коэффициентов [Л. 6]

$$Y(p) = \frac{1}{p} - \sum_{k=1}^n \frac{\alpha^{k-1}}{(p+\alpha)^k}. \quad (9)$$

Переходя к оригиналу и произведя преобразования, получаем:

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \sum_{k=1}^n \frac{t^{k-1}}{\tau^{k-1} (k-1)!}. \quad (10)$$

Известно, что время переходного процесса в системе равно сумме времен переходных процессов в составляющих звеньях

$$T = n\tau, \quad (11)$$

тогда

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{nt}{T}} \sum_{k=1}^n \left(\frac{nt}{T}\right)^{k-1} \frac{1}{(k-1)!}. \quad (12)$$

Из (12) следует, что при заданном n переходная кривая полностью определяется отношением t/T , которое, следовательно, можно использовать при описании формы кривой. В частности, (5) характеризует форму кривой на основе двух значений, задаваемых для t/T

$$K_{\Phi} = \frac{t_{0,9}}{T} - \frac{t_{0,1}}{T},$$

где $\frac{t_{0,9}}{T}$ и $\frac{t_{0,1}}{T}$ — коэффициенты формы одной и той же кривой, определенные соответственно при значениях $h(t) = 0,9$ и $0,1$.

Ниже приведены коэффициенты формы кривых при значениях $n=1 \div 8$ и дан соответствующий порядок аппроксимирующей функции (n):

Коэффициент формы 2,2 1,69 1,41 1,24 1,12 1,02 0,95 0,89
 Порядок аппроксимирующей передаточной функции 1 2 3 4 5 6 7 8

Эти данные служат ключом для перехода от временных параметров переходной кривой измерительного устройства к его частотным характеристикам.

Переход осуществляется в следующей последовательности.

Из осциллограммы переходной кривой определяются значения t_n , T и отношение t_n/T . По значению t_n/T определяется порядок аппроксимирующей функции и по значениям n и T из (11) определяется τ . Далее значения n и τ подставляются в (6), из которого определяются частотные характеристики.

Ниже следует пример аппроксимации функцией (10) реальной переходной кривой, заимствованной из [Л. 7] и представленной на рис. 1 (кривая 1).

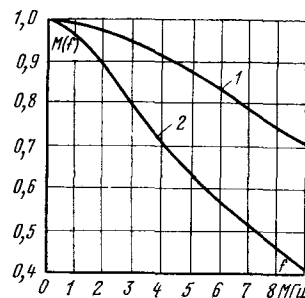


Рис. 2.

Расчетные значения $h(t)$ отмечены на рис. 1 точками. На основании выражения для $W(p)$ получаем выражение для частотных характеристик:

$$M(j\omega) = \frac{1}{(1 + 6,4 \cdot 10^{-9} j\omega)^6}, \quad (13)$$

где ω — круговая частота.

Модуль выражения (13) определяет амплитудно-частотную, а аргумент — фазочастотную характеристику делителя напряжения [Л. 7].

Амплитудно-частотная характеристика, определенная из (13), представлена на рис. 2 (кривая 1). На рис. 1 и 2 представлены для сравнения (кривые 2) соответственно переходная и амплитудно-частотная характеристика того же делителя, определенные исходя из упрощений [Л. 8 и 9]. Упрощение приводит к искаженному толкованию временных и частотных параметров делителя.

Была также построена кривая, соответствующая представлению переходной кривой функцией нормального распределения (рис. 1, кривая 3). Время нарастания кривой 3, отождествленное с параметром σ , составляет 14,8 нс, что не соответствует времени нарастания между уровнями 0,1 и 0,9, обычно используемому при расчетах по формуле (4).

Из сравнения реакции реального делителя напряжения на единичный импульс (рис. 1, кривая 1) с расчетными значениями аппроксимирующей функции (точки на кривой 1) видно, что делитель напряжения достаточно точно может быть замещен цепочкой с ограниченным числом последовательно включенных звеньев, что является конкретной интерпретацией соотношения (11).

Вывод. Осциллограмма реакции на единичный импульс содержит важную информацию о частотных характеристиках измерительных устройств с делителями напряжения. Для тех случаев, когда осциллограмма не содержит колебаний или выброса можно получать эту информацию описанием переходной кривой степенной функцией, что соответствует замене устройства цепочечной схемой с конкретным числом звеньев.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- ГОСТ 17512-72. Электрооборудование и изоляция высокого напряжения переменного тока. Методы измерения высокого напряжения. М.: Изд-во стандартов, 1973.
- Рекомендация МЭК. Методы высоковольтных испытаний. Публикация 60, 1962.
- Основы автоматического регулирования/ Под ред В. В. Солодовникова. М.: Машгиз, 1954.
- Elmore W. C. The Transient Response of Damped Linear Networks with Particular Regard to Wideband Amplifiers. — Journ. of Appl. Physics, 1948, vol. 19, № 1, p. 55—63.
- Гнеденко Б. В. Курс теории вероятностей. М.: Гостехиздат, 1954.
- Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. М.: Наука, 1967.
- Schwab A. J., Pagel J. H. W. Precision Capacitive Voltage Divider for Impulse Voltage measurements. — IEEE Trans. on PAS, 1972, vol. 91, p. 2376—2382.
- Evaluating Impulse Measurements — a New Approach/ Creed F. C., Collins M. M. C., Pedersen A., Lausen P. — IEEE Trans. on PAS, 1972, vol. 91, p. 485—494.
- Asner A. Progress in the Measurement of Very High, Rapidly Changing Impulse Voltages. — Brown Boveri Review, 1960, vol. 47, № 4, p. 239—267.

[5.9.1978]

К расчету полюсного экрана электромагнитов при невысоких индукциях

БУГАЕВ Г. А.

ВНИИРелестроения

В руководствах по проектированию электрических аппаратов [Л. 1—3] расчет параметров полюсного экрана (короткозамкнутого витка) электромагнитов переменного тока с катушкой напряжения рекомендуется производить по методу [Л. 4], суть которого заключается в следующем.

Как показано в [Л. 5], относительное значение минимальной мгновенной электромагнитной силы экранированного полюса f может быть представлено в виде функции двух переменных:

$$n = S_3/S; \quad x = \cos^2 \psi,$$

являющихся, в свою очередь, функциями параметров экранирующего устройства, причем

$$f = \frac{F_{\min}}{F_{\text{ср}}} = \frac{(1-n) + nx - \sqrt{(1-n)^2 - 2n(1-n)x + n(4-3n)x^2}}{(1-n)^2 + n(2-n)x}, \quad (1)$$

где $F_{\min}$ — минимальная мгновенная сила полюса; $F_{\text{ср}} = \frac{\Phi^2}{4\mu_0 S}$ — среднее значение мгновенной силы полюса при отсут-

ствии экрана; Φ — магнитный поток полюса; μ_0 — магнитная постоянная; S — суммарная площадь рабочей поверхности полюса; S_3 — площадь экранированной части полюса; ψ — угол сдвига между потоками неэкранированной и экранированной частей полюса.

Было также показано, что функция $f=f(x)$ при $n=\text{const}$ в диапазоне возможных значений x от 0 до 1 имеет максимум, координата которого

$$x_{fm} = \frac{(1-n)(2-n)}{(1-n)(2-n)+2}, \quad (2)$$

а само максимальное значение функции $f(x)$ определяется как

$$f_m = \frac{2n}{4-3n}. \quad (3)$$

Пользуясь этим методом анализа, в [Л. 6] были получены простые расчетные соотношения, позволяющие определять параметры экранирующего устройства по заданному значению f :

$$\alpha = \frac{2-f}{4f}; \quad (3a)$$

$$R = \frac{\omega\mu_0 S}{\delta} \frac{4f\sqrt{4-f^2}}{(2+3f)^2}, \quad (4)$$

где $\alpha = S_3/S$; S_3 — площадь неэкранированной части полюса; R — электрическое сопротивление экранирующего витка; ω — угловая частота тока; δ — остаточный немагнитный зазор в притянтом состоянии якоря электромагнита.

Расчет параметров экрана по формулам (3a) и (4), соответствующим условию (2), дает вариант выполнения его с наибольшей величиной S_3 возможной при данном значении относительной минимальной силы f , т. е. обеспечивает наибольшую возможную при этих условиях площадь неэкранированной части полюса. Это обстоятельство является весьма важным, например, при сравнительно высоких значениях f , приближающихся к единице, и для небольших по абсолютным размерам электромагнитов, когда значение S_3 вынужденно получается очень малым, что создает трудности при изготовлении электромагнита и отрицательно сказывается на его износостойкости.

В других случаях получение максимальной площади S_3 не столь существенно; на первый план выступают иные соображения, например, обеспечение минимальных потерь энергии в экране, минимальной относительной магнитной индукции в неэкранированной части полюса и др. В [Л. 6] указывается, что формулы (3a) и (4) не являются оптимальными по отношению к потерям в экране и индукции в S_3 , но дают

результаты, достаточно близкие к оптимуму (при значениях $f=0,4-1,0$ потери на 6—8%, а индукция примерно на 10% выше, чем при оптимальных параметрах экрана). Следует, однако, учитывать, что при выборе фактических размеров приходится по разным причинам (учет сортамента материалов, округление размеров, введение допусков) отклоняться от расчетных значений, что может дополнительно снижать характеристики экрана. Поскольку расчетная точка соответствует максимуму f , отклонение от нее в любую сторону приведет к уменьшению электромагнитной силы полюса, но в одних случаях это уменьшение может компенсироваться улучшением прочих показателей, а в других — сопровождаться одновременным снижением значений всех критериев. Исходя из сказанного, представляется целесообразным продолжить анализ и попытаться установить расчетные соотношения, обеспечивающие оптимальность экрана по указанным выше критериям.

