

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Да здравствует 54-я годовщина Великой
Октябрьской социалистической революции!

(Из Призывов ЦК КПСС к 54-й годовщине Великой
Октябрьской социалистической революции)



1971

ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

11

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

Решения съезда партии — в жизнь!

Редколлегия журнала «Электричество» обратилась к делегату XXIV съезда КПСС, министру энергетики и электрификации СССР Петру Степановичу Непорожнему и попросила его ответить на ряд вопросов.

Как будут развиваться в девятой пятилетке энергетика и энергетическое строительство?

Директивами XXIV съезда КПСС по девятой пятилетке предусматривается довести производство электроэнергии до 1030—1070 млрд. квт·ч. Намечено ввести в действие на электростанциях мощности в размере 65—67 млн. квт, главным образом за счет строительства тепловых электростанций с установкой на них крупных энергетических блоков.

Напомню, что в 1970 г. выработка электроэнергии у нас в стране составила 741 млрд. квт·ч, т. е. больше, чем в Англии, ФРГ, Франции и Швеции, вместе взятых. Мощность электростанций достигла 166 млн. квт. В последнем году восьмой пятилетки были введены в строй новые энергетические мощности на 12 млн. квт.

За пятилетку в развитие энергетики было вложено около 14 млрд. руб. За этот период она принесла народному хозяйству около 15 млрд. руб. накоплений.

В девятой пятилетке намечено увеличивать мощность электростанций ежегодно не менее чем на 13—14 млн. квт, запланировано построить ряд мощных электростанций.

Энергостроителям предстоит в этой пятилетке завершить сооружение крупных тепловых и гидравлических электростанций. Увеличивается количество крупных тепловых электростанций, повышается производительность труда и снижается удельная стоимость киловатта вводимой энергетической мощности.

За пятилетку на Украине должно быть завершено строительство Ладыжинской, Славянской, Трипольской и других ГРЭС. Сооружение Ладыжинской тепловой электростанции ведется скоростными методами. Если раньше на аналогичных стройках на строительно-монтажные работы освай-

валось в год до 15 млн. руб., то здесь за этот срок используется почти втрое больше. Достигается это за счет четкого взаимодействия всех строительных участков и максимального сосредоточения материально-технических ресурсов. Так, если обычно крупные тепловые электростанции сооружались за 7—8 лет, то Ладыжинская ГРЭС мощностью 1,8 млн. квт будет полностью построена за 3,5 года. Это значит, что строительно-монтажные работы здесь ускорены по крайней мере в 2 раза.

Интересны показатели, характеризующие работу энергостроителей, осваивающих скоростные методы. В среднем по Министерству энергетики и электрификации СССР на киловатт вводимой мощности сейчас затрачивается 4,5—4,8 человека·дня. На строительстве Ладыжинской ГРЭС эта цифра снижена до 2,5 человека·дней.

Летом на стройке наблюдался особый трудовой подъем. Делалось все, чтобы скорее ввести в эксплуатацию четвертый энергоблок 300 тыс. квт и довести мощность электростанции до 1200 тыс. квт. Еще два таких же блока должны вступить в строй в октябре и декабре.

Строители Ладыжинской ГРЭС, насчитывающие в своих рядах свыше 4 тыс. человек, успешно выполняют задачи. За счет ускорения ввода энергетических мощностей на этой электростанции будут сэкономлены десятки миллионов рублей.

Наращивают темпы коллективы и других энергетических объектов, о которых говорится в Директивах XXIV съезда КПСС. В девятой пятилетке будут введены в строй энергетические мощности на Костромской, Каширской, Киршишской и других ГРЭС. В Казахстане будет закончено сооружение Ермаковской ГРЭС, а в Прибалтике — Эстонской ГРЭС.

Энергетики, выполняя задания девятой пятилетки, в конце июня на Рефтинской ГРЭС поставили под нагрузку второй агрегат мощностью 300 тыс. квт. Уральское энергокольцо получило существенное электрическое подкрепление.

На Заинской ГРЭС в Татарии в текущем году вступят в строй 10 и 11 блоки мощностью по 200 тыс. квт каждый. Мощность электростанции таким

образом достигнет 2,2 млн. квт; в 1972 г. она возрастет еще на 200 тыс. квт.

Многое предстоит сделать по дальнейшему развитию гидроэнергетики. Преимущественно будет осуществляться сооружение гидроузлов, позволяющих комплексно решать задачи производства электроэнергии, орошения земель, обеспечения народного хозяйства водой, развития судоходства и рыбоводства.

В настоящее время гидроэлектростанции Советского Союза вырабатывают примерно одну пятую производимой у нас электроэнергии. Всему миру известны такие гидроэнергетические гиганты, как Братская ГЭС на Ангаре мощностью 4,1 млн. квт и Красноярская ГЭС на Енисее мощностью 5 млн. квт, которая сейчас является крупнейшей электростанцией на земном шаре. Следует подчеркнуть, что на Красноярской ГЭС в этом году намечается сдать в эксплуатацию еще два агрегата мощностью по 500 тыс. квт каждый. Мощность станции возрастет до 6 млн. квт.

В соответствии с Директивами, принятыми XXIV съездом КПСС, предстоит закончить сооружение ряда ГЭС, ввести новые мощности, а в некоторых республиках начать строительство новых гидроэлектростанций. При этом стоимость и сроки гидроэнергостроительства будут резко сокращены.

Сейчас насчитывается свыше 30 строящихся ГЭС. Об 11 из них в той или иной мере упоминается в Директивах XXIV съезда КПСС по девятой пятилетке. Вместе с тем в течение 1971—1975 гг. намечено приступить к сооружению еще пяти гидроэнергетических объектов.

Гидроэнергетическое строительство будет вестись в центральных районах европейской части СССР и особенно в Сибири, Средней Азии, на Дальнем Востоке, Северном Кавказе, в Закавказье.

В этой пятилетке развернулось строительство Саянской ГЭС мощностью 6,4 млн. квт, входящей в Саянский территориально-производственный комплекс. В строю гидроэнергетических гигантов она займет первое место. Ее плотина — это два высотных здания Московского университета, поставленных одно на другое. В грандиозную плотину предстоит уложить 10 млн. кубометров бетона — почти вдвое больше, чем на Красноярской ГЭС. Полный объем Саянского моря составит 31,3 млрд. кубометров.

Энергостроители должны ввести в действие в этой пятилетке первые агрегаты на Усть-Илимской ГЭС, проектная мощность которой составляет 4,3 млн. квт. Коллектив этой стройки настойчиво борется за осуществление поставленных перед ним задач.

На Дальнем Востоке идет строительство Зейской ГЭС мощностью 1,5 млн. квт. Ее первые агрегаты дадут промышленный ток в девятой пятилетке. Вырабатываемая здесь дешевая электроэнергия будет направлена на дальнейшее развитие горнорудной и лесной промышленности Дальнего Востока, электрификацию транссибирской железнодорожной магистрали. Зейский гидроузел избавит от губительных весенних наводнений около 400 тыс. гектаров пойменных земель.

В районе вечной мерзлоты будет строится Колымский гидроузел. Здесь мороз зимой достигает 50°, а скорость ветра — 12—17 м/сек. Колымская ГЭС будет иметь каменно-набросную плотину высотой 130 м, подземное здание электростанции с несколькими гидроагрегатами.

На левом берегу Днепра все шире развертывается строительство Днепровской ГЭС-II. Завершение сооружения второй очереди гидроэлектростанции позволит довести ее общую мощность почти до 1,5 млн. квт. В нижнем течении Днепра завершается строительство Каневской ГЭС мощностью 420 тыс. квт.

На одной из крупных рек Казахстана (р. Или) намечено в девятой пятилетке завершить строительство Капчагайской ГЭС мощностью 434 тыс. квт. Сейчас на всех участках этой стройки все ярче разгораются огни социалистического соревнования. Весь многотысячный коллектив энергостроителей, самоотверженно сооружая первую гидроэлектростанцию на р. Или, стремится досрочно сдать ее в эксплуатацию.

В Киргизии предстоит завершить строительство сооружаемой на р. Нарын Токтогульской ГЭС мощностью 1,2 млн. квт. Большую экономию средств дает здесь послойный метод укладки бетона, при котором широко применяются механизмы.

Недалеко от Токтогульской ГЭС вниз по Нарыну в девятой пятилетке предстоит приступить к строительству Курпайской ГЭС. Эта электростанция является четвертой ступенью Нарынского каскада ГЭС. Каскад станет крупнейшей в мире высокогорной энергетической системой, общая мощность которой составит около 7 млн. квт.

Уже в будущем году первые агрегаты Нуракской гидроэлектростанции должны дать промышленный ток для предприятий и населения Таджикистана. К концу пятилетки эта ГЭС наберет мощность в 900 тыс. квт и выработает 3,7 млрд. квт·ч электроэнергии.

Скоро в Грузинской ССР на Ингурской ГЭС, проектная мощность которой составляет 1,3 млн. квт, будут введены первые агрегаты. На стройке за счет сокращения удельного объема бурения и цементации стоимость работ снижена на 5 млн. руб.

В этой же республике будет введена в эксплуатацию первая электростанция каскада Варцихских ГЭС и начнется сооружение на р. Арагви гидротехнического комплекса. В Армянской ССР будет продолжено строительство каскада ГЭС на р. Воротан. В Азербайджане на р. Куре начнется сооружение Шамхорской ГЭС. Завершается строительство Рижской ГЭС мощностью 384 тыс. квт. Производство электроэнергии на гидроэлектростанциях обеспечит ежегодную экономию 5 млн. т условного топлива.

Расскажите о новом оборудовании, применяемом сейчас при сооружении электростанций и происходящих при этом качественных изменениях.

При строительстве новых электростанций в девятой пятилетке будут использоваться не только скоростные методы и прогрессивные материалы и конструкции, но и современное оборудование, отвечающее требованиям науки и техники сегодняшнего дня. Будет проводиться курс на еще большее

увеличение единичных мощностей агрегатов и электростанций. Электроэнергетика будет развиваться как в количественном, так и в качественном отношении.

В тепловой энергетике олицетворением технического прогресса станут ГРЭС мощностью по 3—4 млн. квт каждая с энергоблоками не только 300 тыс. квт, но и 500, 800 и 1 200 тыс. квт. Так, на Славянской ГРЭС намечено ввести в строй одновальный энергоблок 800 тыс. квт. При сооружении электростанций больших мощностей снижается удельный вес строительных конструкций, ускоряется их монтаж и, следовательно, уменьшаются капитальные затраты. Кроме того, удельная металлоемкость крупных энергоблоков ниже, чем агрегатов меньшей мощности.

Всего за пятилетку за счет установки крупных энергоблоков на тепловых электростанциях будет получена половина прироста мощностей.

Применение на тепловых электростанциях крупных агрегатов позволяет более широко внедрять на них автоматизацию технологических процессов, управление с помощью электронно-вычислительной техники. В итоге уменьшается относительная численность обслуживающего персонала, сокращается удельный расход топлива, снижается себестоимость электроэнергии, резко повышается производительность труда.

Напомню, что в прошлой пятилетке это позволило сэкономить десятки миллионов тонн условного топлива. В результате роста производительности труда более чем в 1,4 раза уменьшилась удельная численность обслуживающего персонала на тепловых электростанциях. Рост производительности труда на энергетических предприятиях позволил высвободить для других работ 160 тыс. человек.

Перед энергетиками поставлена задача — снизить удельный расход условного топлива еще на 24—26 г в расчете на киловатт-час отпущеной электроэнергии. Успешное решение этой задачи обеспечит экономию условного топлива в девятой пятилетке в размере более 50 млн. т.

В деле улучшения технико-экономических и качественных показателей на тепловых электростанциях большой интерес представляет пуск в конце этого года на Киришской ГРЭС седьмого энергоблока мощностью 300 тыс. квт. По сравнению с другими энергоблоками такой же мощности он имеет конструктивные особенности. У этого блока однокорпусной котлоагрегат, конструктивные особенности которого позволяют заметно снизить расход топлива на каждый выработанный киловатт-час электроэнергии. Если учесть, что в год энергоблок вырабатывает около 1 млрд. 500 млн. квт·ч, то экономия топлива за это время составит более 10 тыс. т.

Качественные изменения произойдут и в теплофикации, по развитию которой наша страна занимает первое место в мире. В минувшей пятилетке за счет теплофикации было сэкономлено свыше 30 млн. т условного топлива.

Нам предстоит ввести в этой пятилетке энергетические мощности на теплоэлектроцентралях Мосэнерго, на Киевской ТЭЦ-5, Рижской ТЭЦ-2 и на ТЭЦ в Каунасе. Будет начато также строительство

Таллинской ТЭЦ. В общей сложности на теплоэлектроцентралях страны намечается сдать в эксплуатацию не менее 15 млн. квт энергетических мощностей. Рост энергетических мощностей даст возможность увеличить отпуск тепловой энергии по Минэнерго СССР в 1,5 раза.

Чтобы обеспечить запланированный рост энергетических мощностей, на ТЭЦ будут устанавливаться крупнейшие теплофикационные турбины мощностью 250 тыс. квт с закритическим давлением пара. Первый такой мощный теплофикационный энергоблок должен вступить в строй на ТЭЦ № 22 в Москве.

Общими усилиями эксплуатационников, ученых и конструкторов к. п. д. паротурбинных электростанций доведен за последние годы почти до 40%.

Для дальнейшего повышения экономичности следует обратить внимание на освоение комбинированных парогазовых установок с высоконапорными парогенераторами. Опытно-промышленная установка такого типа мощностью 200 тыс. квт сейчас сооружается на Невинномысской ГРЭС. В 1971—1975 гг. более широкий размах примут работы, связанные с применением магнитогидродинамических генераторов (МГД).

В гидроэнергетике, так же как в теплоэнергетике, сильно выросли мощности ГЭС и устанавливаются на них агрегатов.

Мощность агрегата на Волжских ГЭС имени В. И. Ленина и имени XXII съезда КПСС равна 115 тыс. квт, на Братской ГЭС имени 50-летия Великого Октября — 225—250 тыс. квт, на Красноярской ГЭС 500 тыс. квт, а на строящейся сейчас Саянской ГЭС будут смонтированы агрегаты мощностью 640 тыс. квт.

Что Вы можете сказать об электростанциях на ядерном горючем?

Во-первых, хочу подчеркнуть, что в Директивах XXIV съезда КПСС по девятой пятилетке предусматривается ускоренными темпами развивать атомную электроэнергетику.

Сейчас мы проводим в огромных масштабах экспериментальное строительство новых АЭС различных типов, в том числе и с реакторами на быстрых нейтронах, как наиболее перспективных. Создаются реакторы с единичной мощностью 1 млн. квт и выше. Мощность отдельных атомных электростанций запланировано довести до 3—4 млн. квт.

В Мелекессе при Институте атомных реакторов им. В. И. Ленина работает первая в СССР экспериментальная АЭС с реактором на быстрых нейтронах. В этом году завершаются монтажные работы на первом советском опытно-промышленном реакторе на быстрых нейтронах, сооружаемом в г. Шевченко.

За минувшую пятилетку у нас накоплен уникальный экспериментальный материал. Сейчас можно с уверенностью сказать, что в СССР заложен теоретический и экспериментальный фундамент для строительства большого числа новых атомных электростанций, которые могут работать более экономично, чем обычные тепловые. Удельный вес атомных электростанций в производстве электроэнергии будет год от года возрастать. Сейчас разработана программа строительства атомных элект-

ростанций на ближайшие 10 лет. В этой пятилетке мощность АЭС увеличится на 6—8 млн. квт.

Атомные электростанции намечено в первую очередь строить в европейской части страны, где ресурсы топлива ограничены. В пятилетке предстоит ввести в действие энергетические мощности на Нововоронежской, Ленинградской, Кольской, Курской, Чернобыльской и других АЭС.

Какие работы проводятся сейчас по созданию Единой энергосистемы СССР и расширению связей с социалистическими и развивающимися странами?

Наша страна вступила в такой период своего развития, что сейчас уже невозможно осуществлять надежное и эффективное энергоснабжение народного хозяйства от разрозненных энергосистем. Проводится большая работа по развитию и объединению отдельных энергетических систем и охвату всей территории страны централизованным электроснабжением.

Уже сформирована Единая энергосистема европейской части СССР, мощность которой более 100 млн. квт. В нее входят 53 энергосистемы европейской части страны и Урала. Кроме того, созданы объединенные энергосистемы Сибири и Средней Азии; ведется формирование систем Казахстана и Дальнего Востока.

Большие и ответственные задачи стоят перед нами в девятой пятилетке по сооружению линии электропередачи сверхвысокого напряжения переменного и постоянного тока. Много внимания уделяется развитию электрических сетей в сельских районах и повышению надежности электроснабжения сельских потребителей.

Основная масса топливно-энергетических ресурсов нашей Родины находится на востоке страны. Наибольшая же часть потребителей электроэнергии — в европейской части СССР. Следовательно движение топливно-энергетических ресурсов с востока на запад — объективная необходимость. Решать эту проблему можно различными путями: перевозкой топлива железнодорожным транспортом, перекачкой жидкого и газообразного топлива по трубопроводам, передачей электроэнергии по проводам сверхвысокого напряжения. Последний путь имеет ряд преимуществ, к числу которых относится скорость передачи.

В этой пятилетке намечено строительство магистральных линий для передачи энергии с востока на запад переменным током 1 150 кв и постоянным током 1 500 кв.

Между Донбассом и Западной Украиной сейчас сооружается линия напряжением 750 квт, кото-

рая позволит передавать огромные потоки электроэнергии в этом важном районе страны.

С начала нынешнего года в Казахстане проложено более 5 тыс. км линий электропередачи. За годы девятой пятилетки общая протяженность высоковольтных сетей республики увеличится на 100 тыс. км. Высоковольтные линии строятся и во всех других республиках страны.

Ведется ускоренная подготовка к созданию Единой энергетической системы Советского Союза. Намечено широко внедрять новые методы диспетчерского управления на основе применения средств электронно-вычислительной техники. Разрабатывается автоматизированная система диспетчерского управления Единой энергосистемы СССР и объединенными энергосистемами.

Что касается связей советских энергосистем с зарубежными, то надо сказать, что постоянно совершенствуются и расширяются экономические и научно-технические связи энергетиков Советского Союза с энергетиками социалистических стран — членов СЭВ. Советские специалисты-энергетики принимают участие в сооружении электростанций в ГДР, Польше, Венгрии, Румынии, Болгарии. Наши западные энергосистемы подают энергию в энергосистемы стран-членов СЭВ. Непрерывно развивается объединение энергетических систем «Мир», главное диспетчерское управление которого находится в столице Чехословакии — Праге. Это объединение дает для каждой представленной в нем страны (Болгария, Венгрия, ГДР, Польша, Румыния, Чехословакия, СССР) значительные экономические выгоды.

Как председатель Постоянной комиссии СЭВ по электроэнергии должен сказать, что на состоявшемся в июне этого года в Москве 33-м заседании этой комиссии отмечались широкие перспективы для дальнейшего развития объединенных систем «Мир». Объединение национальных энергосистем братских стран позволяет осуществлять единый режим их работы, регулировать электропотоки в ту или другую страну, создать общий резерв мощности, которым имеет возможность пользоваться каждая из стран на принципах равноправия и взаимной выгоды.

По данным Центрального диспетчерского управления общие взаимные поставки электроэнергии в рамках объединенных энергосистем достигли в 1970 г. почти 13 млрд. квт·ч. Параллельная работа энергосистем и обмен энергией служат мощным рычагом дальнейшего роста народного хозяйства сотрудничающих стран.



Влияние регулирования реактора статического компенсатора на режимы электрической системы

Л. А. КУЧУМОВ, А. К. ЧЕРНОВЕЦ и Я. Я. ЯРВИК

Ленинградский политехнический институт им. М. И. Калинина

Одним из перспективных направлений в применении статического компенсатора реактивной мощности (УСК) на базе управляемого реактора с вращающимся магнитным полем является поддержание баланса реактивной мощности и улучшения качества напряжения, в особенности, при быстроменяющейся реактивной нагрузке.

В [Л. 1] показано, что управляемые реакторы, а следовательно, и УСК на их базе имеют большую скорость изменения электромагнитного режима, чем синхронные компенсаторы.

УСК обладает также широким диапазоном регулирования реактивной мощности. Предельное значение выдаваемой мощности достигается при переводе реактора в режим холостого хода и равно мощности конденсаторной батареи $Q_c = U^2 \omega C$ за вычетом мощности холостого хода реактора. В режим потребления индуктивной мощности УСК переводится как за счет насыщения магнитопровода реактора, так и отключением ступеней конденсаторной батареи. Первый способ регулирования является быстродействующим, причем максимальное значение мощности УСК в режиме потребления определяется максимальной перегрузочной способностью реактора за вычетом мощности включенных ступеней конденсаторных батарей. Реакторы допускают кратковременно двух-трехкратные перегрузки, и в этом отношении имеют характеристики лучшие, чем у синхронных компенсаторов.

Ниже приводится анализ переходных режимов УСК при его включении в качестве компенсатора реактивной мощности на понизительной подстанции (рис. 1). Шины управляемого реактора U_p в общем случае связаны с шинами U индуктивным сопротивлением (например, через понизительный трансформатор). Полагается, что конденсаторная батарея включена непосредственно на шины U . Нагрузка подстанции принимается статической и замещается шунтами активных и индуктивных проводимостей g_n и b_n . Характер сопротивления связи с шинами неизменного напряжения принят реактивным.

В общем случае УСК включается на подстанции для регулирования уровня напряжения на шинах U (рис. 1) при изменении нагрузки. Реактивная мощность автоматически регулируется изменением напряжения управления U_y реактора:

или по отклонению напряжения и его производной

$$\Delta U_y(p) = K_u \Delta U(p) Z_u(p) + K'_u Z'_u(p) p \Delta U(p), \quad (1)$$

или по реактивному току системного фидера I_p и его производной I'_p :

$$\Delta U_y(p) = K_I Z_I(p) \Delta I_p(p) + K'_I Z'_I(p) p \Delta I_p(p), \quad (2)$$

где K_u [ед. подм. $\frac{\text{ед. подм.}}{\text{ед. напр.}}$]; K'_u [ед. подм. $\frac{\text{ед. подм.}}{\text{ед. напр. сек}}$]; K_I [ед. подм. $\frac{\text{ед. подм.}}{\text{ед. тока}}$];

K'_I [ед. подм. $\frac{\text{ед. подм.}}{\text{ед. тока сек}}$] — коэффициенты усиления в каналах регулирования подмагничивания по отклонению и ск

ости отклонения напряжения или тока; $Z_u(p)$, $Z'_u(p)$, $Z_I(p)$ и $Z'_I(p)$ — передаточные функции регулятора по каналам регулирования источника подмагничивания.

Анализ указанных законов показывает, что, пре-небрегая активными сопротивлениями элементов сети и влиянием активных составляющих токов на колебания напряжения, они осуществляют регулирование по параметрам, находящимся в пропорциональной зависимости. Выражения для пересчета коэффициентов K_I и K'_I к коэффициентам K_u и K'_u для обеспечения процессов с одним и тем же быстродействием и качеством примут вид:

$$K_u \approx \frac{K_I}{x_e}; \quad K'_u = \frac{K'_I}{x_e}. \quad (3)$$

Коэффициенты регулирования по отклонению напряжения в вентильных системах возбуждения для синхронных генераторов и компенсаторов обычно принимаются равными 25—100. Логично предъявить подобные же требования и к коэффициентам регулирования управляемого реактора. Тогда согласно (3) при $x_e = 0,01 \div 0,1$ ($S_b = S_{p, \text{ном}}$) $K_I = 0,25 \div 10$. При использовании УСК для улучшения качества напряжения в системах электроснабжения с ударной нагрузкой для повышения быстродействия регулирования целесообразно выводить систему подмагничивания на потолочное напряжение уже при изменении напряжения сети на 1%. Тогда следует повышать коэффициенты регулирования до $K_u = 400$ и более. Однако большие значения коэффициентов в канале регулирования противоречат требованиям об устойчивости и хорошем качестве переходного процесса.

Анализ статической устойчивости регулируемого УСК базируется на уравнениях малых возмущений реактора с вращающимся магнитным полем [Л. 1]. С учетом линеаризации уравнений для токов системного фидера

$$I_{cA} = \frac{U_c}{x_c} \cos \delta_c; \quad I_{c,p} = \frac{U}{x_c} - \frac{U_c}{x_c} \cos \delta_c,$$

где δ_c — угол между векторами напряжений U и U_c , и уравнений токов нагрузки на шинах $U - I_A = g_n U$; $I_p = (b_n + b_{Kb}) U$, имеем:

$$\left. \begin{aligned} g_n \Delta U &= \frac{U_c}{x_c} \cos \delta_{co} \Delta \delta_c, \\ (b_n + b_{Kb}) \Delta U + \Delta I_p &= \frac{\Delta U}{x_c} + \frac{U_c}{x_c} \sin \delta_{co} \Delta \delta_c; \\ \Delta U_p &= \Delta U + x_{ba} \Delta I_p; \\ \Delta I_p &= K_{y,p} \Delta I_y + \frac{1}{x_{dy,n}} \Delta U_p; \\ \Delta I_y &= \frac{1}{L_{y, \text{дин}}} \Delta \Phi_y + K_{cb} \Delta U_p; \\ T_{\text{дин}} \Delta \Phi_y + \Delta I_y &= \Delta U_y. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

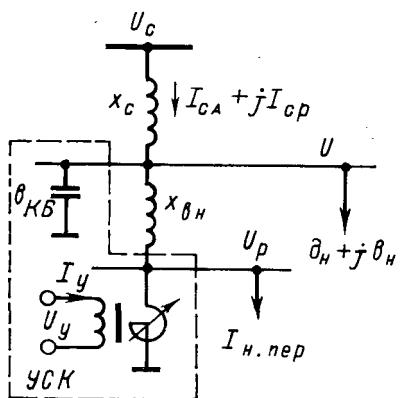


Рис. 1. Расчетная схема сети при исследовании динамики УСК.

Физический смысл и числовые значения входящих в (4) параметров реактора $T_{ст,н}$, $x_{дин}$, $K_{упр}$ и $K_{св}$ рассмотрены в [Л. 1]. Исходный режим при линеаризации уравнений, мощность реактора, параметры $x_{вн}$, x_c , $g_{вн}$, b_{KB} и b_h варьировались.

В уравнении регулирования учитывалось запаздывание регулятора и системы сеточного управления вентильной системой подмагничивания (соответственно постоянные времени T_1 и T_2). Постоянные времени в передаточных функциях каналов регулирования по отклонению напряжения и по его производной приняты одинаковыми:

$$\Delta U_y = \frac{K_U \Delta U + K'_U p \Delta U}{(1 + pT_1)(1 + pT_2)}. \quad (5)$$

Можно показать, что коэффициенты характеристического уравнения системы, составленной из выражений (4) — (5)

$$a_0 p^3 + a_1 p^2 + a_2 p + a_3 = 0,$$

положительны и имеют вид:

$$a_0 = T_1 T_2 L_{y,дин} T_{ст,н} (A + B);$$

$$a_1 = (T_1 + T_2) L_{y,дин} T_{ст,н} (A + C) + T_1 T_2 A;$$

$$a_2 = L_{y,дин} T_{ст,н} (A' + B) + (T_1 + T_2) A - x_{дин} K_{упр} K'_U;$$

$$a_3 = K_U x_{дин} K_{упр} + A,$$

где

$$A = (x_{дин} - x_{вн}) \left(b_h + b_{KB} - \frac{1}{x_c} - g_{вн} \operatorname{tg} \delta_{c0} \right) + 1;$$

$$B = x_{дин} K_{упр} K_{св} (1 + x_{вн}).$$

Применение критерия устойчивости Гурвица для границы самораскачивания позволяет получить следующее выражение для предельного коэффициента усиления по отклонению напряжения:

$$K_U \text{ пред} = \frac{[T_1 T_2 A + L_{y,дин} T_{ст,н} (T_1 + T_2) (A + B)] \times}{T_1 T_2 x_{дин} K_{упр} L_{y,дин} T_{ст,н}} \rightarrow \\ \rightarrow \times [L_{y,дин} T_{ст,н} (A + B) + A (T_1 + T_2) - x_{дин} K_{упр} K'_U] - \\ - T_1 T_2 L_{y,дин} T_{ст,н} A (A' + B). \quad (6)$$

При принятых допущениях в части учета регулятора подмагничивания (5) характеристическое уравнение системы (4) и (5) имеет третий порядок, т. е. в составе корней характеристического

уравнения имеется один вещественный и два со-праженных комплексных корня. Характер изменения тока при регулировании управляемого реактора является колебательным, а его затухание зависит от значения вещественной части комплексного корня $p_{1,2} = a \pm j\omega$. Для обеспечения хорошего качества процесса изменения реактивной мощности управляемого реактора желательно, чтобы $a = -3$ и более по абсолютной величине. Могут быть получены выражения для связи коэффициентов K_U и K'_U и других параметров на граничной кривой, отвечающей постоянному коэффициенту затухания a :

$$K_U = \frac{[(a_0 a + a_1) a + a_2] a + \omega^2 (3a a_0 + a_1) - A}{x_{дин} K_{упр}}, \quad (7)$$

$$\omega^2 = 3a^2 + \frac{2a_1 a + a_2}{a_0},$$

где a_0, a_1, a_2 — приведенные выше коэффициенты характеристического уравнения.

Решение уравнений (7) позволяет определить при заданном значении a частоты колебаний ω и соответствующие коэффициенты K_U и K'_U .

На ЦВМ рассчитывались граничные значения коэффициентов усиления K_U и K'_U при широком варьировании параметров расчетной схемы и номинальных мощностей и соответственно параметров реактора и конденсаторных батарей. Они показали, что наиболее существенными факторами, определяющими предельные коэффициенты настройки регулятора УСК, являются: значение эквивалентного сопротивления связи с системой питания x_c ; мощность реактора и особенности его конструкции (от них зависит значение статической постоянной времени обмотки управления в номинальном режиме $T_{ст,н}$); исходный режим подмагничивания реактора (определяется динамической индуктивностью обмотки управления $L_{y,дин}$); постоянные времени регулятора и системы сеточного управления (T_1 и T_2) и значение коэффициента усиления по производной K'_U . Следует подчеркнуть, что наиболее неблагоприятное качество регулирования имеет место в номинальном и перегруженном режимах работы реактора, поскольку с уменьшением $L_{y,дин}$ допустимые значения K_U уменьшаются, а в соответствии с универсальными характеристиками [Л. 1] в диапазоне 0,45—2,0 отн. ед. от номинальной мощности реактора $L_{y,дин} \approx 0,3 = \text{const}$. Поэтому расчетным режимом реактора следует считать номинальный, которому согласно [Л. 1] соответствуют $x_{дин} = 2,0$; $K_{св} = 1,2$; $K_{упр} = 0,88$.

Расчеты областей устойчивости в плоскости параметров K_U и K'_U , выполненные применительно к УСК с реактором мощностью 25 Мвт ($T_{ст,н} = 1,45$ сек) и параметрами $x_{вн} = 0$; $x_c = 0,06$; $b_h + b_{KB} = 0,17$ и $g_{вн} = 1,9$ (в долях от номинального сопротивления реактора), приведены на рис. 2.

Рассматривались два варианта постоянных времени регуляторов подмагничивания: $T_1 = T_2 = 0,025$ сек и $T_1 = 0,075$ сек, $T_2 = 0,025$ сек. Указанные инерционные постоянные не превышают возможные эквивалентные постоянные в каналах регуляторов сильного действия с вентильной системой подмагничивания [Л. 2], и их использование позволяет получить не- сколько заниженные значения граничных коэффициентов регулирования.

Из рис. 2 следует, что для обеспечения устойчивости и приемлемого качества процессов при коэффициентах по отклонению напряжения $K_U > 500$ необходимо вводить регулирова-

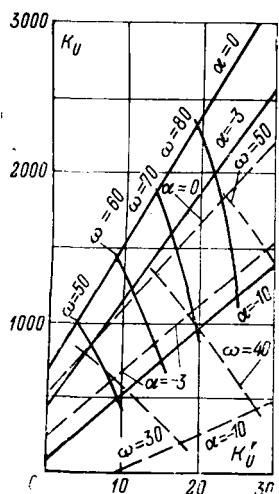


Рис. 2. Области устойчивости и частоты самораскачивания.

— $T_1 = T_2 = 0,025$ сек;
— $T_1 = 0,075$ сек;
 $T_2 = 0,025$ сек.

Расчеты показали также, что при $T_1 = 0,3$ сек и $T_2 = 0,8$ сек (примерно соответствует электромашинной системе подмагничивания с электромагнитным корректирующим напряжением) предельные коэффициенты регулирования по напряжению ($K'_U = 0$) не превышают $K_U = 10$.

Выражения (6) и (7) достаточно громоздки и проведение на их основе выбора оптимальных коэффициентов регулирования аналитическим путем затруднительно. Поэтому были проведены расчеты с целью установления главных и второстепенных факторов, влияющих на предельные значения коэффициентов K_U . В частности, при фиксированной настройке регулятора изменение нагрузки от нуля до $U_n = 4$ отн. ед. (при $\cos \varphi_n = 0,9$) приводит к уменьшению K_U всего на 9%. Это позволяет в большинстве случаев не учитывать нагрузку в выражениях (6) и (7), т. е. принимать $g_n = b_n + b_{KB} = \delta_{c0} = 0$. Аналогично было получено, что при пренебрежении коэффициентами $x_{дин}$ и $K_{св}$, определяющими регулирующие эффекты управляемого реактора при изменениях напряжения [Л. 1], значение K_U увеличивается всего на 8—10%. Выражение (6) при допущениях $y_n = g_n = b_n + b_{KB} = \delta_{c0} = k_{св} = 0$ и $x_{дин} = \infty$ может быть приведено к виду:

$$K_U \text{ пред} = \frac{[T_1 T_2 + (T_1 + T_2) T_{ст.н} L_{y, \text{дин}}] (T_1 + T_2 + T_{ст.н} L_{y, \text{дин}} x_3 K_{упр})}{T_1 T_2 T_{ст.н} L_{y, \text{дин}} x_3 K_{упр} + T_{ст.н} L_{y, \text{дин}} + K'_U x_3 K_{упр}} + T_1 T_2 T_{ст.н} L_{y, \text{дин}}, \quad (8)$$

где $x_3 = x_c + x_{вн}$.

Определенные по (8) значения K_U превышают соответствующие значения, рассчитанные по (6), не более чем на 10%. Отмеченные упрощения допустимы также применительно к уравнениям (7).

Таким образом, анализ показал, что устойчивость и приемлемое качество автоматического регулирования УСК при соответствующей настройке регулятора подмагничивания обеспечивается при весьма больших коэффициентах по отклонению регулируемого параметра.

Изучение динамики переходных процессов регулирования УСК при больших возмущениях выполнялось на АВМ. Возмущения создавались за счет резкого изменения дефицита реактивной мощности

нагрузки, имитируемого трапецидальными наборами индуктивного тока с амплитудой $I_{н, \text{макс}} = -1,0$ отн. ед. и крутизной нарастания и спадания

I'_n отн. ед. сек. При нарастании реактивного тока на

грузки I_n напряжение на шинах уменьшается и в соответствии с принятым законом регулирования (5) подается сигнал на уменьшение подмагничивания реактора и, следовательно, увеличение емкостной составляющей тока УСК. В зависимости от соотношения между крутизной нарастания нагрузки I'_n и реально достижимой скоростью изменения электромагнитного режима реактора I'_p может иметь место некомпенсация переменной составляющей реактивного тока нагрузки и соответственно колебания напряжения на шинах нагрузки.

В соответствии с приведенным выше анализом, а также результатами [Л. 1], при записи уравнений реактора не учитывалось влияние колебаний напряжения на изменение тока реактора ($K_{св} = 0$; $x_{дин} = \infty$). Не учитывалось также влияние статической нагрузки на шинах $U(y_n = 0)$. Это позволило упростить подлежащие математическому моделированию уравнения и записать их в виде:

$$\left. \begin{aligned} I_p &= K_{упр}(I_y) I_y; \quad T_{ст.н} p \Phi_y + I_y = U_y; \\ \Delta U &= x_c (I_n + \Delta I_p); \quad \Delta I_p = I_p - I_{p0}; \\ U_y &= U_{y0} + \frac{U_{per}}{1 + p T_2}; \\ U_{per} &= \frac{(K_U + p K'_U) \Delta U}{1 + p T_1}; \quad I_y = \Phi(\Phi_y); \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

где I_{p0} — ток реактора в исходном режиме, предшествующем нарастанию тока нагрузки (I_{p0} принимался равным 100% или 120% от $I_{p, \text{ном}}$); U_{y0} — напряжение подмагничивания управляемого реактора, соответствующее его начальному току.

Моделирование уравнений (9) выполнялось по методике [Л. 1]. Вводились ограничения потолочных значений напряжения подмагничивания: $-0,7 U_{y, \text{форс}} \leq U_y \leq U_{y, \text{форс}}$ ($U_{y, \text{форс}}$ варьировалось в пределах $(2-10) U_{y, \text{ном}}$) и напряжения на выходе регулятора U_{per} с целью обеспечения реально достижимых для вентильных систем подмагничивания скоростей нарастания напряжения.

Точность работы математической модели при малых возмущениях оценивалась путем сравнения областей устойчивости в плоскости коэффициентов K_U и K'_U , полученных на АВМ и аналитически указанным выше способом. Отличия как значений предельных коэффициентов, так и частот колебаний оказались незначительными.

На рис. 3 приведены осциллограммы переходных процессов для УСК с реактором 25 Мвт ($T_{ст.н} = 1,45$ сек) при компенсации реактивного тока нагрузки, имеющего крутизну изменения $I'_n = -5$ отн. ед./сек. Осциллограммы рис. 3 сняты при исходном номинальном режиме работы реактора ($I_{p0} = -1,0$). Потолочное напряжение подмагничивания принято равным $U_{y, \text{форс}} = 4 U_{y, \text{ном}}$.

На осциллограммах обозначено:

I_n — реактивная составляющая тока нагрузки, подлежащего компенсации;

I_p — ток реактора (I_{p0} — исходное значение тока);

U_y — напряжение подмагничивания УР;

ΔI_{cp} — колебания реактивного тока системного фидера:

$$\Delta I_{cp} = I_n + I_p = \frac{\Delta U}{x_c}. \quad (10)$$

Данные осциллограмм приведены в относительных единицах. Для переменной ΔI_{cp} в скобках указано соответствующее значение колебания напряжения ΔU в отн. ед., рассчитанное при $x_c=0,06$ отн. ед.

В случае, когда устанавливаются коэффициенты по отклонению напряжения, близкие к предельно допустимым по статической устойчивости вnominalном режиме (рис. 3, а), возникают медленно затухающие колебания напряжения управления и соответственно тока и напряжения реактора.

Введение в закон регулирования производной напряжения (рис. 3, б) с коэффициентом $K_U=5$ позволяет резко улучшить качество процесса, практически при том же быстродействии изменения электромагнитного режима реактора.

Для повышения быстродействия регулирования тока реактора при малых колебаниях относительно средних составляющих тока в области $I_{p,x,x} \leq I_p \leq 0,25 I_{p,n}$ можно увеличивать коэффициенты усиления по отклонению регулируемой величины. Последнее возможно вследствие увеличения индуктивности обмотки управления при токах реактора, близких к току холостого хода $I_{p,x,x}$ [Л. 1], и, следовательно, роста предельных по раскачиванию коэффициентов регулирования.

Например, на АВМ была успешно проверена возможность нелинейного изменения коэффициента K_U в зависимости от тока реактора по закону

$$K_U = K_{U \text{ nom}} \text{ при } I_p \geq 0,25 I_{p,n};$$

$$K_U = K_{U \text{ max}} - \frac{(K_{U \text{ max}} - K_{U \text{ nom}}) I_p}{0,25 I_{p,n}} \text{ при } I_p \leq 0,25 I_{p,n},$$

где $K_{U \text{ nom}}$ и $K_{U \text{ max}}$ — коэффициенты регулирования по отклонению напряжения, рекомендуемые к установке вnominalном режиме и вблизи режима холостого хода, отличающиеся для реактора мощностью 25 Мвт более чем на порядок.

Возможность ускорения изменения электромагнитного режима реактора при малых возмущениях имеет большое значение и может найти применение при регулировании УСК, включенных в электрическую систему с целью повышения уровня статической устойчивости [Л. 3 и 4].

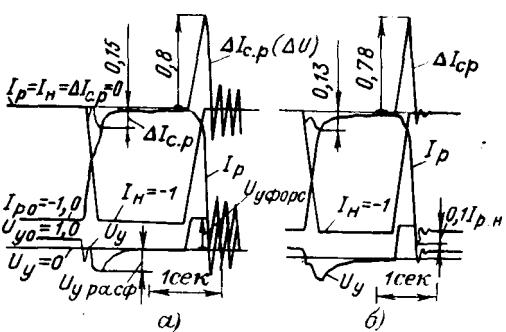


Рис. 3. Осциллограммы переходных процессов при регулировании напряжения с помощью УСК.

$$K_U = 500; I_{p \text{ max}} = 1,0; T_d = 0,025 \text{ сек}$$

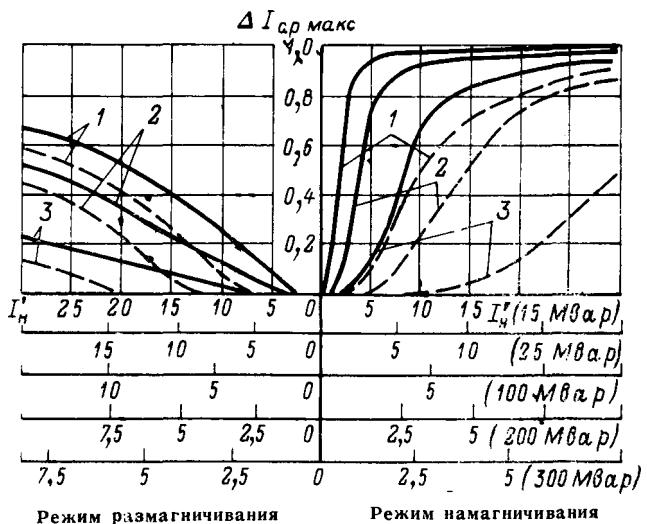


Рис. 4. Максимальные значения нескомпенсированного реактивного тока системного фидера в зависимости от кратности форсирования (расфорсирования) напряжения управления идеального регулятора при различных скоростях изменения реактивной нагрузки.

$$\begin{aligned} 1 & - I_p = 0 \div 1,0 I_{p,n}; \quad 2 - I_p = 0,2 \div 1,2 I_{p,n}; \quad 3 - U_y.форс = 2U_y.n; \\ 2 & - U_y.форс = 4U_y.n; \quad 3 - U_y.форс = 8U_y.n. \end{aligned}$$

Нелинейная зависимость скорости изменения электромагнитного режима реактора от его исходного подмагничивания затрудняет выбор параметров, характеризующих быстродействие. Применительно к изложенным выше условиям расчета на АВМ, когда управляемый реактор отрабатывает возмущение по реактивному току трапецидальной формы и с единичной амплитудой, была проведена систематизация расчетов переходных режимов, отличающихся потолочным напряжением подмагничивания, номинальной мощностью реактора ($T_{\text{ст.н}}$) и начальным значением тока в режиме, предшествующем возмущению. В качестве показателя динамических свойств реактора было принято максимальное значение нескомпенсированного тока $\Delta I_{cp \text{ max}}$, протекающего по системному фидеру и создающего колебания напряжения. Этот ток определяется выражением (10).