Рассмотрим зависимости между параметрами экрана и принятыми критериями оптимальности, выраженными в безразмерной форме. Мощность активных потерь в экране P_3 можно представить в следующем виде:

$$P_3 = \frac{E_3^2}{R} = \frac{\omega^2 \Phi_3^2}{2\omega G_3} \text{tg} \psi = \frac{\omega \delta \Phi_3^2}{2\mu_0 S(1-m)} \sqrt{\frac{1-x}{x}}, \quad (5)$$

где $E_3 = \frac{\omega \Phi_3}{\sqrt{2}}$ — индуктированная в экране э. д. с. (действующее значение); Φ_3 — магнитный поток экранированной части полюса; $G_3 = \frac{\mu_0 S_3}{\delta}$ — магнитная проводимость зазора у экрани-

рованной части полюса; $\text{tg} \psi = \frac{\omega G_3}{R}$; $m = \frac{S_3}{S}$.

Подставив известное [Л. 2] соотношение между общим потоком полюса и потоком экранированной его части

$$\Phi_3 = \frac{\Phi}{\sqrt{1 + \frac{\alpha^2}{\cos^2 \psi} + 2\alpha}} = \frac{\Phi(1-m)\sqrt{x}}{\sqrt{m^2(1-x)+x}}$$

в выражение (5), имеем:

$$P_3 = \frac{\omega \Phi^2}{2G} \frac{(1-m)\sqrt{x(1-x)}}{m^2(1-x)+x}. \quad (6)$$

Приняв в качестве базисного значения мощности величину

$$P_6 = \frac{\omega \Phi^2}{2G},$$

из (6) получаем выражение относительной мощности потерь в экране:

$$p = \frac{P_3}{P_6} = \frac{(1-m)\sqrt{x(1-x)}}{m^2(1-x)+x}. \quad (7)$$

Индукцию B_n неэкранированной части полюса выразим в отношении к величине индукции полюса при отсутствии экрана $\left(B = \frac{\Phi}{S}\right)$.

В данном случае, используя выражение для потока неэкранированной части полюса

$$\Phi_n = \frac{\alpha \Phi}{\sqrt{\alpha^2 + (1+2\alpha)\cos^2 \psi}} = \frac{m \Phi}{\sqrt{m^2(1-x)+x}},$$

получаем:

$$b = \frac{B_n}{B} = \frac{\Phi_n S}{\Phi S} = \frac{1}{\sqrt{m^2(1-x)+x}}. \quad (8)$$

Зависимости значений функций f , p и b от аргументов m и x представлены в виде графиков на рис. 1. Из рис. 1 видно, что функция $f=f(m, x)$ в рассматриваемой области двузначна относительно обоих аргументов, в то время как функция $b=$

$=b(m, x)$ однозначна, а функция $p=p(m, x)$ двузначна только по отношению к x . Обе функции $f(x)$ и $p(x)$ имеют максимум, но координаты их максимумов не совпадают. Координаты максимумов функции $f(x)$ определяются выражением (2), которое можно записать в виде

$$x_{fm} = \frac{m(1+m)}{m(1+m)+2}. \quad (2a)$$

Геометрическое место точек максимума этой функции находится подстановкой выражения n из (3) в (2):

$$x_{fm} = \frac{4 - f^2 m}{4[2(1+fm)^2 - fm]}.$$

Условие максимума функции $p(x)$ определяется равенством

$$\frac{\partial p}{\partial x} = 0,$$

которое при подстановке p из (7) дает:

$$x_{pm} = \frac{m^2}{1+m^2}; \quad (9)$$

в свою очередь, подстановка x_{pm} из (9) в (7) позволяет получить для геометрического места точек максимума функции $p(x)$ выражение:

$$x_{pm} = \frac{1}{1 + (1 + 2pm)^2}.$$

Геометрические места точек максимумов функций $f(x)$ и $p(x)$ изображены штриховыми линиями на рис. 1. Сопоставление приведенных на рис. 1 графиков показывает возможность выбора параметров экрана, более целесообразных по

соотношению между f и p и между f и b , чем это имеет место при выборе их по условию максимума функции $f(x)$. Значения указанных параметров можно было бы определять порознь для каждого случая, минимизируя функции $p(n, x)$ и $b(n, x)$ при наложенном ограничении $f(n, x) = \text{const}$. Однако с целью установления условий взаимосочетаемости различных критериев был выбран несколько иной путь — анализ поведения указанных функций в окрестностях их экстремальных точек и точек максимума функции $f(x)$. Для решения этой задачи преобразуем выражение (1), подставив

$$\left. \begin{aligned} m &= 1 - n; \\ y &= \operatorname{tg}^2 \psi = \frac{1-x}{x}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

В результате получаем

$$f = \frac{1 + my - \sqrt{(1-my)^2 + 4m^2y}}{1 + m^2y}. \quad (1a)$$

Выражение (1a) можно представить в виде квадратного уравнения относительно y : $m^2 f^2 (2 - mf) y^2 - 2[2 - f - m(2 + f - f^2)] y + 2 - f = 0$, решение которого:

$$y = \frac{2 - f - m(2 + f - f^2) \pm \sqrt{[2 - f - m(2 + f - f^2)]^2 - m^2 f^2 (2 - mf)(2 - f)}}{m^2 f^2 (2 - mf)} \quad (11)$$

позволяет, задаваясь последовательно рядом значений m , находить значения y , соответствующие заданному f . Допустимые значения m определяются условием, вытекающим из выражения (3):

$$0 < m \leq \frac{2-f}{2+3f},$$

причем равенство

$$m_0 = \frac{2-f}{2+3f} \quad (36)$$

соответствует варианту, получаемому при расчете по методу [Л. 4]. Для выбранного таким образом начального значения m_0 подкоренное выражение в (11) оказывается равным нулю; для последующих значений m оно уже является отличной от нуля положительной величиной, что дает для каждого m два значения y . Из этих двух значений интерес представляет лишь меньшее, соответствующее знаку минус перед корнем; большие же значения y или, что то же самое, меньшие значения x , как явствует из рис. 1, являются нерациональными с точки зрения величин p и b . Полученная описанным способом совокупность пар значений m и y позволяет построить график изменения величин p и b при неизменном f , для чего достаточно воспользоваться выражениями (7) и (8), представленными с учетом (10) в виде:

$$p = \frac{(1-m)\sqrt{y}}{1+m^2y}; \quad (7a)$$

$$b = \sqrt{\frac{1+y}{1+m^2y}}. \quad (8a)$$

Результаты расчетов, выполненных по изложенному алгоритму с помощью ЦВМ, приведены в виде графиков на рис. 2. Расчеты проводились для диапазона практически используемых значений $f=0,4 \div 1,0$. Значения p_0 и b_0 , соответствующие m_0 , обозначены кружочками, кривые зависимостей $p(m)$ и $b(m)$ для различных f помечены соответственно буквами p и b с индексами, показывающими значение f .

Как показывают результаты проведенного анализа, при уменьшении m в некоторых пределах достигается снижение потерь в экране и индукции в неэкранированной части полюса. В рассматриваемой области $f=0,4 \div 1,0$ при уменьшении m до $0,99 \div 0,96$ от m_0 потери снижаются на $1,1 \div 3,8\%$; индукция при уменьшении m до $0,86 \div 0,83$ от m_0 снижается на $7,4 \div 8,8\%$. Поскольку условия получения минимальных потерь и минимальной индукции точно не совпадают, представляется целесообразным выбрать компромиссный вариант, обеспечивающий достаточную степень оптимальности параметров экрана одновременно по обоим критериям. В качестве такого ком-

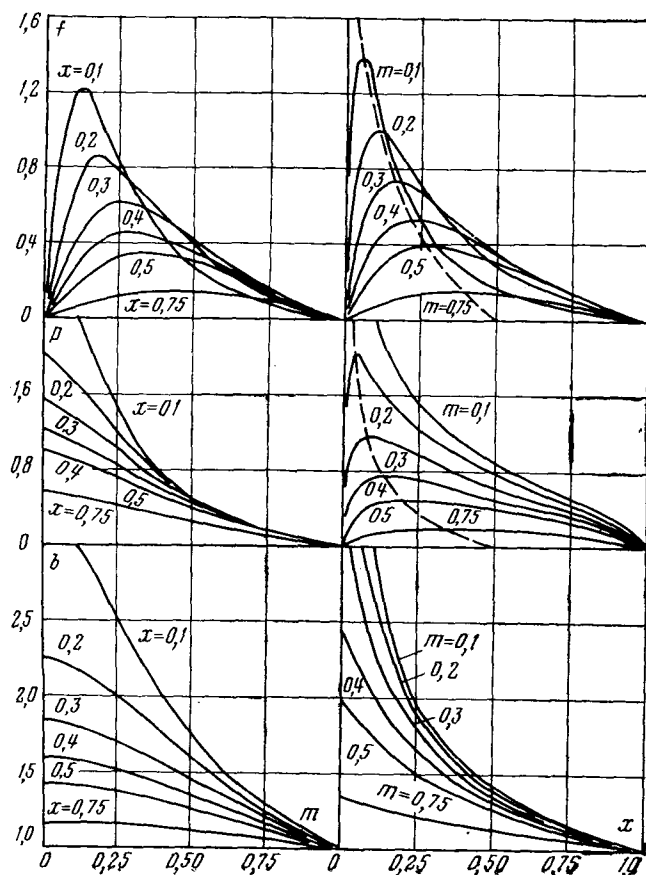


Рис. 1. Графики функций $f(m, x)$, $p(m, x)$, $b(m, x)$ для экранированного полюса.

промисса для всей области $f=0,4+1,0$ может быть принят, например, вариант

$$m_k = 0,9m_0 = 0,9 \frac{2-f}{2+3f}. \quad (12)$$

Поскольку требуемое значение y , т. е. необходимый угол сдвига между потоками незранированной и экранированной частей полюса, достигается путем выбора соответствующего значения электрического сопротивления экранирующего витка, необходимо рассмотреть и эту сторону вопроса.

Для начального варианта сопротивление витка определяется по формуле (4). В относительных единицах оно выражается как

$$r_0 = \frac{R}{R_0} = \frac{4f\sqrt{4-f^2}}{(2+3f)^2}, \quad (4a)$$

где $R_0 = \frac{\omega\mu_0 S}{\delta} = \omega G$ — базисная величина сопротивления экрана.

В общем случае выражение относительного сопротивления экрана на основании известного соотношения

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{\omega G_0}{R}$$

может быть записано в виде

$$r = \frac{R}{\omega G} = \frac{G_0}{G \operatorname{tg} \psi} = \frac{1-m}{\sqrt{y}}. \quad (13)$$

На графике рис. 3 показаны зависимости полученных значений параметров m и r от заданного f , причем r_0 определялось по (4a), а r_k — по (13) подстановкой значений m_k и соответствующих y_k . Как видно из рис. 3, зависимость $r_k(f)$ близка к линейной, поэтому с целью упрощения расчетных выражений кривая может быть заменена прямой линией r

(штриховая линия на рис. 3). Уравнение этой прямой, полученное путем линейной аппроксимации зависимости $r_k(f)$ на ЭВМ с использованием метода наименьших квадратов, имеет вид:

$$r = 540\,783 \cdot 10^{-6} - 201\,702 \cdot 10^{-6} f \quad (14)$$

или после округления коэффициентов

$$r \approx 0,54 - 0,2f = 0,2(2,7 - f). \quad (14a)$$

Отклонение величин r , получаемых из (14a), от r_k не превышает 1,6%; такая погрешность совершенно несущественна, поскольку практически при выполнении экранирующего витка и в процессе работы электромагнита расхождение между действительным и расчетным его сопротивлением в результате вариации величины удельного сопротивления материала витка (например, латуни), неточности геометрических размеров и влияния нагрева будет минимум на порядок выше указанной погрешности. На рис. 3 приведены зависимости $p_0(f)$ и $b_0(f)$, рассчитанные по (7a) и (8a) для m_0 и y_0 , а также $p(f)$ и $b(f)$, которые вычислены для варианта с m_k и r по формулам

$$p = \frac{r(1-m)^2}{r^2 + m^2(1-m)^2} \quad (76)$$

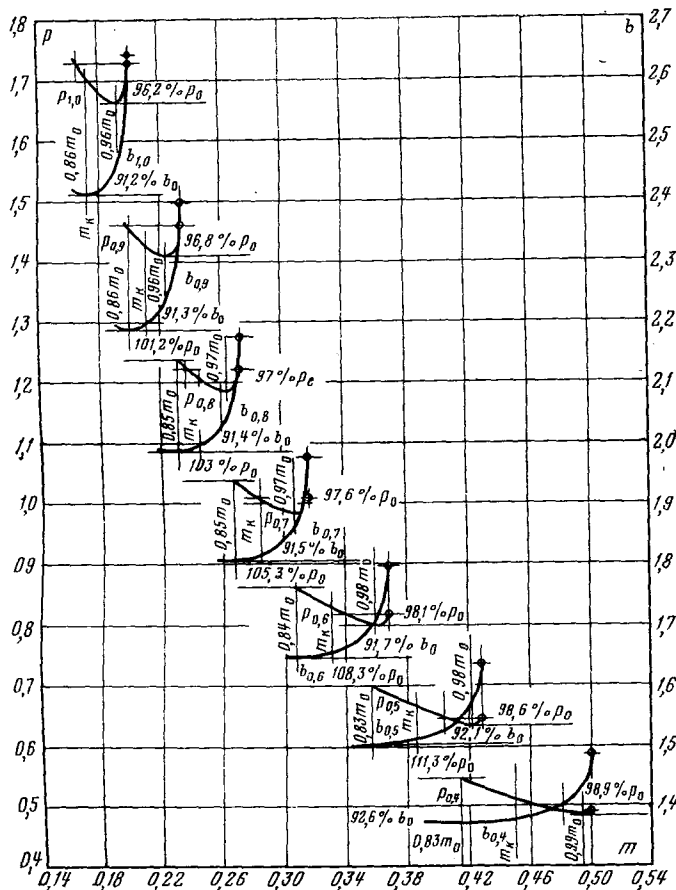


Рис. 2. Зависимости $p(m)$, $b(m)$ при $f=\text{const}$.

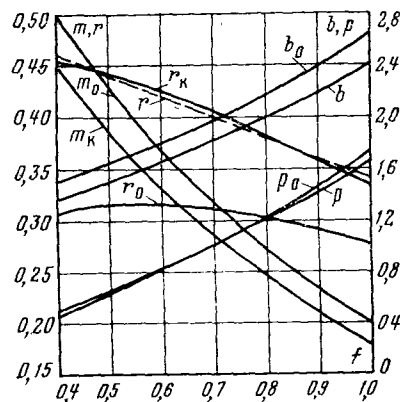


Рис. 3. Зависимости m , r , b , p от относительной минимальной мгновенной силы полюса f .

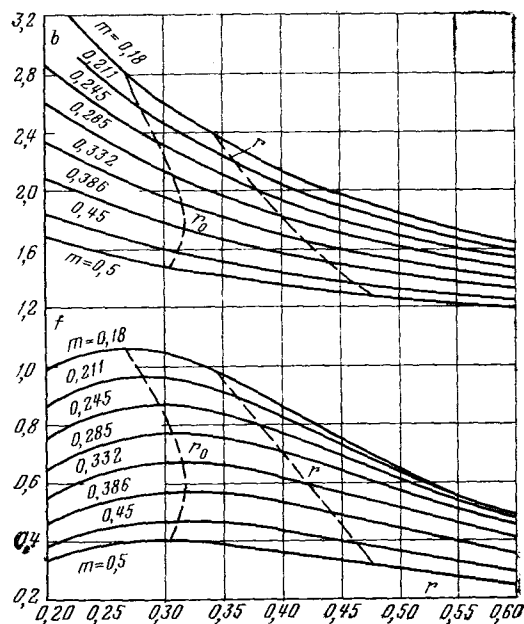


Рис. 4. Графики зависимостей $f(r)$ и $b(r)$.

и

$$b = \sqrt{\frac{r^2 + (1-m)^2}{r^2 + m^2(1-m)^2}}, \quad (86)$$

полученным из (7а) и (8а) путем подстановки в них из (13) выражения

$$y = \frac{(1-m)^2}{r^2}.$$

На рис. 4 представлены графики зависимостей $f(r)$ и $b(r)$, позволяющие наглядно оценивать влияние вариации величины r . Штриховыми линиями на них отмечены геометрические места расчетных точек, получаемых как при определении параметров экрана по формулам (3а) и (4) — линии r_0 , так и по формулам (12) и (14а) — линии r . Линия r_0 на графике $f(r)$ является геометрическим местом точек максимума функции $f(r)$, благодаря чему при небольших вариациях r (порядка $\pm 5 \div 10\%$) изменения f в данном случае пренебрежимо малы.

Однако в действительности вариация сопротивления экрана, обусловленная изменением его температуры, достигающей при работе электромагнита $200-250^\circ\text{C}$, а также зависящей от температуры окружающей среды, составляет от десятков до сотни процентов, т. е. вплоть до двукратного увеличения сопротивления экрана при его предельном нагреве. При таких масштабах вариации r изменение f уже мало зависит от варианта выбора параметров экрана; как видно из рис. 4, это изменение может достигать $1,5 \div 2$ -кратной величины, что необходимо принимать во внимание, выбирая величину сопротивления экранирующего витка при его холодном состоянии с обязательным учетом влияния последующего нагрева. Метод расчета превышения температуры экранирующего витка при его работе дан в [Л. 4]. Приведенные на рис. 4 графики

$b(r)$ позволяют оценивать степень насыщения стали неэкранированной части полюса.

Выводы. 1. Расчет параметров полюсного экранирующего устройства электромагнитов переменного тока при отсутствии жестких ограничений в отношении величины неэкранированной части полюса целесообразно проводить по формулам (12) и (14а), что в сравнении с ранее предложенными формулами (3а) и (4) обеспечивает несколько меньшую степень насыщения неэкранированной части полюса, а также упрощает расчет величины сопротивления экранирующего витка.

2. Окончательную величину сопротивления витка в холодном состоянии необходимо выбирать с учетом, по крайней мере, ориентировочным, его последующего нагрева в процессе работы, руководствуясь при этом графиком рис. 4.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сахаров П. В. Проектирование электрических аппаратов. — М.: Энергия, 1971.
2. Ступель Ф. А. Электромеханические реле. Харьков: изд. ХГУ, 1956.
3. Барышникова Р. А. Руководство к проектированию электромагнитных промежуточных реле переменного тока. М.: изд. МЭИ, 1960.
4. Любчик М. А., Могилевский Г. В., Хмельницкий Р. С. Проектирование короткозамкнутого витка электромагнитов с катушкой напряжения. — Изв. вузов. Электромеханика, 1958, № 10.
5. Шорыгин А. П. Определение параметров короткозамкнутых обмоток у электромагнитов переменного тока. — Автоматика и телемеханика, 1947, № 5.
6. Могилевский Г. В. Анализ методов расчета электромагнитов с внешним лопоротным якорем: Дис. на степень канд. техн. наук. Харьков, 1954. В надзаг.: М-во высш. и сред. спец. образования УССР, Харьковский политехнический ин-т. [27.12.1977]

УДК 621.313.222:621.317.727.3.001.24

Шунтирование якоря двигателя последовательного возбуждения

Канд. техн. наук, доц. ПОПОВ А. Н.