Зависимости параметра $\Delta I_{cp \text{ max}}$ от крутизны изменения тока нагрузки I'_n для реактора с $T_{\text{ст.н}} = 1 \text{ сек}$ (согласно [Л. 1] при непосредственном масляном охлаждении соответствует мощность реактора $S_{p,n} = 15 \text{ Мвт}$) приведены на рис. 4. При расчетах регулятор подмагничивания принимался идеальным $T_1 = T_2 = 0$, обеспечивающим при любом отличном от нуля значении нескомпенсированного тока $\Delta I_{\text{нек}}$ пропорциональное отклонению напряжения, выведение напряжения подмагничивания на потолочное значение форсировки (расфорсировки) — $U_y.форс = U_y.расф$.

Как уже указывалось, на практике приближение закона регулирования к идеальному при использовании вентильных систем и быстродействующих регуляторов может быть весьма близким. Потолочное напряжение подмагничивания изменялось до значения $U_y.форс = 8U_y.n$. В этом отношении следует заметить, что для реактора с вращающимся магнитным полем как статического аппарата нет существен-

венных препятствий для повышения форсировочного напряжения подмагничивания, как это имеет место для синхронных машин, поскольку уровень изоляции обмотки подмагничивания реактора равен уровню изоляции фазной обмотки и нет необходимости передачи тока управления через контактные кольца.

Кривыми, приведенными на рис. 4, можно пользоваться и при рассмотрении реакторов с различными номинальными мощностями ($T_{ст,н} \neq 1$ сек). Для этого следует изменить масштаб по оси I_n обратно пропорционально заданному значению $T_{ст,н}$.

Данные рис. 4 позволяют определить максимальные значения колебаний тока $\Delta I_{ср}$ или напряжения $\Delta U \approx x_c \Delta I_{ср}$ в зависимости от потолочного напряжения подмагничивания и крутизны изменения нагрузки в долях мощности реактора, или при заданных параметрах I'_n и допустимом колебании напряжения $\Delta U_{доп} = x_c \Delta I_{ср, доп}$ — требуемые значения потолочных напряжений форсировки и расфорсировки подмагничивания.

Допустимые диапазоны изменения скоростей тока нагрузки при его нарастании (реактор размагничивается) и уменьшении (реактор намагничивается) при $U_{y, форс} = 4U_{y, ном}$; $U_{y, разф} = 3U_{y, н}$; $\Delta U_{доп} = 0,015U_n$ и $x_c = 0,06$ ($\Delta I_{ср, доп} = \frac{\Delta U_{доп}}{x_c} = 0,25$) указаны в таблице.

Диапазон изменения тока реактора	Мощность реактора S_n , Мвар						Режим работы реактора
	5	15	25	100	200	300	
(0—1) $I_{p,n}$	5,4	2,75	2,2	1,5	1,1	0,9	Намагничивающий
	21,0	10,0	8,9	5,8	4,4	3,5	Размагничивающий
(0,2—1,2) $I_{p,n}$	23,0	14,0	9,5	6,3	4,8	3,8	Намагничивающий
	29,0	20,1	12	8,0	6,0	4,8	Размагничивающий

Кривые рис. 4 и данные таблицы еще раз указывают на существенно нелинейный характер изменения

тока реактора при сбросах и набросах мощности, на необходимость применения высоких потолков подмагничивания и целесообразность исключения режимов с током, меньшим $0,2I_{p,n}$ для повышения быстродействия компенсации реактивной мощности.

Результаты аналитических расчетов и моделирования на АВМ переходных процессов автоматически регулируемого реактора в схеме статического компенсатора реактивной мощности показывают реальную возможность обеспечения достаточно высокого быстродействия и качества процесса регулирования. При этом не имеется затруднений в настройке регулятора вентильной системы подмагничивания с высокими значениями коэффициентов регулирования, необходимым для повышения быстродействия изменения электромагнитного режима управляемого реактора.

Отметим, что по быстродействию изменения реактивной мощности УСК уступает разрабатываемым компенсаторам с вентильным управлением. Это обстоятельство следует учитывать, например, при выборе средств компенсации реактивной мощности резкопеременной реактивной нагрузки на промышленных предприятиях.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кучумов Л. А., Черновец А. К. и Ярвик Я. Я., Математическое моделирование управляемых реакторов большой мощности, «Электричество», 1970, № 1.

2. Алексеев Л. Ф. и др., Автоматические регуляторы возбуждения сильного действия для гидрогенераторов, турбогенераторов и синхронных компенсаторов с ионной системой возбуждения. Труды ВЭИ, № 73, изд-во «Энергия», 1966.

3. Либкинд М. С. и Михневич Г. В., Улучшение режима и повышение пропускной способности передач переменного тока с помощью управляемых ферромагнитных устройств, «Электричество», 1969, № 3.

4. Веников В. А. и Жуков Л. А., Регулирование режима электрических систем и дальних электропередач и повышение их устойчивости при применении управляемых статических источников реактивной мощности, «Электричество», 1967, № 6.

[3.3.1971]

◆ ◆ ◆

УДК 621.311:621.3.018.53

Асинхронный ход в сложной системе как гармоническое возмущение синхронной машины¹

И. В. ЛИТКЕНС и В. И. ПУГО

Московский энергетический институт

Аналитические методы [Л. 1] изучения больших вынужденных колебаний регулируемой синхронной машины при приложении периодического возмущения к валу машины в простой системе предполагают возможность определения запаса (и выбора способов его увеличения) статической устойчивости послеаварийного режима (в котором допустим длительный асинхронный ход), исключающего нарушение

синхронной устойчивости из-за электромеханического резонанса. Реализация этих возможностей требует установления соответствия между возмущениями, создаваемыми реальным асинхронным ходом в сложной системе, и принятым в аналитической методике [Л. 1]. В статье излагаются результаты исследований, имеющих целью раскрыть взаимосвязи между возмущением, создаваемым для выделенной (исследуемой) синхронной машины асинхронным ходом в реальной сложной системе, и различными моделями возмущения выделенной синхронной машины в простой системе. Анализируются

¹ Идея представления асинхронного хода как гармонического возмущения синхронной машины была высказана проф. В. А. Вениковым, принимавшим участие в настоящей работе.

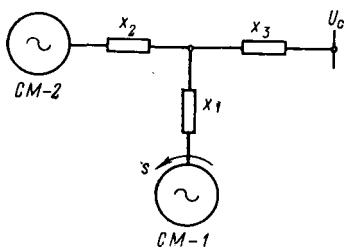


Рис. 1. Схема электрической системы.

ния возмущения от асинхронного хода. Экспериментальные исследования проводились на физической и математической моделях энергосистем.

Момент возмущения на валу синхронной машины от асинхронного хода в сложной системе. Взаимосвязи между режимом асинхронного хода в сложной системе (рис. 1) и моделью возмущения на валу синхронной машины в простой системе (станица — шины $U = \text{const}$) могут быть установлены аналитическими методами [Л. 2]. В соответствии с этими методами система нелинейных дифференциальных уравнений, описывающих электромагнитные и электромеханические переходные процессы в исследуемой синхронной машине *СМ-2* и асинхронно идущей *СМ-1* (при $s = \text{const}$) (рис. 1), методом гармонического баланса приводится к системе трансцендентных уравнений для постоянной составляющей и действительной и мнимой части 1-й гармоники электромагнитного момента на валу *СМ-2*:

$$\begin{aligned} M_{23(0)} - P_{T_2} &= A_{f(0)}; \\ -T_{J_2} s^2 + \operatorname{Re} M_{23(1)} &= \frac{1}{a_1} \operatorname{Re} A_{f(1)}; \\ s\beta_2 - \operatorname{Im} M_{23(1)} &= \frac{1}{a_1} \operatorname{Im} A_{f(1)}. \end{aligned}$$

Здесь и далее индексы внизу соответствуют нумерации машин в схеме рис. 1, а индексы в скобках — номеру гармоники.

Выражения $\operatorname{Re} M_{23(1)}$ и $\operatorname{Im} M_{23(1)}$ (составляющие взаимного момента *СМ-2* и приемной системы $U_c = \text{const}$) соответствуют эквивалентной собственной частоте колебаний ω_0^2 и эквивалентному коэффициенту демпфирования β_2 (в масштабе $1/T_{J_2}$) [Л. 3] для колебаний *СМ-2*, работающей на шины $U_c = \text{const}$ через $x_{\text{вн}} = x_{23} - x_{d2}$ при гармоническом возмущении на валу *СМ-2*. Правые части уравнений представляют собой постоянную $A_{f(0)}$ и гармоническую $A_{f(1)}J$ составляющие момента, действующие на вал *СМ-2* при установленвшемся асинхронном ходе *СМ-1*.

С учетом переходных процессов в роторных контурах исследуемой *СМ-2* выражения $A_{f(0)}$, $A_{f(1)}$ записываются в виде:

$$A_{f(0)} = M_{31(0)} + M_{\text{ac}(0)} - M_{21(0)}, \quad (1)$$

где

$$M_{21(0)} = P_{21} J_1 \sin(a_0 + \varphi_1);$$

$$M_{31(0)} = P_{31} J_1 \{ [\operatorname{Re} L'_q(j\omega) - \operatorname{Re} L'_d(j\omega)] (J_0 - J_2) \sin(2a_0 + \varphi_1) + [\operatorname{Im} L'_d(j\omega) + \operatorname{Im} L'_q(j\omega)] (J_0 + J_2) \cos \varphi_1 \};$$

Библиотека областной универсальной научной библиотеки

www.booksite.ru

Библиотека областной универсальной научной библиотеки

$$M_{\text{ac}(0)} = P_{\text{ac}} \{ [\operatorname{Re} L'_q(j\omega) - \operatorname{Re} L'_d(j\omega)] J_0 J_2 \sin 2(a_0 + \varphi_1) - \frac{1}{2} [\operatorname{Im} L'_d(j\omega) + \operatorname{Im} L'_q(j\omega)] (J_0^2 - J_2^2) \}.$$

$$A_{f(1)} = \sqrt{(\operatorname{Re} A_{f(1)})^2 + (\operatorname{Im} A_{f(1)})^2}, \quad (2)$$

причем

$$\operatorname{Re} A_{f(1)} = \operatorname{Re} M_{21(1)} + \operatorname{Re} M_{31(1)} + \operatorname{Re} M_{\text{ac}(1)}; \quad (3)$$

$$\operatorname{Im} A_{f(1)} = \operatorname{Im} M_{21(1)} + \operatorname{Im} M_{31(1)} + \operatorname{Im} M_{\text{ac}(1)}; \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \operatorname{Re} M_{21(1)} &= P_{21} (J_0 - J_2) \cos(a_0 + \varphi_1); \\ \operatorname{Im} M_{21(1)} &= P_{21} (J_0 + J_2) \sin(a_0 + \varphi_1); \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \operatorname{Re} M_{31(1)} &= P_{31} \{ [3J_1^2 - (J_0 - J_2)^2] \operatorname{Re} [L'_d(j\omega) \sin a_0] \times \\ &\times \sin(a_0 + \varphi_1) + L'_q(j\omega) \cos a_0 \cos(a_0 + \varphi_1) \} + \\ &+ [J_1^2 + (J_0^2 - J_2^2)] \operatorname{Im} [L'_d(j\omega) \sin a_0 \cos(a_0 + \varphi_1) - \\ &- L'_q(j\omega) \cos a_0 \sin(a_0 + \varphi_1)]; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \operatorname{Im} M_{31(1)} &= P_{31} \{ [J_1^2 - (J_0^2 - J_2^2)] \operatorname{Im} [L'_d(j\omega) \sin a_0] \times \\ &\times \sin(a_0 + \varphi_1) + L'_q(j\omega) \cos a_0 \cos(a_0 + \varphi_1) \} + \\ &+ [J_1^2 - (J_0 + J_2)^2] \operatorname{Re} [L'_d(j\omega) \times \sin a_0 \cos(a_0 + \varphi_1) - \\ &- L'_q(j\omega) \cos a_0 \sin(a_0 + \varphi_1)]; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \operatorname{Re} M_{\text{ac}(1)} &= -P_{\text{ac}} J_1 \left\{ \left(J_0 - \frac{J_2}{2} \right) [\operatorname{Re} L'_d(j\omega) + \operatorname{Re} L'_q(j\omega)] + \left(J_2 - \frac{J_0}{2} \right) [\operatorname{Re} L'_d(j\omega) - \operatorname{Re} L'_q(j\omega)] \times \right. \\ &\times \cos 2(a_0 + \varphi_1) - \left. \left(J_2 + \frac{J_0}{2} \right) [\operatorname{Im} L'_d(j\omega) - \operatorname{Im} L'_q(j\omega)] \sin 2(a_0 + \varphi_1) \right\}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \operatorname{Im} M_{\text{ac}(1)} &= -P_{\text{ac}} \frac{J_1}{2} \{ J_0 [\operatorname{Re} L'_d(j\omega) - \operatorname{Re} L'_q(j\omega)] \times \\ &\times \sin 2(a_0 + \varphi_1) \} - \{ [\operatorname{Im} L'_d(j\omega) - \operatorname{Im} L'_q(j\omega)] \cos 2(a_0 + \varphi_1) \} - J_2 [\operatorname{Im} L'_d(j\omega) + \operatorname{Im} L'_q(j\omega)]. \end{aligned} \quad (5)$$

В выражениях (1) — (5) a_0 — постоянная составляющая колебаний угла ротора *СМ-2*; φ_1 — фазный угол колебаний угла ротора *СМ-2*; J_0 , J_1 , J_2 — бесселевы функции первого рода от аргумента a_1 , где a_1 — амплитуда 1-й гармоники колебаний угла ротора *СМ-2*; $L'_d(j\omega)$, $L'_q(j\omega)$ — соответствуют частотным характеристикам роторных контуров исследуемой синхронной машины $L_d(j\omega)$, $L_q(j\omega)$ [Л. 3], умноженным на постоянный коэффициент $(E_{q02} E_{121} y_{21})$. Максимумы составляющих момента

$$\begin{aligned} P_{21} &= E_{q02} E_{121}, \quad P_{31} = E_1 U_c y_{21} y_{31}, \\ P_{\text{ac}} &= (E_1 y_{21})^2. \end{aligned} \quad (6)$$

В выражения возмущения (1) — (3) входят три составляющих M_{21} , M_{31} , M_{ac} , из которых M_{21} определяется взаимным движением роторов *СМ-2* и *СМ-1*, а M_{31} и M_{ac} определяются переходными электромагнитными процессами в роторных контурах исследуемой *СМ-2*, связанными с наличием разницы в скоростях роторов *СМ-2* и *СМ-1*.

Аналитические методы [Л. 2] позволяют определить все э. д. с. и моменты, возникающие как в асинхронно, так и в синхронно работающих машинах. Однако учет всех э. д. с., наводимых в асинхронно работающей машине от скольжения и взаимных качаний, значительно усложняет аналитические выражения момента на валу исследуемой

машины. В связи с этим приведенные выше выражения (1)–(5) соответствуют представлению асинхронно идущей машины некоторой постоянной э. д. с. E_1 за сопротивлением $x_{\text{см-1}}$. При этом значения E_1 и $x_{\text{см-1}}$ могут быть приняты равными переходной э. д. с. доаварийного режима E'_{q01} за сопротивлением x'_{d1} . Такое допущение является достаточно грубым, однако в данной задаче, где асинхронно идущая машина является возмущением для синхронной машины, устойчивость которой исследуется, оно представляется приемлемым [Л. 4 и 5].

Выражения (1)–(5) позволяют не только оценить значение электромагнитного момента, создаваемого на валу исследуемой машины при асинхронном ходе в системе, но и проанализировать влияние схемы системы и параметров доаварийного режима на уровень возмущения. В отличие от упрощенной модели, принятой в аналитической методике [Л. 1], составляющие момента $A_{f(0)}$ и $A_{f(1)}$ представляют собой не постоянные по амплитуде и фазе величины, а являются сложными функциями параметров вынужденных колебаний исследуемой машины. Эта особенность возмущения, создаваемого асинхронным ходом в сложной системе, отмечена также в [Л. 7], где развиваются (в некотором приближении) аналитические методы исследования резонансных явлений в сложных системах. Таким образом, теоретически правильной моделью возмущения от асинхронного хода в системе будет переменная по амплитуде и фазе внешняя сила, приложенная к валу синхронной машины и состоящая из постоянной $A_{f(0)}$ и гармонической $A_{f(1)}$ составляющих. Выражения $A_{f(0)}$ и $A_{f(1)}$ существенно упрощаются, если пренебречь величинами $M_{\text{ас}}$ и M_{31} *:

$$A_{f(0)} = -P_{21}J_1 \sin(a_0 + \varphi_1); \quad (7)$$

$$A_{f(1)} = P_{21} \sqrt{(J_0 - J_2)^2 \cos^2(a_0 + \varphi_1) + (J_0 + J_2)^2 \sin^2(a_0 + \varphi_1)}. \quad (8)$$

При $a_1 \ll 1$, считая $J_0 \gg J_2$,

$$A_{f(1)} = P_{21}J_0. \quad (9)$$

Выражение (9) показывает, что возмущение от асинхронного хода будет создавать на валу исследуемой синхронной машины гармонический момент, являющийся функцией амплитуды a_1 .

Взаимосвязь возмущения, создаваемого асинхронным ходом в сложной системе, и модели $a_f = \text{const}$. При исследовании возможности резонансных нарушений устойчивости наибольший интерес представляют большие колебания исследуемой машины в резонансной полосе, т. е. в той зоне частот, где амплитуда вынужденных колебаний a_1 максимальна и практически постоянна. Поэтому для резонансной полосы можно считать, что электромагнитный момент, создаваемый на валу исследуемой машины возмущением от асинхронного хода в си-

* Эти допущения справедливы при условиях: $E_1 \ll (E_1)_{\text{max}} \ll 1$; $y_{31} \ll 1$. Условие $(E_1)_{\text{max}} \ll 1$ выполняется для схемы, где $(x_1 + x_{\text{см-1}}) \gg x_3$. Значение $(E_1)_{\text{max}}$ определяет максимальный уровень возбуждения СМ-1, превышение которого приводит к резонансному нарушению устойчивости СМ-2 [Л. 2].

стеме, практически не меняется и соответствует резонансным параметрам вынужденных колебаний ротора:

$$A_{f(0)}^{\text{рез}} = -P_{21}J_1(a_{1\text{рез}}) \sin(a_{1\text{рез}} + \varphi_{1\text{рез}}); \quad (10)$$

$$A_{f(1)}^{\text{рез}} = P_{21}J_0(a_{1\text{рез}}). \quad (11)$$

Этот вывод дает основание считать правомерным в некотором приближении моделирование возмущения от асинхронного хода в виде принятой в аналитических исследованиях [Л. 1] «модели a_f »: неизменной по амплитуде и фазе гармонической внешней силы $a_f \sin \omega t$, приложенной к валу исследуемой машины. При этом постоянная составляющая $A_{f(0)}$ должна быть учтена в значении момента турбины исследуемой машины

$$P_{T_2(\text{ас.ход})} = P_{T_2(\text{«модель } a_f\text{»})} + A_{f(0)}.$$

Амплитуда гармонической внешней силы a_f в этой модели определяется значением гармонической составляющей электромагнитного момента $A_{f(1)}$, рассчитанного для амплитуды в резонансной полосе:

$$a_f = A_{f(1)}^{\text{рез}} = P_{21}J_0(a_{1\text{рез}}). \quad (12)$$

Таким образом, несмотря на то, что возмущение, создаваемое асинхронным ходом в системе, физически отличается от простейшей модели возмущения $a_f = \text{const}$ на валу машины, принятой в [Л. 1], можно ожидать совпадения всех основных особенностей явлений электромеханического резонанса в сложной системе с асинхронным ходом и в простой системе с возмущением на валу синхронной машины.

Для проверки этого предположения на динамической модели МЭИ сопоставлялись характерные особенности больших вынужденных колебаний синхронной машины (СМ-2), создаваемых уставившимся асинхронным ходом СМ-1 в трехмашинной схеме (рис. 1) и гармоническим возмущением на валу СМ-2 в простой системе. Эксперименты показали совпадение всех качественных особенностей явлений нелинейного электромеханического резонанса, выявленных аналитическими методами [Л. 1]. На осциллограммах (рис. 2 и 3) приведены переходные процессы срыва амплитуды и нарушения устойчивости, снятые на динамической модели в схеме рис. 1. Характер процесса нарушения устойчивости вынужденных колебаний исследуемой машины в обеих схемах зависит от характера изменения частоты возмущения. Если в переходном процессе частота меняется бесконечно медленно ($\frac{ds}{dt} \rightarrow 0$), то нарушение устойчивости происходит

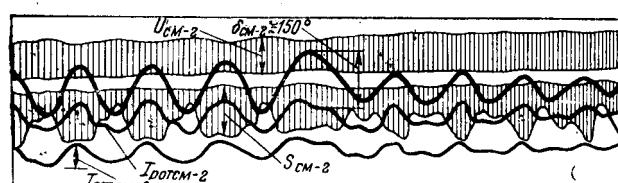


Рис. 2. Осциллограмма процесса срыва амплитуды колебаний СМ-2 при асинхронном ходе СМ-1 (схема рис. 1).

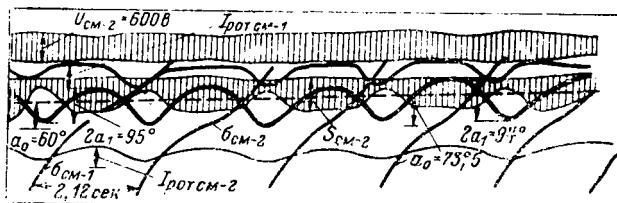


Рис. 3. Осциллограмма процесса нарушения устойчивости $CM-2$ при асинхронном ходе $CM-1$ (схема рис. 1).

в виде постепенного нарастания постоянной составляющей a_0 угла δ колебаний ротора исследуемой машины. При этом амплитуда 1-й гармоники a_1 практически постоянна. Если в переходном процессе частота возмущающей силы критической амплитуды при подходе к резонансной полосе меняется плавно, то процесс нарушения устойчивости происходит в результате монотонного нарастания a_0 и a_1 . Если частота возмущения меняется дискретно, то нарушение устойчивости происходит в виде нерегулярных колебаний. Такая нерегулярность колебаний будет тем больше, чем больше скачкообразность изменения частоты и больше значения возмущения. При одинаковом характере изменения частоты возмущения процессы нарушения устойчивости вынужденных колебаний исследуемой машины в обеих схемах одинаковы.

Сопоставление повышения уровня устойчивости (предельно устойчивого режима) за счет АРВ исследуемой синхронной машины в двух схемах динамической модели (табл. 1) подтвердило возможность оценки эффективности АРВ по аналитической методике [Л. 1] при моделировании возмущения от асинхронного хода периодической внешней силой на валу машины.

Таблица 1

Схема	Предельно устойчивый режим $CM-2$ (δ_0 , град)		
	При отсутствии АРВ	АРВ пропорционального действия	АРВ сильного действия
Трехмашинная система (рис. 1)	44	50	57
Простая система	44	53	60

Аналитическое сопоставление двух моделей возмущения от асинхронного хода в системе. При исследованиях результирующей устойчивости на АВМ [Л. 5 и 6] часто моделируют возмущение от асинхронного хода в виде вектора напряжения $U(t) = U_{c1} + U_s e^{j\omega t}$, где вектор U_s вращается вокруг вектора U_{c1} со скоростью s («модель U_s »). В основе такого моделирования лежат физические процессы, возникающие при асинхронном ходе в сложной системе. Действительно, асинхронный ход в сложной системе создает периодические колебания напряжения в узле примыкания к части системы, идущей с другой частотой. Частота этих колебаний напряжения соответствует разнице частот (склонению) отдельных частей сложной системы, соединенных в узле примыкания. Сопоставление переходных процессов и результирующей устойчивости

на всех стадиях асинхронного хода, проведенное в [Л. 6] на динамической модели для трехмашинной схемы (рис. 1) и на аналоговой машине «для модели U_s », показало хорошее совпадение результатов. При этом векторы U_{c1} и U_s рассчитывались по значениям э. д. с. всех машин реальной системы (рис. 1) в переходном процессе. Эти значения э. д. с. были определены предварительно в опыте на динамической модели. Без проведения такого предварительного эксперимента в натуре или на физической модели величины U_{c1} и U_s могут быть определены по рекомендациям [Л. 6] приближенно, по доаварийному режиму, по следующим выражениям:

$$\left. \begin{aligned} U_{c1} &= U_c \frac{x'_{\alpha_{13}}}{x_3}; \quad U_s \approx k E_{q01} \frac{x_{\alpha_{13}}}{x_1 + x_{dq1}}; \\ x_{\alpha_{13}} &= \frac{(x_1 + x_{dq1}) x_3}{x_1 + x_{dq1} + x_3}; \\ x'_{\alpha_{13}} &= \frac{(x_1 + x''_{dq1}) x_3}{x_1 + x''_{dq1} + x_3}; \quad x_{\text{вн}} = x_2 + x_{\alpha_{13}}; \\ x_{dq1} &= 0,5 (x_d + x_{q1}); \\ x''_{dq1} &= 0,5 (x''_{d1} + x''_{q1}), \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

где $x_{\text{вн}}$ — внешнее сопротивление, связывающее исследуемую машину $CM-2$ с моделью возмущения $U(t)$; E_{q01} — синхронная э. д. с. доаварийного режима $CM-1$; U_c — напряжение шин в схеме рис. 1. Коэффициент k в (13) зависит для установившегося асинхронного хода $CM-1$ в исследуемой схеме от системы возбуждения и типа АРВ генератора $CM-1$. Его величина устанавливается опытным путем на основе сопоставления экспериментальных данных на аналоговой и физических моделях.

Аналитическая методика исследования синхронной устойчивости генератора при установившемся асинхронном ходе в системе [Л. 2] позволяет определить соответствие между электромагнитным моментом на валу исследуемой машины и врачающимся вектором U_s . Составляющие момента $A_{f(0)}$ и $A_{f(1)}$ могут быть рассчитаны по уравнениям (1) — (5), учитывая (13). При неучете переходных процессов в роторных контурах исследуемой машины

$$A_{f(0)} = U_s \frac{E_{q02}}{x_{d\Sigma}} J_1 \sin(\alpha_0 + \varphi_1); \quad (14)$$

$$A_{f(1)} = U_s \frac{E_{q02}}{x_{d\Sigma}} J_0. \quad (15)$$

В (15) полагается, что $J_0 \gg J_2$ и введено обозначение $x_{d\Sigma} = x_{\text{вн}} + x_{d2}$, где $x_{\text{вн}}$ рассчитывается по (13). Выражения (14) и (15) устанавливают соответствие между параметрами «модели a_f » и «модели U_s ». Действительно, рассчитав по методике [Л. 1] для какого-то конкретного случая величину периодического момента на валу a_f , вызывающую при резонансе амплитуду колебаний $a_{\text{рез}}$, можно определить, какое значение врачающегося вектора U_s эквивалентно по своему возмущающему воздействию значению a_f :

$$U_s = \frac{a_f x_{d\Sigma}}{E_{q02} J_0}.$$

При этом мощность турбины доаварийного режима СМ-2 обеих моделей должна соответствовать выражению:

$$P_{T_2} \text{ («модель } U_s \text{»)} = P_{T_2} \text{ («модель } a_f \text{»)} + A_{f(0)}. \quad (16)$$

Экспериментальная проверка соответствия двух моделей. На АВМ² сопоставлялось протекание переходных процессов, характерных для нелинейных резонансных явлений, и количественно сравнивались основные зависимости, характеризующие вынужденные колебания. Эксперимент показал, что обе модели возмущения правильно отражают качественные особенности исследуемых процессов, характерные для нелинейных систем (гистерезисный характер резонансных кривых, процессы нарушения устойчивости).

Количественные сопоставления для больших колебаний. Для количественного сопоставления двух моделей были установлены численные зависимости между a_f и U_s (рис. 4). Для этого экспериментально в двух исходных режимах определялись в обеих моделях уровни возмущения (a_f , U_s), эквивалентные по своему возмущающему воздействию на исследуемую машину. При этом в опыте уровни возмущения считались эквивалентными, если в обеих моделях резонанс наступал при одинаковых частотах. Такой критерий эквивалентности означает равенство при резонансе синхронных составляющих электромагнитного момента ($Re M_{\text{эл}}$) [Л. 1] для эквивалентных уровней возмущения в обеих моделях. Отметим, что при этом параметры больших вынужденных колебаний в резонансной зоне были близки, а для малых колебаний полностью совпали. Это говорит о том, что асинхронные или демпферные составляющие электромагнитного момента ($Im M_{\text{эл}}$) в этих случаях были также близки для эквивалентных уровней возмущения в обеих моделях. Таким образом, эквивалентность уровней возмущения означает равенство при резонансе электромагнитных моментов, создаваемых на валу исследуемой машины, а следовательно, и равенство моментов возмущения при резонансе для обеих моделей. Отсюда следует, что каждая точка опытных кривых эквивалентных возмущений $a_f(U_s)$ рис. 4 должна соответствовать условию:

$$a_{f(0)} \text{ («модель } a_f \text{»)} = A_{f(1)} \text{ («модель } U_s \text{»)} = U_s \frac{E_{q02}}{x_{d\Sigma}} J_0(a_{1\text{рез}}) \quad (17)$$

при учете (16). Эти кривые показывают, что отношение $A_{f(1)}/U_s$ будет тем меньше, чем больше уровень возмущения U_s . Учитывая, что увеличение уровня возмущения приводит к увеличению резонансных амплитуд колебания исследуемой машины $a_{1\text{рез}}$, можно сказать, что кривые рис. 4 показывают, что значение $A_{f(1)}/U_s$ будет тем меньше, чем больше $a_{1\text{рез}}$. Такой вывод, полученный из экспериментальных кривых, соответствует аналитическому выражению (17).

Конечные точки кривых рис. 4 соответствуют максимальным уровням возмущения, при которых

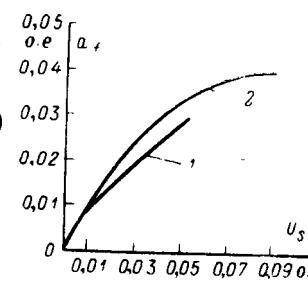


Рис. 4. Кривые эквивалентных возмущений.
1 — для $\delta_0 = 52^\circ$; 2 — $\delta_0 = 33^\circ$.

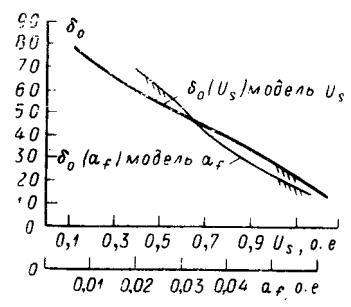


Рис. 5. Границы области устойчивости.
— $\delta_0(U_s)$ модель U_s ;
— $\delta_0(a_f)$ модель a_f .

исследуемая машина еще сохраняет устойчивость. Значения максимальных уровней возмущения, полученные для ряда исходных режимов, образуют границы областей устойчивости, показанные на рис. 5. По опытным значениям резонансной амплитуды $a_{1\text{рез}}$ и U_s определим из (17) гармонический момент $A_{f(1)}$, создаваемый «моделью U_s » (табл. 2).

Таблица 2

Исходный ге- ний δ_0 , град	Опытные значения макси- мальных уровней возмуще- ния (по рис. 4), отн. ед.		Резонан- сная амп- литауда $a_{1\text{рез}}$ в «модели U_s »	Расчетные зна- чения $A_{f(1)}$ = $U_s \frac{E_{q02}}{x_{d\Sigma}} \times$ $\times J_0(a_{1\text{рез}})$, отн. ед.
	в «модели U_s »	в «модели a_f »		
52	$U_s = 0,0535$	$a_f = 0,03$	46	0,032
33	$U_s = 0,0925$	$a_f = 0,0403$	76	0,041

Очевидно, что расчетные значения гармонического момента возмущения $A_{f(1)}$, создаваемого «моделью U_s », близки к опытным значениям периодического момента в «модели a_f ». Учитывая, что для рассматриваемых режимов $A_{f(1)} \ll P_{T_2}$ (отношение $A_{f(1)}/P_{T_2}$ существенно увеличивается только при малых исходных нагрузках СМ-2), можно сказать, что это подтверждает справедливость установленного выше соответствие между параметрами моделей возмущения.

Как уже указывалось, с изменением амплитуды вынужденных колебаний a_1 гармонический момент возмущения, создаваемый «моделью U_s », будет также меняться в соответствии с выражением (15). Это означает, что каждая точка резонансной кривой, снятой для «модели U_s », соответствует разному значению момента возмущения на валу $A_{f(1)}$. В то же время в каждой точке резонансной кривой, снятой для «модели a_f », момент возмущения на валу будет неизменным. Учитывая, что в опыте снимались резонансные кривые для эквивалентных возмущений a_f и U_s , т. е. соответствующих равенству момента возмущения при резонансе [по выражению (17)], то для $a_1 < a_{1\text{рез}}$

$$A_{f(1)} > A_{f(1)}^{\text{рез}} = a_f. \quad (18)$$

Отсюда, как следствие (18), амплитуда колебаний a_1 в «модели U_s » для каждой из нерезонансных частот будет больше по сравнению со значением a_1 , соответствующей постоянному моменту возмущения на валу,

² В этой части работы принял участие И. Султанов.

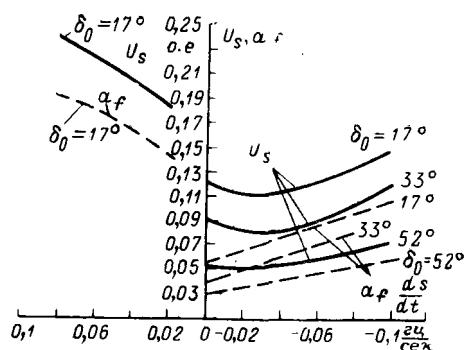


Рис. 6. Зависимости максимальных возмущающих сил от скорости изменения частоты возмущения.
Модель U_s ; модель a_f .

равному $A_{f(1)}^{\text{рез}}$. Это было подтверждено расчетом резонансной кривой, определяемой на основе опытных зависимостей $a_0(a_1)$ и $\omega_0(a_1)$, снятых для «модели U_s ». Расчет, проведенный в предположении $A_{f(1)} = A_{f(1)}^{\text{рез}} = \text{const}$ для всех частот, привел к тому, что везде, кроме резонанса; $a_1(\text{расч}) < a_1(\text{опыт, модель } U_s)$.

Количественные сопоставления для малых колебаний. Для малых возмущений, соответствующих малым колебаниям, зависимости $A_{f(1)}^{\text{рез}}(U_s)$, как следует из рис. 4, имеют линейный характер. Аналитическое выражение гармонического момента $A_{f(1)}$ в «модели U_s » для малых колебаний может быть получено из выражений (1)–(5), учитывая (13) и полагая при a_1 малом $J_0 \rightarrow 1$; $J_1 \rightarrow 0$; $J_2 \rightarrow 0$:

$$A_{f(1)} = U_s M_{(1)}, \quad (19)$$

где

$$M_{(1)} = \frac{1}{x_{d\Sigma}} \times \times \sqrt{\left\{ E_{q02} + \frac{U_{e1}}{x_{d\Sigma}} [\text{Im } L'_d(j\omega) \sin a_0 - \text{Re } L'_q(j\omega) \times \times \cos a_0] \right\}^2 + \left\{ \frac{U_{e1}}{x_{d\Sigma}} [\text{Re } L'_d(j\omega) \sin a_0 + \text{Im } L'_q(j\omega) \times \times \cos a_0] \right\}^2}. \quad (20)$$

Величина $M_{(1)}$ представляет собой линейный коэффициент эквивалентности $A_{f(1)}$ и U_s , причем она остается практически неизменной для всех U_s и данного режима в зоне малых колебаний. Это обусловлено следующими обстоятельствами.

1. Постоянная составляющая a_0 , определяемая [Л. 2] для малых колебаний уравнением

$$\sin a_0 = \frac{P_{T_2} + M_{ac(0)}}{P_{23}}, \quad (21)$$

будет являться функцией скольжения и величины U_s в случае, если $M_{ac(0)}$ соизмерима с P_{T_2} . Так как для условий эксперимента $M_{ac(0)} \ll P_{T_2}$, то $a_0 = \delta_0$ в зоне малых колебаний.

2. В связи с тем что частотные характеристики $L'_d(j\omega)$, $L'_q(j\omega)$ являются пологими функциями ча-

стоты [Л. 3], величина $M_{(1)}$ практически не зависит от частоты возмущения.

Если не учитывать влияния переходных процессов в роторных контурах исследуемой машины, то величина $M_{(1)}$ представляет собой постоянный коэффициент

$$M_{(1)} = \frac{E_{q02}}{x_{d\Sigma}}. \quad (22)$$

Составляющей $A_{f(0)}$ для малых колебаний можно пренебречь ($J_1 \rightarrow 0$). Расчет величины M_1 был проведен по выражениям (20) и (22) для двух исходных режимов (табл. 3).

Таблица 3

Исходный режим δ_0 , град	Опытные значения эквивалентных уровней возмущения (по рис. 4), отн. ед.		Опытное значение $M_{(1)} = \frac{a_f}{U_s}$	Расчетные значения $M_{(1)} = \frac{A_{f(1)}}{U_s}$	
	в «модели U_s »	в «модели a_f »		по (20)	по (22)
52	$U_s = 0,0067$	$a_f = 0,006$	0,896	0,895	0,705
33	$U_s = 0,0132$	$a_f = 0,0118$	0,894	0,885	0,705

Сопоставление расчетных [по (20)] и опытных значений величины M_1 показывает их полное совпадение и, так же как для больших колебаний, подтверждает правильность установленных связей между параметрами моделей возмущения.

О скорости прохождения через резонанс. Одним из существенных факторов, влияющих на развитие электромеханических колебаний при резонансе и соответственно на заласы результирующей устойчивости при асинхронном ходе в системе, является скорость изменения частоты возмущения.

На рис. 6 приведены зависимости максимальных возмущающих сил от скорости изменения частоты возмущения (скольжения) для ряда исходных режимов ($\frac{ds}{dt} < 0$ означает уменьшение частоты возмущения, $\frac{ds}{dt} > 0$ – увеличение частоты возмущения). Кривые рис. 6 свидетельствуют о том, что в целом изменение скорости прохождения через резонанс оказывает качественно одинаковое влияние для обеих моделей возмущения: увеличение $|\frac{ds}{dt}|$ увеличивает запас устойчивости исследуемой машины. Некоторое отличие состоит в существовании (в очень ограниченной зоне малых $\frac{ds}{dt}$) для «модели U_s » особого явления снижения максимального уровня возмущения U_s по сравнению с величиной максимального уровня возмущения U_s , полученного для $\frac{ds}{dt} = 0$. Причиной этого явле-

ния может быть наличие в «модели U_s » отмеченной выше обратной связи – зависимости возмущающего момента на валу исследуемой машины от параметров вынужденных колебаний ее ротора.

Выводы. 1. Асинхронный ход в сложной системе может быть представлен как гармоническое возмущение в простой системе, вызывающее вынужденные колебания синхронных машин и могущее

привести к нарушению синхронной устойчивости вследствие явлений электромеханического резонанса.

2. Моделью возмущения от асинхронного хода в системе является переменная по амплитуде и фазе внешняя сила, состоящая из постоянной $A_{f(0)}$ и гармонической $A_{f(1)}$ составляющих, приложенных к валу синхронной машины.

3. Практически возмущение может быть представлено приближенно в виде постоянной по амплитуде и фазе гармонической внешней силы $a_f \sin \omega t$. Такая модель возмущения качественно правильно и в ряде случаев с достаточной точностью отражает все особенности больших вынужденных колебаний при асинхронном ходе в системе, дает возможность оценить запасы устойчивости и пути их увеличения.

4. При необходимости уточнения запасов результирующей устойчивости (при допустимости длительного асинхронного хода в сложной системе), исключающих возможность нарушения устойчивости из-за явлений электромеханического резонанса, целесообразно использовать аналитическую методику [Л. 2].

5. При исследовании результирующей устойчивости на всех стадиях асинхронного хода с по-

мощью аналоговых машин целесообразно представлять асинхронный ход в виде гармонически изменяющегося вектора напряжения, рассчитанного по методике [Л. 6].

ЛИТЕРАТУРА

- Литкенс И. В., Определение запаса статической устойчивости послеаварийного режима и пути его увеличения, «Электричество», 1969, № 4.
- Литкенс И. В. и Пуго В. И., Исследование синхронной устойчивости генератора при наличии установившегося асинхронного хода в системе, Изв. АН ЛССР, серия физико-технических наук, 1970, № 5.
- Литкенс И. В., Большие колебания синхронной машины при учете переходных процессов в контурах ротора, Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1968, № 4.
- Шахназарян Ю. М., Особенности проверки результирующей устойчивости сложных электрических систем, Изв. АН Армянской ССР, 1962, № 4.
- Гуревич Ю. Е. и Хачатуров А. А., Устойчивость работы синхронных двигателей при несинхронном АПВ и асинхронном режиме в системе, Труды ВНИИЭ, 1966, вып. 24.
- Ледянкин Д. П. и Помазкин В. П., Экспериментальная проверка математической модели для оценки устойчивости генератора при асинхронном ходе в системе, Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1971, № 1.
- Хачатуров А. А., Электромеханический резонанс в сложных системах, Труды ВНИИЭ, вып. 37, 1970.