Липецкий политехнический институт

Расчет параметров схемы шунтирования якоря двигателя последовательного возбуждения (рис. 1) может быть выполнен в развитие методики [Л. 1] при условии максимального снижения потерь энергии.

Запишем согласно [Л. 1—3] и обозначениям на рис. 1 выражения скоростной характеристики и момента двигателя в схеме шунтирования в относительных величинах:

$$v = \frac{\{u_{рш} - i [r_{я} (r_{ш} + r_{п}) + r_{ш} r_{п}]\} \{ (r_{ш} + r_{п}) + b (u + i_{рш}) \}}{(1+b) (r_{ш} + r_{п}) (u + i_{рш})}; \quad (1)$$

$$\mu = fi = \frac{(1+b) (u + i_{рш}) i}{[(r_{ш} + r_{п}) + b (u + i_{рш})]}, \quad (2)$$

$$\text{где } i = \frac{I_{я}}{I_{я,н}}; \quad v = \frac{\omega}{\omega_n}; \quad \mu = \frac{M}{M_{эл,н}}; \quad f = \frac{\Phi}{\Phi_n};$$

$$u = \frac{U}{E_n}; \quad r_{я} = \frac{I_{я,н} R_{я}}{E_n}; \quad r_{ш} = \frac{I_{я,н} R_{ш}}{E_n};$$

$$r_{п} = \frac{I_{я,н} R_{п}}{E_n}; \quad i_{ш} = \frac{I_{ш}}{I_{я,н}}; \quad i_{п} = \frac{I_{п}}{I_{я,н}};$$

$$b = \frac{a-1}{\lambda}; \quad \lambda = \frac{I_m}{I_{я,н}}.$$

Здесь U — подводимое напряжение; ω — частота вращения; Φ — поток возбуждения; E — э. д. с. якоря; $M \approx M_{эл}$ — момент на валу и электромагнитный момент; a — параметр кривой намагничивания при базовом токе I_m .

Из уравнений (1) и (2) получаем:

$$P = \frac{P}{P_{эл,н}} = u i_{п} = \frac{u (u + i_{рш})}{(r_{ш} + r_{п})}; \quad (3)$$

$$P_{эл} = \frac{P_{эл}}{P_{эл,н}} = \mu v = \frac{\{u_{рш} - i [r_{я} (r_{ш} + r_{п}) + r_{ш} r_{п}]\} i}{(r_{ш} + r_{п})}; \quad (4)$$

$$\eta = \frac{P_{эл}}{P} = \frac{\{u_{рш} - i [r_{я} (r_{ш} + r_{п}) + r_{ш} r_{п}]\} i}{u (u + i_{рш})}, \quad (5)$$

где $P = UI_{п}$ — мощность источника энергии; $P_{эл} = M_{эл} \omega$ — электромагнитная мощность, развиваемая двигателем; η — к. п. д. системы привода в цепи включения якоря двигателя, равный к. п. д. двигателя без учета потерь холостого хода.

По зависимостям на рис. 2 построены кривые изменения параметров от тока якоря i для двигателя последовательного возбуждения ДП-41 (17 кВт, 220 В, 94 А, 630 об/мин). Как видно, функции $P_{эл}$ и η имеют экстремумы (максимумы), которые определяют условия работы двигателя при максимальной электромагнитной мощности и максимальном к. п. д.

Условие работы двигателя при максимальной электромагнитной мощности. Приравнявая нулю производную по i от правой части уравнения (4), определяем значение экстремального тока:

$$i'_{\text{эстр}} = \frac{u_{рш}}{2 [r_{я} (r_{ш} + r_{п}) + r_{ш} r_{п}]} = \frac{i_k}{2}, \quad (6)$$

где i_k — ток короткого замыкания двигателя.

Подставляя $i = i'_{\text{экстр}}$ в уравнение (1), находим выражение экстремальной частоты вращения $v'_{\text{экстр}}$. По уравнению (1) при $i = 0$ определяется частота вращения идеального холостого хода двигателя v'_0 , причем $v'_{\text{экстр}} < 0,5v'_0$. Таким образом, при максимальной электромагнитной мощности $P_{\text{эл, макс}}$ ток якоря двигателя составляет половину тока короткого замыкания, а частота вращения устанавливается меньшей половины частоты вращения идеального холостого хода.

По уравнениям (5) и (6) находим:

$$\eta'_{\text{экстр}} = \frac{m}{2(m+2)}, \quad (7)$$

где

$$m = \frac{r_{\text{ш}}^2}{r_{\text{я}}(r_{\text{ш}} + r_{\text{п}}) + r_{\text{ш}}r_{\text{п}}}.$$

Режим работы двигателя при $P_{\text{эл, макс}}$ соответствует согласованному режиму источника тока, который в общем случае может быть целесообразным при ограниченной предельной мощности источника энергии или питающей сети, сравнимых с мощностью, передаваемой двигателю, что имеет место в схеме шунтирования. Вместе с тем согласованный режим характеризует предел устойчивой работы двигателя при данных значениях частоты вращения и электромагнитного момента (электромагнитной мощности).

По уравнениям (1) и (6) решается обратная задача — определение сопротивлений $r_{\text{ш, экстр}}$ и $r_{\text{п, экстр}}$, обеспечивающих передачу двигателю максимальной электромагнитной мощности $P_{\text{эл, макс}}$ при заданных токе якоря i_1 и частоте вращения v_1 . Приходим к следующим квадратным уравнениям:

$$2v_1(1+b)(u+i_1r_{\text{ш, экстр}})(u+2i_1r_{\text{ш, экстр}}) - ur_{\text{ш, экстр}}(u+2i_1r_{\text{ш, экстр}}) - 2bi_1u(u+i_1r_{\text{ш, экстр}})(r_{\text{я}}+r_{\text{ш, экстр}}) = 0; \quad (8)$$

$$\begin{aligned} & [u(u-2i_1r_{\text{я}}) - 2i_1r_{\text{п, экстр}}(u-i_1r_{\text{я}})] \times \\ & \times [v_1(1+b)(u-2i_1r_{\text{п, экстр}}) - ui_1r_{\text{я}}b] - \\ & - ui_1r_{\text{я}}r_{\text{п, экстр}}(u-2i_1r_{\text{п, экстр}}) = 0. \end{aligned} \quad (9)$$

Если заданным является не ток i_1 , а момент двигателя M_1 , то экстремальные значения сопротивлений определяются с учетом (2).

Определим условие достижения согласованного режима в схеме шунтирования при варьировании сопротивлений $r_{\text{ш}}$ и $r_{\text{п}}$ с заданными значениями частоты вращения v_1 и тока (момента M_1). Решая уравнения (1) и (2) совместно с (6) и принимая постоянными $v = v_1$, $i = i_1$, $\mu = \mu_1$, находим выражения экстремальных сопротивлений $r_{\text{ш, экстр}}$ и $r_{\text{п, экстр}}$, которые имеют положительные конечные значения при условии

$$v_1\mu_1 \geq i_1^2 r_{\text{я}}; \quad ui_1 > 2v_1\mu_1. \quad (10)$$

Поскольку первая из этих зависимостей всегда имеет место в двигательном режиме, условием существования согласованного режима является выполнение второго из неравенств (10), которое приводит к виду:

$$v_1 i_1 < u/2, \quad (11)$$

где $v_1 i_1 = e_1 - \varepsilon$ — э. д. с. якоря двигателя.

Таким образом, достижение согласованного режима в схеме шунтирования двигателя последовательного возбуждения с помощью изменения сопротивлений возможно при условии, если э. д. с. якоря, наводимая при заданной частоте вращения, составляет менее половины напряжения источника энергии.

Условие работы двигателя при максимальном к. п. д. Находим положение и значение максимума к. п. д. $\eta'_{\text{макс}}$, приравняв нулю производную по i от правой части уравнения (5):

$$i''_{\text{экстр}} = \frac{u}{r_{\text{ш}}} (\sqrt{m+1} - 1); \quad (12)$$

$$\eta'_{\text{макс}} = \frac{m(\sqrt{m+1} - 1) - (\sqrt{m+1} - 1)^2}{m\sqrt{m+1}}. \quad (13)$$

Формулы (12) и (1) дают возможность найти ток $i''_{\text{экстр}}$ и частоту вращения двигателя $v''_{\text{экстр}}$, при которых достигается максимальный к. п. д. системы привода $\eta'_{\text{макс}}$, когда

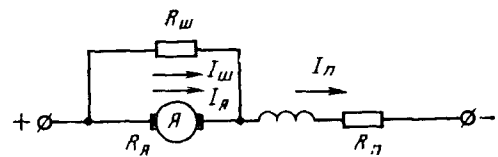


Рис. 1. Схема шунтирования обмотки якоря двигателя последовательного возбуждения.

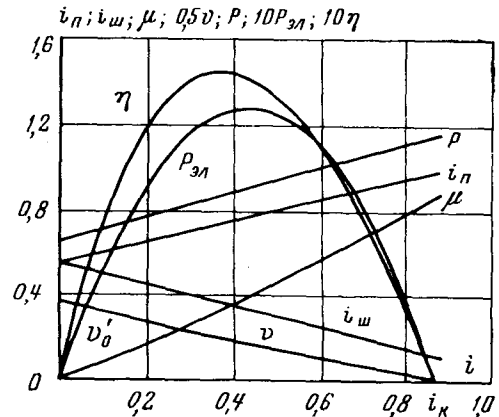


Рис. 2. Изменение в функции тока якоря i параметров двигателя последовательного возбуждения ДП-41, 17 кВт в схеме шунтирования обмотки якоря, при значениях сопротивлений $r_{\text{ш}} = r_{\text{п}} = 1,06$.