[19.3.1971]

УДК 621.332.3·621.319.44

О применении продольной компенсации в контактной сети переменного тока

Канд. техн. наук Д. В. ТИМОФЕЕВ
ВНИИЭ

Напряжения нагруженных фаз при значительных составляющих обратной последовательности, достигающих 10% и более, изменяются практически взаимно независимо [Л. 1 и 2]. При этих условиях их уровень и пределы отклонения на шинах 27,5 кв изменяются в широком диапазоне. Наибольшие и наименьшие значения напряжения могут выходить за пределы допустимых, а общая продолжительность (в течение суток) малых значений может достигать нескольких часов.

Общая продолжительность одновременно одинаковых напряжений нагруженных фаз при этом не превышает 10% времени суток [Л. 2]. Симметрировать же напряжение на шинах 27,5 кВ имеющимися средствами практически не представляется возможным, а с помощью трехфазных АРПН можно в лучшем случае уменьшить влияние отклонения напряжения прямой последовательности в питающей сети.

Реактивный ток нагрузки электровозов (рис. 1) растет не только с увеличением активной нагрузки, но и с увеличением реактивного сопротивления в первичной цепи их выпрямителей. Выпрямленное же напряжение зависит как от напряжения на пантографе электровоза, так и от реактивного сопротивления первичной цепи выпрямителей. Чем больше значение последнего, тем больше сопротивляется

выпрямленное напряжение и увеличивается потребляемая реактивная мощность электровозом [Л. 3]. С увеличением нагрузки электровозов и количества их на перегоне между подстанциями, особенно удаленными от источников питания, возможна даже «лавина напряжения» [Л. 3]. При этих условиях существенно снижается экономичность работы контактной и питающих электрических сетей, а напряжение на подстанциях, присоединенных к сети внешнего электроснабжения железных дорог, изменяется в широких пределах.

Для повышения экономичности работы контактной и питающей сетей, улучшения качества напряжения на шинах 27,5 кв и условий работы электровозов применяют батареи конденсаторов с несимметричными пофазными параметрами, присоединяемые последовательно между контактной сетью и зажимами 27,5 кв побуждающих

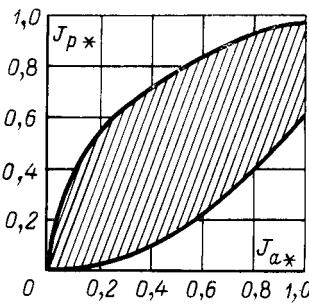


Рис. 1. Область изменения относительных значений реактивного фазного тока в зависимости от изменения относительных величин активного фазного тока тяговых нагрузок

трансформаторов [Л. 3]. Однако напряжения нагруженных фаз при этом не всегда поддерживаются в приемлемых, а тем более в оптимальных пределах вследствие существенного влияния напряжения обратной последовательности, которое в этих условиях может даже увеличиться. Решение таких задач усложняется из-за непрерывного изменения токов тяговых нагрузок по плечам контактной сети при различной степени стохастической связи между ними и их составляющими.

В статье излагаются методы расчета параметров батарей конденсаторов установок продольной компенсации, предназначенных для улучшения качества напряжения на шинах 27,5 кВ и функций распределения модулей фазных напряжений на их выходных зажимах при любой плотности движения поездов.

Если батареи конденсаторов присоединить последовательно в фазы a , b и c контактной сети переменного тока, питающейся консолью от понижающего трансформатора с тяговой обмоткой, соединенной в треугольник, то разложение дополнительной системы сопротивлений $-jx_a$, $-jx_b$ и $-jx_c$ на симметричные составляющие

$$\left\| \begin{array}{l} \xi_1 \xi_2 \xi_0 \\ \end{array} \right\| = -j \frac{1}{3} \left\| x_a x_b x_c \right\| \left\| \begin{array}{l} 1 & 1 & 1 \\ \dot{a} & \dot{a}^2 & 1 \\ \dot{a}^2 & \dot{a} & 1 \end{array} \right\| \quad (1)$$

показывает, что токи прямой $\dot{I}_1(t)$ и обратной $\dot{I}_2(t)$ последовательностей при этом будут вызывать дополнительные падения напряжений прямой, обратной и нулевой последовательностей:

$$\left\| \Delta \dot{U}_1(t) \Delta \dot{U}_2(t) \Delta \dot{U}_0(t) \right\| = \left\| \dot{I}_1(t) \dot{I}_2(t) \right\| \left\| \begin{array}{l} \xi_0 \xi_1 \xi_2 \\ \xi_2 \xi_0 \xi_1 \end{array} \right\|. \quad (2)$$

Здесь

$$\left\| \dot{I}_1(t) \dot{I}_2(t) \right\| = j \frac{1}{\sqrt{3}} \left\| \dot{I}_{bc}(t) \dot{I}_{ca}(t) \dot{I}_{ab}(t) \right\| \times \times \left\| \begin{array}{l} 1 & -1 \\ \dot{a} & -\dot{a}^2 \\ \dot{a}^2 & -\dot{a} \end{array} \right\|, \quad (3)$$

где $\dot{I}_{bc}(t)$, $\dot{I}_{ca}(t)$ и $\dot{I}_{ab}(t)$ — фазные токи тяговых нагрузок, описываются двумерной плотностью распределения системы случайных величин модуля и

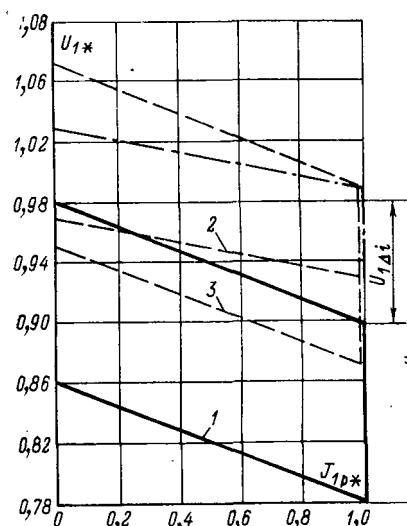


Рис. 2. Области изменения напряжения прямой последовательности в зависимости от реактивного тока прямой последовательности нагрузки данной подстанции. 1 — при отсутствии поперечных фильтров — подстанция удалена от системы; 2 — при отсутствии поперечных фильтров — подстанция расположена вблизи системы; 3 — то же, что 1, но при наличии поперечных фильтров на всех подстанциях.

аргумента, взаимно изменяются с различной степенью стохастической связи.

Если симметричные составляющие токов и сопротивлений в (2) заменить их выражениями из (1) и (3), а вектор $\dot{I}_{bc}(t)$ совместить с действительной осью, то при ориентации остальных векторов тока относительно действительной оси $\dot{I}_{ab}(t) = \dot{a} \dot{I}'_{ab}(t)$; $\dot{I}_{ca}(t) = \dot{a}^2 \dot{I}'_{ca}(t)$ и $\dot{I}_{bc}(t) = \dot{I}_{bc}(t)$ функции распределения симметричных составляющих падения напряжения определяются из следующего матричного выражения при присоединении тяговых нагрузок между фазами ab и bc ; bc и ca ; ca и ab :

$$\left\| \Delta \dot{U}_1(t) \Delta \dot{U}_2(t) \Delta \dot{U}_0(t) \right\| = -j \frac{\dot{a}}{\sqrt{3}} \left\| x_a x_b x_c \right\| \left\| \begin{array}{l} \dot{I}'_{ab}(t) & \dot{I}'_{ab}(t) & \dot{I}'_{ab}(t) \\ \dot{I}'_{bc} - \dot{a} \dot{I}'_{ab} & \dot{a}(\dot{I}'_{bc} - \dot{a} \dot{I}'_{ab}) & \dot{a}^2(\dot{I}'_{bc} - \dot{a} \dot{I}'_{ab}) \\ -\dot{a}'_{bc} \dot{I}'_{bc} & -\dot{I}'_{bc} & -\dot{a}^2 \dot{I}'_{bc} \\ -\dot{a} \dot{I}'_{ca}(t) & -\dot{a} \dot{I}'_{ca}(t) & -\dot{a} \dot{I}'_{ca}(t) \\ \dot{I}'_{bc} & \dot{a} \dot{I}'_{bc} & \dot{a}^2 \dot{I}'_{bc} \\ \dot{I}'_{ca} - \dot{a} \dot{I}'_{bc} & \dot{a}^2 \dot{I}'_{ca} - \dot{I}'_{bc} & \dot{a} \dot{I}'_{ca} - \dot{a}^2 \dot{I}'_{bc} \\ \dot{I}'_{ab} - \dot{a} \dot{I}'_{ca} & \dot{I}'_{ab} - \dot{a} \dot{I}'_{ca} & \dot{I}'_{ab} - \dot{a} \dot{I}'_{ca} \\ -\dot{a} \dot{I}'_{ab} & -\dot{a}^2 \dot{I}'_{ab} & -\dot{I}'_{ab} \\ \dot{I}'_{ca} & \dot{a}^2 \dot{I}'_{ca} & \dot{a} \dot{I}'_{ca} \end{array} \right\|. \quad (4)$$

Из (4) следует, что с помощью батарей конденсаторов установок продольной компенсации можно не только повысить уровень напряжения прямой последовательности в контактной сети и уменьшить пределы его отклонения, но и снизить напряжение обратной последовательности. Однако при их несимметричных пофазных параметрах оно не всегда снижается до требуемых значений и появляется напряжение нулевой последовательности. Наилучшее напряжение в контактной сети можно обеспечить с помощью безынерционного пофазного регулирования параметров батарей конденсаторов. Но в настоящее время таких батарей конденсаторов нет. Применение же ступенчато регулируемых батарей конденсаторов практически исключено из-за значительных технических трудностей, а степень улучшения качества напряжения по сравнению с нерегулируемыми батареями будет сравнительно небольшой. Поэтому на данном уровне техники можно применить лишь нерегулируемые батареи конденсаторов. Но с их помощью не представляется возможным полностью скомпенсировать напряжение обратной последовательности, продольную и поперечную составляющие падения напряжения прямой последовательности в любой момент времени. Однако задача и состоит именно в том, чтобы выявить возможности получения наибольшего технико-экономического эффекта от применения и комплексного использования продольно-емкостной компенсации.

Исследуем условия, при которых можно повысить уровень напряжения прямой последовательности, уменьшить пределы его отклонения, а также средства, позволяющие выполнить эти условия.

На рис. 2 построены области изменения напряжения прямой последовательности на шинах 27,5 кВ

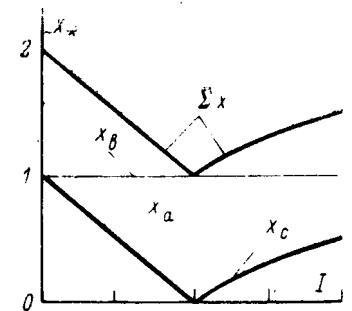
(обусловленные всеми независимо изменяющимися токами тяговых нагрузок при наличии постоянных районных нагрузок, присоединенных к данной сети) в зависимости от реактивного тока прямой последовательности нагрузки рассматриваемой подстанции. Границы области соответствуют предельным значениям общего тока тяговых нагрузок всех подстанций, кроме рассматриваемой. Из этого рисунка легко выявляется степень влияния на диапазон изменения напряжения и на его параметры своей и других нагрузок. Падение напряжения, обусловленное током своей нагрузки равно $U_{\Delta i}(t)$, а общее — $U_{\Sigma \Delta i}(t)$. Пользуясь рис. 2, можно определить наиболее эффективные пути и средства повышения уровня напряжения и уменьшения пределов его отклонения. Так, например, уменьшить влияние других нагрузок можно автоматическим изменением коэффициента трансформации трансформаторов, так как величина изменения напряжения, обусловленная другими нагрузками, меньше, чем своими. Но при дефиците реактивной мощности регулировать напряжение АРПН возможно лишь при наличии батарей конденсаторов установок поперечной компенсации. Повысить уровень напряжения, уменьшить ширину области и пределы его изменения на всех подстанциях можно повышением номинального напряжения питающей сети или введением продольной компенсации на головных ее участках.

Уменьшить сильно изменяющиеся значения $U_{\Delta i}(t)$ лучше всего с помощью батарей конденсаторов установок продольной компенсации, присоединяемых между трансформатором и шинами 27,5 кв. Однако при этом несколько уменьшится ширина области изменения напряжения прямой последовательности за счет уменьшения потребляемой реактивной мощности электровозами. При существенном влиянии продольной компенсации на уменьшение реактивной мощности, потребляемой электровозами, ширина области может заметно уменьшиться, а напряжение U_{1i} при этом повысится.

Из рис. 2 выявляется и другое положение, заключающееся в том, что по условиям повышения уровня напряжения прямой последовательности нет надобности применять продольно-емкостную компенсацию в контактной сети, присоединенной к подстанциям, расположенным электрически вблизи источников питания. Изменения же напряжения прямой последовательности, обусловленные другими нагрузками, могут быть уменьшены указанными выше способами. Однако в таких пунктах сети может оказаться целесообразным применить продольно-емкостную компенсацию для увеличения расстояния между подстанциями, если технико-экономически это оправдано.

Из изложенного следует, что пофазные параметры батарей конденсаторов установок продольной компенсации следует выбирать не по всему диапазону изменения напряжения прямой последовательности $U_{\Sigma_{11}}(t)$, а лишь по диапазону, сбусовленному своим током прямой последовательности нагрузки, т. е. $U_{\Sigma_{11}}(t)$.

Рис. 3. Зависимость фазных и общего сопротивлений батарей конденсаторов от тока тяговых нагрузок по ее племенам при компенсации падения напряжения прямой последовательности, обусловленного своим током прямой последовательности нагрузки.



Параметры батарей конденсаторов, необходимые для повышения уровня напряжения прямой последовательности на шинах 27,5 кв, можно определить из следующего выражения:

$$\begin{aligned} M[\Delta \dot{U}_{1i}] &= -ja \times \\ \times \frac{x_a M [I'_{abi}] + x_b (M [I'_{bci}] - \dot{a}M [I'_{abi}]) - \dot{a}x_c M [I'_{bci}]}{\sqrt{3}} &= \\ &= -k_i M [\dot{U}_{1\Delta i}], \end{aligned} \quad (5)$$

где k_i — коэффициент, характеризующий желаемую или возможную степень компенсации математического ожидания $M[\dot{U}_{1\Delta i}]$; $\dot{U}_{1\Delta i}(t)$ — падение напряжения прямой последовательности, описываемое двумерной плотностью распределения, в сети от базисного узла до зажимов 27,5 кв поникающего трансформатора, обусловленное током прямой последовательности своей нагрузки при известных значениях токов нагрузок других подстанций, вычисленное по методике [JL. 3].

Аналогичные выражения можно написать и для случаев присоединения тяговых нагрузок между другими фазами.

Бо многих случаях требуется компенсировать только продольную составляющую падения напряжения прямой последовательности. Тогда, располагая исходной информацией, по формуле (5) можно определить пофазные сопротивления батарей конденсаторов для выбранной или заданной степени компенсации продольной составляющей падения напряжения. На рис. 3 построена зависимость фазных и общих сопротивлений батарей конденсаторов от значения математических ожиданий фазных токов тяговых нагрузок при компенсации падения напряжения, обусловленного своим током прямой последовательности нагрузки. Из рисунка видно, что батареи конденсаторов следует присоединять в общую фазу и в один из контактных проводов, а при равных нагрузках — только в общую фазу. Если меняются местами токи фазных нагрузок, то соответственно должны поменяться местами и значения фазных сопротивлений батарей конденсаторов. Сопротивления батарей конденсаторов нагруженных фаз существенно зависят от нагрузок по плечам контактной сети, а в общей фазе — неизменны. В тех случаях, когда влиянием поперечной составляющей компенсирующего напряжения можно не интересоваться, батареи конденсаторов следует присоединять лишь в общую фазу. При этом получится наибольшее удельное ($кв/ом$) повышение уровня напряжения прямой последовательности.

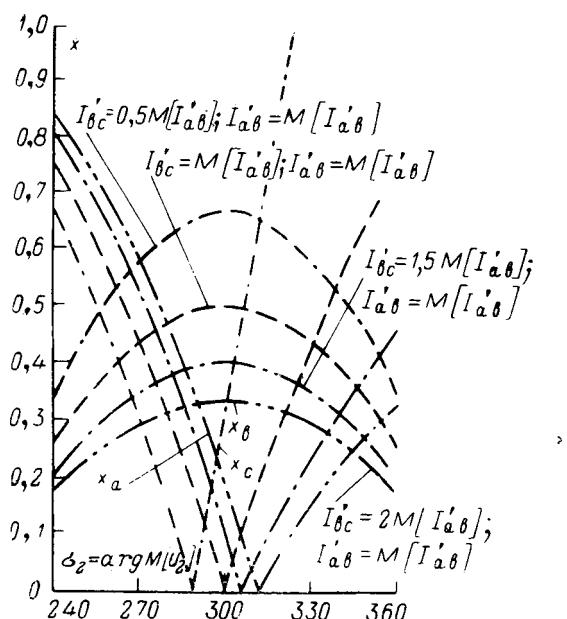


Рис. 4. Кривые зависимости фазных сопротивлений батарей конденсаторов от $\sigma_{2i} = \arg M[\dot{U}_{2i}]$ при различных значениях токов тяговых нагрузок по плечам контактной сети для заданной степени (условно принятой равной единице) снижения напряжения обратной последовательности.

Поскольку батареи конденсаторов с выбранными параметрами будут работать при различных токах тяговых нагрузок, то и компенсирующее напряжение будет изменяться в широких пределах. Однако выбранные их параметры должны обеспечить наибольшее возможное повышение напряжения на выходных зажимах батарей конденсаторов при наибольших значениях токов с учетом отклонений, обусловленных параметрами режима работы данной сети при наличии или отсутствии АРПН на понижающих трансформаторах. Оценить значения напряжения прямой последовательности, вероятность их появления и общую продолжительность можно по методике, изложенной ниже. Здесь важно отметить, что при выборе параметров батарей конденсаторов следует учитывать необходимость симметрирования напряжения на их выходных зажимах не в меньшей степени, чем повышение уровня напряжения прямой последовательности.

Исследуем условия, при которых можно в наибольшей степени уменьшить напряжение обратной последовательности на выходных зажимах нерегулируемых батарей конденсаторов установок продольной компенсации, присоединяемых между понижающим трансформатором и шинами 27,5 кв.

Параметры батарей конденсаторов, необходимые для уменьшения напряжения обратной последовательности на шинах 27,5 кв, можно определить по формуле:

$$M[\Delta\dot{U}_{2i}] = -ja \times \times \frac{(x_{ai} - a^2x_{bi})M[I'_{ab}] + (ax_{bi} - x_{ci})M[I'_{bc}]}{\sqrt{3}} = - (M[U_{2i}] - U_{2gi}) e^{j\sigma_{2i}}, \quad (6)$$

где $\dot{U}_{2i}(t)$ — напряжение обратной последовательности, описываемое двумерной плотностью распределения вероятности $\rho(x, \sigma_{2i})$.

$\dot{U}_{2i}, \sigma_{2i}$ на шинах 27,5 кв в пункте i схемы, определяемое по методике, изложенной в [Л. 3]; σ_{2i} — аргумент напряжения обратной последовательности, равный $\arg M[\dot{U}_{2i}]$; \dot{U}_{2gi} — допустимое значение напряжения сбратной последовательности в пункте i схемы.

На рис. 4 построены кривые [расчитанные по (6)] зависимости фазных сопротивлений батарей конденсаторов от $\sigma_{2i} = \arg M[\dot{U}_{2i}]$ при различных значениях токов тяговых нагрузок для заданной степени (условно принятой равной единице) снижения напряжения обратной последовательности. Из этого рисунка выявляется существенная зависимость фазных параметров батарей конденсаторов как от токов тяговых нагрузок по плечам контактной сети, так и от σ_{2i} . Поскольку батареи нерегулируемые, то

$$\dot{U}_{2pi} = (M[U_{2i}] - U_{2gi}) \left\{ \cos \sigma_{2i} + 0,5 [x_{ai} I'_{ab} - (x_{bi} + x_{ci}) I'_{bc}] + j [\sin \sigma_{2i} + (0,5x_{ai} + x_{bi}) I'_{ab} + 0,5(x_{bi} - x_{ci}) I'_{bc}] \right\}, \quad (7)$$

т. е. результирующее напряжение обратной последовательности при различных нагрузках будет изменяться в широких пределах. На рис. 5 построены кривые изменения его значений на выходных зажимах батарей конденсаторов в зависимости от расчетных токов нагрузки по плечам контактной сети, при которых выбраны их параметры для трех значений σ_{2i} . Сплошные линии соответствуют нагрузке $I'_{ab} = M[I'_{ab}] = 1$, а I'_{bc} изменяется в пределах $(0,5 \div 2) M[I'_{bc}]$. Штриховые линии соответствуют нагрузке $I'_{bc} = M[I'_{bc}] = 1$, а I'_{ab} изменяется в пределах $(0,5 \div 2) M[I'_{ab}]$. Первая группа кривых соответствует условиям работы батарей в режиме наибольших нагрузок, а вторая — меньших. Из этого рисунка видно, что напряжение обратной последовательности на выходных зажимах батарей снижается на заданное значение от единицы до нуля лишь при работе их в режиме расчетных нагрузок, а при других нагрузках U_{2pi} даже превышает значение, на которое предполагалось его уменьшить. Так, при работе батарей конденсаторов (выбранных по меньшим значениям токов нагрузок) в режиме больших нагрузок, результирующее напряжение обратной последовательности может в несколько раз превышать значение снижаемого напряжения. Вследствие этого фазные напряжения на шинах 27,5 кв и в контактной сети будут изменяться в широких пределах, даже если напряжение прямой последовательности будет поддерживаться практически постоянным. При работе же батарей конденсаторов (выбранных по наибольшим значениям токов нагрузок) в режиме меньших нагрузок, результирующее напряжение обратной последовательности, как правило, меньше единицы. Эффект снижения напряжения обратной последовательности при этом зависит от σ_{2i} и расчетных нагрузок. Таким образом, при выборе пофазных параметров батарей по меньшим нагрузкам напряжение обратной последовательности на шинах 27,5 кв может существенно увеличиться, а по наибольшим — уменьшиться. Степень его уменьшения зависит от соотношения тяговых нагрузок по плечам контактной батареи a и $\arg M[\dot{U}_{2i}]$. Такой принцип

симметрирования напряжения на шинах 27,5 кв не всегда может обеспечить желаемое уменьшение напряжения обратной последовательности. Так, при изменении соотношения токов тяговых нагрузок по плечам контактной сети, что может иметь место в условиях эксплуатации, возможно даже увеличение его значений.

Поскольку выявлена существенная зависимость симметрирующего напряжения обратной последовательности от своих несимметричных нагрузок, то эту особенность следует использовать для целей снижения результирующего напряжения обратной последовательности. Это можно осуществить, если батарею присоединить в три фазы с пофазно равными сопротивлениями. Тогда результирующее напряжение обратной последовательности на выходных зажимах батареи

$$\dot{U}_{2pi}(t) \approx \dot{U}'_{2i}(t) + [a^2 \dot{I}'_{abi}(t) + \dot{I}'_{bci}(t)] (x_{2i} - x_{ob.ki}), \quad (8)$$

где $\dot{U}'_{2i}(t)$ — напряжение обратной последовательности в пункте i схемы, обусловленное всеми несимметричными нагрузками, присоединенными в других пунктах данной сети, описываемое двумерной плотностью распределения $f(U'_{2i}, \sigma'_{2i})$; x_{2i} — входное реактивное сопротивление обратной последовательности схемы замещения электрической системы относительно зажимов 27,5 кв понижающего трансформатора; $x_{ob.ki}$ — сопротивление нулевой последовательности батареи.

Как видно из (8), степень уменьшения напряжения обратной последовательности в пункте i схемы зависит от разности сопротивлений $(x_{2i} - x_{ob.ki})$ и от токов тяговых нагрузок. Если же \dot{U}'_{2i} мало отличается от \dot{U}_{2i} , обусловленного нагрузками своей подстанции, то \dot{U}_{2pi} зависит практически только от разности $(x_{2i} - x_{ob.ki})$ сопротивлений. Пользуясь этим способом симметрирования напряжения, можно снижать напряжение обратной последовательности на шинах 27,5 кв до желаемых или возможных значений. Следовательно, метод уменьшения напряжения обратной последовательности на шинах 27,5 кв, основанный на симметричных пофазных параметрах батарей продольной компенсации, присоединяемых между понижающим трансформатором и шинами 27,5 кв, может быть принят в качестве основного, а на несимметричных — в качестве частного.

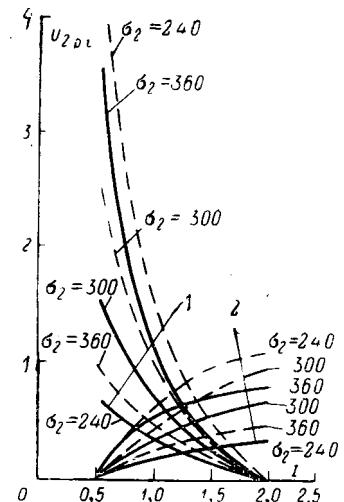
При этих условиях компенсирующее напряжение прямой последовательности

$$\Delta \dot{U}_{1i}(t) = [\dot{I}'_{abi}(t) + \dot{I}'_{bci}(t)] x_{ob.ki}. \quad (9)$$

Параметры батарей определяются либо из условия заданной степени снижения напряжения обратной последовательности, либо из условия повышения уровня напряжения прямой последовательности, но при этом должно соблюдаться условие $x_{ob.ki} < x_{2i}$. Выбранные параметры батарей следует проверять на возможность возникновения резонансных явлений и их соответствие условиям улучшения работы выпрямителей электровозов.

Следует заметить, что при одинаковых пофазных сопротивлениях батарей конденсаторов, присоединенных в три фазы, удельное повышение

Рис. 5. Кривые изменения результирующих значений напряжения обратной последовательности на выходных зажимах батарей конденсаторов продольной компенсации в зависимости от расчетных значений токов нагрузок по плечам контактной сети.



(кв/ом) уровня напряжения прямой последовательности меньше, чем при присоединении их в две, а тем более в одну общую фазу. Однако при этом существенно снижается напряжение обратной последовательности, исключена возможность его повышения, повышается уровень напряжения прямой последовательности, уменьшаются пределы его отклонения и отсутствует напряжение нулевой последовательности, благодаря чему существенно улучшается качество напряжения в контактной сети и тем самым компенсируется указанный недостаток.

Функции распределения фазных напряжений определяются с учетом принятых выше обозначений из общих выражений:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{bci} &= \dot{U}_1 + \dot{U}_{1\Delta i} + \Delta \dot{U}_{1i} + \dot{U}_{2i} + \Delta \dot{U}_{2i}; \\ \dot{U}_{cai} &= a^2 (\dot{U}_1 + \dot{U}_{1\Delta i} + \Delta \dot{U}_{1i}) + a (\dot{U}_{2i} + \Delta \dot{U}_{2i}); \\ \dot{U}_{abi} &= a (\dot{U}_1 + \dot{U}_{1\Delta i} + \Delta \dot{U}_{1i}) + a^2 (\dot{U}_{2i} + \Delta \dot{U}_{2i}), \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

где \dot{U}_1 — напряжение прямой последовательности в базисном узле схемы.

Плотности распределения $\Delta \dot{U}_{1i}$ и $\Delta \dot{U}_{2i}$ определяются по (4) для заданных нагрузок и параметров батарей по вышеизложенной методике.

Одномерные функции распределения фазных напряжений на шинах 27,5 кв должны определяться по методике, изложенной в [Л. 1], для двух случаев: при отсутствии и при наличии батарей конденсаторов с выбранными параметрами. По ним проверяется правильность выбранных параметров батарей и определяются не только значения фазных напряжений и закон их распределения, но и общая продолжительность, в течение которой увеличится скорость движения поездов. Пользуясь функциями распределения модулей фазных напряжений, можно определить экономическую эффективность от применения батарей, получающуюся благодаря возможности увеличения скорости движения и веса поездов, более полного использования паспортной мощности электровозов [Л. 3], уменьшению потерь энергии в контактной и питающей электрической сети. Наконец, по этим зависимостям выявляется возможность увеличения расстояния между подстанциями, снижения мощности понижающих трансформаторов и применения АРПН.

Выводы. 1. Условия работы электровозов можно улучшить не только за счет повышения уровня напряжения прямой последовательности и уменьшения пределов его отклонения, но и уменьшением напряжения обратной последовательности на шинах 27,5 кв с помощью продольно-емкостной компенсации и, как известно [Л. 1], за счет уменьшения реактивного сопротивления в первичной цепи выпрямителей. Батареи конденсаторов необходимо присоединять в три фазы между шинами 27,5 кв и зажимами понижающих трансформаторов, а их сопротивления при двухплечной нагрузке должны иметь одинаковые значения.

2. При несимметричных пофазных параметрах батареи конденсаторов возможно ухудшение качества напряжения в контактной сети за счет возможного увеличения напряжения обратной последовательности на шинах 27,5 кв, хотя при этом и повысится уровень напряжения прямой последовательности и уменьшатся пределы его отклонения.

3. По одномерным функциям распределения напряжения можно определить степень увеличения скорости движения поездов и их время хода, массу поездов и расстояние между подстанциями. Эти данные являются исходной информацией при оцен-

ке технико-экономической целесообразности применения продольно-емкостной компенсации в контактной сети переменного тока.

4. По изложенной методике можно определять параметры батарей конденсаторов и одномерные функции распределения модулей фазных напряжений на выходных зажимах батарей конденсаторов при консольной схеме присоединения контактной сети к тяговым обмоткам понижающих трансформаторов, соединенных в треугольник, для любой плотности движения поездов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Тимофеев Д. В., Режимы в электрических системах с тяговыми нагрузками, изд-во «Энергия», 1965.

2. Бирюкова Р. П. и Тимофеев Д. В., Исследование качества напряжения на подстанциях с однофазными тяговыми и трехфазными районными нагрузками, «Электричество», 1968, № 8.

3. Метелкин Б. А., Черноусов Л. А. и Коршунов В. А., Повышение эффективности устройств электрической тяги с выпрямительными электровозами, изд-во «Транспорт», 1965.

4. Тимофеев Д. В., Определение целесообразной степени компенсации реактивной мощности на подстанциях с тяговыми нагрузками, Труды ВНИИЭ, вып. 33, изд-во «Энергия», 1968.

[8.12.1970]



УДК 621.317:621.3.064.1:621.315.1.014.7

Определение места короткого замыкания в системе линий электропередачи с ответвлениями

Инж. А. И. АЙЗЕНФЕЛЬД
ОРГРЭС
и канд. техн. наук Г. М. ШАЛЫТ
ВНИИЭ

В настоящее время известны различные способы определения мест повреждения ВЛ с ответвлениями с помощью фиксирующих приборов [Л. 1—4]. Каждый из этих способов решает задачу нахождения расстояния до места короткого замыкания лишь при определенных условиях. Так, наиболее универсальный способ [Л. 3] позволяет определить место повреждения как на одиночных, так и параллельных ВЛ с ответвлениями. Но и он не обеспечивает решения задачи при раздельной работе линий по концам, а также при трех и более параллельных линиях с ответвлениями.

Ниже излагается методика, не накладывающая ограничений на режимы и количество параллельных линий с постоянными ответвлениями. Она базируется на теории многополюсников [Л. 5] и использовании алгебры матриц [Л. 6].

Представим симметричную однородную p -проводную линию электропередачи с ответвлениями, имеющую короткое замыкание одного из проводов, в виде двух пассивных (неавтономных) так называемых $2(p+1)$ -полюсников (рис. 1, а). Такой многополюсник характеризуется тем, что в каждой из двух групп полюсов (p — число полюсов в группе

п) сумма токов равна нулю, а напряжение полюсов отсчитывается относительно земли, принятой за базисный полюс. Зависимость между входными и выходными величинами токов и напряжений определяется общим уравнением пассивного $2(p+1)$ -полюсника в матричной форме:

$$\begin{vmatrix} U_1 \\ I_1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} A_{aa} & A_{ab} \\ A_{ba} & A_{bb} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} U_{II} \\ I_{II} \end{vmatrix}, \quad (1)$$

где U_1 , I_1 и U_{II} , I_{II} — столбцевые матрицы векторов напряжений и токов, относящихся соответственно к первой и второй группам полюсов; A_{aa} , A_{ab} , A_{bb} , A_{ba} — квадратные матрицы пассивных параметров, постоянные для данного многополюсника и зависящие от его конфигурации.

Параметры A могут быть определены через сопротивление Z , а также через параметры проводимости Y . Между этими параметрами имеются определенные соотношения [Л. 5].

Из (1) могут быть получены другие зависимости между входными и выходными величинами при решении уравнения относительно I_1 , I_{II} или U_1 , U_{II} . Тогда получаем еще две формы матричных уравнений

ний $2(p+1)$ -полюсника:

$$\left. \begin{aligned} |I_1| &= |Y_{aa}| |U_1| + |Y_{ab}| |U_{11}|; \\ |I_{11}| &= |Y_{ba}| |U_1| + |Y_{bb}| |U_{11}|; \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

$$\left. \begin{aligned} |U_1| &= |Z_{aa}| |I_1| + |Z_{ab}| |I_{11}|; \\ |U_{11}| &= |Z_{ba}| |I_1| + |Z_{bb}| |I_{11}|. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

При коротком замыкании вида подключения произвольной поперечной матрицы проводимостей на i -м участке линии для точки повреждения справедливы матричные уравнения, относящиеся соответственно к обоим $2(p+1)$ -полюсникам:

$$\begin{aligned} |U_k| &= |U'_1| + l |z_{ud}| |I'_1|; \\ |U_{ki}| &= |U''_1| + (L - l) |z_{ud}| |I''_1|, \end{aligned}$$

откуда после замены матриц напряжений и токов $|U_1|$ и $|I_1|$ соответствующими выражениями согласно (2) и исключения матрицы $|U_k|$ получаем:

$$\begin{aligned} l |z_{ud}| (|A'_{ba}| |U''_{11}| + |A'_{bb}| |I''_{11}| + |A'_{ba}| |U''_{11}| + \\ + |A''_{bb}| |I''_{11}|) &= |A''_{aa}| |U''_{11}| + |A''_{ab}| |I''_{11}| - \\ - |A'_{aa}| |U'_{11}| - |A'_{ab}| |I'_{11}| + L |z_{ud}| (|A''_{ba}| |U''_{11}| + \\ + |A''_{bb}| |I''_{11}|), \end{aligned} \quad (4)$$

где индексы ' и '' относятся к $2(p+1)$ -полюсникам, примыкающим соответственно слева и справа к месту повреждения; z_{ud} — квадратная матрица полных сопротивлений на единицу длины ВЛ, $\text{ом}/\text{км}$.

Матричное уравнение (4) может быть заменено p -скалярными (нематричными) уравнениями, поскольку выполнение алгебраических операций с матрицами в его левой и правой частях приводит в обеих частях к столбцевым матрицам. Приравнивая соответствующие строки обоих столбцов, получаем p -скалярные уравнения. Искомое расстояние до места повреждения l в общем случае может быть определено из любого из этих уравнений. Однако, если повреждение затрагивает не все провода линии, а лишь некоторые из них, то для определения l можно воспользоваться только уравнениями для строк, относящихся к поврежденным проводам. Так, для однополюсного короткого замыкания можно применить лишь одно скалярное уравнение.

Изложенный прием является достаточно общим и позволяет учесть несимметрию проводов линии. Для линий с существенной несимметрией, но не содержащих ответвлений, определение места повреждения рассмотрено в [Л. 7].

В системах с глухозаземленной нейтралью линии с ответвлениями в основном применяются в сетях 110 кВ и реже в сетях 220 кВ. Поэтому в значительной части практических случаев определения места короткого замыкания можно пренебречь несимметрией проводов. В рассматриваемых ниже методах используются величины токов и напряжений не в фазных координатах, а в координатах симметричных составляющих. Это позволяет значительно упростить расчетные выражения (порядок матриц), поскольку для трехфазных ВЛ в расчетной схеме замещения каждая из линий изображается одним проводом.

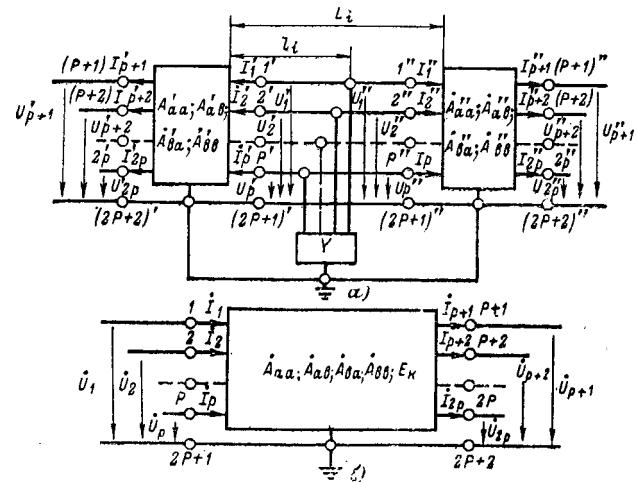


Рис. 1. Изображение p -проводной симметричной линии в виде $2(p+1)$ -полюсников.

а — два пассивных многополюсника; б — один активный многополюсник.

Так как основным видом повреждения ВЛ являются однофазные короткие замыкания на землю, то рассматриваются методы с использованием токов и напряжений нулевой последовательности. Аналогичные расчетные выражения получаются для величин обратной последовательности. В дальнейшем все соотношения приводятся для величин нулевой последовательности.

С помощью выражения (4) определяется место повреждения на i -м участке провода при всех видах коротких замыканий, а при использовании симметричных составляющих — при всех видах несимметричных коротких замыканий, однофазных и двухфазных на землю и междуфазовых.

Способ сравнения расчетных напряжений. При коротком замыкании на i -м участке поврежденного провода напряжения этого провода на концах участка (в местах ответвлений) минимальны в фазных координатах и максимальны в координатах нулевой последовательности. В случае повреждения в месте ответвления из (4) получаем соотношения, определяющие зависимость между токами и напряжениями, измеряемыми на концах ВЛ при повреждениях в начале и в конце i -го участка:

$$\begin{aligned} l &= 0 |A'_{aa}| |U'_{11}| + |A'_{ab}| |I'_{11}| = \\ &= |A''_{aa}| |U''_{11}| + |A''_{ab}| |I''_{11}| + \\ &+ L |z_{ud}| (|A''_{ba}| |U''_{11}| + |A''_{bb}| |I''_{11}|); \\ l &= L |A''_{aa}| |U''_{11}| + |A''_{ab}| |I''_{11}| = \\ &= |A'_{aa}| |U'_{11}| + |A'_{ab}| |I'_{11}| + \\ &+ L |z_{ud}| (|A'_{ba}| |U'_{11}| + |A'_{bb}| |I'_{11}|). \end{aligned} \quad (5)$$

При коротком замыкании на самом i -м участке поврежденной линии в схеме нулевой последовательности (между ответвлением) равенства (5) нарушаются. Величины, стоящие в обеих частях равенств, имеют разнозначность напряжения. Каждая часть первого и второго матричных уравнений (5) равняется вектору — столбцу напряжений в месте ответвления соответственно в начале и конце участка при повреждении в этой точке. В обоих уравнениях

ниях строка, соответствующая поврежденной линии, является скалярным уравнением напряжений этой линии. Напряжение нулевой последовательности максимально в месте короткого замыкания. Поэтому место повреждения находится ближе к тому концу линии, со стороны которого напряжение, вычисленное по одному из уравнений (5) относящейся к поврежденной линии строке, больше. Вычисляемые напряжения принято называть расчетными. Таким образом, место повреждения линии находится на том из участков, где по его концам выполняются условия:

$$\begin{cases} U'_n > U''_n; \\ U'_k < U''_k; \end{cases} \quad (6)$$

где U'_n и U''_n — расчетные напряжения в начале поврежденного участка, равные соответственно левой и правой частям j -й строки первого уравнения (5); U'_k и U''_k — расчетные напряжения в конце поврежденного участка, равные соответственно правой и левой частям j -й строки второго уравнения (5).

Поврежденный участок рассматриваемым способом определяется путем сравнения расчетных напряжений для всех участков ВЛ с ответвлениями. Сравнение целесообразно начинать с первого (от подстанции A) участка и заканчивать на участке, где выполняются условия (6).

Изложенный способ расчетных напряжений с использованием выражений (5) может применяться для определения поврежденного участка ВЛ с ответвлениями любого вида (одиночных и многоцепных). Он является обобщением известного [Л. 1] способа, пригодного только для одиночных линий с ответвлениями.

При использовании активного многополюсника можно получить способ, позволяющий непосредственно определить место повреждения на линиях с ответвлениями в самом общем случае.

Способ активного $2(p+1)$ -полюсника. Схема линий при коротком замыкании на одном из участков поврежденного провода может быть изображена в виде так называемого активного (автономного) $2(p+1)$ -полюсника, внутри которого действует задающее напряжение E_k , равное напряжению в месте повреждения (рис. 1, б). Для такого многополюсника с учетом обозначений на схеме справедливы матричные уравнения:

$$\begin{cases} |I_1| = |Y_{aa}| |U_1| + |Y_{ab}| |U_{II}| + |J_1|; \\ |I_{II}| = |Y_{ba}| |U_1| + |Y_{bb}| |U_{II}| + |J_{II}|; \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} |U_1| = |Z_{aa}| |I_1| + |Z_{ab}| |I_{II}| + |e_1|; \\ |U_{II}| = |Z_{ba}| |I_1| + |Z_{bb}| |I_{II}| + |e_{II}|; \end{cases} \quad (8)$$

где $|J_1| = \begin{vmatrix} J_1 \\ \dots \\ J_p \end{vmatrix}$; $|e_1| = \begin{vmatrix} e_1 \\ \dots \\ e_p \end{vmatrix}$ — столбцевые матрицы векторов задающих токов и напряжений, относящихся к первой группе полюсов; $|J_{II}| = \begin{vmatrix} J_{p+1} \\ \dots \\ J_{2p} \end{vmatrix}$; $|e_{II}| = \begin{vmatrix} e_{p+1} \\ \dots \\ e_{2p} \end{vmatrix}$ — столбцевые матрицы векторов зада-

ющих токов и напряжений, относящихся ко второй группе полюсов.

Матрицы токов $|J|$ и напряжений $|e|$ относятся к автономным параметрам $2(p+1)$ -полюсника и зависят от задающего напряжения E_k . Параметры e_1, e_2, \dots, e_{2p} определяются как напряжения полюсов 1, 2, ..., $2p$ относительно базисного полюса своей группы при холостом ходе всех полюсов. Параметры J_1, J_2, \dots, J_{2p} равны токам, протекающим через соответствующие полюсы при замкнутых накоротко всех полюсах каждой группы.