сопротивления $r_{\text{ш}}$ и $r_{\text{п}}$ заданы. Для определения сопротивлений схемы шунтирования, обеспечивающих максимальный к. п. д. при заданных частоте вращения и токе (моменте) двигателя, рассматриваем выражение (5) как функционал $\eta = \Phi(r_{\text{ш}}, r_{\text{п}})$, что приводит к нетиповой вариационной задаче — определению экстремали, доставляющей максимум функционалу (5) при условии

$$\left. \begin{aligned} i_{\text{к}} > i = i_1 > 0; \\ v'_0 > v = v_1 > 0 \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

и наличии уравнения связи (1).

Как видно из уравнений (7) и (13), в характерных точках ($i'_{\text{экстр}}$, $v'_{\text{экстр}}$) и ($i''_{\text{экстр}}$, $v''_{\text{экстр}}$) рассматриваемого промежутка (14) функционал (5) есть функция параметра $m(r_{\text{ш}}, r_{\text{п}})$. Найдем пределы этой функции в данных точках. Из уравнения (7)

$$m = \frac{4\eta}{1-2\eta}, \quad (15)$$

откуда следует, что при конечных значениях m величина η может изменяться в пределах

$$0 \leq \eta < 0,5, \quad (16)$$

причем

$$\lim_{m \rightarrow \infty} \eta = 0,5.$$

Из уравнения (13)

$$m = \frac{2+4\eta}{1-\eta(\eta+2)}, \quad (17)$$

значит в этом случае η может принимать значения

$$0 \leq \eta < (\sqrt{2} - 1), \quad (18)$$

причем

$$\lim_{m \rightarrow \infty} \eta = (\sqrt{2} - 1) < 0,5.$$

Зависимости (15)–(18) показывают, что максимуму к. п. д. соответствует согласованный режим, при котором значение 0,5 является наибольшим предельным значением к. п. д. системы привода в рассматриваемой схеме шунтирования якоря двигателя. Следовательно, экстремалами функционала (5) при варьировании сопротивлений $\rho_{ш}$ и $\rho_{п}$ с соблюдением условия (11) служат уравнения (8) и (9), а максимум к. п. д. $\eta_{\max}$ определится с помощью этих уравнений по (5).

Если заданная э. д. с. двигателя не удовлетворяет неравенству (11), т. е. если

$$v_1 f_1 \geq u/2, \quad (19)$$

то функционал $\eta = \varphi(\rho_{ш}, \rho_{п})$ не имеет экстремали, и для дальнейшего анализа необходимо ввести новую переменную — коэффициент шунтирования [Л. 3]:

$$\alpha = \frac{\rho_{ш}}{\rho_{ш} + \rho_{п}}. \quad (20)$$

Величина α определяет жесткость механической (скоростной) характеристики двигателя в схеме шунтирования и в общем случае изменяется в пределах $0 < \alpha < 1$.

С помощью (1) и (20) находятся зависимости сопротивлений $\rho_{ш}$ и $\rho_{п}$ от коэффициента шунтирования:

$$[(au - i\rho_{я}) - (1 - \alpha)i\rho_{ш}][abu + \rho_{ш}(1 + abi)] - \alpha v(1 + b)(u + i\rho_{ш}) = 0; \quad (21)$$

$$[(au - i\rho_{я}) - \alpha i\rho_{п}][bu(1 - \alpha) + \rho_{п}(1 + abi)] - v(1 + b)[u(1 - \alpha) + \alpha i\rho_{п}] = 0. \quad (22)$$

Из этих уравнений при $\rho_{ш} = 0$ или $\rho_{п} = 0$ определяется наименьшее (предельное) значение коэффициента шунтирования:

$$\alpha_{пр} = \alpha_{пр, \min} = \frac{(1 + b)v + bi\rho_{я}}{bu}. \quad (23)$$

Если известным является момент двигателя, то его значение вводится в уравнение (23) с помощью (2). Из уравнения (23) с учетом (2) имеем:

$$v = \frac{\alpha_{пр}bu - bi\rho_{я}}{1 + b} = \frac{\alpha_{пр}u - i\rho_{я}}{f}. \quad (24)$$

Это уравнение показывает, что значению $\alpha_{пр} = \alpha_{пр, \min}$ соответствует предельная скоростная характеристика максимальной жесткости, параллельная скоростной характеристике двигателя параллельного возбуждения при непосредственном включении в сеть якоря и обмотки возбуждения. Принимая в уравнении (5) $\rho_{ш} = 0$ и $\rho_{п} = 0$, получаем предельное минимальное значение к. п. д. $\eta_{пр, \min} = 0$, означающее, что двигатель не развивает мощности.

Заменяя в уравнении (5) $\rho_{ш}$ и $\rho_{п}$ их значениями, определенными по (21) и (22), найдем зависимость к. п. д. от α , по которой при $\alpha = \alpha_{пр, \max} = 1$ ($\rho_{п} \neq 0$; $\rho_{ш} = \infty$) определим наибольшее предельное значение к. п. д.:

$$\eta_{пр, \max} = \frac{u - i(\rho_{п} + \rho_{я})}{u}. \quad (25)$$

Формула (25) будет справедливой, если соблюдается зависимость (19). При условии (11) максимальное значение коэффициента шунтирования $\alpha_{пр, \max} < 1$ ограничивается пределом устойчивой работы двигателя и находится по соотношению (20) при сопротивлениях $\rho_{ш, экстр}$ и $\rho_{п, экстр}$, определенных по (8) и (9). С помощью этих же сопротивлений по (5) находится максимальное значение к. п. д. $\eta_{\max}$.

Рассмотрим применение изложенной методики к определению параметров схемы шунтирования якоря двигателя ДП-41, 17 кВт. Полагаем, что двигатель должен работать с использованием рассматриваемой схемы шунтирования при частоте вращения 0,3 ω_n и токе якоря I_n .

По данным двигателя [Л. 2 и 3] ($u = 1,1735$; $\rho_{я} = 0,1384$; $b = 2$; $\rho_{п} = 0,0351$ — сопротивление обмотки возбуждения), а также по условию: $v_1 = 0,3$; $i_1 = 1$.

Находим предельный коэффициент шунтирования по (23): $\alpha_{пр} = 0,5014$. Полагаем $\alpha_{\min} = 1,05\alpha_{пр} = 0,527$, тогда из (21) и (22) определяем $\rho_{ш} = 0,1613$ и $\rho_{п} = 0,1448 > \rho_{я}$. Крутизна скоростной характеристики с учетом уравнения (1): $v_1/v'_0 = 0,6436$; к. п. д. системы привода по (5): $\eta_{\min} = 0,0789$.

При $\alpha_{\min}$ с помощью (2) находим $f_1 v_1 = 0,4036 < u/2$, поэтому согласно условию (11) определяем экстремальные сопротивления, решая уравнения (8) и (9): $\rho_{ш, экстр} = 0,5533$ и $\rho_{п, экстр} = 0,3586 > \rho_{я}$; по (20) находим $\alpha_{\max} = 0,6067$.

Проверку вычислений экстремальных значений ведем по (21) или (22). При $\alpha_{\max}$ получаем $f_1 v_1 = 0,3559 < u/2$ и с помощью (1) и (5) находим $v_1/v'_0 = 0,45551$ и $\eta_{\max} = 0,1602$. Таким образом, крутизна скоростной характеристики увеличилась на 29,3%, а к. п. д. системы привода повысился на 103,1%.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Андреев В. П., Сабинин Ю. А. Основы электропривода. М.: Госэнергоиздат, 1963.
2. Попов А. Н. Метод аналитического расчета механических характеристик двигателя последовательного возбуждения. — Электричество, 1973, № 12.
3. Попов А. Н. Метод аналитического расчета механических характеристик двигателя последовательного возбуждения в схемах шунтирования. — ЭП. Электропривод, 1975, вып. 5 (40).

[14.11.1977]



Юбилей первенца советского трансформаторостроения

4 ноября 1978 г. Московский электрозавод — головное предприятие Московского производственного объединения «Электрозавод» имени В. В. Куйбышева — отметил свое пятидесятилетие. Созданный в 1928 г. этот завод вплоть до 1949 г. был единственным в стране специализированным предприятием по выпуску трансформаторного и реакторного оборудования, полностью обеспечивая энергетику, транспорт, сельское хозяйство и все отрасли народного хозяйства трансформаторами и реакторами самых различных назначений. За 50 лет завод изготовил более 1100 тыс. трансформаторов суммарной мощностью около 500 млн. кВт·А. Изделия завода экспортируются в 40 стран мира.

В 1928—1929 гг. на заводе было освоено производство первой серии трансформаторов мощностью до 5600 кВт·А на напряжение 35 кВ, в 1931 г. был изготовлен первый трансформатор собственной конструкции на 110 кВ, а в 1933 г. завод поставил понижающие и повышающие трансформаторы для первой в Советском Союзе линии электропередачи 220 кВ Свирская ГЭС — Ленинград. Трансформаторами электрозаво-

да были оснащены крупнейшие стройки первых пятилеток, в том числе Шатурская ГРЭС, ряд ГЭС в Закавказье, вторая очередь Днепрогэса, Горьковский автозавод, Московский метрополитен и многие другие. В годы войны на заводе продолжался выпуск трансформаторов и уже в первые послевоенные годы он достиг довоенного уровня производства.

В последующий период проводилась работа в направлении специализации завода по выпуску специального трансформаторного и реакторного оборудования: трансформаторов для промышленных электропечей на напряжения до 220 кВ; электрических реакторов, в том числе шунтирующих для ЛЭП 1150 кВ; трансформаторов напряжения на сверхвысокие напряжения; сухих трансформаторов специального назначения; ударных испытательных трансформаторов до 220 кВ; судовых трансформаторов и др.

Сегодня Московский электрозавод — передовое предприятие, активно участвующее в решении всех основных задач, стоящих перед отечественным трансформаторостроением.

Канд. техн. наук КРАИЗ А. Г.

УДК 551.594.221.061.3

XIV Европейская конференция по молниезащите

Европейские конференции по молниезащите проводятся, начиная с 1951 г., через каждые 1—3 года. XIV конференция состоялась 22—26 мая 1978 г. в г. Гданьске (ПНР). В ее работе принимали участие 153 специалиста из 16 европейских стран. Впервые на конференции присутствовала советская делегация.

На конференции работали пять секций: 1) полевые исследования молнии; 2) теоретические исследования вопросов молниезащиты; 3) практика молниезащиты; 4) правила и нормы; 5) специальные случаи молниезащиты. Всего было обсуждено 50 докладов, из них шесть докладов были представлены советскими исследователями — чл.-корр. АН АзССР А. А. Ализаде (АзНИИЭ), к. т. н. Д. А. Кулиевым (Азглавэнерго) и др.

В докладе проф. К. Бергера (Швейцария) «Параметры токов вверхнаправленных молний по измерениям на горе Сан-Сальваторе» было показано, что токи и заряды положительных (по знаку заряда облака) вверхнаправленных молний существенно превышают те же параметры других типов молний. Это означает, что термическое воздействие и электродинамические силы при положительных вверхнаправленных молниях наиболее значительны.

Вместе с тем такого рода разряды не так уж редки, как это обычно считалось. В докладе проф. С. Лундквиста и др. (Швейцария) «К оценке поражаемости по количеству ударов молнии и числу грозовых дней» сообщается, что по данным наблюдений соотношение числа положительных и отрицательных молний зависит от географической широты местности. В северных широтах процент положительных разрядов существенно выше, чем в средней полосе. Так, например, в г. Упсала в 1976 г. было зарегистрировано 5% положительных молний, а в Северной Швеции (Кируна) — 45%. Положительные молнии нередки также зимой; причина этого в различном распределении температур, в различной высоте и структуре грозовых облаков.

Приведенные данные имеют значение для проектирования высоких сооружений, поражаемых большей частью вверхнаправленными молниями. Вместе с тем надо иметь в виду, что молнии уменьшаются с ростом высоты сооружений. Точно также параметры токов молнии зависят от высоты местности над уровнем моря.

В докладе чл.-корр. АН АзССР проф. А. А. Ализаде и Г. А. Гаджиева «Особенности гроз и молний в Азербайджане» представлены результаты 945 измерений токов молнии в 13 точках линий электропередач, расположенных на высотах от 90 до 1800 м над уровнем моря. С ростом высоты параметры токов молнии уменьшаются. Так, для высот 90—110, 330—360, 750—780 и 1000—1800 м наибольшие измеренные значения тока составляют соответственно 160, 130, 110 и 90 кА, 50%-ные значения тока — 47, 45, 33 и 26 кА, 50%-ные значения крутизны фронта тока — 34, 25, 22 и 17 кА/мкс.

Большой интерес представляют исследования молний, искусственно вызываемых ракетами, которые проводятся на специальном полигоне во Франции. В докладе «Развитие исследований молнии во Франции» исследовательской группы Saint—Privat—d'Allier сообщается, что за 5 лет (1973—1977 гг.) было произведено 134 пуска ракет, причем в 71 случае был вызван разряд молнии. В момент разряда, по данным 59 измерений, достигнутая ракетой высота находилась в пределах 50—530 м. В 23 случаях возникал небольшой длительный ток, в остальных 48 случаях разряды сопровождались импульсами тока. Общая длительность молнии составляла (0,22—1) с. Наибольший зарегистрированный ток равен 42 кА, 50%-ное значение — 10,5 кА. Импульс квадрата тока составляет 10^3 — 10^4 А² с, длительность фронта тока — менее 1 мкс, максимальная крутизна фронта — 80 кА/мкс (по осциллограмме с током 6 кА и длительностью фронта 0,2 мкс). По характеристикам тока искусственная молния сходна с последующими компонентами молнии, которые следуют по сформированному первым компонентом каналу.

Помимо измерения параметров тока молнии производилось зондирование грозовых облаков с помощью радаров, измерялись напряженности электрического и магнитного полей, производились оптические и акустические наблюдения. Искусственная молния использовалась для исследования индуктированных напряжений на проводах воздушной линии, электрических характеристик опор, влияния на цепи пиротехнических устройств и т. д. Такого рода исследования позволяют непосредственно связать параметры молнии с величинами, характеризующими ее воздействие на электрические установки, и на этой основе уточнить методику расчетов электромагнитного влияния молнии.

ВАСИЛИЙ КУЗЬМИЧ ЩЕРБАКОВ

(К 75-летию со дня рождения)

Исполнилось 75 лет со дня рождения известного ученого и педагога в области электроэнергетики, доктора технических наук, профессора, заслуженного деятеля науки и техники РСФСР Василия Кузьмича Щербакова.

Окончив в 1928 г. Томский политехнический институт, он прошел большой путь от аспиранта до заместителя директора этого института. В. К. Щербаков является одним из организаторов электроэнергетического образования в Сибири. В Томске он организовал первую в Сибири электроэнергетическую кафедру «Электрические станции, сети и системы». Во время Великой Отечественной войны наряду с подготовкой инженеров-энергетиков В. К. Щербаков вел большую работу по проектированию и наладке электроснабжения оборонных предприятий. С 1954 г. В. К. Щербакову поручается организация научной работы в области электроэнергетики в Транспортно-энергетическом институте Западно-Сибирского филиала АН СССР и с 1955 г. по совместительству во вновь открытом Новосибирском электротехническом институте. С 1960 по 1974 г. он работал директором Транспортно-энергетического института, переименованного затем в Сибирский НИИ энергетики. Под руководством В. К. Щербакова разработана научная и производственно-техническая тематика СибНИИЭ, направленная на решение важнейших проблем электроэнергетики и, в частности, на создание новых уникальных сверхдальних электропередач переменного тока.

Работая по совместительству в Новосибирском электротехническом инсти-



туте в должности заведующего кафедрой и затем профессора кафедры, В. К. Щербаков явился организатором электроэнергетического факультета в НЭТИ; при его непосредственном участии создано несколько энергетических кафедр.

Основное место в научной деятельности профессора В. К. Щербакова за-

нимают проблемные вопросы передачи электрической энергии переменным током на дальние и сверхдальние расстояния, получившие широкую известность и признание в нашей стране и за рубежом. Под руководством В. К. Щербакова подготовлено более 40 кандидатов технических наук, некоторые из которых в настоящее время являются докторами наук. Прекрасный лектор и методист, В. К. Щербаков пользуется большим уважением преподавателей и сотрудников НЭТИ и студентов. Им опубликовано более 100 научных работ, в том числе ряд книг и методических пособий.

В. К. Щербаков многократно избирался членом Томского и Новосибирского РК и ГК КПСС. Он — организатор и первый ректор Народного университета науки и техники Новосибирск; много лет был членом Высшей аттестационной комиссии СССР, членом многих научных и методических комиссий Минвуза и ГК НТ СССР.

В 1964 г. за заслуги в области электротехники и многолетнюю плодотворную педагогическую деятельность профессор В. К. Щербаков удостоен почетного звания заслуженного деятеля науки и техники РСФСР.

За плодотворную научно-исследовательскую и педагогическую деятельность он награжден орденами Октябрьской Революции, Трудового Красного Знамени, «Знак почета» и медалями. В 1973 г. Указом Президиума Верховного Совета РСФСР В. К. Щербаков за многолетнюю научно-педагогическую деятельность в связи с 70-летием со дня рождения награжден Почетной грамотой.

Группа товарищей и учеников



Внимание зарубежных исследователей привлекли результаты наблюдений молнии на Останкинской телебашне, опубликованные в советских технических журналах. В докладе И. Сухоцкого (ПНР) дается объяснение своеобразной форме импульса тока, измеренного в вершине телебашни. Волновое сопротивление канала молнии обратно пропорционально скорости распространения импульса и, следовательно, зависит от степени ионизации канала, поэтому для импульса, отраженного от основания башни, оно меньше, чем для импульса, отраженного от ее вершины. Вследствие этого скорость импульса, отраженного от основания, в канале существенно больше, он догоняет фронт импульса тока, отраженного от вершины башни, и преломляется. В результате на кривой тока, зафиксированного в вершине башни, появляется кратковременный всплеск.

В докладе проф. Т. Хорвата и Л. Панкаша (ВНР) на основе модельных исследований и расчетов обосновывается возможность боковых ударов в Останкинскую телебашню и ударов в землю в непосредственной близости от нее. Рассчитанные вероятности таких ударов удовлетворительно согласуются с данными наблюдений.

Ряд докладов был посвящен современным проблемам молниезащиты, в частности, защите зданий с электронным оборудованием (например, крупных вычислительных центров), защите железобетонных радиомачт, подземных нефтехранилищ, залов большой площади (например, спортивных сооружений) и др.