Как следует из определения автономных параметров e и J , они зависят от места приложения задающего напряжения E_k . В то же время параметры e и J , определяемые схемой внутренних соединений многополюсника, не зависят от примыкающих к $2(p+1)$ -полюснику элементов сети. Решив матричные уравнения (7) и (8) относительно автономных параметров, получаем:

$$\begin{cases} |J_1| = |I_1| - |Y_{aa}| |U_1| - |Y_{ab}| |U_{II}|; \\ |J_{II}| = |I_{II}| - |Y_{ba}| |U_1| - |Y_{bb}| |U_{II}|; \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} |e_1| = |U_1| - |Z_{aa}| |I_1| - |Z_{ab}| |I_{II}|; \\ |e_{II}| = |U_{II}| - |Z_{ba}| |I_1| - |Z_{bb}| |I_{II}|. \end{cases} \quad (10)$$

В правой части выражений (9) и (10) представлены неавтономные (пассивные) параметры $2(p+1)$ -полюсника и величины, измеряемые фиксирующими амперметрами и вольтметрами, а в левой — автономные параметры e и J , которые для каждой группы полюсов соответствуют при данном значении задающего напряжения E_k , определенному месту повреждения. Таким образом, для строк, относящихся к поврежденному проводу в фазных координатах или поврежденной линии в схеме замещения для симметричных составляющих, определенное отношение автономных параметров e из двух уравнений (10) однозначно соответствует определенному месту повреждения. Аналогичное соотношение соблюдается и для автономных параметров J . Следовательно, имея предварительно рассчитанные отношения автономных параметров для любого поврежденного полюса многополюсника [строк уравнений (10)] применительно к определенным точкам схемы, получаем зависимости:

$$k_e = \frac{e'_n}{e''_{n,n}} = f(l); \quad (11)$$

$$k_J = \frac{J'_n}{J''_{n,n}} = f(l), \quad (12)$$

которые соответствуют одной и той же точке по-вреждения.

Таким образом, задача определения места короткого замыкания заключается в нахождении расчетным путем или с помощью модели отношений (11) или (12) для ряда точек повреждения, равномерно распределенных вдоль линии. По показаниям фиксирующих приборов, установленных на обоих концах ВЛ, согласно (9) и (10) находятся значения J или e . По найденным значениям отношений k_e

или k_e по характеристике $l=f(k_J)$ или $l=f(k_e)$ определяется расстояние до места повреждения. Поскольку определяется расстояние l на магистральной части линии, что решение является однозначным.

Место повреждения расположено на том участке линии, на котором по измерениям фиксирующих приборов соблюдаются условия:

$$\left(\frac{\dot{e}'_{\text{п.п.}}}{\dot{e}''_{\text{п.п.}}} \right)_n < k_e < \left(\frac{\dot{e}'_{\text{п.п.}}}{\dot{e}''_{\text{п.п.}}} \right)_k; \quad (13)$$

$$\left(\frac{\dot{j}'_{\text{п.п.}}}{\dot{j}''_{\text{п.п.}}} \right)_n < k_J < \left(\frac{\dot{j}'_{\text{п.п.}}}{\dot{j}''_{\text{п.п.}}} \right)_k, \quad (14)$$

где индексы « n » и « k » относятся соответственно к началу и концу поврежденного участка.

Способ активного многополюсника требует большего объема предварительных расчетов, чем способ сравнения расчетных напряжений. Однако при этом уменьшается количество расчетных операций, выполняемых после получения результатов измерения аварийных токов и напряжений. Для различных условий конкретных сетей может оказаться предпочтительным как тот, так и другой способ.

Частные случаи. Рассмотрим некоторые частные случаи определения места повреждения при однофазных коротких замыканиях на землю применительно к схемам замещения нулевой последовательности. Предполагается, что участок ответвления до места установки трансформатора короткий (не более 5–10 км), а сопротивление самого ответвления постоянно.

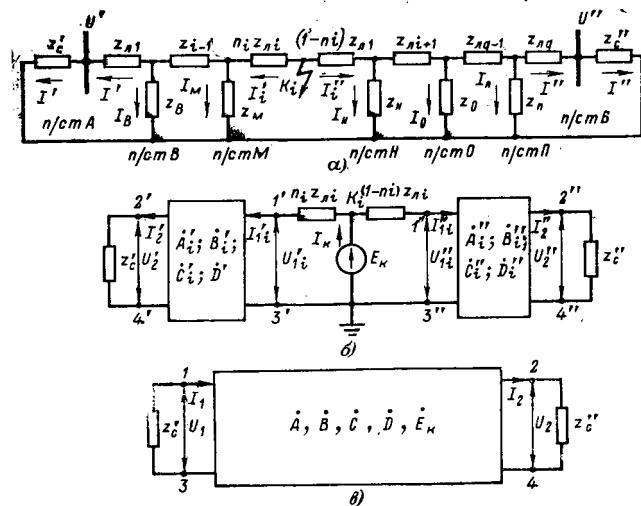


Рис. 2. Одиночная линия с несколькими ответвлениями.
а — схема замещения нулевой последовательности; б — линия в виде двух пассивных четырехполюсников; в — линия в виде одного активного четырехполюсника.

При коротком замыкании на землю i -го участка ВЛ получаем схему замещения нулевой последовательности, показанную на рис. 2,а.

На схеме и в тексте приняты следующие обозначения:
 z'_c и z''_c — сопротивления сетей, примыкающих к концам ВЛ, ом;

$z_{n1}, z_{n2}, \dots, z_{nq}$ — сопротивления 1-го, 2-го, ..., q -го участков линии, ом;

L_1, L_2, \dots, L_q — длины участков 1, 2, ..., q линии, км.

Таблица 1

Параметры	Поврежденный участок		
	1	2	3
A'	1	1	$\frac{z_{n2} + z_B}{z_B}$
B'	0	z_{n1}	$\frac{z_{n1} z_{n2} + z_{n1} z_B + z_{n2} z_B}{z_B}$
C'	0	$\frac{1}{z_B}$	$\frac{z_{n2} + z_B + z_\Gamma}{z_B z_\Gamma}$
D'	1	$\frac{z_{n1} + z_B}{z_B}$	$\frac{z_{n1} z_{n2} + z_{n1} z_B + z_{n1} z_\Gamma + z_{n2} z_\Gamma + z_B z_\Gamma}{z_B z_\Gamma}$
A''	$\frac{z_{n2} + z_\Gamma}{z_\Gamma}$	1	1
B''	$\frac{z_{n2} z_{n3} + z_{n3} z_\Gamma + z_{n2} z_\Gamma}{z_\Gamma}$	z_{n3}	0
C''	$\frac{z_{n2} + z_B + z_\Gamma}{z_B z_\Gamma}$	$\frac{1}{z_\Gamma}$	0
D''	$\frac{z_{n1} z_\Gamma + z_{n1} z_{n2} + z_{n2} z_\Gamma + z_{n2} z_B + z_B z_\Gamma}{z_B z_\Gamma}$	$\frac{z_{n1} + z_\Gamma}{z_\Gamma}$	1

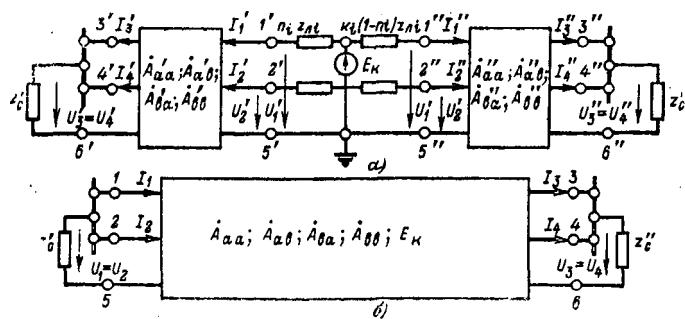


Рис. 3. Схемы двух параллельных линий с ответвлениями. а — в виде двух пассивных шестиполюсников; б — в виде одного активного шестиполюсника.

Рассматриваемая линия может быть изображена в виде двух пассивных четырехполюсников ($p=1$) и одного задающего напряжения E_k (рис. 2, б). В этом случае параметры четырехполюсника характеризуются постоянными коэффициентами A, B, C, D , равными соответственно параметрам A_{aa}, A_{ab}, A_{ba} и A_{bb} .

Тогда с учетом этих коэффициентов из (4) получаем:

$$I_1 = \frac{(\dot{A}'' + L_1 z_{\text{уд}} \dot{C}'') \dot{U}'_2 - \dot{A}' \dot{U}'_2 +}{z_{\text{уд}} (\dot{C}' \dot{U}'_2 + \dot{C}'' \dot{U}'_2 +)} \rightarrow \\ \rightarrow \frac{+ (\dot{B}'' + L_1 z_{\text{уд}} \dot{D}'') \dot{I}'_2 - \dot{B}' \dot{I}'_2 +}{+ \dot{D}' \dot{I}'_2 + \dot{D}'' \dot{I}'_2 +}. \quad (15)$$

В табл. I приведены значения постоянных коэффициентов четырехполюсников для линий с двумя ответвлениями при коротком замыкании на разных участках. Подставив эти значения в выражение (15), получим формулы для определения места повреждения на соответствующем участке. Из (5) с учетом указанных параметров четырехполюсников определяются расчетные напряжения U'_p и \dot{U}'_p , и в соответствии с неравенствами (6) находится поврежденный участок. Полученные формулы для определения места повреждения линии с одним ответвлением, как и формулы для линий с двумя и более ответвлениями, аналогичны известным выражениям [Л. 1]. Последние являются частным случаем выражения (15).

Рассмотрим способ определения поврежденного участка линии с несколькими ответвлениями с использованием активного четырехполюсника, внутри которого действует только одно задающее напряжение E_k (рис. 2, в). В соответствии с теоремой о компенсации заменим поочередно сопротивления z'_e и z''_e соответствующими напряжениями \dot{U}_1 и \dot{U}_2 . В этом случае получаем активные четырехполюсники, у которых к выходным зажимам включено задающее напряжение $E_1 = \dot{U}_1$ ($E_2 = \dot{U}_2$), а к выходным — сопротивление нагрузки z'_e (z''_e). Применим к активному четырехполюснику из выражений (9) и (10) с учетом отношений (11) и (12) получаем:

$$k_e = \frac{\dot{e}_1}{\dot{e}_2} = \frac{\dot{C} \dot{U}_1 - I_2 + \dot{A} \dot{U}_1}{\dot{C} \dot{U}_2 - I_1 + \dot{D} I_2} = f(l); \quad (16)$$

$$k_j = \frac{\dot{J}}{\dot{J}_2} = \frac{\dot{D} \dot{U}_1 - \dot{U}_2 + B I_1}{\dot{A} \dot{U}_2 - \dot{U}_1 + \dot{B} I_2} = f(l). \quad (17)$$

Формулы (16) и (17) эквивалентны. Каждая из них позволяет независимо друг от друга найти поврежденный участок.

Для этой цели, как отмечалось выше, необходимо иметь предварительно рассчитанные отношения параметров e и J при коротких замыканиях в характерных местах линии. Применим к рассматриваемым линиям такими характерными местами являются ответвления к подстанциям. Участок, где произошло короткое замыкание, определяется сравнением отношения $k_e(k_j)$, вычисленного по показаниям фиксирующих приборов, с заранее рассчитанными значениями отношения для мест ответвления. Тогда для линии с двумя ответвлениями (три участка) получаем:

для первого участка

$$k_e(k_j) < k_e^B(k_j^B);$$

для второго

$$k_e^B(k_j^B) < k_e(k_j) < k_e^G(k_j^G);$$

для третьего

$$k_e(k_j) > k_e^G(k_j^G),$$

где $k_e^B(k_j^B)$, $k_e^G(k_j^G)$ — расчетные отношения, определенные предварительно для мест ответвления соответственно к подстанциям B и G .

Для двух параллельных линий с ответвлениями при коротком замыкании на землю на i -м участке одной из линий схема может быть представлена двумя пассивными шестиполюсниками ($p=2$), примыкающими слева и справа к месту повреждения (рис. 3, а). Место повреждения на участке определяется согласно уравнениям (4), при этом параметры $|A|$ должны быть предварительно рассчитаны.

Уравнения для определения места повреждения на участке применимы как при параллельной, так и при раздельной работе линий по концам. В обоих случаях необходимо знать направление токов и напряжений обеих ВЛ. При наличии общих шин напряжения полюсов каждой группы одинаковы ($\dot{U}'_3 = \dot{U}'_4$ и $\dot{U}''_3 = \dot{U}''_4$), и соотношения упрощаются. Преобразовав матричные уравнения (9) и (10) в скалярные с учетом выражений (11) и (12), получаем (рис. 3, б):

для линии I

$$k_e^I = \frac{\dot{e}_1}{\dot{e}_3} = \\ = \frac{\dot{U}_1 - z_{11} I_1 - z_{12} I_2 - z_{13} I_3 - z_{14} I_4}{\dot{U}_3 - z_{31} I_1 - z_{32} I_2 - z_{33} I_3 - z_{34} I_4} = f_1(l); \quad (19)$$

для линии II

$$k_e^{II} = \frac{\dot{e}_2}{\dot{e}_4} = \\ = \frac{\dot{U}_2 - z_{21} I_1 - z_{22} I_2 - z_{23} I_3 - z_{24} I_4}{\dot{U}_4 - z_{41} I_1 - z_{42} I_2 - z_{43} I_3 - z_{44} I_4} = f_2(l).$$

Аналогичные выражения получаются по отношению задающих токов I_i соответствующих полюсов.

При включении фиксирующих приборов на сумму токов обеих линий и параллельной работе ВЛ шестиполюсник преобразовывается в активный четырехполюсник (рис. 2, в). В этом случае направление токов учитывается автоматически. Применим к полученному четырехполюснику выражения (16) и (17) преобразовываемся:

$$k_e = \frac{\dot{e}'}{\dot{e}''} = \frac{\dot{C} \dot{U}' - I''_2 + \dot{A} I'_2}{\dot{C} \dot{U}'' - I'_2 + \dot{D} I''_2} = f(l); \quad (20)$$

$$k_j = \frac{\dot{J}'}{\dot{J}''} = \frac{\dot{D} \dot{U}' - \dot{U}'' + \dot{B} I'_2}{\dot{A} \dot{U}'' - \dot{U}' + \dot{B} I''_2} = f(l),$$

где \dot{U}' и \dot{U}'' — напряжения на шинах противоположных подстанций, связываемых ВЛ; I'_2 и I''_2 — сумма токов на обоих концах параллельных линий.

Пример. Для двухцепных параллельных линий 220 кв (рис. 4) составить методику определения мест коротких за-

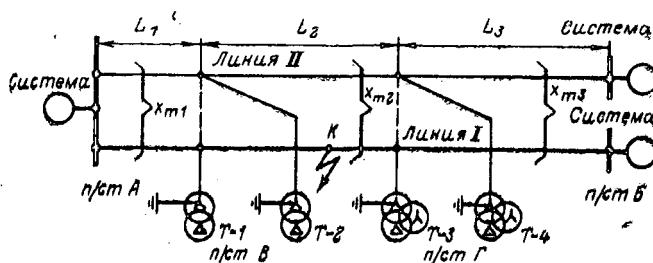
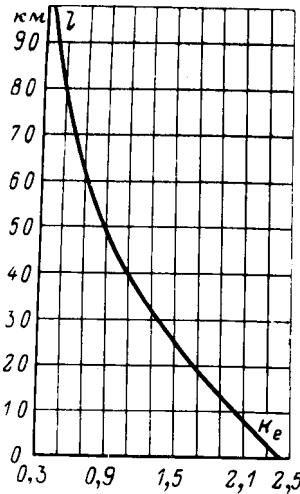


Рис. 4. Схема двухцепных параллельных линий.

Таблица 2

$x_{11}, 10^3, \text{ом}$	$x_{12}, 10^3, \text{ом}$	$x_{13}, 10^3, \text{ом}$	$x_{14}, 10^3, \text{ом}$	$x_{21}, 10^3, \text{ом}$	$x_{22}, 10^3, \text{ом}$	$x_{23}, 10^3, \text{ом}$	$x_{31}, 10^3, \text{ом}$	$x_{32}, 10^3, \text{ом}$	$x_{33}, 10^3, \text{ом}$	$x_{34}, 10^3, \text{ом}$	$x_{41}, 10^3, \text{ом}$	$x_{42}, 10^3, \text{ом}$	$x_{43}, 10^3, \text{ом}$	$x_{44}, 10^3, \text{ом}$	
0,083	0,442	0,192	2,08	0,442	0,083	2,08	0,192	0,192	2,08	0,094	0,431	2,08	0,192	0,431	0,094

Рис. 5. Характеристика $l=f(ke)$.

или по данным измерений на модели линий при подаче в различные точки ВЛ, равномерно распределенные вдоль линий, задающего напряжения E_k , произвольной величины (в нашем примере $E_k=10$ в). Данные расчета пассивных параметров шестиполосника рассматриваемых ВЛ приведены в табл. 2. Расчетная характеристика $l=f(ke)$ показана на рис. 5.

Для определения места повреждения по измерениям, фиксирующих приборов, воспользуемся выражениями (19). Подставив в них значения пассивных параметров шестиполосника рассматриваемых ВЛ приведены в табл. 2, с учетом направления токов получаем для линии I:

$$\begin{aligned} \dot{k}_e^I = \frac{\dot{e}_2}{\dot{e}_4} = \frac{\dot{U}' - 0,44 \cdot 10^3 \dot{i}_1 + 0,08 \cdot 10^3 \dot{i}_2 +}{\dot{U}''_I + 2,08 \cdot 10^3 \dot{i}_1 - 0,19 \cdot 10^3 \dot{i}_2 -} \\ \rightarrow \frac{+2,08 \cdot 10^3 \dot{i}_3 - 0,19 \cdot 10^3 \dot{i}_4}{-0,43 \cdot 10^3 \dot{i}_3 + 0,09 \cdot 10^3 \dot{i}_4} = f_1(l). \end{aligned} \quad (\text{П-1})$$

Аналогично для линии II после упрощения получаем:

$$\begin{aligned} \dot{k}_e^{II} = \frac{\dot{e}_1}{\dot{e}_3} = \\ = \frac{10^{-3} \dot{U}' + 0,08 \dot{i}_1 - 0,44 \dot{i}_2 - 0,19 \dot{i}_3 + 2,08 \dot{i}_4}{10^{-3} \dot{U}''_{II} - 0,19 \dot{i}_1 + 2,08 \dot{i}_2 + 0,09 \dot{i}_3 - 0,43 \dot{i}_4} = f_2(l), \end{aligned} \quad (\text{П-2})$$

где I_1, I_2, I_3, I_4 — показания фиксирующих амперметров на противоположных подстанциях; $\dot{U}', \dot{U}''_I, \dot{U}''_{II}$ — показания фиксирующих вольтметров на шинах 220 кв подстанций А и Б. Таким образом, рассчитав по выражениям (П-1) или (П-2) значения k_e для линии I или линии II по характеристике $l=f(ke)$ определяется расстояние от подстанции А до места короткого замыкания на одной или другой линии.

Из рассмотрения характеристики $l=f(ke)$ видно, что она носит монотонный характер, и ее можно аппроксимировать, что позволяет упростить выражение для определения мест повреждения. В более сложных случаях (многоцепные параллельные линии с большим числом ответвлений) выражение типа (П-1) получается более громоздким. Здесь целесообразно использовать составление зависимости расстояния l от значений матриц токов и напряжений с помощью ЦВМ. Как показывают расчеты, при наличии ЦВМ на диспетчерском пункте (или при телетайпной связи с местом установки ЦВМ) время определения расстояния до места повреждения не превышает нескольких секунд, а при наличии автоматического ввода информации — всего 40—60 сек.

ЛИТЕРАТУРА

1. Розенкапп М. П., Определение места замыкания на землю по токам и напряжениям нулевой последовательности на линиях электропередачи с ответвлениями, «Электричество», 1966, № 11.
2. Клейнер В. М., Метод отыскания замыкания на землю на линиях с ответвлениями, «Электричество», 1966, № 11.
3. Моралев Н. А., Номограммы для определения места повреждения на линиях электропередачи 110—220 кв с несколькими ответвлениями, «Электрические станции», 1967, № 8.
4. Нестеров Н. В., Методы отыскания места повреждения на линиях 110—220 кв, «Электрические станции», 1969, № 7.
5. Зелях Э. В., Основы общей теории линейных электрических схем, Изд. АН СССР, 1951.
6. Гантмахер Ф. Р., Теория матриц, изд-во «Наука», 1967.
7. Шалыт Г. М., Учет несимметрии линий при определении места повреждения с помощью фиксирующих приборов, «Труды ВНИИЭ», вып. 42, изд-во «Энергия», 1970.

[27.5.1971]

◇ ◇ ◇

Советские ученые, конструкторы, инженеры, техники, изобретатели и рационализаторы! Активно претворяйте в жизнь поставленные XXIV съездом КПСС задачи по ускорению научно-технического прогресса! Всемерно укрепляйте связь науки с производством! Быстрее внедряйте в народное хозяйство новейшие достижения науки и техники!

(Из Призывов ЦК КПСС к 54-й годовщине Великой Октябрьской социалистической революции)

Фильтры симметричных составляющих в цепях с дистанционными датчиками

Доктор техн. наук И. М. СИРОТА

Киев

и канд. техн. наук В. М. ШУРИН

Одесса

В некоторых устройствах релейной защиты и автоматики, а также для определения места повреждения на ВЛ и других целей требуется контроль симметричных составляющих токов различных последовательностей. Обычно для этого используются фильтры симметричных составляющих, присоединяемые к фазным трансформаторам тока общепринятого выполнения [Л. 1]. Однако с ростом напряжений ВЛ стоимость и габариты трансформаторов тока настолько возрастают, что их применение во многих случаях становится невыгодным и технически нецелесообразным. В связи с этим в настоящее время вместо обычных трансформаторов тока начинают применять дистанционные токоизмерительные устройства, из которых наиболее простыми являются индукционные датчики (контуры) различных типов, помещаемые под проводами ВЛ.

С помощью индукционных датчиков осуществляется измерение фазных токов линии или некоторых их комбинаций [Л. 2—4], токов нулевой [Л. 5], а также прямой и обратной [Л. 6 и 7] последовательностей. В дальнейшем фильтры симметричных составляющих токов на дистанционных датчиках могут найти применение также в схемах защиты крупных электрических машин, где использование обычных трансформаторов тока наталкивается на известные затруднения. Однако в указанных выше статьях не дана общая теория построения фильтров симметричных составляющих различных типов на дистанционных датчиках.

В настоящей статье рассматривается реализация достаточно точного фильтра токов симметричных составляющих прямой, обратной или нулевой последовательности.

Фильтр симметричных составляющих либо комбинированного фильтра с заданным соотношением выходных напряжений, пропорциональных токам различных последовательностей на трех датчиках (контурах), помещаемых под (или над) токопроводами трехфазной цепи. В отличие от известных фильтров симметричных составляющих, в которых используются э. д. с., наиводимые в каждом трансформаторе тока током лишь одной фазы, в рассматриваемом устройстве используются э. д. с., индуцируемые в каждом контуре токами трех фаз.

Во многих случаях в открытых распределительных устройствах подстанций, вблизи отделителей и разъединителей, где удобнее всего помещать дистанционные датчики, провода контролируемой трехфазной цепи расположены в горизонтальной плоскости. Однако встречаются и другие расположения проводов на участке, предназначенном для установки датчиков, к которым могут быть присоединены рассматриваемые фильтры. В общем случае при различном расположении расстояния между токопроводами трех фаз и соответствующими датчиками, а следовательно, и коэффициенты взаимоиндукции между ними могут быть разными.

Фильтры могут быть осуществлены на датчиках различной конструкции, например при отсутствии близко расположенных других линий — на простейших контурах типа «Рамка». В противном случае оптимальным с точки зрения ограничения помех от посторонних электрических цепей является датчик с U-образным сердечником и дифференциальными обмотками [Л. 5].

Каждый фильтр состоит из трех преобразователей, присоединяемых соответственно к трем дистан-

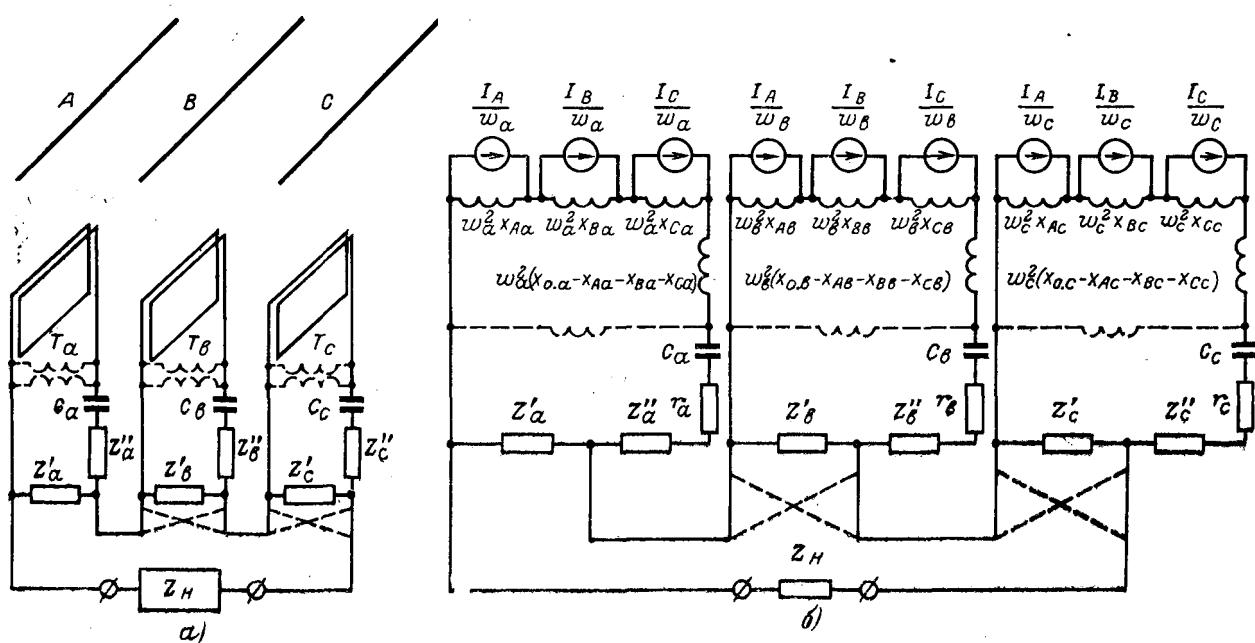


Рис. 1. Общая схема фильтра симметричных составляющих на дистанционных датчиках тока (а) и ее схема замещения (б).

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

циональным токоизмерительным датчикам a , b , c , расположенным, например, под проводами трехфазной линии передачи. Выходные цепи преобразователей соединяются между собой последовательно и включаются на нагрузку Z_n (рис. 1, а).

Индуктируемые в датчиках э. д. с. E_a , E_b и E_c изменяются с помощью упомянутых преобразователей по величине и углу таким образом, что действительное напряжение на зажимах фильтра при отключенной нагрузке

$$\dot{U} = K_1 \dot{I}_1 + K_2 \dot{I}_2 + K_0 \dot{I}_0, \quad (1)$$

где K_1 , K_2 , K_0 — комплексные множители, заданные с учетом параметров защитных или автоматических устройств, присоединяемых к фильтру. Каждый из этих множителей представляет собой составляющую напряжения фильтра, отнесенную к току соответствующей последовательности в линии ($K_1 = \frac{\dot{U}_1}{I_1}$ и т. д.).

Ниже приведено доказательство возможности указанного преобразования.

Обозначим сопротивления взаимоиндукции между проводами ВЛ и датчиками, приведенные к одному витку обмотки, через x_{Aa} , x_{Ba} , x_{Ca} , x_{Ab} , x_{Bb} , x_{Cb} , x_{Ac} , x_{Bc} , x_{Cc} . В индексах этих обозначений первая буква соответствует влияющей фазе, а вторая — одному из датчиков. Каждое сопротивление пропорционально соответствующему коэффициенту взаимоиндукции: $x_{Aa} = \omega M_{Aa}$ и т. д. Введем в рассмотрение также условные комплексные сопротивления взаимоиндукции для датчика a :

$$\left. \begin{aligned} Z_{a1} &= j(x_{Aa} + a^2 x_{Ba} + a x_{Ca}); \\ Z_{a2} &= j(x_{Aa} + a x_{Ba} + a^2 x_{Ca}); \\ Z_{a0} &= j(x_{Aa} + x_{Ba} + x_{Ca}). \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Условные сопротивления для остальных датчиков Z_{b1} , Z_{b2} , Z_{b0} , Z_{c1} , Z_{c2} , Z_{c0} определяются аналогично. Имея в виду известное разложение токов I_A , I_B , I_C на симметричные составляющие (причем считаем фазу A основной), запишем выражение приведенной к одному витку э. д. с., индуктируемой в датчике a :

$$\dot{E}_a = j(I_A x_{Aa} + I_B x_{Ba} + I_C x_{Ca}) = I_{1A} Z_{a1} + I_{2A} Z_{a2} + I_{0A} Z_{a0}.$$

Аналогично для датчиков b и c

$$\dot{E}_b = I_{1B} Z_{b1} + I_{2B} Z_{b2} + I_{0B} Z_{b0};$$

$$\dot{E}_c = I_{1C} Z_{c1} + I_{2C} Z_{c2} + I_{0C} Z_{c0}.$$

Следовательно, напряжение на зажимах фильтра

$$\begin{aligned} \dot{U} &= \dot{E}_a K_a + \dot{E}_b K_b + \dot{E}_c K_c = I_{1A} (Z_{a1} K_a + Z_{b1} K_b + Z_{c1} K_c) + \\ &+ I_{2A} (Z_{a2} K_a + Z_{b2} K_b + Z_{c2} K_c) + I_{0A} (Z_{a0} K_a + Z_{b0} K_b + \\ &+ Z_{c0} K_c) = K_1 I_{1A} + K_2 I_{2A} + K_0 I_{0A}. \end{aligned}$$

В этом выражении числа витков обмоток датчиков учитываются в коэффициентах K_a , K_b , K_c , K_1 , K_2 , K_0 и, следовательно, напряжение U уже является действительным, а не приведенным к одному витку. Приравнивая множители при одинаковых составляющих I_{1A} , I_{2A} или I_{0A} , находим необходимые коэффициенты преобразования

$$K_a = \frac{\Delta_a}{\Delta}; \quad K_b = \frac{\Delta_b}{\Delta}; \quad K_c = \frac{\Delta_c}{\Delta}, \quad (3)$$

где

$$\Delta = \begin{vmatrix} Z_{a1} & Z_{b1} & Z_{c1} \\ Z_{a2} & Z_{b2} & Z_{c2} \\ Z_{a0} & Z_{b0} & Z_{c0} \end{vmatrix};$$

а Δ_a , Δ_b , Δ_c — определители, получающиеся в результате замены в Δ столбца сопротивлений соответственно с индексами a , b или с заданными коэффициентами K_1 , K_2 , K_0 .

Таким образом, зная сопротивления взаимоиндукции меж-

ду проводами ВЛ и датчиками (найденные расчетным или опытным путем) и задавшись требуемыми K_1 , K_2 , K_0 , можно рассчитать необходимые коэффициенты преобразования K_a , K_b , K_c . Эти коэффициенты реализуются путем определенного выбора чисел витков датчиков и схемного выполнения преобразователей.

В общем случае преобразователи (рис. 1, а) содержат по два комплексных сопротивления Z'_a и Z''_a , Z'_b и Z''_b , Z'_c и Z''_c , а также в некоторых случаях для обеспечения определенных выходных величин преобразователей (при заданном числе витков обмоток датчиков) — промежуточные трансформаторы T_a , T_b , T_c . Для повышения мощности фильтра предусматриваются конденсаторы C_a , C_b , C_c , компенсирующие при рабочей частоте индуктивность самоиндукции каждого датчика или при наличии промежуточного трансформатора — реактивную составляющую общего сопротивления датчика и трансформатора.

Обозначим числа витков обмоток датчиков при отсутствии трансформаторов T_a , T_b , T_c через w_a , w_b , w_c . Принимаем, что при наличии этих трансформаторов произведение числа витков обмотки каждого датчика на коэффициент трансформации соответствующего трансформатора должно быть равно тем же числам w_a , w_b и w_c .

На рис. 1, б представлена схема замещения дистанционных датчиков и фильтра, вытекающая из дифференциальных уравнений общей схемы (рис. 1, а). Заметим, что данная схема замещения не зависит от взаимного расположения проводов и датчиков.

Как видно из схемы (рис. 1, б), э. д. с. в обмотке каждого датчика создается тремя источниками тока, например в обмотке w_b источниками $\frac{I_A}{w_b}$, $\frac{I_B}{w_b}$, $\frac{I_C}{w_b}$, присоединенными параллельно к приведенным сопротивлениям взаимоиндукции $w_b^2 x_{Ab}$, $w_b^2 x_{Bb}$, $w_b^2 x_{Cb}$. Последовательно с этими сопротивлениями оказывается включенным условное индуктивное сопротивление $w_b^2 (x_{0b} - x_b - x_b - x_{Cb})$, представляющее собою разность приведенного сопротивления самоиндукции дистанционного датчика и сопротивлений взаимоиндукции его с первичными токопроводами [Л. 3]. Заметим, что в x_{0b} учитываются сопротивления рассеяния обмотки датчика.

Электродвижущая сила, создаваемая в датчике каждым источником тока, равна произведению тока на соответствующее сопротивление взаимоиндукции. В частном случае удаления провода одной из фаз на бесконечность соответствующее сопротивление взаимоиндукции и э. д. с. становятся равными нулю, а э. д. с., индуктируемые токами других фаз, не изменяются. При замкнутой вторичной цепи падения напряжения в сопротивлениях взаимоиндукции от вторичных токов трех фаз компенсируются отрицательными падениями напряжения от тех же токов в составляющих условного сопротивления ($-x_{Ab}$, $-x_{Bb}$, $-x_{Cb}$).

На схеме замещения во вторичную цепь датчика последовательно включены упомянутая компенсирующая емкость C_b и сопротивление r_b , которое при отсутствии промежуточного трансформатора равно активному сопротивлению обмотки датчика. При

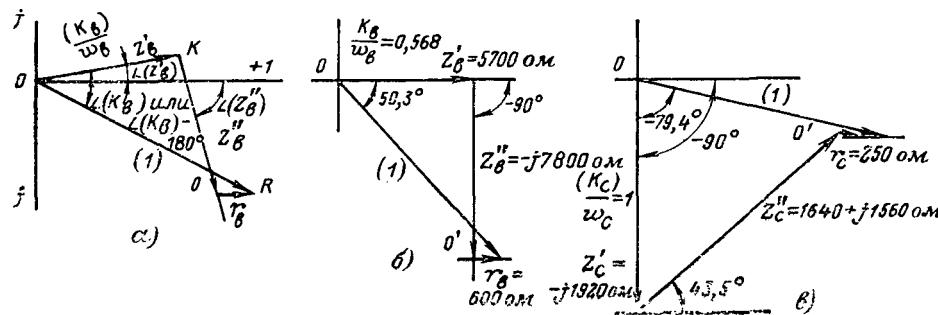


Рис. 2. Графическое определение комплексных сопротивлений в плечах преобразователей.

а — общий случай; б — определение сопротивлений для преобразователя *b* фильтра токов обратной последовательности; в — то же для преобразователя *c*.

наличии трансформатора T_b в схеме замещения должна быть дополнительно учтена его суммарная индуктивность намагничивания и рассеяния,ложенная штриховыми линиями. В этом случае сопротивление r_b принимается равным сумме активных сопротивлений датчика и трансформатора, приведенных к его вторичной обмотке, причем приближенно считаем, что это сопротивление включено во вторичную цепь трансформатора.

Имея в виду, что, например, для преобразователя *b* коэффициент

$$K_b = \frac{\dot{E}_b}{\dot{E}_b} = \frac{\omega_b Z'_b}{Z'_b + Z''_b + r_b},$$

находим, что при заданном r_b он может быть получен путем соответствующего выбора числа витков w_b , сопротивлений Z'_b , Z''_b и полярности включения выходных зажимов преобразователя. Важно отметить, что при принятой выше компенсации индуктивностей реализация коэффициента K_b не зависит от сопротивлений самоиндукции и взаимоиндукции датчика.

При включенной нагрузке фильтра в ней выделяется полная мощность (в а)

$$P_n = \left| \frac{(K_1 I_{1A} + K_2 I_{2A} + K_0 I_{0A})^2 Z_n}{(Z_n + Z_{n\Phi})^2} \right|, \quad (4)$$

где $Z_{n\Phi}$ — эквивалентное внутреннее сопротивление фильтра со стороны его выходных зажимов:

$$\begin{aligned} Z_{n\Phi} = & \frac{Z'_a (Z''_a + r_a)}{Z'_a + Z''_a + r_a} + \frac{Z'_b (Z''_b + r_b)}{Z'_b + Z''_b + r_b} + \\ & + \frac{Z'_c (Z''_c + r_c)}{Z'_c + Z''_c + r_c} = \frac{K_a}{w_a} (Z''_a + r''_a) + \\ & + \frac{K_b}{w_b} (Z''_b + r_b) + \frac{K_c}{w_c} (Z''_c + r_c). \quad (5) \end{aligned}$$

Из (4) и (5) видно, что для получения от фильтра наибольшей мощности необходимо стремиться по возможности к небольшому по величине сопротивлению $Z_{n\Phi}$, а следовательно, к небольшим абсолютным величинам сопротивлений $|Z''_a|$, $|Z''_b|$, $|Z''_c|$ и $|Z'_a|$, $|Z'_b|$, $|Z'_c|$. Однако уменьшение этих величин ограничивается необходимостью получения определенных модулей и углов комплексных коэффициентов K_a , K_b , K_c при конструктивно приемлемом выполнении схемы.

Для обеспечения достаточной точности фильтра желательно, чтобы сопротивления, например $|Z'_b|$, $|Z''_b|$, были соизмеримы между собою и вместе с тем велики по сравнению с r_b . Последнее важно в связи с тем, что изменение сопротивления r_b под

влиянием колебаний окружающей температуры приводят к отклонениям коэффициента K_b от расчетного и, следовательно, к возникновению напряжения небаланса фильтра. Следует также иметь в виду, что для возможности уменьшения сопротивлений $|Z'_b|$, $|Z''_b|$ требуется увеличение числа витков w_b (см. ниже), а слишком большое число витков может привести к нарушению правильной работы фильтра из-за влияния междувитковых емкостей.

С другой стороны, при слишком малом числе w_b необходимое преобразование может вообще не получиться (например, формально-математически может потребоваться отрицательная активная составляющая сопротивления Z'_b или Z''_b).

Практически удобно выбрать комплексные сопротивления Z'_b , Z''_b графически, как описано ниже, предварительно задавшись их конструктивным выполнением и фазовыми углами, при которых может быть осуществлено необходимое преобразование. Задаемся также числом витков w_b , находим $\frac{K_b}{w_b}$ и расчетное сопротивление r_b .

Из начала координат комплексной плоскости (рис. 2, а) строим в произвольном масштабе вектор \overline{OK} , модуль которого равен $\frac{|K_b|}{w_b}$, а угол равен $\angle(Z'_b)$. В том же масштабе строим

вектор \overline{OR} с модулем, равным единице, отстающий от \overline{OK} на расчетный угол $\angle(K_b)$, если $270^\circ \leq \angle(K_b) \leq 90^\circ$ или на угол $(\angle(K_b) - 180^\circ)$ в случае, когда $270^\circ > \angle(K_b) > 90^\circ$. Далее через конец вектора \overline{OR} проводим прямую $O'R$, параллельную оси вещественных величин, а из конца вектора \overline{OK} прямую по углом $\angle(Z''_b)$ к вещественной оси до пересечения с прямой $O'R$ в точке O' .

Имея в виду соотношение

$$\frac{K_b}{w_b} = \frac{\overline{OK}}{\overline{OR}} = \frac{Z'_b}{Z'_b + Z''_b + r_b},$$

находим, что вектор \overline{OK} представляет собой в некотором (пока неизвестном) новом масштабе сопротивление Z'_b , а вектор \overline{OR} — сумму сопротивлений $Z'_b + Z''_b + r_b$. Очевидно, разность векторов $\overline{OR} - \overline{OK}$ должна быть равна $Z''_b + r_b$ и, следовательно, полученные в результате построения векторы $\overline{KO'}$ и $\overline{O'R}$ соответствуют сопротивлениям Z''_b и r_b . По заданной ранее расчетной величине r_b определяем масштаб сопротивлений и находим искомые величины $|Z'_b|$, $|Z''_b|$.

Заметим, что построенный описанным способом замкнутый многоугольник (рис. 2, а) представляет собой в соответствующем масштабе также векторную диаграмму напряжений фильтра при заданных токах в линии. При этом вектор \overline{OR} соответствует э. д. с. датчика $E_b w_b$, а векторы \overline{OK} , $\overline{KO'}$ и $\overline{O'R}$ — падениям напряжения в сопротивлениях Z'_b , Z''_b , r_b .

Если полученные в результате описанного графического построения величины сопротивлений по той или иной причине неприемлемы, следует повторить это построение, задавшись другим числом витков.

В тех случаях, когда расчетные углы двух преобразователей, например, a и b находятся оба в правой полуплоскости, например $270^\circ \leq \angle |K_b| \leq 90^\circ$ и $270^\circ \leq \angle |K_a| \leq 90^\circ$, или оба в левой полуплоскости, выходные зажимы этих преобразователей соединяются между собою, как показано на схеме рис. 1 сплошными линиями. В противном случае, например, когда $270^\circ > \angle |K_b| > 90^\circ$, а угол $270^\circ \leq \angle |K_a| \leq 90^\circ$, причем сопротивления Z'_b , Z''_b выбраны, как описано выше, полярность включения выхода преобразователя b по отношению к выходу преобразователя a изменяется на противоположную (штриховые линии).

Параметры остальных преобразователей фильтра выбираются аналогично изложенному.

Ввиду неточностей, неизбежных при расчете и изготовлении фильтра, следует предусматривать возможность регулировки комплексных сопротивлений в плечах преобразователей.