Во время работы конференции состоялись также заседания координационного комитета, проходившие под руководством проф. К. Бергера. На них рассматривались проект статуса конференции и проект международных рекомендаций по молниезащите (первая его часть посвящена терминологии). Предложение Ф. Пополанского (ЧССР) включить в проект рекомендаций указание о неэффективности радиоактивных молниеотводов было аргументировано результатами сравнительных натурных испытаний, однако пока не получило поддержки. Решено продолжить обсуждение указанных проектов во время следующей XV Европейской конференции по молниезащите, которая состоится 25—29 июня 1979 г. в г. Упсала (Швеция) и будет посвящена молниезащите электрических установок и линий электропередач.

Доктор техн. наук ЛАРИОНОВ В. П.

ПЕТР СЕРГЕЕВИЧ СЕРГЕЕВ

(К 80-летию со дня рождения)

Исполнилось 80 лет известному ученому в области электрических машин, профессору Сергееву Петру Сергеевичу. Он начал свой трудовой путь электромонтером, а в 1924 г. после окончания электропромышленного факультета Института народного хозяйства имени Г. В. Плеханова был оставлен на кафедре электрических машин для подготовки к научно-педагогической деятельности. Впоследствии в 1930 г. П. С. Сергеев становится доцентом Московского энергетического института. С этого времени вся научно-педагогическая деятельность П. С. Сергеева проходит на кафедре электрических машин МЭИ.

Высококвалифицированный специалист и опытный педагог, П. С. Сергеев уделял огромное внимание воспитанию и подготовке кадров инженеров-электромехаников и энергетиков. Организация учебного процесса, развитие лаборатории, составление учебников и учебных пособий — во всех этих важнейших направлениях деятельности кафедры П. С. Сергеев принимал самое активное



участие. П. С. Сергеев является одним из авторов ряда основных учебников по курсам электрических машин и общей электротехники. Им самим написаны

оригинальные книги по электрическим машинам, выдержавшие несколько изданий. Фундаментальное учебное пособие по проектированию электрических машин, в котором П. С. Сергеев был редактором и одним из основных авторов, в течение многих лет являлось и является настольной книгой для студентов. Им с успехом пользуются и инженеры производства.

Являясь крупным специалистом в области электрических машин, П. С. Сергеев принимал активное участие в оказании помощи инженерно-техническим работникам электротехнической промышленности, в частности завода им. Владимира Ильича, участвовал в работе комиссии по стандартам, а также в ответственных экспертных комиссиях и в Техническом совете Министерства электротехнической промышленности. Под его руководством успешно выполнили кандидатские диссертации аспиранты нашей страны и социалистических стран.

Группа учеников и коллег



РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Афанасьев В. В., Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ипатов П. М., Костенко М. В., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Негушил А. В., Рабинович С. И., Слежановский О. В., Совалов С. А., Тареев Б. М., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шаталов А. С.

Научные редакторы: Б. Н. Евсеев (редактор отдела), А. Б. Желдыбин

Адрес редакции: 103012, Москва, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.

101000, Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648

Адрес для телеграмм: МОСКВА, 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Н. Н. Хотулева

Сдано в набор 14.11.78
Усл. печ. л. 10,0

Подписано к печати 27.12.78
Уч.-изд. л. 11,54

T-23061

Формат 60×90¹/₈
Тираж 8632 экз.

Печать высокая
Заказ 698

Издательство «Энергия», Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10
Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

ИВАН ИВАНОВИЧ ПЕТРОВ



25 сентября 1978 г. скончался доктор технических наук, профессор Иван Иванович Петров, крупный ученый в области электропривода и автоматизации промышленных установок и технологических процессов, заместитель главного редактора журнала.

И. И. Петров родился в Воронеже 11 сентября 1907 г., в 1931 г. окончил Московский энергетический институт, в 1928—1930 гг. принимал участие в электрификации текстильных фабрик Серпухова, где впервые внедрялся электрический привод для текстильных машин вместо парового. После этого И. И. Петров перешел в электропромышленность, где проработал 20 лет.

В 1933 г. во Всесоюзном электротехническом объединении (ВЭО) впервые в стране был организован отдел электропривода, научным руководителем которого И. И. Петров был многие годы. В ВЭО под его руководством и при непосредственном участии было создано большое количество электроприводов и автоматических систем для различных машин и агрегатов тяжелой промышленности, многое сделано в области освоения электротехнической промышленности новых видов электрооборудования.

Большое внимание И. И. Петров уделял научным исследованиям. Особо следует отметить его фундаментальные работы по теории нагрева электроприводов при циклической нагрузке, исследованию динамических режимов электроприводов, разработке автоматических линий металлорежущих станков и других систем автоматизации промышленных установок.

Важная роль принадлежит И. И. Петрову в организации и проведении всесоюзных конференций по электроприводу и автоматизации промышленных установок, которые созываются в стране

каждые 5 лет. Материалы конференций широко используются при составлении пятилетних планов развития отечественного электропривода, а также коллективами научных, проектных и производственных организаций.

Профессор И. И. Петров — автор более 100 печатных трудов и монографий. В 1945 г. он защитил в МВТУ кандидатскую диссертацию, а в 1957 г. в МЭИ — докторскую. В 1958 г. ему было присвоено звание профессора, а в 1968 г. — почетное звание заслуженного деятеля науки и техники РСФСР.

Более 40 лет И. И. Петров преподавал в высшей школе. Педагогическую деятельность он начал в 1932 г. в МЭИ, затем продолжил во ВЭПИ, где более 15 лет заведовал кафедрой электропривода. В 1947 г. он был избран заведующим кафедрой во Всесоюзном заочном энергетическом институте (ныне Московский институт радиотехники, электроники и автоматики), где проработал 20 лет. В последние годы он заведовал кафедрой в Московском автомеханическом институте. За время работы в вузах страны им было подготовлено более 1200 инженеров, 30 кандидатов технических наук, десяти докторам наук оказана помощь в подготовке докторских диссертаций. И. И. Петров более 15 лет являлся председателем Научно-методического Совета по автоматизации Минвуза СССР и председателем Научно-методической комиссии по электроприводу того же министерства. В течение 10 лет он состоял членом экспертной комиссии ВАК. Большую работу он проводил в Научном совете по проблеме «Энергетика и электрификация» Государственного комитета СССР по науке и технике и в Научно-техническом Совете Минэлектротехпрома СССР.

Член Союза журналистов СССР И. И. Петров много сил и энергии отдал журналу «Электричество». Более 20 лет он являлся членом редколлегии журнала, а с 1974 г. заместителем главного редактора.

За плодотворную научную и педагогическую деятельность профессор И. И. Петров был награжден орденом Трудового Красного Знамени и медалями.

Светлую память об Иване Ивановиче Петрове, крупном ученом и исключительно доброжелательном человеке, мы сохраним навсегда.

Министерство электротехнической промышленности

Министерство высшего и среднего специального образования СССР

Московский автомеханический институт

Редакция и редколлегия журнала «Электричество»



СОДЕРЖАНИЕ

Бородачев А. С., Соколов М. М., Альтгаузен А. П., Кручинин А. М. — Перспективные направления развития электротермических установок	1	ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ	
Попов В. А., Чернин А. Б. — Метод расчета токов коротких замыканий на линиях, питающих тяговые подстанции 25 кВ	6	Дмитренко А. М. — Об использовании пауз для отстройки дифференциальных защит от переходных токов небаланса	55
Лосев С. Б. — Об использовании фазных координат при расчете сложносимметричных режимов	15	Бершев Е. Н., Семенов В. А., Шаглин Г. П. — Определение момента сил, действующих на волокна разной проводимости в сильном электростатическом поле	58
Александров Г. Н., Герасимов Ю. А. — Электрическая прочность воздушной изоляции подстанций при коммутационных перенапряжениях	23	Карапетян М. М., Вартазарян В. Г. — Атмосферные перенапряжения на понизительных подстанциях 6—10 кВ и их грозозащита	62
Поздеев А. Д., Иванов А. Г., Кириллов А. А. — Применение дискретных методов анализа к расчету установившихся процессов и фактора пульсаций в системах с управляемыми выпрямителями	31	Меерович Э. А., Андреевская Л. И., Обьедков А. И. — Малоинерционный измеритель больших постоянных токов системы ЭНИН им. Г. М. Кржижановского	64
Белов Г. А. — Анализ преобразователя постоянного напряжения с последовательным резонансным инвертором	39	СООБЩЕНИЯ	
Сивокобыленко В. Ф., Павлюков В. А. — Метод эквивалентирования и расчета короткого замыкания в системе асинхронных машин	45	Абаджиди Г. Е. — Определение частотных характеристик делителей высокого напряжения по реакции на единичное воздействие	67
Варлей В. В. — Исследование деформации гибкого ротора волнового электродвигателя в переходном режиме	50	Бугаев Г. А. — К расчету полюсного экрана электромагнитов при невысоких индукциях	69
		Попов А. Н. — Шунтирование якоря двигателя последовательного возбуждения	72
		ХРОНИКА	75

Contents

Perspectives for the Development of Electrothermal Installations — A. S. Bordachev, M. M. Sokolov, A. P. Altgauzen, A. M. Kruchinin	1	FROM OPERATING EXPERIENCE	
A Method for Calculating Fault Currents on Lines Supplying 25 kV Traction Substations — V. A. Popov, A. B. Chernin	6	On Employing Pauses for Offsetting Differential Protection From Transient Unbalances — A. M. Dmitrenko	55
On Using Phase Currents and Voltages for the Calculation of Complex Dissymmetries — S. B. Losev	15	Determining the Moment of Forces Acting on Fibres of Different Conductivity in a Strong Electrostatic Field — E. N. Bershev, V. A. Semenov, G. P. Shaglin	58
The Electrical Withstand Strength of the Air Insulation at Substations During Switching Surges — G. N. Alexandrov, U. A. Gerasimov	23	Atmospheric Overvoltages at 6—10 kV Step-Down Substations and Lightning Protection of the Latter — M. M. Karapetian, V. G. Vartazarian	62
Application of Discrete Methods of Analysis in Calculating the Steady State and the Ripple Factor in Systems With Controlled Rectifiers — A. D. Pozdeyev, A. G. Ivanov, A. A. Kirillov	31	A Low-Inertia Measuring Element for Large D. C. Currents Developed at the Krjijanovski Power Engineering Institute — E. A. Meyerovitch, L. I. Andreyevskaya, A. I. Obyedkov	64
Analysis of a D. C. Voltage Converter With a Resonant Inverter in Series — G. A. Belov	39	REPORTS	
A Method of Reduction and Calculating Short Circuits in a System of Induction Machines — V. F. Sivokobilenko, V. A. Pavliukov	45	Determining the Frequency Characteristics of High Voltage Dividers From Their Response to a Unit Step Function — G. E. Abadjidi	67
A Study of the Deformation of the Flexible Rotor in a Wave Motor During Transients — V. V. Varley	50	Calculating the Pole Screen of Electromagnets at Low Inductances — G. A. Bugayev	69
		Shunting the Armature of a Series-Wound Motor — A. N. Popov	72
		CHRONICLE	75

РЕФЕРАТЫ ПУБЛИКУЕМЫХ СТАТЕЙ

УДК 621.3.022.001.24

Метод расчета токов коротких замыканий на линиях, питающих тяговые подстанции 25 кВ. Попов В. А., Чернин А. Б. — «Электричество», 1979, № 1.
Рассмотрен метод расчета токов при коротком замыкании на линии, питающей железнодорожные тяговые подстанции, для целей релейной защиты. Метод основан на комплексной схеме замещения для системы несимметричных составляющих и рассчитан на применение ЦВМ. Библ. 6.

УДК 621.311.064.001.24

Об использовании фазных координат при расчете сложносимметричных режимов. Лосев С. Б. — «Электричество», 1979, № 1.
Рассматриваются вопросы применения программ расчета на ЦВМ токов короткого замыкания по схемам для фазных величин, а также по гибридным схемам, использующим фазные координаты для несимметричных участков и особые системы симметричных и несимметричных составляющих для участков с симметричными параметрами. Библ. 7.

УДК 621.315.1

Электрическая прочность трехфазных изоляционных систем подстанций при коммутационных перенапряжениях. Александров Г. Н., Герасимов Ю. А. — «Электричество», 1979, № 1.
Приводятся результаты экспериментальных исследований электрической прочности трехфазных изоляционных промежутков подстанций сверхвысокого напряжения. Установлено, что наиболее тяжелые условия возникают при подаче импульсов напряжения положительной полярности на среднюю фазу и отрицательной — на крайние фазы. Установлен эмпирический критерий подобия изоляционных систем, на основе которого предложен метод обработки и обобщения характеристик электрической прочности. Библ. 6.

УДК /62-83/-523.001.24

Применение дискретных методов анализа к расчету установившихся процессов и фактора пульсаций в системах с управляемыми выпрямителями. Поздеев А. Д., Иванов А. Г., Кириллов В. А. — «Электричество», 1979, № 1.
Предложено использование Z-преобразования для расчета квазиустановившихся процессов и фактора пульсаций в системах с управляемыми выпрямителями (УВ); при этом в процессе самого решения начальные условия автоматически исключаются.
Получены расчетные соотношения, позволяющие определять реакцию элементарных звеньев системы на возмущающие сигналы в типовых структурах с УВ. Библ. 9.

УДК 621.314.57(088.8)

Анализ преобразователя постоянного напряжения с последовательным резонансным инвертором. Белов Г. А. — «Электричество», 1979, № 1.
Изложена методика анализа переходных процессов и расчета характеристик преобразователя постоянного напряжения с последовательным резонансным инвертором. Показано, что при определенных допущениях преобразователь сводится к линейному импульсному звену. Получены изображения основных дискретных переменных, определен переходный процесс при пуске, дано выражение частотной характеристики преобразователя. Библ. 7.

УДК 621.311.18.014.38.001.24

Метод эквивалентирования и расчета короткого замыкания в системе асинхронных машин. Сивокобыленко В. Ф., Павлюков В. А. — «Электричество», 1979, № 1.
Получены аналитические выражения для определения тока подпитки места короткого замыкания глубокопазым асинхронным двигателем. Предложена методика эквивалентирования группы асинхронных двигателей при наличии внешнего сопротивления в цепи каждого из них. Получены параметры типового эквивалентного глубокопазым двигателя, позволяющего выполнить расчет токов короткого замыкания в различных схемах электроснабжения. Библ. 5.

УДК 621.3.043.3:62-75

Исследование деформации гибкого ротора волнового электродвигателя в переходном режиме. Варлей В. В. — «Электричество», 1979, № 1.
Рассматривается неустановившийся процесс деформации тонкостенного кольца под действием волны электромагнитных сил, конфигурация и частота вращения которой определяются типом магнитной системы волнового электродвигателя. Получены выражения, определяющие относительную амплитуду и мгновенную частоту вращения волны деформации. Предложена методика учета сил реакции нагрузки. Выражения могут быть использованы для составления математической модели исследования в рамках общепринятых допущений переходных режимов электродвигателей с деформируемым ротором. Библ. 5.

УДК 621.316.925

Об использовании пауз для отстройки дифференциальных защит от бросков намагничивающего тока силовых трансформаторов и переходных токов небаланса¹. Дмитренко А. М. — «Электричество», 1979, № 1.
Рассмотрены способы использования пауз для отстройки дифференциальных защит. Показано, что косвенное использование факторов длительности и частоты следования пауз путем выделения 1-й гармоники выпрямленного сигнала позволяет выполнить упрощенный вариант время-импульсного дифференциального реле, предназначенного для защиты высоковольтных электродвигателей, блоков трансформатор-двигатель, понижающих трансформаторов небольшой мощности. Приведены результаты гармонического анализа выпрямленного сигнала на выходе корректирующего звена в различных режимах, и дан анализ работы упрощенного реле. Библ. 8.

УДК 621.319.7.001.6

Определение момента сил, действующих на удлиненные частицы разной проводимости в сильном электростатическом поле. Бершес В. Е., Семенов В. А., Шаглин Г. П. — «Электричество», 1979, № 1.
Экспериментально определены моменты сил, действующих в сильном электростатическом поле на волокна существенно разной проводимости (чистые, химически обработанные и металлические волокна). Установлено, что при электрофлотировании химическая обработка волокон повышает значение момента сил более, чем на порядок и делает его равным моменту сил, действующих на металлические волокна. Приведена формула для определения момента сил и частоты колебаний химически обработанных волокон. Дана оценка времени релаксации заряда на обработанных волокнах. Библ. 7.

УДК 621.311.4.027.5.015.3.001.57

Атмосферные перенапряжения в понижительных подстанциях 6—10 кВ и их грозозащита. Карапетян М. М., Вартазарян В. Г. — «Электричество», 1979, № 1.
Приведены результаты исследований атмосферных перенапряжений на стационарных и передвижных электрифицированных агрегатах 6—10 кВ, проведенных на моделях с помощью повторяющихся импульсов 550 В. Даны рекомендации по осуществлению надежных и простых схем грозозащиты. Библ. 7.

УДК 621.317.31.001.3

Малоинерционный измеритель больших постоянных токов системы ЭНИН им. Г. М. Кржижановского. Меерович Э. А., Андреевская Л. И., Обьедков А. И. — «Электричество», 1979, № 1.
Изложены принципы действия нового типа малоинерционного разборного устройства на преобразователях Холла, предназначенного для измерения больших постоянных токов.
Лабораторные испытания измерителя в условиях, приближенных к эксплуатационным, показали, что прибор надежно обеспечивает высокую точность измерения в диапазоне от 0,1 до 50 кА. Его постоянная времени не превышает $25 \cdot 10^{-3}$ с.
Аналогичные принципы пригодны для создания устройств на различные диапазоны измеряемых токов (12,5—100 кА и выше). Библ. 7.

УДК 621.316.722.4.001.5

Определение частотных характеристик делителей высокого напряжения по реакции на единичное воздействие. Аббасиди Г. Е. — «Электричество», 1979, № 1.
Приведена методика определения частотных характеристик измерительных устройств с делителями напряжения, основанная на допущении, что переходная кривая формируется при прохождении возмущающего воздействия через цепочку, состоящую из конкретного числа элементарных звеньев, не имеющих обратных связей. Практическое применение проиллюстрировано на примере прецизионного емкостного делителя напряжения. Библ. 9.

УДК 621.318.3.001.24

К расчету поллюсного экрана электромагнитов при невысоких индукциях. Бугаев Г. А. — «Электричество», 1979, № 1.
На основании проведенного анализа взаимосвязи величин, характеризующих работу экранированного полюса электромагнита переменного тока, предложены простые расчетные выражения, обеспечивающие меньшую степень насыщения неэкранированной части полюса при прочих равных условиях. Показано влияние нагрева экранирующего витка на характеристики полюса. Библ. 6.

УДК 621.313.222:621.317.727.3.001.24

Шунтирование якоря двигателя последовательного возбуждения. Попов А. Н. — «Электричество», 1979, № 1.
Установлено, что характерными энергетическими режимами источника тока в схеме шунтирования якоря двигателя последовательного возбуждения являются согласованный режим и режим работы с максимальным к. п. д. Показано, что при заданных частоте вращения и токе (моменте) двигателя выбором сопротивлений схемы шунтирования можно значительно увеличить к. п. д. Библ. 3.