Если не предъявляются определенные требования к фазовому углу выходного напряжения фильтра, можно осуществить его лишь с двумя парами комплексных сопротивлений, например Z'_b , Z''_b и Z'_c , Z''_c , принимая $Z'_a = \infty$, $Z''_a = 0$. В этом случае, в отличие от выражений (3), комплексные коэффициенты преобразования определяются по следующим формулам:

$$K_a = w_a; \quad K_b = w_a \frac{\Delta_b}{\Delta_a}; \quad K_c = w_a \frac{\Delta_c}{\Delta_a}. \quad (6)$$

Следовательно, для осуществления фильтра любого типа достаточно, задавшись числом витков w_a , выполнить определенные соотношения величин Δ_a , Δ_b , Δ_c , для чего необходимо соответственно выбрать комплексные сопротивления в цепях преобразователей b , c . В частности, для фильтра токов обратной последовательности ($K_1 = 0$, $K_0 = 0$) должно быть:

$$\left. \begin{aligned} K_b &= w_a \frac{Z_{a1}Z_{c0} - Z_{c1}Z_{a0}}{Z_{c1}Z_{b0} - Z_{b1}Z_{c0}}; \\ K_c &= w_a \frac{Z_{b1}Z_{a0} - Z_{a1}Z_{b0}}{Z_{c1}Z_{b0} - Z_{b1}Z_{c0}}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Очевидно, при данном упрощенном выполнении фильтра остаются в силе общие выражения (4) и (5), а также описанная методика выбора сопротивлений в цепях преобразователей b , c .

Пример. Рассмотрим выполнение фильтра токов обратной последовательности с двумя преобразователями b , c на трех U-образных датчиках при расположении проводов контролируемой ВЛ в горизонтальной плоскости. Принимаем размеры датчиков согласно [Л. 8], расстояния между соседними фазами линии 5 м, а между плоскостью проводов и датчиками 4 м. При этих условиях приведенные к одному витку сопротивления взаимоиндукции и самоиндукции датчиков равны нижеследующим [Л. 8]: $x_{Aa} = x_{Bb} = x_{Cc} = 0,148 \cdot 10^{-5}$ ом/вит²; $x_{Ba} = x_{Bc} = x_{Ab} = x_{Cb} = 0,0305 \cdot 10^{-5}$ ом/вит²; $x_{Ac} = x_{Ca} = 0,005 \cdot 10^{-5}$ ом/вит²; $x_{Ba} = x_{Bb} = x_{Bc} = 16,1 \cdot 10^{-5}$ ом/вит².

Из уравнений (2) получаем:

$$Z_{a1} = 0,132 \cdot 10^{-5} e^{j80,4^\circ}; \quad Z_{a2} = 0,132 \cdot 10^{-5} e^{j99,6^\circ}; \quad Z_{a0} = 0,1835 \times 10^{-5} e^{j90^\circ} \text{ и аналогично: } Z_{b1} = 0,117 \cdot 10^{-5} e^{j330^\circ}; \quad Z_{b2} = 0,117 \times 10^{-5} e^{j210^\circ}; \quad Z_{b0} = 0,209 \cdot 10^{-5} e^{j90^\circ}; \quad Z_{c1} = 0,132 \cdot 10^{-5} e^{j219,6^\circ}; \quad Z_{c2} = 0,132 \cdot 10^{-5} e^{j320,4^\circ}; \quad Z_{c0} = 0,1835 \cdot 10^{-5} e^{j10^\circ}; \quad \text{на основании (6) и (7) } K_a = w_a; \quad K_b = w_a 1,25 e^{j230,3^\circ}; \quad K_c = w_a e^{j100,6^\circ}.$$

Для проверки правильности вычисления этих коэффициентов подсчитаем составляющие напряжений прямой и нулевой последовательностей при $w_a = 5000$: $Z_{a1}K_a = 0,0066 \cdot e^{j80^\circ}$; $Z_{b1}K_b = 0,0066 \cdot e^{j200^\circ}$; $Z_{c1}K_c = 0,0066 e^{-j40^\circ}$; $Z_{a0}K_a = -0,00915 e^{j90^\circ}$; $Z_{b0}K_b = 0,0117 e^{-j40^\circ}$; $Z_{c0}K_c = 0,00915 e^{j191^\circ}$. Подстановка этих значений в выражение напряжений дает $U_1 \approx 0$.

$U_0 \approx 0$. Проходящие по линии токи обратной последовательности создадут на разомкнутых зажимах фильтра, относительное напряжение

$$\frac{U_2}{I_{2A}} = K_2 = Z_{a2}K_a + Z_{b2}K_b + Z_{c2}K_c = 0,019 e^{j81^\circ}.$$

Интересно отметить, что все составляющие напряжений U_1 и U_2 равны по абсолютной величине, что обусловлено принятым в данном случае симметричным расположением проводов фаз A и C относительно фазы B .

Для реализации рассчитанных коэффициентов преобразования K_b и K_c выбирайем в качестве сопротивлений Z''_b , Z''_c — емкости, Z'_b — резистор и Z''_c — дроссель с отношением индуктивного сопротивления к активному 0,95 (угол $(Z''_c) = 43,5^\circ$). Для простоты считаем, что в схеме фильтра не предусматриваются промтрансформаторы. Зададим числами витков $w_a = w_c = 5000$; $w_b = 11000$ и на основании имеющихся данных принимаем активные сопротивления обмоток датчиков $r_a = r_c = 250$ ом, $r_b = 600$ ом. По описанной выше методике строим векторные диаграммы (рис. 2, б и 2, с), причем принимаем, что вектор OR отстает от вектора OK у преобразователя b на угол $\angle (K_b) - 180^\circ = 50,3^\circ$; а у преобразователя c на угол $\angle (K_c) - 180^\circ = -79,4^\circ$.

Соответственно указанным выше сопротивлениям r_b , r_c определяем масштабы диаграммы и находим: $Z'_b = 5700$ ом; $Z''_b = -j7800$ ом; $Z'_c = -j1920$ ом; $Z''_c = 1640 + j1560$ ом. Мы здесь не останавливаемся на выборе компенсирующих емкостей C_a , C_b , C_c . Принимаем взаимные полярности соединения преобразователей, как указано выше, и в результате получаем схему фильтра токов обратной последовательности, представленную на рис. 3.

Согласно (5) эквивалентное сопротивление этого фильтра $Z_{\phi, \Phi} = 7100 e^{j35^\circ}$. Полная мощность (4), например при согласованной нагрузке $Z_H = Z_{\phi, \Phi}$ и токе $I_2 = 1000$ а, $P_H = 12,7$ Мвт.

Для построения фильтра токов нулевой последовательности при $K_a = w_a$ на основании (3) должно быть:

$$\left. \begin{aligned} K_b &= w_a \frac{Z_{c1}Z_{a2} - Z_{a1}Z_{c2}}{Z_{b1}Z_{c2} - Z_{c1}Z_{b2}}; \\ K_c &= w_a \frac{Z_{a1}Z_{b0} - Z_{b1}Z_{a0}}{Z_{b1}Z_{c2} - Z_{c1}Z_{b0}}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Подставляя в эти выражения величины сопротивлений из предыдущего примера, находим коэффициенты преобразования:

$$K_b = w_b = 0,78w_a; \quad K_c = w_c.$$

При наладке фильтров для уточнения параметров преобразователей в общем случае требуется проверить все сопротивления взаимоиндукции x_{Aa} , x_{Bb} ..., пропуская ток поочередно по токопроводу каждой фазы.

Однако в тех случаях, когда не требуется высокая точность устранения влияния токов нулевой последовательности, наладка фильтра обратной последовательности может быть довольно просто выполнена при симметричном токе в линии: замеряя величины и углы э. д. с., индуктируемых в датчиках, подбираем необходимые коэффициенты преобразования, при которых суммарное напряжение на выходе будет равно нулю (проверяется путем построения векторной диаграммы напряжений).

В частном случае симметричного расположения фаз A , B , C и дистанционных датчиков для осуществления фильтра токов нулевой последовательности

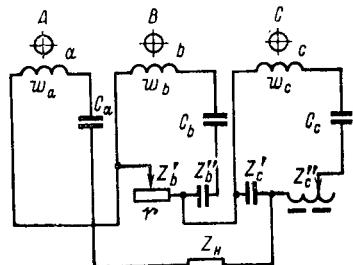


Рис. 3. Принципиальная схема фильтра токов обратной последовательности.

достаточно измерить комплексные значения тока в линии и э. д. с., индукируемых в датчиках при нормальном симметричном режиме. По данным этих измерений определяем:

$$Z_{a_1} = \frac{\dot{E}_{1a}}{I_{1A}}; \quad Z_{b_1} = \frac{\dot{E}_{1b}}{I_{1A}}; \quad Z_{c_1} = \frac{\dot{E}_{1c}}{I_{1A}}.$$

Далее, поскольку в рассматриваемом случае

$$x_{Aa} = x_{Cc}; \quad x_{Ca} = x_{Ac}; \quad x_{Ba} = x_{Bc},$$

находим:

$$Z_{a_2} = a^2 Z_{c_1}; \quad Z_{b_2} = a^2 Z_{b_1}; \quad Z_{c_2} = a^2 Z_{a_1}.$$

Подставляя эти значения комплексных сопротивлений в уравнения (8), найдем коэффициенты преобразования, необходимые для фильтра токов нулевой последовательности. При наладке фильтра проверяется отсутствие напряжения на выходе при симметричном токе в первичной цепи и нормальной схеме фильтра, а также при взаимной перемене мест подключения двух преобразователей: *a* и *c* (таким путем имитируется прохождение по линии токов обратной последовательности).

Макеты рассмотренных выше фильтров токов обратной, нулевой последовательностей, а также некоторых комбинированных фильтров были испытаны в лаборатории (причем дистанционные датчики имитировались соответственно подобранными трансреакторами). Кроме того, фильтр токов обратной последовательности был испытан на одной из действующих линий 110 кв. Испытания полностью подтвердили изложенные выше принципиальные положения и показали, что подобные фильтры могут быть использованы в устройствах релейной защиты с малым потреблением.

Измеренные при испытаниях напряжения небаланса фильтров разных типов при частоте 50 гц составляли 3—4 %.

Напряжение ненагруженного фильтра токов обратной последовательности, создаваемое первичными токами той же последовательности, изменяется при отклонениях частоты в сети на ± 5 гц приблизительно на 11 % по сравнению с измеренным при 50 гц, а напряжение небаланса увеличивается до 6—7 %. При подключении к тому же фильтру согласованной активной нагрузки изменение напряжения возрастает до ~ 14 %, а относительное напряжение небаланса практически не отличается от измеренного на ненагруженном фильтре.

Отклонения на ± 10 % емкости, компенсирующей индуктивность одного из дистанционных датчиков (C_a , C_b или C_c , рис. 1,а) приводят к уменьшению напряжения от токов обратной последовательности приблизительно на 3—6 % и практически не влияют на напряжение небаланса как нагруженного, так и ненагруженного фильтра токов обратной последовательности.

На фильтре токов нулевой последовательности были получены следующие результаты. Отклонения частоты на ± 5 гц сопровождаются изменением напряжения ненагруженного фильтра, создаваемого токами нулевой последовательности, на ± 10 %. При согласованной активной нагрузке напряжение этого фильтра уменьшается в 1,7—2 раза по сравнению с измеренным при частоте 50 гц. Последнее утверждение

может служить препятствием к использованию фильтра токов нулевой последовательности в режиме нагрузки или к применению компенсирующих емкостей.

Изменение компенсирующей емкости одного из датчиков на ± 10 % не влияет на напряжение, создаваемое токами нулевой последовательности, а также на напряжение небаланса ненагруженного фильтра. В случае же согласованной активной нагрузки напряжение фильтра в этом случае уменьшается приблизительно на 5 %.

Указанные данные о влиянии на работу фильтров отклонений частоты и компенсирующей емкости были проверены также контрольными расчетами.

Для выяснения характера переходных процессов, возможных во вторичной цепи фильтров при возникновении апериодических составляющих токов, в одну из фаз первичной цепи испытательной схемы подавался через большое сопротивление постоянный ток. На осциллограммах выходного напряжения фильтров прямой или обратной последовательности наблюдались однократные пики напряжения, значение которых сравнивалось с напряжением полезного сигнала, вызываемого синусоидальным током 50 гц того же действующего значения, одноименной последовательности. При ненагруженных фильтрах указанные пики напряжения не превышали амплитуды напряжения, созданного током 50 гц, причем их длительность достигала 0,013 сек.

При согласованной активной нагрузке выходное напряжение фильтров при включении постоянного тока изменялось по колебательному закону. Амплитуда этого напряжения достигала 45—70-кратной на втором полупериоде процесса. Длительность этой полуволны напряжения составляла всего около 0,0033 сек, а весь переходный процесс затухал приблизительно за 0,013 сек. Для тех случаев, когда указанные переходные процессы могут нарушить правильную работу релейной защиты, с целью их ограничения должны быть изысканы вместо рассмотренных выше другие схемные выполнения фильтров.

Испытанные комбинированные фильтры обратной и нулевой последовательностей занимают промежуточное место между соответствующими фильтрами отдельных последовательностей в отношении влияния отклонений частоты, неточной компенсации индуктивностей и апериодических составляющих первичных токов. Важно отметить, что на фильтре токов нулевой последовательности, как нагруженном, так и ненагруженном при отсутствии компенсации (зашунтированных конденсаторах C_a , C_b , C_c) были получены приблизительно такие же осциллограммы переходного процесса, как и при наличии компенсации.

Влияние токов посторонних линий на дистанционные датчики и на фильтры может быть учтено на основании данных, приведенных в [Л. 8].

Выводы. 1. Используя для измерения токов три дистанционных датчика, можно осуществить простые или комбинированные фильтры симметричных составляющих токов линий передачи или других элементов оборудования электроэнергетической системы.

2. Необходимые коэффициенты преобразования э. д. с. каждого датчика зависят от сопротивлений взаимоиндукции датчиков с фазными токопроводами и заданного типа фильтра.

3. Расчет коэффициентов преобразования и выбор элементов схемы фильтра выполняются на основании выведенных выше выражений с учетом того, что э. д. с. каждого датчика является функцией токов всех трех фаз.

4. Фильтры симметричных составляющих на дистанционных датчиках тока подвержены некоторым влияниям токов посторонних линий, колебаний частоты в энергосистеме, переходных процессов в первичной цепи, а также возможной неточной компенсации индуктивностей в схеме фильтра. Степень этих влияний зависит от конкретного выполнения датчиков и фильтров.

ЛИТЕРАТУРА

1. Фабрикант В. Л., Фильтры симметричных составляющих, Госэнергоиздат, 1962.

2. Юренков В. Д., Трансформаторы тока антенного типа, труды ВНИИЭ, вып. 20, 1965.

3. Сирота И. М., Схемы индукционного измерения токов в трехфазных цепях высокого напряжения, «Электричество», 1967, № 4.

4. Шурин В. М., Зависимость напряжения на выходе дистанционного токового датчика от симметричных составляющих первичного тока, сб. «Вопросы технической электродинамики», вып. 26, Релейная защита и автоматизация электрических систем, изд-во «Наукова думка», 1970.

5. Казанский В. Е., Трансформаторы тока в схемах релейной защиты, изд-во «Энергия», 1969.

6. Шурин В. М., Определение условий выполнения фильтров симметричных составляющих, использующих токовые датчики, сб. «Вопросы технической электродинамики», вып. 26, Релейная защита и автоматизация электрических систем, изд-во «Наукова думка», 1970.

7. Мегий Л. Н., Ступницкий Д. И. и Шурин В. М., Фильтр токов обратной и нулевой последовательности для высоковольтных установок, «Электрические станции», 1969, № 10.

8. Сирота И. М. и Богаченко А. Е., Экспериментальное исследование контуров для дистанционного измерения токов, «Электричество», 1969, № 5.

[5.6.1971]



УДК 621.3.012.8

Обобщенные детализированные структуры нелинейных электромеханических систем

Канд. техн. наук Ю. А. БОРЦОВ

ЛЭТИ им. В. И. Ульянова (Ленина)

В настоящей статье излагается методика составления и преобразований безразмерных детализированных структурных схем с обобщенными параметрами, которые являются наиболее полной по содержанию информации и удобной для использования в различных методах расчета и моделирования на автоматических вычислительных машинах универсальной формой математического описания нелинейных электромеханических систем.

Современные методы проектирования и исследования систем автоматического управления исходят из представления любой (линейной и нелинейной, непрерывной или дискретной) системы в виде ряда соединенных между собой линейных систем (звеньев) и элементарных безынерционных нелинейностей [Л. 1]. В связи с необходимостью подготовки математического описания сложных нелинейных систем автоматического управления реверсивных прокатных станов в [Л. 2] были приведены детализированные структуры ряда элементов. В [Л. 3 и 4] автором настоящей статьи на основе сравнительного анализа было показано, что безразмерная форма записи исходных уравнений, при которой в качестве обобщенных параметров любого нелинейного инерционного элемента выступают только базовые постоянные времени и нелинейные статические характеристики, является универсальным и наиболее эффективным способом математического описания линейных и нелинейных инерционных звеньев. Обобщенные параметры таких звеньев можно определен-

ный физический смысл и легко определяются экспериментальным путем [Л. 5].

Приведенные выше положения составляют теоретическую основу безразмерных детализированных структурных схем, существенными достоинствами которых являются:

1. Возможность составления таких схем на основе физического анализа свойств элементов системы автоматического управления (в более сложных случаях на основе схемы замещения или с помощью так называемых «полюсных» графов [Л. 6]) без предварительной записи исходных дифференциальных уравнений при сохранении физического понимания динамической задачи на уровне, близком классическому методу.

2. Максимальное содержание информации (адекватное объему информации направленного графа) при большей, по сравнению с графиком, наглядности структурного изображения.

3. Возможность физической трактовки и экспериментального определения всех обобщенных динамических параметров структурной схемы нелинейной электромеханической системы.

4. Универсальность, т. е. возможность использования схемы при решении задачи различными линейными и нелинейными методами, включая моделирование на вычислительной машине, без дополнительной переработки математического описания.

С целью пояснения методики составления и преобразований детализированных структурных схем

в статье приводится схема типовой системы автоматического управления с двухзонным управлением скорости двигателя и рассматриваются примеры обобщенных детализированных структур некоторых наиболее распространенных элементов нелинейных электромеханических систем.

Двигатель постоянного тока с «двуухзонным» управлением по двум каналам: цепи якоря и цепи возбуждения. Такой способ управления двигателя стал основным для многих современных систем автоматического управления. К нему можно отнести, в частности, и типовую систему с зависимым управлением полем двигателя. При составлении структурной схемы такого двигателя в общем случае могут быть учтены следующие факторы:

а) для цепи возбуждения — электромагнитная инерция изменения потока возбуждения, как результирующее влияние всех магнитосвязанных обмоток управления полем (постоянная времени T_μ) в нелинейной электромагнитной цепи, «обращенная» кривая намагничивания которой на рис. 1,а представлена зависимостью $f_1^{-1}(\Phi)$; размагничивающее действие вихревых токов, пропорциональное скорости изменения основного потока с коэффициентом пропорциональности, равным постоянной времени контура вихревых токов T_k ; влияние потоков рассеяния, определяемых полным потоком возбуждения (постоянная времени T_s); результирующее влияние реакции якоря, пропорциональное току якорной цепи i_a (коэффициент эффективности реакции якоря K_i);

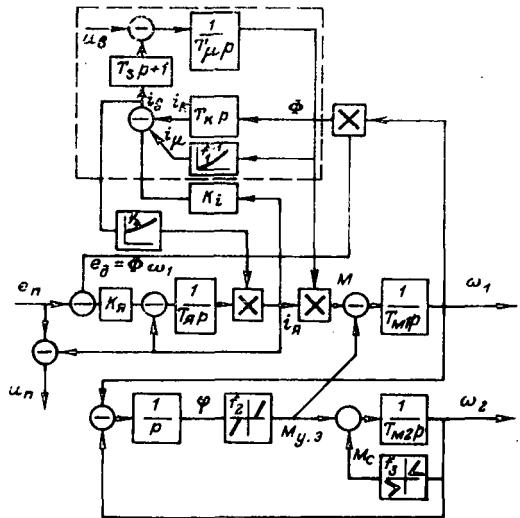
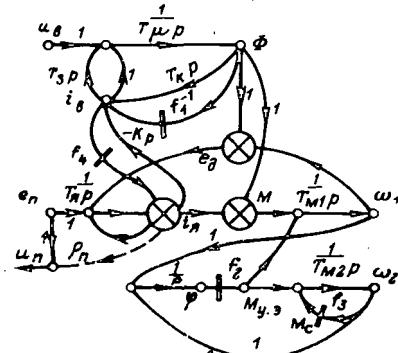


Рис. 1. Обобщенная безразмерная структура двигателя постоянного тока.
а — детализированная структурная схема; б — нормализованный направленный граф.



б) для силовой цепи двигателя — инерционность и упругие свойства эквивалентного механического блока, как двухмассовой системы (постоянные времена T_{M1} и T_{M2}) с люфтом (зазором), характеризуемым нелинейной статической характеристикой $f_2(\Phi)$, где $\Phi = \frac{1}{p}(\omega_1 - \omega_2)$; ω_1 — угловая скорость вращения вала двигателя; ω_2 — угловая скорость вращения вала механизма;

нелинейный характер момента сопротивления, например, как функции скорости вращения механизма $M_c = f_3(\omega_2)$; коэффициент передачи $K_a = \frac{1}{\rho} = \frac{T_{k, \text{ном}}}{T_{\text{ном}}}$

и инерционность электромагнитной цепи якоря с учетом существенного влияния на значение электромагнитной постоянной времени T_a величины потока (тока) возбуждения.

При составлении структурной схемы цепи возбуждения двигателя рекомендуется использовать исходные уравнения в относительных единицах, выведенные нами ранее [Л. 2], а именно:

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_B &= \bar{i}_B - T_s \frac{d\bar{i}_B}{dt} + T_\mu \frac{d\bar{\Phi}}{dt}; \\ \bar{i}_\mu &= \bar{i}_B - K_i \bar{i}_a - T_k \frac{d\bar{\Phi}}{dt} = f_1^{-1}(\bar{\Phi}), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где \bar{u}_B , \bar{i}_B , $\bar{\Phi}$ — соответственно напряжение, ток и поток цепи возбуждения; \bar{i}_μ — намагничивающий ток; $T_s = \frac{L_s}{r_s}$; $T_\mu = \frac{w_s \Phi_0}{r_s i_{B, \text{ном}}}$; $T_k = \frac{w_s \Phi_0}{r_k i_{B, \text{ном}}}$ — базовые постоянные времени.

Уравнения (1) полностью соответствуют детализированной структурной схеме цепи возбуждения, приведенной на рис. 1,а, точнее, ее части, обведенной пунктиром.

На рис. 1,а приведена безразмерная структурная схема двигателя постоянного тока с управлением по двум каналам и учетом указанных выше факторов. В качестве обобщенных динамических параметров этого сложного объекта управления выступают шесть постоянных времени (T_μ , T_s , T_k , T_a , T_{M1} , T_{M2}) и два безразмерных коэффициента усиления (K_a и K_i), которые вместе с четырьмя нелинейными статическими характеристиками и тремя функциями произведения двух переменных полностью характеризуют динамику этого элемента. Все параметры схемы имеют четкую физическую трактовку и легко определяются экспериментально [Л. 5]. В качестве базовых значений переменных рекомендуется принимать для тока и момента номинальные величины, для всех остальных переменных — такие значения, которые в установившемся режиме работы двигателя вхолостую обеспечивают его вращение со скоростью $n_0 = n_{1, \text{ном}} = n_{2, \text{ном}}$ ($\Phi_0 = \Phi_{\text{ном}}$; $e_{n, \text{ном}} = e_{d, \text{ном}}$ и т. п.). При этом количество безразмерных коэффициентов усиления существенно уменьшается, а в установившемся (базовом) режиме большинство переменных становится равным единице.

На рис. 1,б для сравнения приведен нормализованный направленный граф двигателя постоянного тока, идентичность которого рассмотренной выше структурной схеме очевидна. Сравни-

тельный анализ структурных схем и направленных графов [Л. 4] показал, что наряду с наглядностью изображения и полным объемом информации динамических свойств элемента (системы), детализированные структурные схемы позволяют к тому же осуществлять над собою все преобразования, вытекающие из теории направленных графов (инверсия ветвей-каналов передачи, свертка схемы или ее отдельных узлов по правилу Мэйсона и т. д.).

Касаясь целесообразности учета всех приведенных выше физических факторов двигателя постоянного тока при исследовании динамики систем автоматического управления, отметим, что когда машина не скомпенсирована, станина не шихтована, а запас устойчивости системы не велик, влияние так называемых «малых» параметров, к которым можно отнести многие из указанных выше параметров, начинает проявляться заметнее. Как было ранее показано [Л. 2], пренебрежение даже одной из нескольких соизмеримых по величине малых постоянных времени в «негрубых структурах» может существенным образом изменить характер переходных процессов. Для случаев, когда влиянием тех или иных параметров можно пренебречь, соответствующая частная структурная схема может быть получена из рассмотренной выше «обобщенной» схемы (рис. 1, а) без каких-либо преобразований.

Электромагнитные (инерционные) усилители, т. е. усилители, принцип действия которых основан на магнитном суммировании нескольких сигналов управления и обратных связей и дальнейшем усилении результирующего сигнала. К их числу следует прежде всего отнести наиболее распространенные в промышленности электромашинные усилители с поперечным полем, магнитные усилители (МУ), электромагнитные системы управления тиристоров и т. д. Динамика таких усилителей определяется свойствами нелинейной электромагнитной цепи с несколькими магнитосвязанными обмотками и контурами вынужденного намагничивания источниками тока, к каковым можно отнести последовательные обмотки, реакцию якоря и т. п.

Исходные уравнения такой цепи после выбора базовых значений по наиболее характерному установленному режиму всей системы и приведения их к безразмерной форме, как известно [Л. 2 и 3], имеют следующий вид:

$$T_e \frac{d\bar{F}_y}{dt} + \bar{F}_y = \bar{u}_1 + \bar{u}_2 + \dots + K_q I_q + \dots; \quad (2)$$

$$\bar{F}_y = f^{-1}(\bar{\Phi}_y),$$

где $\bar{u}_1, \bar{u}_2, I_q$ — напряжения и токи контуров управления; $\bar{F}_y, \bar{\Phi}_y$ — результирующая н. с. и поток управления; $T_e = T_1 + T_2 + \dots = \frac{w_1 \bar{\Phi}_{y,6}}{r_1 i_{16}} + \frac{w_2 \bar{\Phi}_{y,6}}{r_2 i_{26}}$ — суммарная постоянная времени.

Уравнения (2) и были приняты за основу при составлении структурных схем электромагнитных усилителей. Как показали многочисленные исследования, эти уравнения, в частности, для МУ с самоподмагничиванием (рис. 2, а) должны учитывать следующие факторы: основную инерционность МУ, связанную с изменением постоянного потока управления (результирующая постоянная времени T_e);

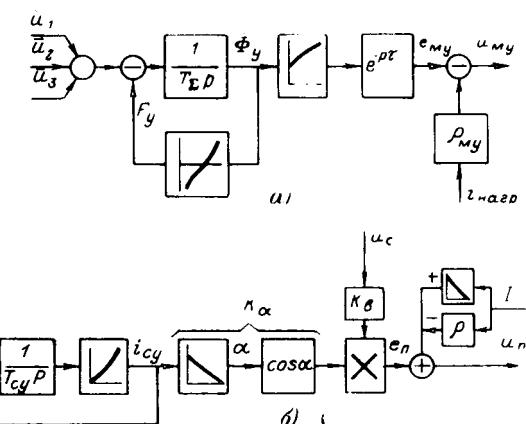


Рис. 2. Детализированные структуры типовых элементов нелинейных электромеханических систем.
а — магнитный усилитель с самоподмагничиванием; б — вентильный преобразователь с электромагнитной системой управления.

инерционность цепей переменного тока, приближенно учитывающую чистое запаздывание изменения напряжения на активной нагрузке по отношению к изменению потока управления (время чистого запаздывания τ , как это было установлено по экспериментальным частотным характеристикам, зависит от выбора рабочей точки на статической характеристике МУ и составляет около одной трети периода питающего напряжения переменного тока); нелинейность статической характеристики $\bar{F}_y = f^{-1}(\bar{\Phi}_y)$; различные законы изменения коэффициента и постоянной времени, являющиеся характерной особенностью многофазного МУ, т. е. $e_Mu = f_2(\bar{\Phi}_y) e^{-P\tau}$ [Л. 7].

Наиболее удобно такой МУ представить в виде эквивалентного генератора с э. д. с. e_Mu и внутренним сопротивлением ρ_Mu , которое легко определяется по обычным безразмерным внешним характеристикам [Л. 8]. И здесь базовые величины выбираются по наиболее характерному статическому режиму, обычно определяемому условиями работы объекта управления системы.

Вентильный преобразователь с электромагнитной (инерционной) системой управления. Структурная схема такого преобразователя с учетом возможности влияния трех основных воздействий — напряжения u_{cy} , колебания напряжения сети u_c и тока нагрузки $i_{нагр}$ — показана на рис. 2, б. На этой обобщенной схеме, которую в случае необходимости можно упростить, пренебрегая маловлияющими факторами или линеаризацией нелинейностей, показаны также и возможности учета падения напряжения в преобразователе при наличии прерывистого режима работы, инерционности системы управления и ее нелинейного характера.

При составлении безразмерных структурных схем для рассмотренных выше электромеханических элементов мы исходили из того, что внешние воздействия в общем случае могут носить случайный характер. Если безынерционное функциональное преобразование можно представить в виде $h(t) = g[e(t)]$, где $g[e]$ — некоторая нелинейная функция, то такой подход может быть распространен и на системы с нестационарными параметрами [Л. 1].

Безразмерные детализированные структурные схемы нелинейных электромеханических систем. Перед составлением структурной схемы всей нелинейной системы ее целесообразно представить в виде функциональной блок-схемы. При некоторых навыках обращения с безразмерной формой и предварительном составлении схем отдельных элементов такая структурная схема может быть составлена и для всей системы без предварительного составления исходных уравнений. Опыт показывает, что составление и применение такой структурной схемы проще и нагляднее, чем составление нормализованного направленного графа, содержащего равнозначную информацию.

При составлении безразмерной структурной схемы важно правильно подойти к выбору базовых значений переменных. Рекомендуется [Л. 2—5] базовые величины выбирать по единому для всех элементов «базовому» установленному режиму системы. При выборе базовых величин в этом случае используются результаты статического расчета динамической системы. В результате появляется дополнение к структурной схеме в виде таблиц базовых значений физических величин и базовых постоянных времени и статических характеристик. Такое представление динамических свойств системы позволяет без особых затруднений делать переход к линеаризованным структурам или непосредственно использовать структурные схемы при моделировании.

Моделирование на основе безразмерной схемы существенно облегчает процесс перехода к наборной схеме на вычислительной машине и анализ результатов исследования. В то же время исходная структурная модель (рис. 1 и 2) не всегда отвечает всем требованиям, предъявляемым к наборной схеме. Некоторые ее узлы, а иногда и вся структура в целом должны быть приведены к виду, удобному для моделирования. При этом особое внимание необходимо уделить устранению дифференцирующих элементов, усиливающих в модели помехи в большей степени, чем полезный сигнал, и на «экономичность» наборной схемы, т. е. на создание работоспособной структуры с минимальным количеством операционных усилителей [Л. 9].

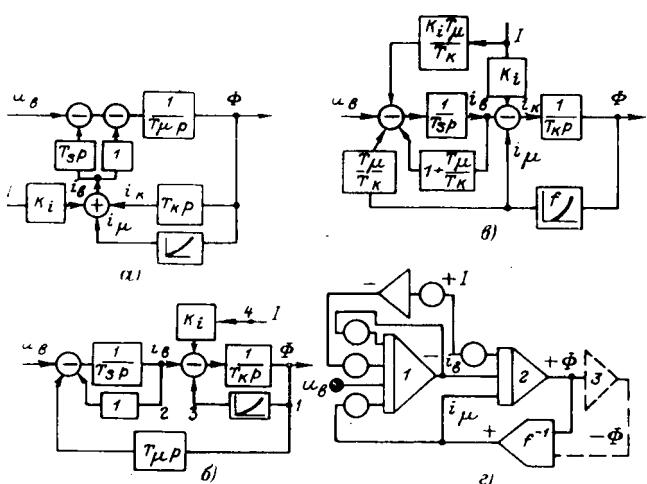


Рис. 3. Преобразования детализированной структурной схемы нелинейной электромагнитной цепи возбуждения с целью приведения к виду, удобному для моделирования.

Сравнительный анализ теории направленных графов и метода структурных схем не только выявил общность и специфику этих методов, но и позволил установить возможность и границы применения всего комплекса правил преобразований графов, включая инверсию, правило Мэйсона и т. п., к нелинейным детализированным структурам электромеханических систем автоматического управления. Таким образом, структурные схемы по содержанию информации и возможностям преобразования тождественны направленным графикам, обладая большей, по сравнению с последними, наглядностью изображения.

Методы структурных преобразований в теории многоконтурных систем с несколькими нелинейностями лишь в последнее время стали рассматриваться в литературе [Л. 10 и 11]. Большое значение для развития этой теории имеет введение понятий «нейтрализующего» звена и «обратного нелинейного оператора». На основе использования этих определений были проанализированы все основные правила преобразования структурных схем и теоремы направленных графов с точки зрения применимости их к теории изображений нелинейных детализированных структур [Л. 5]. Результаты анализа показали, что для нелинейной функции одной переменной не могут использоваться только два правила—перестановка звеньев в последовательном соединении (принцип коммутативности) и перемещение звена через сумматор (принцип суперпозиции). Для нелинейных функций нескольких переменных невозможна также и перестановка звеньев встречно-параллельного соединения. Однако эти ограничения не исключают возможности выполнения ряда важных структурных преобразований как для получения результирующей передаточной функции блока (системы), так и для приведения структурной схемы к виду, удобному для моделирования.

В качестве примера рассмотрим нелинейную цепь возбуждения двигателя, структурная схема которой (рис. 1, а) содержит два дифференцирующих звена с передаточными функциями T_{kp} и $T_{sp} + 1$. Эта часть обобщенной структуры (на рис. 1, а она обведена пунктиром) является наиболее полной структурной математической моделью любой нелинейной электромагнитной цепи, в которой сказывается влияние вихревых токов, потоков рассеяния и намагничивающих источников напряжения и тока. Поэтому приведение ее к виду, удобному для моделирования, представляет практический интерес. Все преобразования проводятся в два этапа:

- 1) инверсия по контуру $\bar{u}_b - \bar{\Phi} - i_k - i_b$ (рис. 3, а, б);
- 2) перенос отвода сигнала $\bar{\Phi}$ из узловой точки 1 навстречу распространению сигнала через сумматор в точки 2—4 (рис. 3, б, в).

Непосредственно по схеме, приведенной на рис. 3, в, составлена наборная схема для электронной модели (рис. 3, г), коэффициенты усиления которой определяются с учетом масштабов по правилам структурного метода моделирования без составления машинных уравнений [Л. 2 и 7].

Безразмерные детализированные структурные схемы были успешно применены при исследовании

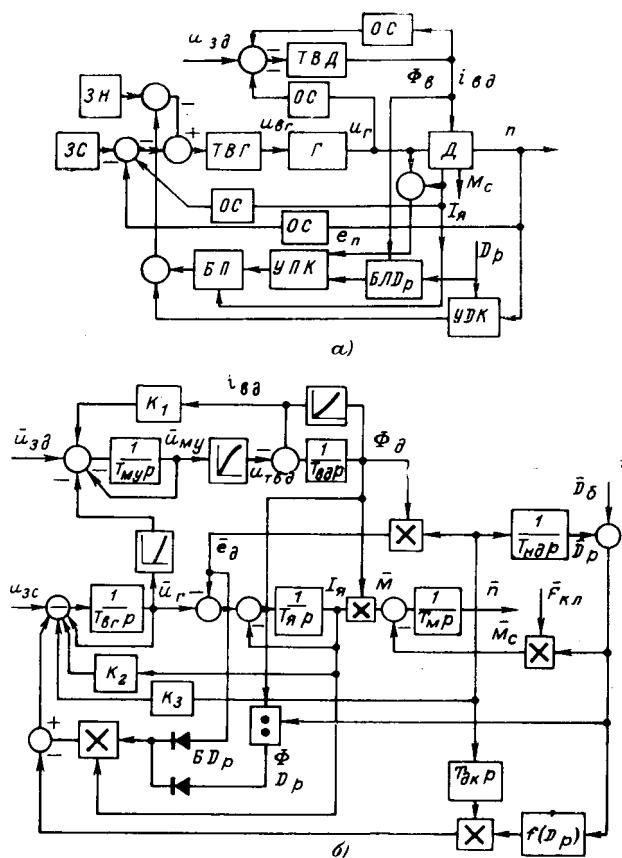


Рис. 4. Структура автоматизированного электропривода моталки (наката).
а — функциональная схема; б — структурная схема с обобщенными параметрами.

динамики реверсивных и непрерывных прокатных станов [Л. 2]. На рис. 4 приведены функциональная блок-схема и структурная схема для автоматизированного электропривода моталки с двухзонным управлением скоростью двигателя по зависимой системе ослабления поля двигателя. Возбуждение главных машин системы Г—Д осуществляется от тиристорных возбудителей ТВГ и ТВД с быстродействующими суммирующими магнитными усилителями. Регулятор скорости — с тахогенератором. Регулятор натяжения — статический с обратной связью по моменту либо по мощности (переключатель УПК). При косвенном регулировании натяжения ток якоря I_a поток двигателя Φ_d и э. д. с. двигателя e_d измеряются с помощью датчиков на магнитных усилителях. Перемножение этих величин осуществляется после УПК множительным устройством БП. Узел динамической компенсации УДК выполнен с непосредственным введением диаметра рулона и дифференцированием напряжения тахогенератора. Задание скорости осуществляется бескон-

тактным задатчиком интенсивности (ЗС). Остальные обратные связи ОС показаны на функциональной схеме. Их принцип действия ясен из рисунка и не требует пояснений.

Состав структурной схемы, содержащей десять существенных нелинейностей, а также семь интегрирующих и дифференцирующих звеньев, дает представление об объемности и характере задачи на стадии проектного задания. Эта схема послужила основой математического описания при исследовании динамики многодвигательного электропривода дрессировочного стана, выполненного совместно работниками кафедры электрификации и автоматизации промышленности ЛЭТИ им. В. И. Ульянова (Ленина) и Института электромеханики. Результаты исследования показали необходимость введения корректирующих связей, структура и параметры которых были определены при моделировании и приняты в техническом проекте. В настоящее время безразмерные детализированные структурные схемы используются при исследовании динамики многодвигательного электропривода продольно-резательных станков и суперкаландр бумагоделательного отделочного оборудования.

ЛИТЕРАТУРА

- Современные методы проектирования систем автоматического управления, под общ. ред. акад. Б. Н. Петрова и др., изд-во «Машиностроение», 1967.
- Борцов Ю. А. и Суворов Г. В., Методы исследования динамики сложных систем электропривода, изд-во «Энергия», Библиотека по автоматике, 1966.
- Борцов Ю. А., Структурные схемы нелинейных инерционных элементов с обобщенными параметрами, «Электричество», 1970, № 2.
- Борцов Ю. А., Детализированные структурные схемы нелинейных электромеханических систем с обобщенными параметрами, сб. «Доклады Всесоюзной конференции КТОЭП по принципам построения и методам расчета систем автоматического управления электроприводами», изд-во «Энергия», 1970.
- Борцов Ю. А., Суворов Г. В. и Шестаков Ю. С., Экспериментальное определение параметров и частотных характеристик автоматизированных электроприводов, изд-во «Энергия», 1968.
- Ильинский Н. Ф., Цаценкин В. К., Приложение теории графов к задачам электромеханики, изд-во «Энергия», 1968.
- Дунаевский С. Я., Крылов О. А. и Мазия Л. В., Моделирование элементов электромеханических систем, изд-во «Энергия», 1966.
- Соколов М. М. и Терехов В. М., Приближенные расчеты переходных процессов в автоматизированном электроприводе, изд-во «Энергия», 1967.
- Фрейдзон И. Р., Математическое моделирование систем автоматического управления на судах, изд-во «Судостроение», 1969.
- Техническая кибернетика, кн. 1, «Теория автоматического регулирования», под ред. В. В. Соловьевича, изд-во «Машиностроение», 1967.
- Нетушил А. В., Структурные преобразования нелинейных систем, Изв. вузов, «Электромеханика», 1969, № 8.

[23.6.1970]



Структурный метод анализа и синтеза многодвигательных электроприводов

Канд. техн. наук, доц. Г. В. СУВОРОВ

Челябинский политехнический институт

Автоматизация сложных технологических объектов приводит к системе многодвигательного электропривода. Характерным примером многодвигательного электропривода является непрерывный прокатный стан (рис. 1), где через прокатываемую полосу связаны отдельные электроприводы клетей, нажимных винтов и намоточных устройств. Математическое описание процессов в прокатном стане дает структурную схему, которая раскрывает всю сложность и многосвязность этого объекта автоматизации [Л. 1].

Задачей синтеза систем регулируемых электроприводов любого сложного технологического объекта является прежде всего отыскание таких связей, чтобы система в целом была устойчивой и нечувствительной к неизбежным внешним возмущениям различного рода. В приведенном прокатном стане основными регулируемыми величинами являются толщина на выходе каждой клети H_i ($i=1, 2, 3, 4$) и межклетевые натяжения σ_i . Возмущениями являются изменения раствора валков d_{0i} , отклонение скорости n_{0i} , отклонение момента прокатки M_{0i} и отклонение толщины на входе стана H_0 . Синтез регулируемых электроприводов такого стана сводится к выбору передаточных функций регуляторов скорости W_{ci} , натяжения W_{ni} и толщины W_{ti} .

Все структурные преобразования, проводимые при анализе и синтезе системы регулирования, имеют целью получение более простой структуры. Конечной целью структурных преобразований является полное исключение связей между неизвестными координатами и получение только односторонних связей между известными координатами (воздействиями) и неизвестными координатами. В процессе преобразований могут быть исключены некоторые промежуточные координаты.

Так как структурная схема представляет собой наглядную картину взаимных связей между отдельными координатами, то операция исключения связей и отдельных координат сводится к простым формальным правилам. Существует компактная форма начертания структурных схем в виде графов прохождения сигналов. Для таких структурных схем появилась возможность разработать специальные правила (например, правило Мейсона) для получения сразу конечного выражения передаточной функции между любыми точками графа при меньшем, по сравнению с методом решения через определители, количестве вычислений.

В многосвязной системе регулирования, где имеется большое число перекрестных связей, очень трудно производить известные структурные преобразования и тем более применять формулу Мейсона для нахождения конечного выражения связи между двумя любыми точками. Поэтому наметилась тенденция к отказу от структурных схем и переходу к матричным структурным схемам [Л. 2]. Преобразование матричных структурных схем дает исключение сразу определенной группы координат.

Однако приходится иметь дело с операциями над матрицами, которые остаются довольно громоздкими и не дают возможности осуществить то эквивалентирование, которое дают структурные преобразования.

Чтобы успешно применять структурные схемы при анализе и синтезе многомерных систем, необходимо преодолеть трудности преобразования структурных схем при наличии большого числа перекрестных связей. Эта трудность может быть преодолена, если наряду со структурными схемами (графами) применять исключение координат и определенных связей по матрице связей. Такое сочетание дает и структурную наглядность и лучшую упорядоченность действий.

Исключение промежуточных координат по матрице связей покажем на примере исключения координаты H (рис. 2). Допустим, имеем граф прохождения сигналов и соответствующую матрицу его связей (рис. 2,а). Исключение координаты H_1 приведет к новому графу (рис. 2,б), где все связи с оставшимися координатами изменятся. Оказывается, эти новые связи образуют матрицу, которая получается из матрицы рис. 2,а при вычеркивании первого столбца и первой строки и вычитании от каждого оставшегося элемента определенного выражения из элементов вычеркнутой строки и столбца. Элемент, к которому делается добавка (например, K_{43}), и элементы, которые входят в выражение добавки, всегда находятся в вершинах прямоугольника (рис. 2,б). Все такие возможные прямоугольники имеют две стороны, совпадающие с вычеркнутыми строкой и столбцом, и общую вершину, лежащую на пересечении вычеркнутых строки и столбца. Добавка равна со знаком минус произведению элементов соседних вершин, деленному на элемент противоположной вершины образованного прямоугольника. Если для исходной структуры (рис. 2,а) необходимо исключить любую другую координату, то матрица оставшихся связей получится при вычеркивании в матрице рис. 2,а столбца против исключаемой координаты и той строки, которая имеет с вычеркнутым столбцом общий элемент, состоящий из -1 и коэффициента петли относительно исключаемой координаты. Добавки также отыскиваются по указанному правилу.

Сопоставление графа и матрицы рис. 2,а показывает, что матрица полностью отражает структуру связей, если в элементах главной диагонали выделить слагаемое -1 . В этом случае остальные коэффициенты дают взаимные и собственные связи с соответствующим знаком. Матрица является еще более компактной записью структурной схемы и дает возможность лучшего упорядочения действия при соответствующих преобразованиях.

По матрице связей можно успешно осуществить преобразования структурных схем и не исключая промежуточных координат. Делая перестановку строк и столбцов, добавляя к элементам одной стро-

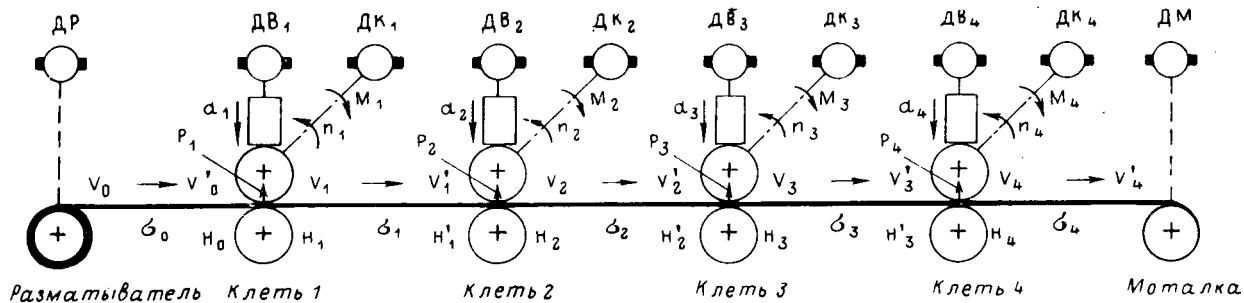


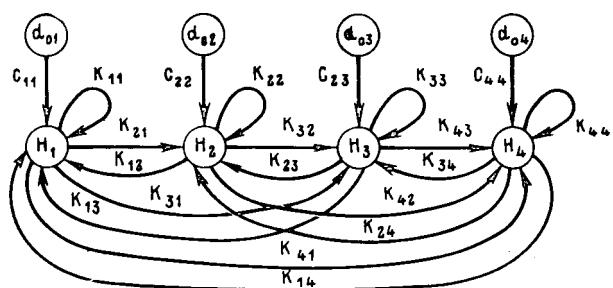
Рис. 1.

ки элементы другой строки, умноженные на один и тот же коэффициент, а также производя деление всех членов одной и той же строки на любой коэффициент, можно получить наиболее простую структурную схему. Такая схема не содержит петель, т. е. по главной диагонали матрицы имеются члены, равные только -1 , а все остальные связи с неизвестными либо равны нулю, либо по модулю значительно меньше единицы и при дальнейшем исключении неизвестных дают поправки, меньшие 1. Подобные преобразования очень трудно, а иногда и невозмож но выполнить по структурным схемам. Поэтому очень полезно перед составлением структурной схемы (графа) составить матрицу и осуществить некоторые преобразования по этой матрице, включающие также и исключение некоторых второстепенных координат.

Метод исключения координат по матрице связей можно рассматривать и как метод исключения односторонних связей. Так, в результате операции, проделанной над матрицей рис. 2,б, мы пришли к матрице той же размерности, у которой все коэффициенты вычеркнутого столбца, кроме общего с вычеркнутой строкой, стали равными нулю. Таким образом, в результате последовательного исключения всех промежуточных координат получается каноническая матрица, отражающая односторонние связи между координатами (рис. 3,а). Эта матрица состоит из вычеркнутых строк матриц, полученных при исключении всех промежуточных координат.

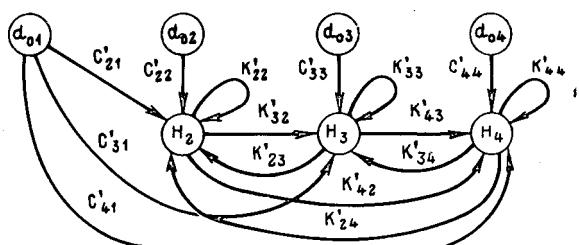
Чтобы сделать матрицу диагональной (рис. 3,в), необходимо проделать преобразование матрицы (рис. 3,а), аналогичное исключению неизвестных. Это преобразование начинается с вычеркивания столбца под H_4 и нижней строки (рис. 3,б). К каждому элементу, расположенному в верхнем правом углу, делается добавка из элементов вычеркнутого столбца и строки, определяемая по такому же правилу, как и при исключении неизвестных. После этого вычеркивается соседний левый столбец с соседней верхней строкой и также снова делаются добавки к оставшимся элементам против заданных возмущений. Так продолжается до тех пор, пока не останется одна строка и столбец. После окончания преобразований из вычеркнутых строк промежуточных преобразований составляется матрица (рис. 3,в), которая является диагональной. Этой матрице соответствует односторонненный граф, позволяющий определить связь возмущений с неизвестными координатами.

При исследовании динамики многосвязной системы большую роль могут играть частотные характеристики, особенно логарифмические амплитудные и фазовые. Представляя все элементы матрицы соответствующими частотными характеристиками, будем в процессе понижения порядка матрицы иметь дело с определением частотных характеристик параллельно соединенных звеньев. К сожалению, широкоизвестная методика построения логарифмических амплитудных и фазовых частотных



	H_1	H_2	H_3	H_4	d_{01}	d_{02}	d_{03}	d_{04}
$-1+K_{11}$	K_{12}	K_{13}	K_{14}		C_{11}	0	0	0
K_{24}	$-1+K_{22}$	K_{23}	K_{24}		C_{22}	0	0	0
K_{31}	K_{32}	$-1+K_{33}$	K_{34}		C_{33}	0	0	0
K_{41}	K_{42}	K_{43}	$-1+K_{44}$		C_{44}	0	0	0

а)



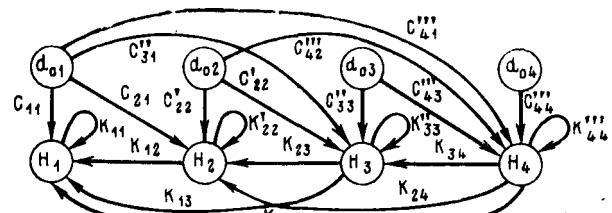
	H_1	H_2	H_3	H_4	d_{01}	d_{02}	d_{03}	d_{04}
$-1+K_{11}$	K_{12}	K_{13}	K_{14}		C_{11}	0	0	0
K_{21}								
K_{31}								
K_{41}	ϵ	$K'_{43}=K_{43}$	$1+K_{11}$		C_{11}	$K_{41}-K_{13}$		

б)

Рис. 2. Исключение координат по структурной схеме и матрице связей.

характеристик согласно параллельных звеньев с помощью номограмм замыкания [Л. 3] оказывается очень неудобной для широкого практического применения. Более практической является методика с применением специальной векторной линейки, разработанная автором [Л. 4 и 5]. Векторная линейка с помощью несложной кинематики выполняет операцию сложения двух комплексных чисел, заданных логарифмом модуля и фазой, и имеет систему шкал и стрелок обычной круглой логарифмической линейки (рис. 4, а).

Построение характеристик параллельных звеньев с помощью векторной линейки показано на рис. 4, б. Допустим, заданы логарифмические частотные характеристики амплитудные L_1, L_2 и фазовые φ_1, φ_2 соответственно звеньев 1 и 2. Требуется определить результирующие характеристики L_3 и φ_3 . Ординаты искомых характеристик определяются ординатами характеристик того звена, у которого больше ординаты амплитудной характеристики, с добавлением соответствующих поправок L_p и φ_p , определяемых векторной линейкой по разности ординат амплитудных L_p и фазовых φ_p характеристик

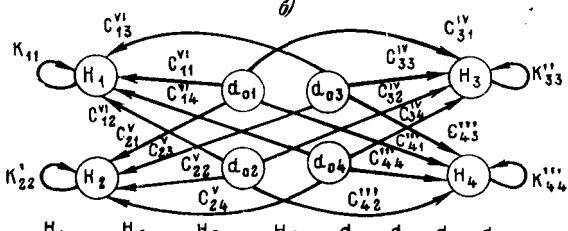


	H_1	H_2	H_3	H_4	d_{01}	d_{02}	d_{03}	d_{04}
$-1+K_{11}$	K_{12}	K_{13}	K_{14}	C_{11}	0	0	0	0
0	$-1+K_{22}^1$	K_{23}^1	K_{24}^1	C_{21}^1	C_{22}^1	0	0	0
0	0	$-1+K_{33}^1$	K_{34}^1	C_{31}^1	C_{32}^1	C_{33}^1	0	0
0	0	0	$-1+K_{44}^1$	C_{41}^1	C_{42}^1	C_{43}^1	C_{44}^1	0

а)

	H_1	H_2	H_3	H_4	d_{01}	d_{02}	d_{03}	d_{04}
$-1+K_{11}$	K_{12}	K_{13}	K_{14}					$C_{42}^1 - K_{24}^1$
0	$-1+K_{22}^1$	K_{23}^1	K_{24}^1		$C_{22}^1 - C_{21}^1$			$-1+K_{44}^1$
0	0	$-1+K_{33}^1$	K_{34}^1					
0	0	0	$-1+K_{44}^1$	C_{41}^1	C_{42}^1	C_{43}^1	C_{44}^1	

б)



	H_1	H_2	H_3	H_4	d_{01}	d_{02}	d_{03}	d_{04}
$-1+K_{11}$	0	0	0	C_{11}^V	C_{12}^V	C_{13}^V	C_{14}^V	
0	$-1+K_{22}^V$	0	0	C_{21}^V	C_{22}^V	C_{23}^V	C_{24}^V	
0	0	$-1+K_{33}^V$	0	C_{31}^V	C_{32}^V	C_{33}^V	C_{34}^V	
0	0	0	$-1+K_{44}^V$	C_{41}^V	C_{42}^V	C_{43}^V	C_{44}^V	

б)

Рис. 3. Исключение односторонних связей между неизвестными координатами.

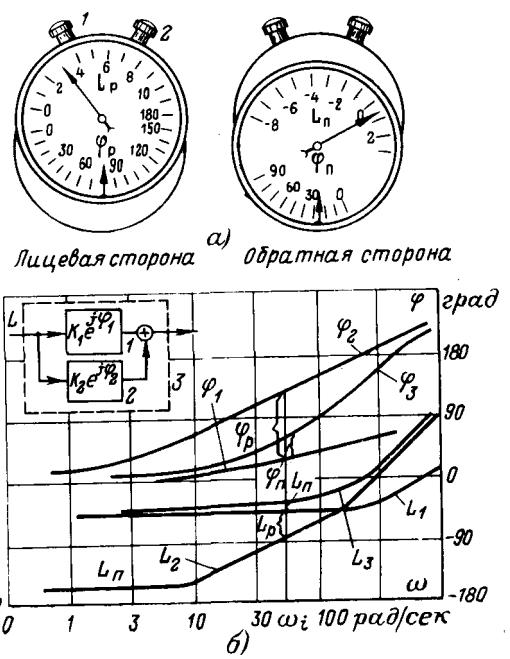


Рис. 4. Построение логарифмических частотных характеристик параллельных звеньев с помощью векторной линейки.

слагаемых звеньев. Операция нахождения поправок с помощью линейки сводится к следующему. На лицевой стороне векторной линейки (рис. 4, а) водилом 1 подвижная шкала устанавливается в такое положение, чтобы неподвижная стрелка находилась против деления, соответствующего φ_p (в данном примере $\varphi_p=80^\circ$); затем подвижная стрелка устанавливается против деления, равного L_p (в данном примере $L_p=3$ дл). На обратной стороне против стрелок считываются искомые поправки L_p и φ_p . При определении поправок L_p нужно учитывать знак поправки. Для фазы знак поправки определять не требуется, поправка всегда откладывается так, что результирующая фазовая характеристика проходит между фазовыми характеристиками составляющих звеньев. Если окажется $\varphi_p > 180^\circ$, то нужно фазу звена с меньшей амплитудой изменить на $\pm k 360^\circ$, где k — целое число, и обязательно получим $\varphi_p < 180^\circ$.

Шкала векторной линейки имеет деления в десятых долях десятичного логарифма — децилогах. Такие же деления имеет нижняя шкала логарифмов чисел в обычных плоских логарифмических линейках. Поэтому все ординаты амплитуды (коэффициента передачи) измеряются в децилогах (сокращенно дл). Если необходимо пользоваться принятой в автоматике логарифмической единицей — децибелом, то цифры на шкале логарифмов векторной линейки нужно умножить на 2.

Следует заметить, что при $L_p > 10$ дл поправки амплитуды и фазы становятся пренебрежимо малыми и, следовательно, результирующие амплитудные и фазовые характеристики будут совпадать с характеристиками того звена, амплитудная характеристика которого проходит выше. Максимальная поправка L_p будет при $L_p=0$, т. е. при частоте пересечения амплитудных характеристик составляю-

ших звеньев. Абсолютные значения максимума этой поправки будут менее 2 дл при $145^\circ > \varphi_p > 80^\circ$. Поэтому в приближенных расчетах минимально-фазовых систем, когда фаза φ_p лежит в указанном диапазоне, можно пользоваться только одними аппроксимированными амплитудными характеристиками. Аппроксимированная характеристика параллельного соединения будет совпадать с теми участками характеристик звеньев, которые проходят выше. Приближенное определение фазы при заданной частоте можно определить по методике, изложенной в [Л. 5].

Приведенное правило построения частотных характеристик параллельных звеньев даст простой способ обнаружения правых нулей полинома любого порядка, полученных в результате суммирования нескольких полиномов. Если полином не содержит правых нулей, то между амплитудной и фазовой характеристиками этого полинома существует однозначная связь и, следовательно, имеем:

$$\bar{\varphi}(0) = \beta(0); \bar{\varphi}(\infty) = \bar{\beta}(\infty), \quad (1)$$

где

$$\bar{\varphi}(0) = \frac{\varphi(0)}{90^\circ}; \bar{\varphi}(\infty) = \frac{\varphi(\infty)}{90^\circ}; \bar{\beta}(0) = \frac{\beta(0)}{\beta_1}; \bar{\beta}(\infty) = \frac{\beta(\infty)}{\beta_1};$$

$\varphi(0)$, $\beta(\infty)$ — значения фазы в градусах соответственно при $\omega=0$ и $\omega=\infty$; β_1 — угловые коэффициенты наклона касательной к логарифмической амплитудной характеристике соответственно при $\omega=0$ и $\omega=\infty$; β_1 — угловой коэффициент наклона логарифмической амплитудной характеристики дифференцирующего звена первого порядка.

Так как фаза полинома может быть определена с точностью до постоянной составляющей, кратной 180° , лучше пользоваться выражением, указывающим отсутствие правых нулей:

$$\bar{\varphi}(\infty) - \bar{\varphi}(0) = \bar{\beta}(\infty) - \bar{\beta}(0). \quad (2)$$

Таким образом, построив логарифмические характеристики любого соединения, можно по выполнению соотношения (2) сразу проверить наличие правых нулей полученного полинома.

В общем случае передаточная функция системы представляет собой отношение двух полиномов. Имея амплитудную и фазовую любой характеристики системы по выражению (2), можно определить равенство нулю разности правых нулей и правых полюсов передаточной функции этой системы. Если не допускать появления правых полюсов, то метод обнаружения правых нулей сложной передаточной функции останется таким же, как и для одного полинома.

В процессе преобразования матриц по частотным характеристикам добавочные члены (рис. 2, б) могут иметь правые полюсы, если элемент на пересечении вычеркнутых строк и столбца содержит правые нули. Поэтому, чтобы не усложнять процедуру определения правых нулей и полюсов в последующих преобразованиях, не следует допускать появление правых полюсов в элементах матрицы. В исходной матрице это делается путем *упоминания всей строки на*

полином знаменателя, содержащий правый корень, а при преобразованиях нельзя вычеркивать тот столбец и строку, если на пересечении лежит элемент с правым нулем.

Исключение неизвестных по матрице связей, проделываемое по частотным характеристикам при гарантии, что правые нули и полюсы не сокращаются, позволяет успешно решать задачу эквивалентирования сложной системы регулирования. Следует заметить, что в процессе исключения неизвестных не происходит повышения порядка уравнений. Влияние исключенной координаты проявляется в виде добавки, в которой близкие левые нули и полюсы сокращаются. Поэтому порядок полиномов оставшихся связей будет значительно ниже, чем при раскрытии определителей.

Приведенный метод исключения координат по частотным характеристикам позволяет успешно решать проблему определения устойчивости многосвязной системы. В результате исключения промежуточных координат получается матрица с одним элементом против оставшейся неизвестной. При отсутствии правых нулей этого оставшегося элемента система будет устойчива.

Таким образом, записав матрицу связей так, что ни один элемент не содержит правых полюсов, и делая исключения тех строк и столбцов, на пересечении которых элементы не содержат правых нулей, получим в конечном итоге элемент, который не содержит правых полюсов. В соответствии с условием (2) можно проверить наличие правых нулей и, следовательно, устойчивость системы.

Рассмотрим, наконец, решение проблемы инвариантности и автономности многосвязных систем регулируемого электропривода.

В общем случае многосвязную систему, реализующую принцип регулирования по отклонению, можно представить структурной схемой, изображенной на рис. 5. На этом рисунке: W_i — передаточная функция контура i -й сепаратной системы регулирования; M_{ik} — передаточная функция связи k -й координаты с i -й координатой ($i \neq k$); B_i — передаточная функция звена задания i -й координаты с учетом эквивалентного звена, осуществляющего приведение любого закона изменения задания к единичной ступенчатой функции; A_i — передаточная функция разомкнутой i -й сепаратной системы по возмущению с учетом приведения возможного закона изменения к единичному.

Основное требование к любой системе регулирования состоит в том, чтобы регулируемая координата системы была равна задающей при любом изменении задания и наличии всех возмущений, к которым, в частности, можно отнести и изменения связанных координат других систем регулирования. Следовательно, каждую систему надо проектировать так, чтобы ошибка δ_i , представляющая собой разность между заданным действительным значением регулируемой координаты, во всех режимах стремилась к нулю.

Для удобства дальнейшего анализа примем за неизвестные координаты величины ошибок δ_i , выраженные в долевых единицах. Все внешние воздействия на управляемые F_{ui} и возмущающие F_{vi} — мо-

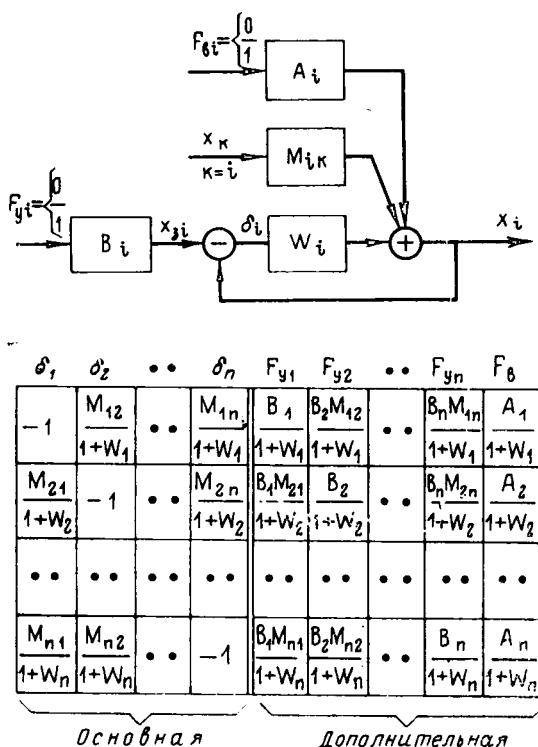


Рис. 5. Структурная схема и матрица обобщенных связей многосвязанной системы регулирования.

гут принимать значения 0 или 1. Полученную расширенную матрицу условно разобъем на основную часть и дополнительную.

Для исследования устойчивости достаточно рассмотреть основную матрицу. Это делается последовательным исключением неизвестных рассмотренным выше способом. Для решения вопроса инвариантности и автономности необходимо обратить внимание на элементы дополнительной части матрицы.

Нетрудно убедиться, в том, что ошибки будут отсутствовать только тогда, когда все коэффициенты дополнительной части расширенной матрицы (рис. 5) будут равны нулю. Однако в общем случае они равными нулю быть не могут. Их можно сделать лишь сколь угодно малыми и, следовательно, получить систему, инвариантную до ϵ . Так как все ошибки в данном случае измеряются в долевых единицах, а все возмущения приведены к единичным ступенчатым воздействиям, то проблема создания системы инвариантности до ϵ сводится к тому, чтобы модули частотных характеристик каждого из коэффициентов присоединенной части матрицы рис. 5 не превышали значения допустимой ошибки ϵ . Иными словами, должны соблюдаться следующие неравенства:

$$\left| \frac{A_t(j\omega)}{1 + W_t(j\omega)} \right| < \epsilon; \quad (3)$$

$$\left| \frac{B_t(j\omega)}{1 + W_t(j\omega)} \right| < \epsilon; \quad (4)$$

$$\left| \frac{B_t(j\omega) M_{th}(j\omega)}{1 + W_t(j\omega)} \right| < \epsilon. \quad (5)$$

Выбор желаемой амплитудной характеристики главного контура регулирования производится из условия инвариантности системы к внешним возмущениям, т. е. из условия (3). Оказывается, часто бывает так, что нет необходимости бесконечно увеличивать полосу пропускания частот регулятора и иметь большой наклон амплитудной характеристики до частоты среза. На высоких частотах часто выполняется условие $|A(j\omega)| < \epsilon$, так как реальные объекты при отсутствии регулятора, как правило, содержат инерционные звенья. Так, например, за счет механической инерции двигателя на высоких частотах изменение его скорости при действии статического момента составляет очень малую величину. После выбора амплитудных характеристик контуров W_i можно осуществить выбор характеристик узлов задания B_i из условий (4) и (5).

Таким образом, зная реакцию системы на все возможные возмущения при отсутствии регулятора, можно определить желаемую амплитудную характеристику регулятора из условия допустимой ошибки. По выбранной характеристике регулятора определяется такой закон изменения задания, чтобы ошибка при его отработке также не выходила за предел. Последнее особенно важно в многосвязных системах. Например, в прокатном стане ошибку натяжения при ускорении стана можно существенно снизить при изменении задания не по линейному закону, а по параболическому.

Выводы. При исследовании динамики многодвигательного электропривода, образующего многосвязную систему регулирования, весьма эффективно могут применяться структурные методы, если наряду с графическими приемами преобразования структурных схем применять преобразования по матрице связей, также отражающей структуру системы.

Предложенное правило исключения координат и связей по матрице связей, а также существенное упрощение построения логарифмических частотных характеристик параллельных звеньев с помощью специальной векторной линейки позволяют успешно осуществить эквивалентирование любой сложной линеаризованной системы и определить ее устойчивость.

Указанные приемы могут успешно использовать-ся и при расчетах сложных электрических цепей.

ЛИТЕРАТУРА

- Дружинин Н. Н., Непрерывные станы как объект автоматизации, изд-во «Металлургия», 1967.
- Морозовский В. Т., Элементы теории многосвязных систем автоматического регулирования, Московский институт радиотехники, электроники и автоматики, 1968.
- Современные методы проектирования систем автоматического управления, под общей ред. Б. Н. Петрова, В. В. Соловьёвника, Ю. И. Топчиева, изд-во «Машгостроение», 1967.
- Борцов Ю. А. и Суворов Г. В., Методы исследования динамики сложных систем электропривода, изд-во «Энергия», 1966.
- Борцов Ю. А., Суворов Г. В. и Шестаков Ю. С., Экспериментальное определение параметров и частотных характеристик автоматизированных электроприводов, изд-во «Энергия», 1969.

Перспективы применения систем подчиненного типа для управления экскаваторными электроприводами

Канд. техн. наук В. Т. БАРДАЧЕВСКИЙ, инженеры Б. Ф. ИВАНКОВ и Б. Я. ПАНЧЕНКО
Львовский ордена Ленина политехнический институт

Системы подчиненного типа [Л. 1 и 2] успешно применяются в ряде отраслей промышленности. С их помощью просто решаются задачи ограничения регулируемых переменных и формирования требуемых статических и динамических характеристик электроприводов. Благодаря своим положительным свойствам системы подчиненного регулирования (СПР) находят применение также для управления главными приводами одноковшовых экскаваторов. В отечественной практике для этой цели используют системы последовательного типа [Л. 3]; за рубежом применяют также СПР с параллельным включением регуляторов [Л. 4]. Представляет интерес сравнить свойства экскаваторных электроприводов, управляемых с помощью СПР обоих типов, и оценить перспективы использования тех или иных систем управления для различных приводов.

При исследованиях будем рассматривать электропривод по системе Г—Д с тиристорным возбуждением, который можно считать основным перспективным типом привода для главных механизмов крупных экскаваторов. Примем также, что для контроля состояния привода сохраняются существующие обратные связи по току и напряжению. Рассмотрим свойства некоторых вариантов СПР последовательного и параллельного типов, которые находят или могут, на наш взгляд, найти применение для управления экскаваторными электроприводами.

На рис. 1,а показан вариант широко применяемой двухконтурной системы последовательного типа, в которую введен дополнительный узел УФ, служащий для формирования механической характеристики с двойным изломом на участке токоограничения. Другой вариант системы последовательного типа [Л. 3] приведен на рис. 1,б. Особенностью этой схемы является наличие положительной обратной связи по напряжению в регуляторе тока, который в этом случае принимается пропорциональным; в регулятор напряжения заведена положительная обратная связь по току. Еще одна схема последовательного типа показана на рис. 2. Кроме контура

регулирования тока она содержит также контур формирования производной тока, выполненный на интегральном и на пропорциональном регуляторе с ограничением.

Вариант схемы параллельного типа, представленный на рис. 3, содержит два регулятора в контуре тока для двух его направлений и один регулятор в контуре напряжения. Здесь по сравнению со схемой, нереверсивный вариант которой описан в [Л. 4], используется меньшее число регуляторов, одна диагональная схема переключения контуров вместо двух, а в самой схеме отсутствуют опорные напряжения. Для согласования начальных условий при переключении контуров обратные связи регуляторов тока заведены за диоды. Для формирования механической характеристики с двойным изломом также используется узел УФ.

Основные показатели работы главных приводов экскаватора зависят прежде всего от статических и динамических свойств токового контура. Действительно, от вида диаграмм тока, которые формируются этим контуром в рабочих режимах, зависят, с одной стороны, производительность, а с другой — безаварийность и долговечность работы экскаватора. Поэтому и сравнение схем должно производиться в основном по свойствам контуров тока. В системах подчиненного управления задача сравнения облегчается тем, что в основных режимах работы в действии находится только контур тока: в пускотормозных режимах и режимах глубоких нагрузений ($I > I_{\text{стоп}}$) регулятор напряжения либо отключен (в системах параллельного типа), либо находится в насыщении (в системах последовательного типа). Выбор параметров регуляторов всех описанных вариантов СПР производится поэтому сначала для главного, токового контура, а затем — для других контуров в зависимости от настройки первого.

Во всех рассматриваемых схемах передаточная функция регулятора тока содержит интегральную составляющую, что обеспечивает астатизм регулирования тока и способствует снижению чувствительности контура тока к возможному изменению его

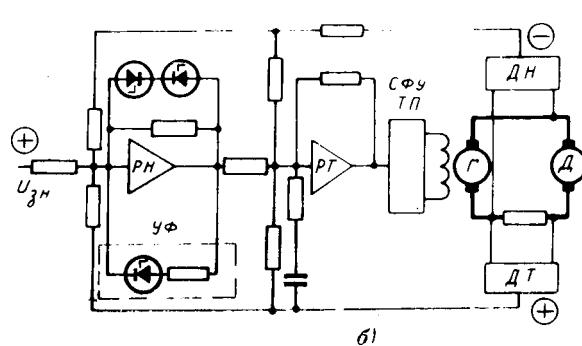
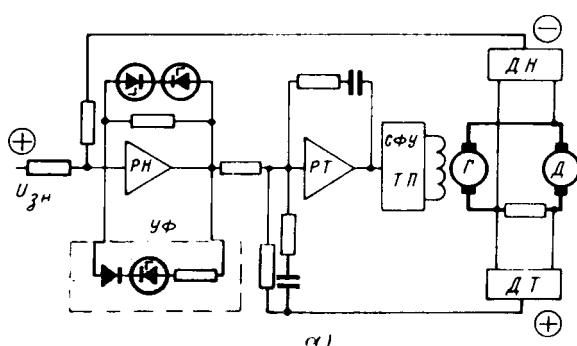


Рис. 1. Схемы электропривода с системами управления последовательного типа с одним контуром регулирования тока.
а — система с ПИ-регулятором тока; б — система с положительной обратной связью по напряжению в контуре тока. $РН$, $РТ$ — регулятор напряжения и тока; $ДН$, $ДТ$ — датчики напряжения и тока; $ТП$, $СФУ$ — тиристорный преобразователь и система фазового управления; $УФ$ — напряжение задания для регулятора $РТ$.

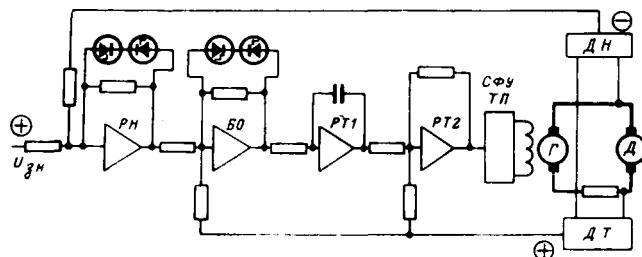


Рис. 2. Схема электропривода, управляемого СПР последовательного типа с контуром регулирования темпа нарастания тока (БО — блок ограничения).

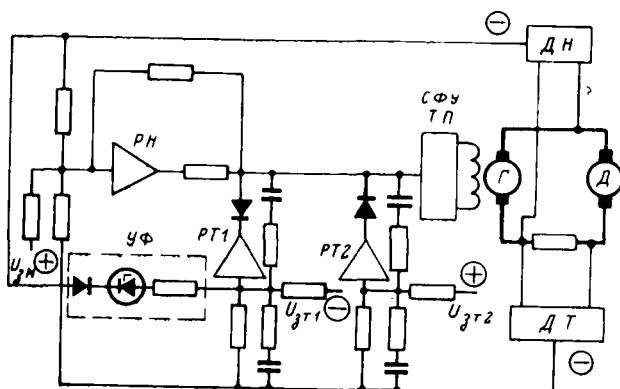


Рис. 3. Схема электропривода, управляемого СПР параллельного типа.

параметров. Реализация интегрального принципа не исчерпывается схемами с непосредственным введением интеграторов, как это осуществляется в системах с УБСР. Возможны и другие способы введения интеграла в закон регулирования [Л. 5]. Так, в системах управления экскаваторными электроприводами хорошо зарекомендовала себя схема с критической положительной формирующей связью по напряжению в контуре тока (рис. 1,б) и схема с нелинейной обратной связью по напряжению; в период формирования тока эта связь становится положительной [Л. 6].

Остановимся на настройке контура тока для двух его исполнений. Контур тока одного исполнения содержится в схеме рис. 1,а и рис. 3, а второго — в схеме рис. 1,б. Соответствующие структурные схемы контуров тока представлены на рис. 4,а и б. На структурных схемах объект регулирования замещается одномассовой системой; жесткость передачи учитываем только для копающих механизмов в режиме стопорения. На рис. 4,а и б дополнительные связи, обусловленные жесткостью, показаны пунктиром. В схемах рис. 1,а и б и рис. 3 дифференцирующий элемент включен только в обратную связь контура тока. Это обусловлено стремлением добиться плавности нарастания (спадания) тока с целью снижения динамических перегрузок кинематических передач в пускотормозных режимах. Сопротивление, включенное последовательно с емкостью в цепи обратной связи, — мало и поэтому в расчетах не учитывается; оно выбирается из условий помехозащищенности регулятора по каналу обратной связи.

Приведем выражение для тока двигателя, найденное по структурной схеме риска 4.1, при условии

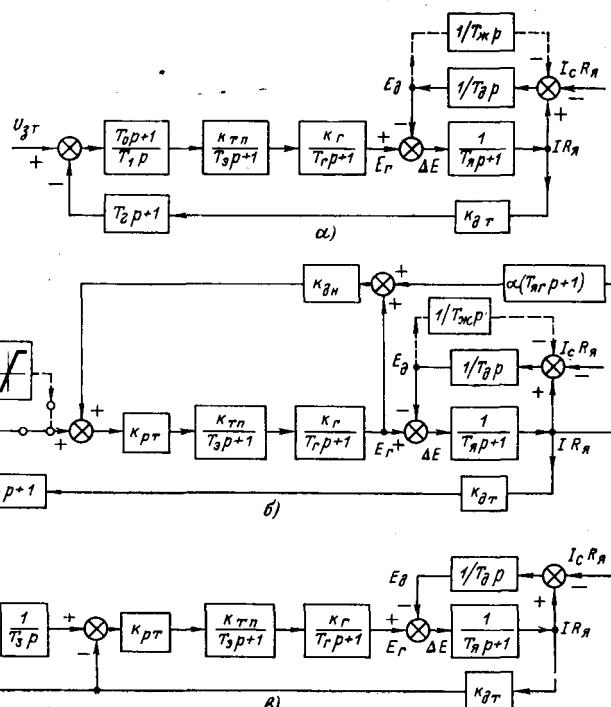


Рис. 4. Структурные схемы контура регулирования тока двигателя. а — для системы рис. 1,а; б — для системы рис. 1,б и рис. 3; в — для системы рис. 2.

полной компенсации постоянной времени обмотки возбуждения генератора, т. е. при $T_0 = T_r$:

$$I(p) = \frac{U_{3\pi}(p)/k_{\pi\pi}R_\pi + I_e(p)\gamma_1(T_3p+1)}{(T_2p+1) + \gamma_1(T_3p+1)[(T_1p+1)T_4p+1]}, \quad (1)$$

где

$$\gamma_1 = \frac{T_1}{T_{\pi} k_{\pi\pi} k_{\text{r}} k_{\pi\pi}} . \quad (2)$$

В схеме рис. 1,б для получения интегрального закона регулирования необходимо выполнить условие:

$$k_{\text{дн}} = \frac{1}{k_{\text{рт}} k_{\text{тп}} k_{\text{т}}} , \quad (3)$$

тогда согласно структурной схеме рис. 4, б

$$I(p) = \frac{U_{3T}(p)/k_{3T}R_3 + I_c(p)\gamma_2(T_3p+1)}{(T_2p+1) + \gamma_2(T_3p+1)[(T_3p+1)T_3p+1]} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{\alpha}{k_3k_2k_1k_0(T_{3T}p+1)}, \quad (4)$$

где

$$\gamma_2 = \frac{T_r}{T_\pi k_{p\pi} k_{\pi\pi} k_r k_{\pi\pi}}. \quad (5)$$

При выводе формулы (4) принята замена $T_3 + T_4 \approx T_g$, что достаточно правомерно для генераторов с тиристорным возбуждением. В реальных системах коэффициент $a/k_{pt}k_{tp}k_{dt} \ll 1$, поэтому последним слагаемым в знаменателе выражения (4) можно пренебречь. Тогда (1) и (4) приобретают одинаковый вид, что свидетельствует об эквивалентности схем рис. 1, а и б в отношении их динамических свойств при условии $y_1 = y_2 = y$.

Что касается аппаратурной реализации, то схема рис. 1б более проста, особенно в случае большой

постоянной времени T_g , когда требуются значительные форсировки по возбуждению генератора для ускорения электромагнитных переходных процессов. При использовании ПИ-регулятора и полной компенсации постоянной времени обмотки возбуждения генератора ($T_g = T_0$) передаточная функция регулятора согласно рис. 4,а равна:

$$W_p(p) = \frac{T_0 p + 1}{T_1 p} = \frac{T_g}{T_1} + \frac{1}{T_1 p}. \quad (6)$$

Следовательно, с увеличением T_g начальная форсировка, определяемая первым членом этого выражения, увеличивается, а относительное влияние интегральной составляющей снижается, поэтому при большой постоянной времени T_g обмотки возбуждения требуются большие значения емкости и сопротивления в обратной связи собственно регулятора, что усложняет схемную реализацию. Такое же увеличение T_g в схеме рис. 1,б приводит к возрастанию коэффициента усиления k_{pt} регулятора тока и соответственно к уменьшению глубины положительной обратной связи, если мы хотим сохранить то же значение коэффициента γ_2 . В предельном случае при достаточно большом T_g необходимость в положительной обратной связи отпадает вообще; при этом генератор можно рассматривать как интегрирующее звено:

$$k_g/(T_g p + 1) \approx k_g/T_g p. \quad (7)$$

Уставки регуляторов тока копающих механизмов экскаватора должны выбираться из условий обеспечения заданных показателей качества не только в рабочем, но также и в стопорном режиме. Приведем поэтому выражения для тока двигателя и момента в упругой передаче в режиме стопорения, найденные по структурной схеме рис. 4,а:

$$I(p) = \frac{I_0}{p} + \frac{\frac{\Delta U_{st}(p)}{k_{dt} R_a} \frac{T_y^2 p^2 + 1}{T_a p + 1} +}{\gamma T_a p [T_y^2 T_a p^3 + T_y^2 p^2 + (T_{ik} + T_a) p +]} \rightarrow \\ \rightarrow \frac{+ \left(\frac{E_{do}/R_a}{p} \right) \gamma T_a p}{+ 1 + (T_y^2 p^2 + 1) D(p)}. \quad (8)$$

где $T_y = \sqrt{T_d T_{ik}}$ — период собственных колебаний упругой системы «двигатель — кинематическая связь»; E_{do} , I_0 — значения э. д. с. и тока двигателя в момент начала стопорения; ΔU_{st} — изменение напряжения задания на входе токового контура в период стопорения; $D(p) = \frac{T_2 p + 1}{T_a p + 1}$ — передаточная функция динамика, выражающая степень некомпенсации эквивалентной постоянной времени T_a .

Для режима стопорения момент в упругой передаче определяется выражением:

$$M_y(p) = k_m \left\{ \frac{I_0}{p} + \frac{\frac{\Delta U_{st}(p)}{k_{dt} R_a} \frac{1}{T_a p + 1} +}{\gamma T_a p [T_y^2 T_a p^3 + T_y^2 p^2 + (T_{ik} + T_a) p +]} \rightarrow \right. \\ \left. + \left(\frac{E_{do}/R_a}{p} \right) T_a p [\gamma (T_d T_{ik} p^2 + T_d p + 1) + D(p)] \right\} \rightarrow \\ \rightarrow \frac{+ 1 + (T_y^2 p^2 + 1) D(p)}{+ 1 + (T_y^2 p^2 + 1) D(p)}. \quad (9)$$

Используя (1) или (4), исследуем прежде всего режим установления тока, когда свободная составляющая процесса практически затухла. Как видно из осциллограмм процессов в контуре тока (рис. 5 и 6), свободная составляющая затухает относительно быстро, поэтому при анализе характера вынужденной составляющей можно приближенно считать $p=0$. Отметим, что в этом режиме скорость не приобретает установившегося значения, а линейно нарастает (спадает). Под действием сигнала задания в двигателе устанавливается ток

$$I_{(3)} = \frac{U_{st}}{k_{dt} R_a} \frac{1}{1 + \gamma}, \quad (10)$$

отличающийся от предельно допустимого значения $I_{stop} = U_{st}/k_{dt} R_a$ на величину

$$\Delta I_{(3)} = \frac{U_{st}}{k_{dt} R_a} \frac{\gamma}{1 + \gamma}. \quad (11)$$

Из тех же выражений (1) или (4) можно найти превышение вынужденной составляющей тока над стопорным значением под действием нагрузки $I_c > I_{stop}$:

$$\Delta I_{(c)} = I_c \frac{\gamma}{1 + \gamma}. \quad (12)$$

Как следует из (11) и (12), в обоих режимах желательно иметь возможно меньшее значение коэффициента γ . При этом снижаются также ток двигателя и момент в упругой передаче при стопорении механизма. Действительно, согласно (8) при $\Delta U_{st} = 0$ и $\gamma \rightarrow 0$ превышение тока над его значением при стопорении механизма стремится к нулю. Что касается превышения момента, то оно согласно (9) при тех же условиях определяется выражением:

$$\Delta M_y(p) = k_m \frac{\frac{E_{do}}{R_a} \frac{T_a}{T_y^2 p^2 + 1}}{T_y^2 p^2 + 1}, \quad (13)$$

из которого можно найти

$$\Delta M_y(t) = k_m \frac{E_{do}}{R_a} \frac{T_a}{T_y} \sin \frac{t}{T_y} = \omega_0 \sqrt{J_d c_{ik}} \sin \frac{t}{T_y}. \quad (14)$$

Максимальное превышение момента упругости над его значением при стопорении механизма $\Delta M_y = \omega_0 \sqrt{J_d c_{ik}}$ определяется только начальной скоростью привода ω_0 , а также моментом инерции двигателя и приведенной к его валу жесткостью связи между двигателем и механизмом. Как видно из (11) и (12), эффективным способом снижения превышений тока и момента в передаче могло бы быть изменение в процессе стопорения величины задания U_s для контура тока, в частности, перемена его знака на противоположный [Л. 7]. Однако для системы Г—Д эта возможность ограничивается допустимыми форсировками возбуждения генератора.

Значение коэффициента γ нельзя, однако, уменьшать беспрепятственно, так как это ухудшает качество переходных процессов при отработке сигнала задания и воздействия нагрузки. Нужные показатели качества можно обеспечить в этом случае двумя способами.

Первый способ состоит в компенсации эквивалентной постоянной времени T_a , после чего стано-

вится возможным выбирать коэффициент γ по какому-либо критерию, например по техническому оптимуму. Заметим, что для приводов по системе Г—Д постоянную времени T_a нельзя рассматривать как малую, поскольку для крупных машин она может составлять несколько десятых долей секунды. В качестве некомпенсируемой в этом случае принимаем постоянную времени якорной цепи T_a . При $T_2 = T_a$ выражение (1) приобретает вид:

$$I(p) = \frac{\frac{\Delta U_{3T}(p)}{k_{pt} R_a} \frac{1}{1+\gamma} \frac{1}{T_a p + 1} + I_c(p) \frac{\gamma}{1+\gamma}}{(T_a p + 1) T_a \frac{\gamma}{1+\gamma} p + 1}. \quad (1a)$$

При настройке знаменателя по техническому оптимуму, что дает малое перегулирование под действием нагрузки, принимаем:

$$T_d \frac{\gamma}{1+\gamma} = 2T_a, \quad (15)$$

откуда

$$\gamma = \frac{2T_a}{T_d - 2T_a}. \quad (16)$$

Из (16) следует, что такая настройка возможна лишь при условии $T_d > 2T_a$. Рассчитав значение γ , следует убедиться: получается ли нужное совпадение динамической и статической характеристик, которое приближенно можно оценить отношением:

$$\kappa = \frac{I_{(3)}}{I_{\text{стоп}}} = \frac{1}{1+\gamma}. \quad (17)$$

Подставляя сюда выражение для γ , выразим κ через постоянные времени T_a и T_d :

$$\kappa = 1 - 2 \frac{T_a}{T_d}. \quad (18)$$

Из (18) следует, что для обеспечения $\kappa > 0,8$ потребуется выполнение условия $T_d > 10T_a$, следовательно, настройка по техническому оптимуму возможна в основном только для приводов поворота экскаваторов, где это соотношение выполняется. При настройке по техническому оптимуму выражение для составляющей тока $I_{(3)}$ по каналу задания содержит нескомпенсированное инерционное звено с постоянной времени T_a . Для привода поворота это обеспечивает плавность нарастания момента.

Второй способ настройки регулятора тока предполагает неполную компенсацию постоянной времени T_a , иначе — введение диполя. Кстати, такой способ в какой-то мере используется также при оптимизации по симметричному оптимуму. Благодаря введению диполя $D(p) = (T_2 p + 1)/(T_a p + 1)$ оказывается возможным получать достаточно малые значения γ также и для случая, когда T_a соизмеримо с T_d , что характерно для приводов копающих механизмов экскаваторов. Расчет диполя в выражении (1) можно производить методом корневого годографа [Л. 8].

Рассмотренные схемы (рис. 1, а и б) обладают тем недостатком, что не позволяют формировать диаграммы тока с темпом нарастания, регулируемым в широких пределах. Такая необходимость возникает при управлении приводами поворота мощных экскаваторов, для которых требуемое время нарастания тока составляет 1—2 сек. Для обес-

печения указанного требования может быть использована схема, разработанная в МЭИ, которая отличается от рассмотренных структур наличием звена с насыщением перед регулятором тока (на рис. 4, б оно показано пунктиром). Изменяя уровень насыщения этого звена, можно получать различный темп нарастания тока. При работе схемы на линейном участке расчетные соотношения (11) и (12) остаются в силе. Ту же задачу в системах параллельного типа можно решить, введя дополнительный контур формирования темпа нарастания тока; в этом случае необходимо иметь датчик производной тока.

Описанные схемы не позволяют получить коэффициент κ совпадения динамической и статической характеристик, равным единице. Такое свойство удается обеспечить путем введения двойного интеграла в закон регулирования тока. Одна из схем [Л. 1], реализующая этот принцип, показана на рис. 2. Исходя из ее структурной схемы (рис. 4, в), запишем выражение для тока:

$$I(p) = \frac{\frac{\Delta U_{3T}(p)}{k_{pt} R_a} + I_c(p) \gamma_3 p (T_a p + 1)}{(T_a p + 1) + \gamma_3 p (T_a p + 1) [(T_a p + 1) T_d p + 1]}, \quad (19)$$

где

$$\gamma_3 = T_a \frac{T_d}{T_d k_{pt} k_{tr} k_r k_{dt}}. \quad (20)$$

Выражение (19) выведено при допущении (7). Кроме того, принято, что формирование темпа нарастания тока закончилось, и регулятор *БО* работает на линейном участке. Из этого выражения легко видеть, что составляющая $I_{(3)}$ тока двигателя в период отработки сигнала задания приближается к своему предельному значению $I_{\text{стоп}}$ и не зависит от параметров регуляторов T_a и k_{pt} , а составляющая $\Delta I_{(c)}$ стремится к нулю. Как показывают исследования, свободная составляющая в этом случае затухает очень быстро. Настройка внутреннего, токового, контура производится по изложенной выше методике. Настройку контура регулирования темпа тока можно осуществить по условиям технического оптимума.

Для приводов всех типов главных механизмов экскаваторов в качестве регулятора напряжения при последовательном включении регуляторов используется П-регулятор с дополнительной положительной обратной связью по току (рис. 1, б). Расчет коэффициента усиления регулятора достаточно производить по тем же условиям технического оптимума. С помощью дополнительной связи по току можно получить практически любую жесткость механической характеристики привода на рабочем участке. На этом участке положительная обратная связь компенсирует действие отрицательной и одновременно способствует улучшению динамических свойств контура напряжения. Для систем параллельного типа в контуре напряжения рекомендуется использовать пропорциональный регулятор с отрицательной обратной связью по току, что необходимо для согласования начальных условий при переходе от работы одного контура к другому. Для этой же цели в контуре напряжения можно использовать также ПД-регулятор уже без дополнительной обратной связи.

Свойства описанных вариантов систем подчиненного типа с рекомендуемыми настройками регуляторов исследовались на лабораторной установке. Испытания проводились на машинах мощностью 6 квт с тиристорным или магнитным возбудителем генератора; постоянные времени привода таковы: $T_g=0,5$ сек; $T_d=0,1$ сек; $T_a=0,03$ сек; $T_e=0,06$ сек. В качестве регуляторов использовались блоки УБСР. Режимы стопорения осуществлялись с помощью гидравлического тормоза, связанного с двигателем через эластическую передачу. Осциллограммы основных режимов работы приводов с рассмотренными системами управления подчиненного типа приведены на рис. 5, 6 и 7. На рис. 5, а и б представлены осциллограммы переходных процессов в приводе, управляемом системой последовательного типа с П-регулятором в контуре тока и положительной обратной связью по напряжению (рис. 1, б). Процесс пуска (осциллограмма рис. 5, а) характеризуется весьма малым перерегулированием тока и его постоянством на протяжении всего пуска. Коэффициент совпадения диаграмм тока при пуске составляет $\kappa=0,95$. При стопорении (осциллограмма рис. 5, б) кратность превышения тока

$$k_d = \frac{I_{\max}}{I_{\text{стоп}}} = 1,2.$$

В приводе с системой управления параллельного типа (рис. 3) процессы пуска и стопорения показаны соответственно на осциллограммах рис. 5, в и г. Как видно из осциллограмм, динамические показатели процессов почти не отличаются от таковых для привода с системой последовательного типа. Коэффициент совпадения при пуске составляет $\kappa=0,95$, а $k_d=1,18$.

На рис. 6, а приведена осциллограмма пуска, реверса и торможения привода, управляемого системой последовательного типа с дополнительным контуром темпа нарастания тока (рис. 2). С помощью блока ограничения *БО* установлено время нарастания тока, равное 1 сек. Коэффициент совпадения динамической характеристики со статической κ и близок к единице. В той же системе, но только без блока *БО*, процессы пуска, реверса и торможения (осциллограмма рис. 6, б) характеризуются коэффициентом κ , практически равным единице, а процесс стопорения (осциллограмма рис. 6, в) — коэффициентом $k_d=1,07$.

В экспериментальной установке для получения коэффициента совпадения динамической и статической характеристики $\kappa>0,9$ было достаточно иметь полуторакратный запас по напряжению возбудителя ($k_f=1,5$). В крупных машинах, у которых постоянная времени обмотки возбуждения генератора T_g может достигать значения 5—6 сек, для получения высоких коэффициентов заполнения κ потребуется уже запас по напряжению возбудителя $k_f=4—5$. Для приводов копающих механизмов с низкоскоростными двигателями даже при таких значениях k_f , но больших значениях T_g , возбудитель может попадать в насыщение при пусках с малыми нагрузками. При этом коэффициент заполнения κ снижается. Это подтверждается осциллограммой пуска, приведенной на рис. 7, а.

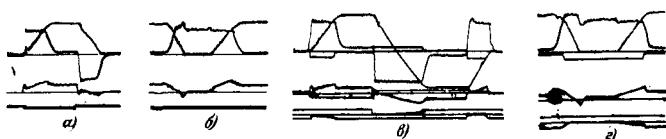


Рис. 5. Осциллограммы режимов работы привода.
а — пуск и торможение; б — стопорение в приводе с системой управления рис. 1, б; в — пуск, реверс и торможение; г — стопорение в приводе с системой управления рис. 3.

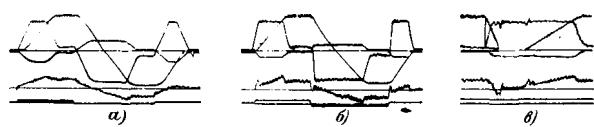


Рис. 6. Осциллограммы режимов работы привода, управляемого системой последовательного типа с контуром регулирования темпа нарастания тока (рис. 2).
а — пуск, реверс и торможение в системе управления с блоком ограничения *БО*; б — то же, но без блока *БО*; в — стопорение.

вода подъема с такими параметрами: $T_g=5,9$ сек; $T_a=0,05$ сек; $T_d=0,035$ сек; $\omega_{\text{д.ном}}=26$ об/мин; $I_{\text{стоп}}=6,5$ кА; $U_{\text{в.ном}}=115$ в; $U_{\text{в.макс}}=510$ в ($k_f=4,4$). Управление приводом осуществляется системой параллельного типа.

Как видно из осциллограммы, из-за насыщения возбудителя коэффициент совпадения κ имеет низкое значение — пусковой ток намного меньше $I_{\text{стоп}}$. Для класса низкоскоростных электроприводов это не имеет существенного значения, поскольку электромеханические процессы в них протекают достаточно быстро по сравнению с электромагнитными процессами в обмотке возбуждения генератора. Однако отсюда еще не следует вывод о допустимости малых коэффициентов форсировки k_f . При стопорении величина максимального усилия в передаче и превышение тока существенно зависят от k_f : при достаточно большом коэффициенте форсировки быстродействующая система управления сможет ограничить указанные величины и, наоборот, если k_f мало, то возбудитель быстро попадает в насыщение, перерывая канал управления.

Для иллюстрации сказанного на рис. 7, б для тех же условий показана осциллограмма процесса стопорения. При моделировании учитывалась податливость кинематических связей и грунта. Благодаря достаточно большому коэффициенту форсировки и высокому быстродействию регулятора тока удалось ограничить максимальное значение тока величиной $1,2I_{\text{стоп}}$.

Результаты аналитического рассмотрения и лабораторных исследований вариантов СПР позволяют сравнивать схемы между собой. Как было указано, системы управления последовательного и параллельного типов с одним контуром тока (рис. 1, б и 3) обладают практически одинаковыми статическими и динамическими показателями во всех основных режимах работы экскаватора. Поэтому схемы необходимо сравнивать по другим техническим показателям, среди которых выделяем показатели, прямо или косвенно связанные с надежностью системы управления, поскольку требование безотказности является одним из самых существенных для экскаваторных приводов. Эти показатели нельзя, однако,

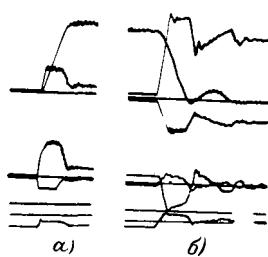


Рис. 7. Осциллограммы режимов работы привода подъема (снятые на модели).
а — пуск; б — стопорение.

оценить безотносительно, не указав типа усилителей, на которых выполнены регуляторы. В настоящее время они строятся на базе либо транзисторных (типа УБСР), либо магнитных усилителей (МУ) — высокочастотных или усилителей промышленной частоты. Последние, уступая транзисторным и высокочастотным магнитным усилителям в быстродействии, как известно, намного надежнее и проще в эксплуатации.

Нами исследовались системы управления с усилителями, собственные постоянные времени которых составляют 0,05—0,07 сек. Исследования показали, что для приводов по системе Г—Д, управляемых рассмотренными системами подчиненного типа, инерционные усилители обеспечивают примерно такие же показатели качества процессов регулирования, как и безынерционные. Однако, если в СПР последовательного типа применение МУ промышленной частоты не вызывает каких-либо затруднений в смысле схемной реализации, то в системах параллельного типа появляются трудности согласования выходов усилителей со схемой выбора меньшего сигнала. Еще в большей мере это проявляется при необходимости формировать темп нарастания тока. Так, в СПР последовательного типа формирование легко осуществляется с помощью схемы, представленной на рис. 2. Что касается СПР параллельного типа, то здесь понадобилось бы либо ввести два дополнительных усилителя и датчик производной тока, либо использовать задатчик интенсивности на входе регулятора тока.

Сказанное дает основание сделать следующее заключение. Впредь до разработки безынерционных усилителей, надежность которых была бы не ниже, чем надежность существующих блоков МУ промышленной частоты, системы управления экскаваторными электроприводами должны базироваться на структурах последовательного типа. Для систем параллельного типа (при таком же исполнении регуляторов) необходимы дальнейшие поиски схемной реализации. Они будут оправданы принципиальными положительными свойствами СПР параллельного типа — большим удобством наладки, низкой чувствительностью к изменениям параметров регуляторов, что объясняется малым взаимовлиянием контуров.

Сформулируем рекомендации по применению систем подчиненного управления, имея в виду, что они реализуются на МУ промышленной частоты.

Для приводов копающих механизмов рекомендуется применять, кроме уже использующихся СПР

последовательного типа с одним контуром регулирования тока, также системы с двумя контурами тока (схема рис. 2 без блока ограничения). Последние целесообразно использовать для экскаваторов-лопат, работающих в более жестких условиях, чем драглайны. Это связано с тем, что наличие второго интегратора способствует, как отмечалось, эффективному ограничению тока двигателя и момента в упругой передаче.

Для привода механизма поворота мощных экскаваторов можно рекомендовать систему последовательного типа с двумя контурами регулирования тока (рис. 2) или систему с одним контуром тока с дополнительным звеном ограничения перед регулятором тока. Первая из них более предпочтительна в случае, когда желательно иметь высокий коэффициент заполнения токовой диаграммы; вторая, — когда возможно обеспечить хорошее совпадение динамических и статических характеристик за счет выполнения соотношения $T_d \gg T_g$, что и позволяет применить более простую схему.

Обозначения, принятые на рисунках и в тексте:

U_{3t} — напряжение задания для регулятора тока; E_r , E_d — д. с. генератора, двигателя и их разность; I , I_e — полный ток двигателя и его составляющая, соответствующая моменту статического сопротивления; R_a — сопротивление якорной цепи; k_{tr} , k_r — коэффициенты усиления тиристорного преобразователя и генератора; k_{dt} , k_{di} — коэффициенты передач датчика тока и напряжения; k_{pt} — коэффициент усиления П-регулятора тока; T_g , T_d , T_{ag} — постоянные времени возбуждения генератора, якорной цепи системы Г—Д и якоря генератора; T_e — эквивалентная постоянная времени, учитывающая инерционность системы сеточного управления, запаздывание тиристорного преобразователя и постоянную времени, обусловленную действием вихревых токов в стали генератора; $T_d = J_d R_a / k_{ekm}$ — электромеханическая постоянная времени привода; $T_{ik} = k_{ekm} / c_{ik} R_a$; J_d — момент инерции привода; T_0 , T_1 , T_2 , T_3 — постоянные времена регуляторов; α — отношение сопротивления якоря генератора к полному сопротивлению якорной цепи системы Г—Д; k_e , k_m — постоянные электродвигателя; c_{ik} — приведенная жесткость упругой связи.

ЛИТЕРАТУРА

- Лебедев Е. А. и др., Унифицированные системы автоматического регулирования электропривода, Информстандартэлектро, 1967.
- Latzel W., Begrenzungsregelungen, «Regelungstechnik», Н. 4, 1964.
- Вуль Ю. Я. и др., Наладка электроприводов экскаваторов, изд-во «Недра», 1969.
- Eisele H., Vance A. M., Parallel control system regulates motor speed and torque, «Westinghouse Engr.», 1966, № 4.
- Рабинович Л. В. и др., Проектирование следящих систем, изд-во «Машиностроение», 1969.
- Бардачевский В. Т. и Кишко Р. С., Формирование трапециевидной диаграммы тока при переходных процессах в реверсивной системе генератор — двигатель, «Электротехника», 1965, № 10.
- Карнюшин Л. В. и Каминская Д. А., Устройство для ограничения момента электродвигателя постоянного тока, Авторское свидетельство № 154313, «Бюллетень изобр.», 1963, № 9.
- Удерман Э. Г., Метод корневого годографа в теории автоматического управления, Госэнергоиздат, 1963.



Об оптимальном управлении двигателем при изменении тока возбуждения

Канд. техн. наук Ю. А. БЫЧКОВ
ЛЭТИ им. В. И. Ульянова (Ленина)

Решению с помощью принципа максимума задачи оптимального по скорости управления двигателем независимого возбуждения при изменении напряжения, подводимого к якорю, а также тока в цепи обмотки возбуждения, посвящен ряд работ [Л. 1—3].

В данной статье рассмотрены все возможные случаи оптимального управления указанным двигателем в предположении, что выходной координатой является скорость вращения.

Динамика исследуемого объекта при использовании относительных единиц без учета насыщения магнитной системы, постоянной времени якорной цепи и сопротивления щеток описывается следующими уравнениями:

$$\frac{dx}{dt} = (u_1 - xy) y - m; \quad (1)$$

$$\frac{dy}{dt} = \frac{1}{\beta} (u_2 - y), \quad (2)$$

где x — скорость двигателя; y — ток возбуждения; u_1 — управляющее воздействие в цепи якоря (напряжение); u_2 — управляющее воздействие в цепи обмотки возбуждения (ток); m — статический момент на валу двигателя; β — постоянная времени обмотки возбуждения (в качестве базовой величины для времени взята электромеханическая постоянная времени двигателя).

На управляющие воздействия наложены следующие ограничения:

$$|u_1| \leq 1; 0 < \alpha \leq u_2 \leq 1. \quad (3)$$

Целью управления является достижение заданной скорости за минимальное время при определенном конечном токе возбуждения.

Решая задачу с помощью принципа максимума [Л. 4], составим гамильтониан:

$$H = \psi_1 [(u_1 - xy) y - m] + \frac{1}{\beta} \psi_2 (u_2 - y).$$

Уравнения для вспомогательных переменных

$$\frac{d\psi_1}{dt} = - \left(\frac{\partial H}{\partial x} \right) = y^2 \psi_1; \quad \frac{d\psi_2}{dt} = - \left(\frac{\partial H}{\partial y} \right) = - (u_1 - 2xy) \psi_1 + \frac{1}{\beta} \psi_2, \quad (4)$$

откуда

$$\left. \begin{aligned} \psi_1 &= \psi_{10} \exp \left(\int_0^t y^2 dt \right); \\ \psi_2 &= \left[\psi_{20} - \int_0^t (u_1 - 2xy) \psi_1 \exp \left(- \frac{t}{\beta} \right) dt \right] \times \\ &\quad \times \exp \frac{t}{\beta} = [\psi_{20} - \psi_{2t}] \exp \frac{t}{\beta}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Из выражения для гамильтониана с учетом условий (3) находим, что для достижения оптимального управления необходимо, чтобы (при $y > 0$)

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= \operatorname{sign} \psi_1; \\ u_2 &= \begin{cases} 1 & \text{при } \psi_2 > 0; \\ \alpha & \text{при } \psi_2 < 0. \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Из первого уравнения (5) и первого условия (6) видно, что если $\psi_{10} \neq 0$, то u_1 не меняет знака в течение процесса управления. На основании второго уравнения (5) заключаем, что переменная $\psi_2(t)$ имеет не более двух перемен знака и, следовательно, возможно не более трех интервалов постоянства управляющего воздействия u_2 .

На фазовой плоскости x, y управление объектом может иметь целью, например, достижение установившейся скорости x_k за минимальное время при токе возбуждения y_k . Соответствующая точка 1 фазовой плоскости принадлежит кривой $(1-xy)y=m$ (рис. 1).

В [Л. 2] было доказано, что в общем случае фазовая плоскость x, y разбивается на пять областей, как показано на рис. 1. Границами областей служат фазовые траектории, ведущие к цели управления: $A(u_1=1; u_2=1)$; $B(u_1=1; u_2=\alpha)$; $C(u_1=-1; u_2=\alpha)$; $D(u_1=-1; u_2=1)$, и линия переключения E , на которой происходит изменение знака управляющего воздействия u_2 в том случае, когда u_2 имеет максимально возможное число интервалов постоянства.

Для взятого при построении рис. 1 сочетания параметров линия E на участке 2—3 совпадает с гиперболой $xy=0,5$. Знаки функций ψ_1 и ψ_2 для соответствующих областей указаны на рисунке. Как видно из рис. 1, областями III и V являются областями особого управления [Л. 5], получаемого при $\psi_1=\psi_{10}=0$, внутри которых управляющее воздействие u_1 может принимать любые значения в рамках первого условия (6), т. е. не является единственным. Если точка x_k, y_k расположена ниже гиперболы $xy=0,5$, то области II не будет.

В [Л. 3] было показано, что на фазовой плоскости x, y могут быть выделены также линии особого управления при $\psi_2=0$, которые представляют собой гиперболы $xy=0,5u_1$. Наилучшим в

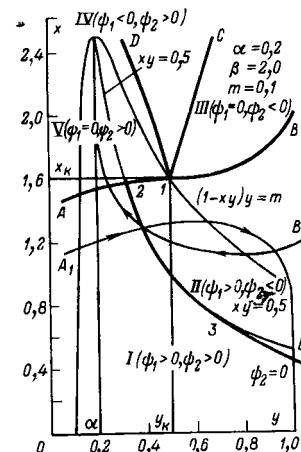


Рис. 1.

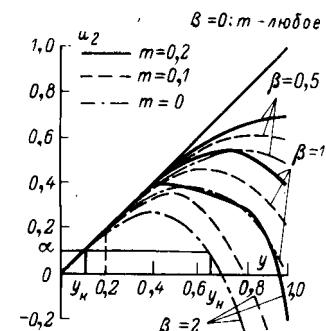


Рис. 2.

смысле быстродействия (для $x > 0$) оказывается особое управление при $u_1 = 1$, которое, следовательно, осуществляется по гиперболе $xy = 0,5$. Этот факт известен из теории электропривода [Л. 6]. В настоящее время есть двигатели, допускающие большую кратность тока якоря по отношению к номинальному (например, двигатели с печатным якорем), поэтому исследование такого режима работы представляет практический интерес.

Поделим (1) на (2) и подставим в полученное выражение значения $u_1 = 1$, $xy = 0,5$ и $\frac{dx}{dy} = -\frac{1}{2y^2}$

(дифференциальное уравнение, соответствующее указанной гиперболе). Из полученного таким образом уравнения непосредственно следует, что для движения по гиперболе $xy = 0,5$ необходимо осуществить следующий закон изменения управления u_2 [Л. 3]:

$$u_2 = y + 2y^2 m \beta - y^3 \beta. \quad (7)$$

На рис. 2 представлен ряд зависимостей необходимого управляющего воздействия u_2 от тока возбуждения y , построенных по уравнению (7). Как видно из рисунка, в большинстве случаев особое управление не может быть выдержано на всей гиперболе $xy = 0,5$ в силу второго условия (6). Абсциссы y_1 и y_2 начала и конца участка особого управления определяются точками пересечения кривой (7) с прямой $u_2 = a$ (рис. 2). Из рис. 2 видно, что на участке особого управления $a < y + 2y^2 m \beta - y^3 \beta < y$, поэтому фазовая траектория, построенная для $u_1 = 1$, $u_2 = a$ при пересечении ею гиперболы $xy = 0,5$ на этом участке имеет наклон к оси y по абсолютной величине меньший, чем наклон гиперболы в этой точке. Вне участков особого управления картина обратная. Следовательно, на фазовой плоскости x , y признаком осуществимости особого управления является пересечение фазовыми траекториями, соответствующими $u_1 = 1$ и $u_2 = a$ гиперболы $xy = 0,5$ справа налево (сверху вниз), т. е. переход из области, где $xy > 0,5$, в область, где $xy < 0,5$.

В зависимости от сочетания параметров α , β , m и цели управления x_k , y_k фазовая плоскость x , y может быть разбита на пять областей различным образом, однако все это многообразие с точки зрения особого управления на гиперболе $xy = 0,5$ сводится к двум типичным случаям, представленным на рис. 1 и 3. В первом случае участок особого управления заключен в



Рис. 3.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

пределах $0,2 \leq y \leq 0,7$ и имеет общую точку 2 с траекторией A , ведущей к цели управления (рис. 1), во втором — пределы этого участка $0,77 \leq y \leq 1,0$, и он не имеет общей точки с траекторией A (рис. 3).

Найдем условия, при которых участок особого управления при $\psi_2 = 0$ может быть частью оптимальной траектории.

Из рис. 1 и второго уравнения (5) видно, что при движении изображающей точки по траекториям типа A_1 ($u_1 = 1$, $u_2 = 1$) или B_1 ($u_1 = 1$, $u_2 = a$) $\text{sign } \psi_{20} = \text{sign } \psi_{2T}$, и поэтому всегда можно подобрать такую величину ψ_{10} , что в момент попадания изображающей точки на участок особого управления $\psi_2 = 0$ и, следовательно, этот участок действительно может быть линией переключения управляющего воздействия u_2 от 1 (или a) до значения (7).

В точке 2 управляющее воздействие u_2 должно быть переключено от значения (7) до 1. Изображающая точка начнет двигаться по траектории A , при этом $u_1 < 2xy$, и получаемое приращение $\Delta \psi_{2T} < 0$. Из второго уравнения (5) видно, что в этом случае как при $\psi_{20} > 0$, так и при $\psi_{20} < 0$ приращение $\Delta \psi_{2T} > 0$, следовательно, переключение u_2 в точке 2 не противоречит принципу максимума.

В точке 3 участок особого управления справа заканчивается, и далее граница между областями I и II проходит по линии переключения E , способ построения которой указан в [Л. 2].

Рассмотрим другую типичную картину фазовой плоскости, представленную на рис. 3. В этом случае участок особого управления слева заканчивается в точке 3. После этого изображающаяся точка может попасть на траекторию A двумя путями: либо по траектории 3—4 ($u_1 = 1$, $u_2 = 1$) и далее по траектории 4—5 ($u_1 = 1$, $u_2 = a$), либо по траектории 3—6 ($u_1 = 1$, $u_2 = a$). Первый путь невозможен из-за того, что переключение в точке 4 управляющего воздействия u_2 от 1 до a противоречит принципу максимума, на что указывает уравнение (4) и второе условие (6). Если изображающая точка начнет двигаться по траектории 3—6, то при этом $u_1 < 2xy$, и получаемое приращение $\Delta \psi_{2T} < 0$. Из второго уравнения (5) следует, что приращение $\Delta \psi_{2T} > 0$. Это противоречит второму условию (6), и поэтому такое движение неоптимально. Следовательно, участок особого управления не может в рассматриваемом случае являться частью какой-либо оптимальной траектории. Нетрудно показать, что в этом случае линия E переключения управляющего воздействия u_2 лежит ниже гиперболы $xy = 0,5$, имея с ней общую точку при стыковании с траекторией A .

Итак, чтобы участок гиперболы $xy = 0,5$ мог быть частью оптимальной траектории, необходимо, чтобы при заданных β и m фазовая траектория, соответствующая $u_1 = 1$, $u_2 = a$ (где a — некоторая допустимая величина), при пересечении ею гиперболы на этом участке имела наклон к оси y , по абсолютной величине меньший, чем наклон гиперболы в этой точке, и достаточно, чтобы указанный

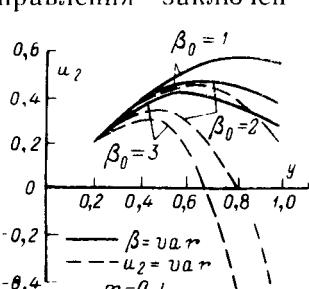


Рис. 4.

www.booksite.ru

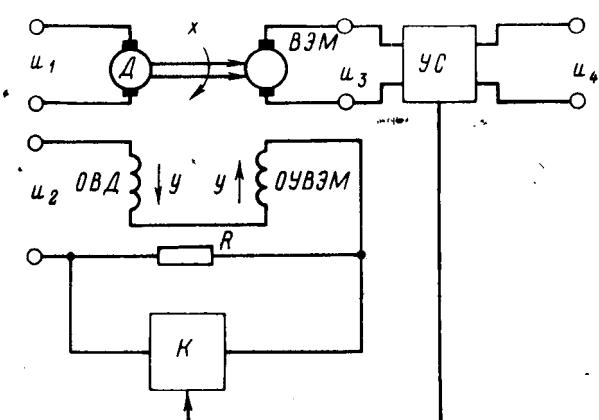


Рис. 5.

участок имел общую точку с фазовой траекторией, ведущей к цели управления.

Для реализации режима особого управления в соответствии с выражением (7) нужны два множительных и одно суммирующее устройство. Кроме того, необходимо иметь возможность плавно изменять управляющее воздействие u_2 в соответствии с законом (7). Движение по гиперболе $xy = 0,5$ можно осуществить проще, если принять во внимание, что согласно необходимому условию существования на участке особого управления фазовые траектории, построенные для $u_1 = 1$, $u_2 = a$, пересекают гиперболу $xy = 0,5$ справа налево, а фазовые траектории, соответствующие $u_1 = 1$, $u_2 = 1$, всегда пересекают гиперболу $xy = 0,5$ слева направо. Это обстоятельство дает принципиальную возможность реализовать движение вдоль гиперболы $xy = 0,5$ на участке особого управления с помощью системы переменной структуры, в которой

$$u_2 = \begin{cases} 1 & \text{при } xy < 0,5; \\ a & \text{при } xy > 0,5. \end{cases} \quad (8)$$

Произведение xy может быть получено с помощью вспомогательной электрической машины, работающей в генераторном режиме на холостом ходу. Если вал этой машины соединен с валом управляемого двигателя, а ее обмотка управления обтекается тем же током, что и обмотка возбуждения двигателя, то напряжение на зажимах вспомогательной машины $u_3 = xy$.

Управляющее воздействие u_2 удобно менять путем изменения добавочного сопротивления в цепи обмотки возбуждения, при этом одновременно изменяется величина постоянной времени цепи возбуждения: $\beta = \beta_0 u_2$, где β_0 — постоянная времени цепи возбуждения при минимальном добавочном сопротивлении; u_2 — установившийся ток возбуждения. Изменение добавочного сопротивления в цепи возбуждения позволяет существенно расширить диапазон электроприводов, в которых может быть реализован разгон при $xy = 0,5$.

На рис. 4 для сравнения приведены кривые

$u_2 = f(y)$ при двух возможных способах изменения u_2 : изменением подводимого напряжения ($u_2 = \text{var}$) или добавочного сопротивления в цепи обмотки возбуждения ($\beta = \text{var}$). Кривые $u_2 = f(y)$ для $\beta = \text{var}$ построены по формуле:

$$u_2 = \frac{y}{1 + y^2 \beta_0 (y - 2m)}, \quad (9)$$

полученной из уравнения (7) подстановкой $\beta = \beta_0 u_2$.

Из (9) видно, что $\lim u_2 = 0$, и даже для $\beta_0 = 10$

$u_2 = 0,11$, в то время как из (7) следует, что $\lim u_2 = -\infty$, причем $u_2 = 0$ уже для $\beta = 1,25$.

На рис. 5 приведена принципиальная блок-схема, реализующая переключающую функцию (8). На этой схеме ВЭМ — вспомогательная электрическая машина, осуществляющая операцию умножения xy ; УС — устройство сравнения напряжений $u_3 = xy$ и $u_4 = 0,5$; К — бесконтактный ключ, осуществляющий переключение управляющего воздействия u_2 в соответствии с законом (8) путем шунтирования или введения добавочного сопротивления R в цепи возбуждения двигателя.

Предложенная блок-схема была проверена на математической модели. На рис. 6 представлены фазовые траектории разгона в заданную точку 1 из различных начальных точек 2, 3, 4 и 5. Фазовые траектории записаны с помощью двухкоординатного потенциометра ПДС-021. На рис. 6 хорошо видна ломаная, образованная начальными участками фазовых траекторий при $\beta = \beta_0 = 5$ и $\beta = a\beta_0 = 1$ и объясняемая неидеальностью использованного при моделировании реле. Время движения, например, от точки 2 до точки 1 по расчету $t_p = 35$, а на модели время разгона из точки 2 в точку 1 составляет $t_m = 42$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бор-Раменский А. Е. и Сун Цзянь, Оптимальный следящий привод с двумя параметрами управления, «Автоматика и телемеханика», вып. XXII, 1961, № 2.
2. Бычков Ю. А. и Смольников Л. П., К оптимальному по быстродействию управлению двигателем независимого возбуждения с двумя управляющими воздействиями, Изв. вузов, «Приборостроение», вып. IX, 1966, № 1.
3. Чистов В. П. и др., Оптимальное по быстродействию управление электроприводами постоянного тока, «Электричество», 1967, № 5.
4. Понтрягин Л. С. и др., Математическая теория оптимальных процессов, Физматгиз, 1961.
5. Розонов Л. И., Принцип максимума Л. С. Понтрягина в теории оптимальных систем, «Автоматика и телемеханика», вып. XX, 1959, № 11.
6. Андреев В. П. и Сабинин Ю. А., Основы электропривода, Госэнергоиздат, 1956.

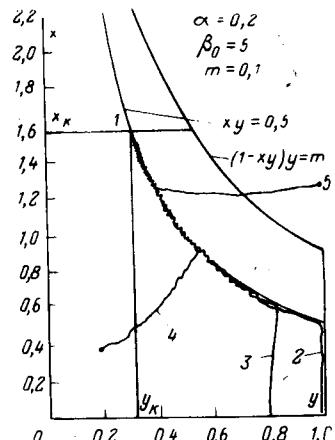


Рис. 6.

Электромагнитный момент волновых электродвигателей с вращающимся магнитным полем

Д. А. ПОПОВ

Москва

Общие замечания. В зависимости от устройства магнитной системы различают два типа волновых двигателей (*ВД*) [Л. 1 и 3]:

двигатели с вращающимся полем, имеющие малое число полюсов статора и большие значения потоков в спинках статора и ротора. Эти двигатели характеризуются наличием магнитной связи между фазами и могут иметь обычную (классическую) двухслойную распределенную статорную обмотку с $z=3$ или 6 и $\frac{y}{\tau} = \frac{2}{3}$ или 1/3;

двигатели с расщепленными полюсами или с пульсирующим полем, имеющие большое число электромагнитов на статоре и отличающиеся малыми значениями потоков в спинке статора и, что особенно важно, в спинке ротора.

С точки зрения обеспечения малого момента инерции ротора и его гибкости преимущество принадлежит двигателям с пульсирующим полем [Л. 3]. С точки зрения простоты осуществления униполярного подмагничивания ротора, т. е. выполнения двигателя с активным ротором, преимущество на стороне двигателей с вращающимся полем.

В зависимости от способа намагничивания ротора (от способа возбуждения) *ВД* делятся на два типа:

реактивные или параметрические, у которых ротор намагничивается только магнитным полем, создаваемым обмоткой якоря;

двигатели с активным или возбужденным ротором.

Применение активного ротора увеличивает вращающий момент *ВД*. Двигатели с вращающимся полем и активным ротором имеют якорную обмотку с числом пар полюсов, равным числу волн деформации (выступов) гибкого ротора.

Теория волновых двигателей исследовалась в ряде работ. В [Л. 1] приводится упрощенный метод расчета момента волновых двигателей с расщепленными полюсами на основе определения сил притяжения ротора отдельными электромагнитами статора, при этом воздушный зазор в пределах фазной зоны ($2\pi/3$) считается постоянным.

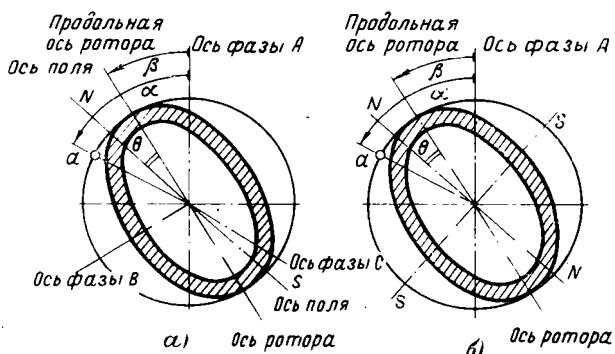


Рис. 1. Волновые электродвигатели.
а — реактивный; б — активный.

Бологоодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

В [Л. 2] рассматриваются *ВД* с вращающимся полем — реактивные и активные (рис. 1). Электромагнитный момент *ВД* с вращающимся полем (*ВДВП*) рассчитывается на основе определения энергии магнитного поля в воздушном зазоре или на основе определения сил притяжения, действующих на гибкий ротор. Определяется только постоянная составляющая момента, обусловленная лишь первой пространственной гармоникой н. с. якоря.

В этой статье момент волновых двигателей определяется как результат взаимодействия однотипных пространственных гармоник токов якоря и индукции в зазоре с учетом всех пространственных гармоник токов якоря. Принятая методика аналогична методике исследования двигателей с катящимся ротором [Л. 4].

Исследование проводится на основе обычных допущений: магнитная проницаемость стали принимается бесконечно большой; вихревые токи и потери на гистерезис не учитываются; поверхности статора и ротора считаются гладкими.

Вращающий момент реактивного волнового двигателя с вращающимся полем. Характерной особенностью волновых двигателей является концентрическое расположение ротора относительно статора и выходного вала, а также симметричная деформация ротора в процессе работы. Это обеспечивает статическую и динамическую уравновешенность ротора двигателя, повышение надежности двигателя и его к. п. д.

При концентрическом расположении ротора в расточке статора магнитное напряжение одного зазора (н. с. якоря) получается таким же, как и при равномерном зазоре [Л. 5]. Намагничающая сила якоря не зависит от положения ротора (от угла β) и выражается в виде [Л. 4]:

$$F(\alpha) = \frac{3}{2} \frac{2}{\pi} \frac{w}{p_1} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{k_{obv}}{v} i_{av}, \quad (1)$$

где $v = 1, 2, 3$ — натуральный ряд чисел; p_1 — число пар полюсов обмотки якоря;

$$i_{av} = \frac{2}{3} \left[i_a \cos v\alpha + i_b \cos v\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \cos v\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \right], \quad (2)$$

где i_a, i_b, i_c — мгновенные значения токов в фазах обмотки якоря; α — угол, образованный осью фазы *A* обмотки якоря и направлением на рассматриваемую точку *a* на расточке якоря (рис. 1, а), в электрических радианах.

При питании двигателя от симметричной трехфазной сети имеем:

$$F^{(1)}(\alpha) = \sum_{v=1}^{\infty} F_v \cos(v\alpha + c_v \omega t), \quad (3)$$

где $v = 1, 2, 4, 5, 7$ и т. д., $v \neq 3k$;

$$F_1 = \frac{3}{2} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{I_w k_{061}}{p_1}; \quad (4)$$

$$F_v = \frac{1}{v} \frac{k_{06v}}{k_{061}} F_1 = \frac{k^*_{06v}}{v} F_1; \quad k^*_{06v} = \frac{k_{06v}}{k_{061}}; \quad (5)$$

$$c_v = \begin{cases} -1 & \text{для } v = 3k + 1 = 1, 4, 7, 10, 13 \text{ и т. д.} \\ +1 & \text{для } v = 3k - 1 = 2, 5, 8, 11, 14 \text{ и т. д.} \end{cases}$$

Пространственные гармоники н. с. порядка $v = (3k + 1)$ вращаются в положительном направлении, а гармоники порядка $v = (3k - 1)$ — в отрицательном.

Индукция магнитного поля в воздушном зазоре

$$B(\alpha) = \frac{\mu_0 F(\alpha)}{\delta(\alpha)}. \quad (6)$$

Воздушный зазор волнового двигателя [Л. 2]

$$\delta(\alpha) = \delta_{cp} \left[1 - \gamma \cos \frac{p_2}{p_1} (\alpha - \beta) \right], \quad (7)$$

где $\gamma = \frac{\Delta}{\delta_{cp}}$ — коэффициент глубины деформации ротора; δ_{cp} — среднее значение зазора; Δ — максимальное значение радиальной деформации ротора; β — угол, образованный продольной осью ротора и осью фазы A обмотки якоря; p_2 — число волн деформации ротора.

Для реактивного волнового двигателя

$$p_2 = 2p_1. \quad (8)$$

Можно показать [Л. 4], что

$$\frac{1}{\delta(\alpha)} = \frac{1}{\delta_{cp} \left[1 - \gamma \cos \frac{p_2}{p_1} (\alpha - \beta) \right]} = \frac{1}{\delta_{cp}} \left[\frac{a_0}{2} + \sum_{i=1}^{\infty} a_i \cos \frac{p_2}{p_1} i(\alpha - \beta) \right], \quad (9)$$

где

$$a_j = \frac{2}{b(1+\gamma)} c^j; \quad b = \left(\frac{1-\gamma}{1+\gamma} \right)^{1/2}; \quad c = \frac{1-b}{1+b}. \quad (10)$$

Зависимости $a_j(\gamma)$ для $j = 0, 1, 2$ и $c(\gamma)$ представлены на рис. 2.

Подставив (1) и (9) в (6) с учетом (8), найдем:

$$B(\alpha) = \frac{3}{\pi} \frac{\mu_0}{\delta_{cp}} \frac{w}{p_1} \left[\frac{a_0}{2} + \sum_{j=1}^{\infty} a_j \cos 2j(\alpha - \beta) \right] \times \left[\sum_{v=1}^{\infty} \frac{k_{06v}}{v} i_{av} \right]. \quad (11)$$

При питании обмотки статора токами прямой последовательности имеем согласно (5) и (8):

$$B_{av}^{(1)} = \frac{\mu_0 F^{(1)}(\alpha)}{\delta(\alpha)} = \frac{\mu_0}{2\delta_{cp}} a_0 F^{(1)}(\alpha) + \frac{\mu_0}{2\delta_{cp}} \sum_{j=1}^{\infty} \sum_{v=1}^{\infty} a_j F_v \cos [(v \mp 2j)\alpha \pm 2j\beta + c_v \omega t], \quad v \neq 3k. \quad (12)$$

Из правой части (12) можно выделить следующие составляющие индукции:

1. Составляющие, не участвующие в создании электромагнитного момента; к ним относятся:

пространственные гармоники порядка $(3k \pm 1)$, пропорциональные соответствующим гармоникам н. с. якоря и не имеющие сдвига по отношению к последним (первое слагаемое правой части целиком);

третий гармоники ($n = |v \mp 2j| = 3k$), не взаимодействующие с токами якоря, так как третий гармоники в кривой н. с. отсутствуют;

составляющие, не содержащие угла $\alpha(v \mp 2j = 0)$.

2. Пространственные гармоники порядка $n = |v \pm 2j| = 3k \pm 1$, имеющие тот или иной сдвиг по отношению к одноименным гармоникам н. с. якоря. Эти гармоники могут быть записаны в виде:

$$\left. \begin{aligned} B_{1m}(\alpha, \beta, t) &= \frac{1}{2} \frac{\mu_0}{\delta_{cp}} [F_1 a_1 \cos(\alpha - 2\beta + \omega t) + \\ &+ F_5 a_2 \cos(\alpha + 4\beta + \omega t) + F_5 a_3 \cos(\alpha - 6\beta - \\ &- \omega t) + F_8 a_3 (\alpha + 6\beta - \omega t) + \dots]; \\ B_{2m}(\alpha, \beta, t) &= \frac{\mu_0}{2\delta_{cp}} [F_4 a_1 \cos(2\alpha + 2\beta - \omega t) + \\ &+ F_4 a_3 \cos(2\alpha - 6\beta + \omega t) + F_8 a_3 \cos(2\alpha + 6\beta + \\ &+ \omega t) + F_8 a_5 \cos(2\alpha - 10\beta - \omega t) + \dots] \text{ и т. д.} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Электромагнитный момент двигателя определим как результат взаимодействия токов статора и магнитного поля в зазоре. При этом, как известно, момент возникает лишь в результате взаимодействия одноименных пространственных гармоник токов (линейной нагрузки или н. с.) якоря и индукции в зазоре. Мгновенное значение момента при взаимодействии v -й гармоники н. с. якоря с v -й гармоникой магнитного поля в зазоре может быть выражено в виде [Л. 5 и 6]:

$$M_v(t) = \frac{\pi Dl}{2} p_v F_v B_{mv} \sin \theta_v = \frac{\pi D^2 l}{4} B_{mv} A_{mv} \sin \theta_v, \quad (14)$$

где D — диаметр расточки статора; l — активная длина машины; F_v, A_{mv}, B_{mv} — амплитуды одноименных гармоник н. с. статора, линейной нагрузки статора и индукции в зазоре; $\theta_v = L(\vec{F}_v, \vec{B}_v)$ — угол сдвига между пространственными волнами н. с. и индукции (рис. 3).

Если одноименные гармоники н. с. и индукции взаимно неподвижны, т. е. если $\theta_v = \text{const}$, то в ре-

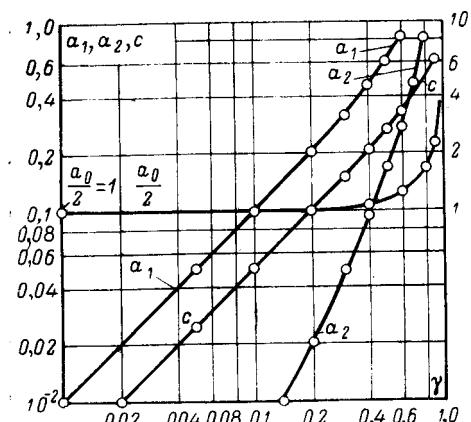


Рис. 2. Зависимость коэффициентов a от глубины деформации ротора γ .

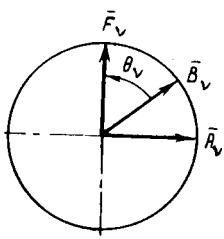


Рис. 3. К определению вращающего момента двигателя.

зультате их взаимодействия возникнет постоянный вращающий момент. Если же одноименные пространственные волны н. с. и индукции движутся друг относительно друга с некоторой постоянной скоростью, то в результате их взаимодействия возникнет пульсирующий момент, среднее значение которого за период переменного тока будет равно нулю.

Для того чтобы определить значения углов сдвига θ_v для

гармоник н. с. и индукции порядка $v = 3k \pm 1$, участвующих в создании электромагнитного момента, необходимо знать закон изменения угла β , т. е. знать скорость вращения ротора BD . Наличие пульсирующих моментов обуславливает неравномерность хода ротора BD в пределах одного оборота, т. е. периодическое изменение скорости вращения ротора. Точное определение скорости вращения ротора при этих условиях возможно лишь на основе изучения квазистационарного режима его колебаний с помощью уравнений переходных процессов двигателя. Однако в первом приближении неравномерность хода ротора BD можно пре-небречь и найти установившуюся скорость вращения ротора из условия создания максимума вращающего, т. е. среднего за период переменного тока, электромагнитного момента. Условием создания отличного от нуля вращающего момента является взаимная неподвижность хотя бы одной пары одноименных гармоник н. с. и индукции в зазоре. Согласно (5) и (13) можно записать ряд таких условий:

$$\beta - \omega t = \text{const}; \quad (15a)$$

$$4\beta + 2\omega t = \text{const}; \quad (15b)$$

$$6' = \text{const}; \quad (15v)$$

$$8\beta - 2\omega t = \text{const}; \quad (15g)$$

$$10\beta + 2\omega t = \text{const}. \quad (15d)$$

Отметим, что условие (15a) относится к слагаемым (13), содержащим множителем коэффициент a_1 , условие (15b) — к слагаемым с множителем a_2 , (15v) — к слагаемым с множителем a_3 и т. д.

Все условия дают различные значения β , однако нетрудно показать, что наибольшее значение вращающего момента получается при соблюдении условия (15a):

$$\beta = \omega t + \text{const} = \omega t - \theta_0. \quad (16)$$

Это условие означает, что точка касания ротора со статором вращается в положительном направлении со скоростью ω , т. е. синхронно с основной волной н. с. статора.

На основании (3), (13), (14) и (16) найдем электромагнитный момент M_n , возникающий в результате взаимодействия пространственных гармоник порядка n н. с. якоря и магнитной индукции в зазоре:

$$M_n = \frac{\pi D l \mu_0}{4\delta_{ep}} p_n F_n \left\{ \sum_{(v+2j)=n} F_v a_j \sin [2j\theta_0 - \right.$$

$$-\omega t (c_n - c_v + 2j)] - \sum_{(v-2j)=n} F_v a_j \sin [2j\theta_0 - \omega t (c_v - c_n + 2j)] + \sum_{(2j-v)=n} F_v a_j \sin [2j\theta_0 - \omega t (c_n + c_v + 2j)] \}, \quad (17)$$

где $v \neq 3k$ и $n \neq 3k$.

Вычисленные по общей формуле (17) частичные моменты содержат постоянные составляющие, а также переменные составляющие (пульсирующие моменты) частоты 6ω , 12ω , 18ω и т. д.

Суммируя частичные моменты, найдем:

$$M(t) = M_{cp} + M_{n}(t), \quad (18)$$

где

$$M_{cp} = M_{01} k_2 \sin 2\theta_0; \quad (19)$$

$$M_n(t) = \left[\sum_{j=2}^{\infty} M_{2j} \sin (2j\theta_0 - 6n\omega t) \right]; \quad (20)$$

$$6n = 2j \pm 2;$$

$$M_{01} = p_1 \frac{\pi D l \mu_0}{4\delta_{ep}} F_1^2 a_1; \quad M_{2j} = M_{01} k_{2j}; \quad (21)$$

$$k_{2j} = \frac{a_3}{a_1} \frac{1}{F_1^2} \left[\sum_{(n+k=j)} 2n F_{2n} F_{2k} + 2j \sum_{i=1}^{\infty} F_i F_{i+2j} \right]. \quad (22)$$

Учитывая (5) и (10), можно (22) представить в виде:

$$k_{2j} = c^{j-1} \left[\sum_{(k+n=j)} k_{ob, 2n}^* \frac{k_{ob, 2k}^*}{2k} + 2j \sum_{(v_1-v_2=2j)} \frac{k_{ob, v_1}^* k_{ob, v_2}^*}{v_1 v_2} \right]. \quad (23)$$

Из (23) найдем:

$$k_2 = 1 + 2 \sum_{(v_2-v_1=2)} \frac{k_{ob, v_1}^* k_{ob, v_2}^*}{v_1 v_2}. \quad (24)$$

Из (19) и (21) видно, что среднее за период значение момента определяется амплитудой основной пространственной гармоники магнитной проводимости воздушного зазора (a_1) и всеми гармониками н. с. якоря. Этот момент (M_{cp}) является синусоидальной функцией двойного внутреннего угла $2\theta_0$.

Отметим, что в [Л. 2] получена постоянная составляющая момента двухполюсного реактивного ВД, которая в 2 раза больше момента, получающегося из (19) при $p=1$ и $k_1=1$.

Из (20) видно, что пульсирующие моменты определяются высшими гармониками магнитной проводимости зазора: момент частоты 6ω — 2-й, 3-й и 4-й гармониками;

момент частоты 12ω — 5-й, 6-й и 7-й гармониками; момент частоты 18ω — 8-й, 9-й и 10-й гармониками и т. д.

При вычислении коэффициентов k_{2j} согласно (22) необходимо учитывать состав гармоник в кривой н. с. якоря и знаки обмоточных коэффициентов $k_{ob, v}^*$.

Ниже приведен расчет коэффициентов k_{2j} для трехфазных якорных обмоток следующих типов:

трехзубцовой обмотки, для которой имеем:

$$\frac{z}{p} = 3; \frac{y}{\tau} = \frac{2}{3}; v = 3k \pm 1;$$

$$k_{obv} = k_{yv} = \frac{\sqrt{3}}{2} A_v; |k_{obv}| = k_{ob1};$$

$$A_v = \begin{cases} +1 & \text{для } v = 6k + 1, 2 = 1, 2, 7, 8, 13, 14, \\ & 19, 20 \dots \\ -1 & \text{для } v = 6k - 1, 2 = 4, 5, 10, 11, 16, \\ & 17, 25, 26 \dots; \end{cases}$$

двуслойной сосредоточенной обмотки с полным шагом, для которой имеем:

$$m = 3; q = 1; \frac{z}{p} = 6; y = \tau; v = bk \pm 1;$$

$$k_{obv} = k_{yv} =$$

$$= \begin{cases} +1 & \text{для } v = 4k + 1 = 1, 5, 13, 17, 25, 29 \dots \\ -1 & \text{для } v = 4k - 1 = 7, 11, 19, 23, 31, 35 \dots; \end{cases}$$

двуслойной распределенной укороченной обмотки для которой имеем:

$$m = 3; q = 2; \frac{z}{p} = 12; \frac{y}{\tau} = 5/6; v = 6k \pm 1;$$

$$k_{ob1} = 0,933; k_{ob5} = 0,067; k_{ob5}^* = 0,071;$$

$$|k_{obv}| = k_{ob1} \text{ для } v = 12k \pm 1;$$

$$|k_{obv}| = k_{ob5} \text{ для } v = 12k \pm 5;$$

$$k_{obv} = |k_{obv}| A_v;$$

$$A_v = \begin{cases} +1 & \text{для } v = 12k + 1; 5; \\ -1 & \text{для } v = 12k - 1; 5. \end{cases}$$

Результаты расчета сведены в таблицу.

Коэффициент	Тип обмотки якоря		
	Трехзубцовая	Двуслойная сосредоточенная	Двуслойная распределенная
k_2	0,619	0,912	0,98
k_4	-0,593c	1,41c	0,888c k_{ob5}^*
k_6	0	0	0
k_8	0,455c ³	0,939c ³	0,923c ³ k k_{ob5}^*
k_{10}	0,465c ⁴	—	—
k_{12}	0	—	—
k_{14}	0,964c ⁶	—	—

Из таблицы следует, что высшие гармоники н. с. уменьшают врачающий момент двигателя; для двигателя с трехзубцовым статором это уменьшение составляет 38%, а для двигателя с распределенной укороченной якорной обмоткой — всего 2%. Что касается коэффициентов для пульсирующих моментов (k_j для $j \geq 2$), то они зависят от коэффициента c , который, в свою очередь, является функцией глубины деформаций ротора (рис. 2). При глубине деформации $\gamma = 0,8$ получим: $c = 0,50$ (рис. 2), $c^2 = 0,25$, $c^3 = 0,125$, $c^4 = 0,0625$ и т. д. Отсюда следует, что значения k_{2j} быстро убывают при увеличении их порядка, поэтому можно ограничиться рассмотрением пульсирующего момента частоты 6ω , амплитуда которого определяется коэффициентом k_4 :

$$M_6(t) = M_{01}k_4 \sin(4\theta_0 - 6\omega t). \quad (25)$$

Из таблицы видно, что коэффициент k_4 для машины с трехзубцовыми статором составляет: 0,593 с; при $\gamma = 0,8$ значение $k_4 = 0,266$, т. е. в этом случае амплитуда момента частоты 6ω составляет 26,6% от момента M_{01} . Из таблицы видно также, что применение распределенной укороченной обмотки резко снижает пульсации момента. Для обмотки с $q = 2$ и $y/\tau = 5/6$ при $\gamma = 0,8$ значение $k_4 = 0,888 \times 0,5 \times 0,071 = 0,031$; в этом случае амплитуда пульсирующего момента составляет всего лишь 3,1% от M_{01} .

Из изложенного видно, что высшие пространственные гармоники н. с. якоря оказывают отрицательное влияние на работу реактивного ВД — уменьшают постоянную составляющую момента и обуславливают пульсации момента с частотами 6ω . Поэтому в двигателях целесообразно применять двухслойные распределенные обмотки с укороченным шагом и нецелесообразно применять трехзубцовую обмотку.

Волновой двигатель с активным ротором и вращающимся полем. Для ВД с активным ротором (рис. 1,б) справедливо соотношение:

$$p_2/p_1 = 1. \quad (26)$$

С учетом постоянного подмагничивания ротора н. с. на один зазор записывается в виде:

$$F(\alpha) = F_0 + \frac{3}{\pi} \frac{w}{p_1} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{k_{obv}}{v} i_{av}, \quad (27)$$

где F_0 — постоянная н. с. возбуждения, приходящаяся на один зазор.

При питании якоря от симметричной трехфазной сети

$$F^{(1)}(\alpha) = F_0 + \sum_{v=1}^{\infty} F_v \cos(v\alpha + c_v \omega t), \quad v \neq 3k. \quad (28)$$

Индукция в воздушном зазоре

$$B(\alpha) = \frac{\mu_0 F(\alpha)}{\delta(\alpha)} = \frac{\mu_0}{\delta_{ep}} \left[F_0 + \frac{3}{\pi} \frac{w}{p_1} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{k_{obv}}{v} i_{av} \right] \times \left[\frac{a_0}{2} + \sum_{j=1}^{\infty} a_j \cos j(\alpha - \beta) \right]. \quad (29)$$

При симметричном питании якоря

$$B^{(1)}(\alpha) = \frac{\mu_0}{2\delta_{ep}} a_0 F^{(1)}(\alpha) + \frac{\mu_0}{\delta_{ep}} F_0 \sum_{j=0}^{\infty} a_j \cos j(\alpha - \beta) + \frac{1}{2} \sum_{j=1}^{\infty} \sum_{v=1}^{\infty} a_j F_v \cos [(v \mp j)\alpha \pm j\beta + c_v \omega t]. \quad (30)$$

Нетрудно показать, что и в случае активного волнового двигателя наибольшее значение врачающего (среднего за период) момента имеет место при соблюдении условия (16).

Выделив из кривой индукции пространственные гармоники порядка $v = 3k \pm 1$, имеющие сдвиг

по отношению к одноименным гармоникам н. с. статора, найдем частичный электромагнитный момент порядка n в виде:

$$M_n = \frac{\pi D l \mu_0}{4 \delta_{cp}} p_n F_n \left\{ 2F_0 a_n \sin [\theta_0 - \omega t (c_n + n)] + \right. \\ + \sum_{(v+j=n)} F_v a_j [\theta_0 - \omega t (c_n - c_v + j)] - \\ - \sum_{(v-j=n)} F_v a_j [\theta_0 - \omega t (c_v - c_n + j)] + \\ \left. + \sum_{(j-v=n)} F_v a_j \sin [\theta_0 - \omega t (c_n + c_v + j)] \right\}. \quad (31)$$

Суммируя частичные моменты, найдем:

$$M(t) = M_{cp} + M_n(t), \quad (32)$$

где

$$M_{cp} = M_c + M_p = M_{cm} \sin \theta_0 + M_{o1} k_2 \sin 2\theta_0; \quad (33)$$

$$M_{cm} = p_1 \frac{\pi D l \mu_0}{4 \delta_{cp}} a_1 F_1 2F_0 = M_{o1} \frac{2F_0}{F_1}; \quad (34)$$

$$M_n = M_{cm} \sum_{j=2}^{\infty} c^{j-1} k^*_{06j} \sin (j\theta_0 - 3n\omega t) + \\ + M_{o1} \sum_{j=1}^{\infty} c^{j-1} k_j \sin (j\theta_0 - 3k\omega t); \quad (35)$$

$$3n = j \pm 1 (j \neq 1); 3k = j \pm 2. \quad (36)$$

Из (32) видно, что электромагнитный момент активного ВД состоит из постоянной составляющей, а также переменных составляющих частоты 3ω , 6ω , 9ω и т. д. Постоянная составляющая момента, в свою очередь, является суммой синхронного момента (M_c) и реактивного момента (M_p). Синхронный момент определяется амплитудой первой пространственной гармоники магнитной проводимости воздушного зазора, а реактивный момент — амплитудой второй гармоники.

Сравнивая (19) с (34) нетрудно видеть, что реактивный момент активного ВД значительно меньше момента реактивного ВД; они находятся в отношении $a_2/a_1 < 1$.

Вращающий момент активного ВД создается в основном за счет первого слагаемого (34), т. е. за счет синхронного момента, который пропорционален произведению н. с. возбуждения F_0 и 1-й гармоники н. с. якоря F_1 и вовсе не зависит от высших пространственных гармоник н. с. якоря. Этот момент в области малых деформаций ротора почти прямо пропорционален относительной деформации (рис. 2).

Приведенное в [Л. 2] выражение момента активного ВД получается из (33) при $p_1=1$ и $k_1=1$.

Пульсирующие составляющие момента определяются всеми гармониками магнитной проводимости воздушного зазора. В частности, амплитуды составляющих момента частоты 3ω определяются коэффициентами: k^*_{062} , k^*_{064} .

$$k_1 = \frac{1}{F_1^2} (F_1 F_2 + F_4 F_5 + F_7 F_8 + F_{10} F_{11} + \dots); \\ k_3 = \frac{3a_3}{a_1 F_1^2} (F_1 F_2 + F_4 F_5 + F_7 F_8 + F_{10} F_{11} + \dots); \\ k_5 = \frac{5a_5}{a_1 F_1^2} (F_1 F_4 + F_2 F_7 + F_5 F_{10} + F_8 F_{13} + \dots). \quad (37)$$

Для ВД с трехзубцовыми статором эти коэффициенты равны:

$$k^*_{062} = 1; k^*_{064} = -1; \\ k_1 = \frac{1}{2} + \frac{1}{4 \cdot 5} + \frac{1}{7 \cdot 8} + \frac{1}{10 \cdot 11} + \dots \approx 0,585; \\ k_3 = 3 \left[0,5 - \left(\frac{1}{4} + \frac{1}{2 \cdot 5} + \frac{1}{4 \cdot 7} + \dots \right) \right] \approx 0,16; \\ k_5 = 5 \left[-\frac{1}{4} \left(\frac{1}{2 \cdot 7} + \frac{1}{5 \cdot 10} + \frac{1}{8 \cdot 13} + \dots \right) \right] \approx 0,66.$$

Отсюда видно, что пульсации момента у ВД с трехзубцовыми статором очень велики, поэтому применение такого статора является нецелесообразным. Для двухслойной распределенной обмотки $F_{2k}=0$, поэтому все коэффициенты, определяющие пульсирующие моменты частоты 3ω , равны нулю. У машин с такими обмотками наименьшая частота пульсаций равна 6ω , а амплитуды пульсаций определяются коэффициентами: k^*_{065} , k^*_{067} , k_4 , k_6 , k_8 .

Величины k_4 , k_6 , k_8 приведены в таблице. Из (35) видно, что амплитуда основной составляющей пульсаций момента, равная $M_{cm} k^*_{065} \cdot c^4$, очень мала. Другие составляющие пульсаций момента у активных ВД с классическим статором также невелики; по сравнению с пульсациями момента реактивных ВД с классическим статором они меньше в отношении a_2/a_1 .

ЛИТЕРАТУРА

1. Наний В. П., Электрические двигатели с волновым катящимся ротором, Труды III Всесоюзной конференции по бесконтактным электрическим машинам, изд-во «Зинатне», 1966.

2. Бертинов А. И. и др., Электромагнитные силы и момент волнового электродвигателя, «Электричество», 1968, № 11.

3. Бертинов А. И. и Варлей В. В., Электромагнитный момент синхронно-реактивного двигателя с катящимся ротором (ДКР) с расщепленным магнитопроводом, «Электротехника», 1971, № 2.

4. Попов Д. А., Электромагнитный момент синхронного реактивного двигателя с катящимся ротором, «Электричество», 1970, № 8.

5. Уайт Д. и Вудсон Г., Электромеханическое преобразование энергии, изд-во «Энергия», 1964.

6. Ковач И. и Рац И., Переходные процессы в электрических машинах переменного тока, Госэнергоиздат, 1963.

[1.4.1971]



К определению переходного индуктивного сопротивления турбогенераторов

Г. М. ХУТОРЕЦКИЙ и Л. А. ДРОЗДОВА

Ленинград

Непрерывное увеличение использования материалов в современных турбогенераторах приводит к необходимости уточнения эксплуатационных параметров машин и, в частности, переходного индуктивного сопротивления по продольной оси x'_d . Это сопротивление оказывает влияние на устойчивость параллельной работы синхронных машин, поэтому методы его расчета и опытного определения представляют несомненный интерес.

Традиционно сопротивление x'_d рассчитывается исходя из уравнений машины с одной обмоткой на роторе — обмоткой возбуждения. Формула для расчета индуктивного сопротивления в этом случае имеет вид:

$$x'_d = x_d - \frac{x_{ad}^2}{x_{ffd}}, \quad (1)$$

где x_d — синхронное продольное индуктивное сопротивление; x_{ad} — индуктивное сопротивление взаимоиндукции обмотки якоря и возбуждения по продольной оси; x_{ffd} — индуктивное сопротивление самоиндукции обмотки возбуждения.

Обычно принимают:

$$x_{ad} = x_{ad}$$

и

$$x_{ffd} = k_f x_{ad},$$

где k_f — коэффициент рассеяния обмотки ротора.

Тогда выражение (1) можно преобразовать:

$$x'_d = x_d + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_{ad}}},$$

где $x_d = x_d - x_{ad}$ — индуктивное сопротивление рассеяния статорной обмотки; $x_{ad} (k_f - 1)$ — индуктивное сопротивление рассеяния роторной обмотки.

Этой формуле соответствует общепринятая схема замещения турбогенератора с одним контуром на роторе.

Такое определение x'_d справедливо также при наличии демпферного контура, когда демпферная обмотка имеет активное сопротивление, значительно превышающее активное сопротивление обмотки возбуждения. Ротор турбогенератора имеет мощную демпферную систему, которую образуют система клиньев, специальные демпферные обмотки и бандажные кольца.

Для упрощения демпферная система на роторе заменяется обычно одним демпферным контуром, имеющим эквивалентные параметры. Эквивалентное активное сопротивление такого контура соизмеримо с активным сопротивлением обмотки возбуждения. Это подтверждается опытным определением постоянных времени демпферной обмотки T_{1d} и обмотки возбуждения T_{fd} ($T_{fd} : T_{1d} = 3 : 1$). В таблице приведены опытные и расчетные данные по-

стоянных времени обмотки возбуждения и демпферного контура.

Мощность, M_{Bt}		T_d , сек	T_{ffd} , сек	T_{1d} , сек
60	Опыт	4,92	3,8	1,12
	Расчет	4,9	3,68	1,22
200	Опыт	5,95	4,35	1,6
	Расчет	6,38	4,78	1,6
300	Опыт	5,6	4,31	1,29
	Расчет	5,87	4,4	1,47

Наличие мощной демпферной системы на роторе турбогенератора не позволяет пренебречь активным сопротивлением обмотки возбуждения по сравнению с сопротивлением демпферной обмотки при определении параметров машины, что приводит к необходимости более точного учета влияния взаимных параметров обмоток, расположенных на роторе.

В [Л. 1] приведены общие выражения для постоянных времени ротора с демпферной системой и переходного индуктивного сопротивления x'_d с учетом активных сопротивлений обоих роторных контуров, а также показано, что в предельном переходе при $T_{fd} \gg T_{1d}$ могут быть получены частные выражения для постоянных времени сверхпереходного и переходного процессов и сопротивления x'_d при коротком замыкании.

Основные положения [Л. 1] относительно постоянных времени роторных контуров нашли общее признание в литературе. Замечания же, сделанные относительно x'_d в двухконтурной системе, вообще говоря, не имели дальнейшего практического развития.

В связи с необходимостью более точного определения параметров турбогенераторов предельной мощности здесь рассматриваются вопросы, связанные с уточненными значениями индуктивного сопротивления x'_d .

Непосредственно из операторных уравнений синхронной машины с двумя контурами на роторе в продольной оси может быть получено следующее выражение симметричной составляющей тока внешнего короткого замыкания ненагруженной машины (в относительных единицах) при пренебрежении активным сопротивлением статора:

$$i''_d = \frac{1}{x_d} + \left[\frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{q'} \right) \frac{1}{x''_d} + \frac{1}{2x_d} \left(\frac{1}{q'} - 1 \right) - \frac{1}{q' x''_d} \right] e^{-\frac{t}{T''_d}} + \left[\frac{1}{q' x''_d} - \frac{1}{2x''_d} \left(\frac{1}{q'} - 1 \right) - \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{q'} \right) \frac{1}{x_d} \right] e^{-\frac{t}{T''_d}}. \quad (2)$$

В выражение (2) входят:

индуктивное сопротивление по продольной оси, которому приписан индекс «т», поскольку оно определяет постоянную времени в переходном и сверхпереходном процессах:

$$x'_{dt} = x_d - \frac{T_{1d}T_{fd}}{T_{1d} + T_{fd}} \left(\frac{x_{afd}^2}{x_{ffd}T_{1d}} \frac{1}{T_{1d}} + \frac{x_{ald}^2}{x_{11d}T_{fd}} \frac{1}{T_{fd}} \right); \quad (3)$$

$$q' = \sqrt{1 - \frac{4\sigma_{fd}T_{1d}T_{fd}}{(T_{1d} + T_{fd})^2} \frac{x_d x''_d}{(x'_{dt})^2}};$$

постоянная времени сверхпереходного процесса при замкнутой обмотке статора

$$T''_d = \frac{T_{1d}T_{fd}}{(T_{1d} + T_{fd})} \frac{2\sigma_{fd}}{(1 + q')} \frac{x''_d}{x'_{dt}} = T''_{d0} \frac{x''_d}{x'_{dt}} \frac{1 + q'}{1 + q};$$

постоянная времени переходного процесса при замкнутой обмотке статора

$$T'_d = \frac{T_{1d}T_{fd}}{T_{1d} + T_{fd}} \frac{2\sigma_{fd}}{1 - q'} \frac{x''_d}{x'_{dt}} = T'_{d0} \frac{x''_d}{x'_{dt}} \frac{1 - q}{1 - q'},$$

где $\sigma_{fd} = 1 - \frac{x_{ffd}^2}{x_{11d}x_{ffd}}$ — коэффициент рассеяния между контурами ротора;

$$q = \sqrt{1 - \frac{4\sigma_{fd}T_{1d}T_{fd}}{(T_{1d} + T_{fd})^2}};$$

$T''_{d0} = \frac{T_{1d}T_{fd}}{T_{1d} + T_{fd}} \frac{2\sigma_{fd}}{1 + q}$ — постоянная времени сверхпереходного процесса при разомкнутой обмотке статора; $T'_{d0} = \frac{T_{1d}T_{fd}}{T_{1d} + T_{fd}} \frac{2\sigma_{fd}}{1 - q}$ — постоянная времени переходного

процесса при разомкнутой обмотке статора; x_{ald} — сопротивление взаимоиндукции между контурами статора и демпфера; x_{ffd} — то же между контурами возбуждения и демпфера; x_{11d} — индуктивное сопротивление самоиндукции демпфера.

Из (2) можно получить выражение для переходного сопротивления по продольной оси:

$$x'_{dk} = \frac{q' x'_{dt}}{1 - \frac{1}{2} \frac{x'_{dt}}{x_d} (1 - q') - \frac{1}{2} \frac{x'_{dt}}{x''_d} (1 - q')}. \quad (4)$$

Здесь индекс «к» поставлен, чтобы отметить, что переходное сопротивление определено в режиме короткого замыкания.

При отключении установившегося короткого замыкания для машины с демпферной обмоткой получим выражение потокосцепления статорной обмотки по продольной оси:

$$\begin{aligned} \Psi_{d(t)} = i_d \left\{ x_d - \left[\frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{q} \right) (x_d - x''_d) - \right. \right. \\ \left. \left. - (x_d - x'_{dt}) \frac{1}{q} \right] e^{-\frac{t}{T''_{d0}}} - \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{1}{q} - 1 \right) (x_d - x''_d) + \right. \right. \\ \left. \left. + (x_d - x'_{dt}) \frac{1}{q} \right] e^{-\frac{t}{T'_{d0}}} \right\}. \quad (5) \end{aligned}$$

Из (5) получим еще одно выражение для переходного сопротивления по продольной оси:

$$x'_{d0} = x_d + \left[\frac{1}{2} \left(\frac{1}{q} - 1 \right) (x_d - x''_d) - \right. \\ \left. - (x_d - x'_{dt}) \frac{1}{q} \right]. \quad (6)$$

Здесь индекс «0» поставлен, чтобы отметить, что переходное сопротивление определено в режиме с разомкнутой обмоткой статора.

Таким образом, в синхронной машине с демпферной обмоткой, постоянная времени которой со-поставлена с постоянной времени обмотки возбуждения, могут быть определены четыре переходных сопротивления по продольной оси: x'_d — без учета демпферной обмотки по (1); x'_{dt} — для вычисления постоянных времени при коротком замыкании по (3); x'_{dk} — в режиме короткого замыкания по (4); x'_{d0} — в режиме холостого хода по (6).

Отметим, что сопротивления x'_{dk} и x'_{d0} выражаются через x'_{dt} . При очень тесном расположении обмоток на роторе, когда $\sigma_{fd} \approx 0$ и $q \approx q' \approx 1$, сопротивления x'_{dk} и x'_{d0} переходят в x'_{dt} :

$$x'_{dk} = x'_{d0} = x'_{dt} = x_d - \frac{T_{1d}T_{fd}}{T_{1d} + T_{fd}} \left(\frac{x_{afd}^2}{x_{ffd}T_{1d}} + \frac{x_{ald}^2}{x_{11d}T_{fd}} \right).$$

При этом выражения для тока (2) и для потокосцепления (5) переходят в общепринятые выражения с заменой x'_d на x'_{dt} ; значение x'_{dt} , как нетрудно видеть, стремится при этом к x'_d .

При $T_{1d} \ll T_{fd}$

$$x'_{dt} = x'_d = x_d - \frac{x_{afd}^2}{x_{ffd}},$$

т. е. получаем общепринятое выражение переходного сопротивления машины без демпферной клетки. Коэффициенты q и q' обычно изменяются в пределах 0,80—0,98, поэтому они всегда могут быть заменены приближенными выражениями

$$q \approx 1 - \frac{2\sigma_{fd}T_{1d}T_{fd}}{(T_{1d} + T_{fd})^2};$$

$$q' \approx 1 - \frac{2\sigma_{fd}T_{1d}T_{fd}}{(T_{1d} + T_{fd})^2} \frac{x_d x''_d}{x_{dt}^2}$$

Постоянны времена переходных процессов при разомкнутой и замкнутой обмотке статора записываются в виде:

$$\begin{aligned} T'_{d0} &\approx T_{1d} + T_{fd}; \\ T'_d &\approx \frac{x'_{dt}}{x_d} (T_{1d} + T_{fd}) = \frac{x'_{dt}}{x_d} T'_{d0}. \quad (7) \end{aligned}$$

Следует, однако, отметить, что последнее выражение дает также связь между x'_{dt} и x_d через постоянные времена при замкнутой и разомкнутой обмотке статора.

Рассматриваемые сопротивления могут быть определены из опыта с помощью методов, указанных в ГОСТ 10169-62 [Л. 2], а именно: x'_{dk} — определяется из опыта внезапного короткого замыкания, x'_{d0} — методом восстановления напряжения статора после отключения симметричного короткого замыкания, x'_d — по переходным постоянным

времени, определенным из опыта внезапного замыкания обмотки возбуждения при замкнутой накоротко и разомкнутой обмотке статора по формуле (7). Переходные сопротивления находятся между собой в следующих соотношениях

$$x'_d > x'_{dt} > x'_{dk} > x'_{d0}.$$

Опытные данные этих параметров приведены ниже:

Переходное сопротивление, отн. ед.	x'_{dt}	x'_{dk}	x'_{d0}
Турбогенератор без специальной демпферной обмотки	0,287	0,263	0,249
Турбогенератор с полной специальной демпферной обмоткой	0,131	0,103	0,092

Переходное индуктивное сопротивление при разомкнутой обмотке статора является наименьшим переходным сопротивлением, наиболее близко к x'_d сопротивление x'_{dt} .

Таким образом, учет демпферного контура приводит к уменьшению индуктивного переходного сопротивления в режимах короткого замыкания и холостого хода, причем при удалении точки короткого замыкания от генератора индуктивное сопротивление x'_{dk} по своему значению приближается к x'_{d0} .

Выводы. 1. При расчетном определении переходного индуктивного сопротивления x'_d желательно

учитывать наличие демпферных контуров; в противном случае значения параметров получаются завышенными.

2. При обработке опытных данных следует учесть, что в зависимости от опыта могут быть получены три различных значения x'_d , которые находятся в следующей зависимости:

$$x'_{dt} > x'_{dk} > x'_{d0}.$$

3. При изучении колебаний турбогенераторов целесообразно пользоваться значениями x'_d , лежащими в пределах между значениями x'_{dk} и x'_{d0} .

4. Для турбогенератора без специальной демпферной обмотки имеет место следующее соотношение:

$$x'_{dt} : x'_{dk} : x'_{d0} = 100 : 92,0 : 87,0;$$

для турбогенератора с полной специальной демпферной обмоткой

$$x'_{dt} : x'_{dk} : x'_{d0} = 100 : 80 : 70.$$

ЛИТЕРАТУРА

1. Мамиконянц Л. Г., О переходных процессах в синхронных машинах с успокоительными контурами на роторе, «Электричество», 1954, № 7.

2. Титов В. В. и др., Турбогенераторы, Расчет и конструкция, изд-во «Энергия», 1967.

[23.12.1970]



УДК /621.314.21+621.318.43/.048.001.4

Испытания изоляции трансформаторов и шунтирующих реакторов коммутационными импульсами

Кандидаты техн. наук С. Д. ЛИЗУНОВ и Е. С. ФРИД

Москва

Введение. Испытания изоляции трансформаторов, особенно высших классов напряжения, коммутационными импульсами весьма актуальны в связи с современной тенденцией снижения уровня изоляции трансформаторов. Для мощных шунтирующих реакторов высших классов напряжения введение испытаний коммутационными импульсами еще важно, так как реакторы при контрольных и типовых испытаниях не подвергаются воздействию одновременного испытательного напряжения.

С помощью указанных испытаний должна проверяться способность изоляции противостоять воздействиям волн внутренних перенапряжений в эксплуатации. Введение таких испытаний позволит приблизить испытательные воздействия к эксплуатационным и тем самым привести изоляцию в лучшее соответствие с требованиями эксплуатации, повысить ее надежность [Л. 1].

Ниже описан опыт Московского электрозводода им. В. В. Куйбышева в проведении испытаний изоляции трансформаторов и шунтирующих реакторов коммутационными импульсами.

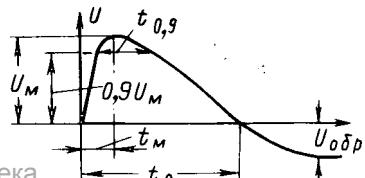
Форма импульса и значения испытательных напряжений. Большинство внутренних перенапряжений в эксплуатации имеют колебательную форму.

Однако трудно предписать для испытаний определенную частоту колебательной составляющей такого импульса, так как в эксплуатации эта частота может меняться в довольно широких пределах.

Целью испытаний трансформаторов и шунтирующих реакторов коммутационными импульсами является проверка способности их изоляции выдерживать воздействия, амплитуда и длительность которых характерны для внутренних перенапряжений в эксплуатации.

Длительность испытательного импульса должна быть достаточно большой, характерной для внутренних перенапряжений, и в то же время реальной для получения с помощью относительно простого оборудования. Следует также учитывать удобство проведения большого числа испытаний и сопоставимость их результатов. Этим условиям удовлетворяет импульс отрицательной полярности,

Рис. 1. Форма коммутационного импульса.
 $t_0 \geq 1000 \text{ мкс}$; $t_{0,9} \geq 200 \text{ мкс}$;
 $t_m \geq 100 \text{ мкс}$; $U_{обр} \leq 0,8 U_m$.



характеризуемый относительно быстрым подъемом напряжения и последующим более медленным его спадом до нулевого значения (с переходом через нуль), имеющий следующие параметры¹ (рис. 1):

длительность от начала до амплитуды импульса — не менее 100 мкс;

длительность от начала импульса до нулевого значения на его спаде — не менее 1000 мкс (желательно больше).

Кроме того, желательно, чтобы длительность воздействия напряжения величиной более 90% амплитуды импульса была не менее 200 мкс.

Амплитуда второй полуволны обратной полярности не должна превышать 80% амплитуды импульса. (Это значение указано, учитывая возможность применения колебательного слабо затухающего импульса, получаемого разрядом емкости на индуктивность реактора без стали.)

Испытательные напряжения коммутационного импульса получены умножением пробивного напряжения частотой 50 Гц вентильных разрядников (верхний предел) на коэффициент 1,1 для класса напряжения 220 кв и 1,15 для классов 330—750 кв (табл. 1). Этот метод выбора испытательных напряжений предложен ВЭИ им. В. И. Ленина.

Коэффициенты 1,1 и 1,15 учитывают: 1) сниже-

ния при испытаниях коммутационными импульсами подвергается несколько более слабому воздействию, чем при испытаниях импульсами 1,5/40 мкс и срезанными. Следует ожидать, что вблизи линейного конца обмотки, где велики воздействия при испытаниях импульсами 1,5/40 мкс, разница будет большая. В табл. 2 приведены соотношения напряжений коммутационного импульса и импульса 1,5/40 мкс на каналах обмотки шунтирующего реактора класса напряжения 500 кв мощностью 60 Мвар, полученные измерениями.

Цифры графы 5 получены умножением отношений графы 4 на отношение величин испытательных напряжений, равное 0,735 (см. табл. 1).

Таким образом, более суровому воздействию подвергается главная изоляция. Амплитуда испытательных коммутационных импульсов существенно ниже амплитуды испытательного импульса 1,5/40 мкс, но длительность значительно больше. Для главной изоляции маслобарьерного типа при вводе в середине обмотки коэффициент эквивалентности (отношение повреждающих напряжений коммутационного импульса и импульса 1,5/40 мкс) составляет около 0,77 [Л. 2], т. е. равен примерно той же величине, что и соотношение испытательных напряжений (см. табл. 1).

Таблица 1

Класс напряжения, кв	Пробивное напряжение разрядника (не более), кв	Амплитуда испытательного напряжения, кв _{max}		Отношение величин гр. 3 к гр. 4
		коммутационный импульс	грозовой полный импульс 1,5/40 мкс по ГОСТ 1516-68	
220	390***	610	750*	0,81
330	560***	910	1'050*	0,865
500	760***	1'230	1'550*	0,79
	760***	1'230	1'675**	0,735
750	950****	1'550	2'175*	0,715
	950****	1'550	2'300**	0,675

* Силовые трансформаторы.

** Шунтирующие реакторы.

*** По ГОСТ 16357-70 для разрядников группы П.

**** По данным ВЭИ.

ние прочности изоляции в условиях эксплуатации по сравнению с прочностью, которую она имеет во время проведения типового испытания; 2) более высокое пробивное напряжение разрядника при внутренних перенапряжениях, чем при 50 Гц; 3) меньшую длину испытательного импульса в сравнении с возможной длительностью перенапряжений на зажимах электрооборудования высших классов.

Воздействия на главную и продольную изоляцию. При падении на обмотку трансформатора или реактора коммутационного импульса распределение напряжения по длине обмотки практически равномерно (рис. 2). Поэтому продольная изоля-

¹ Указанная форма рекомендована рабочей группой «Коммутационные испытания» в документе «Испытания коммутационными импульсами изоляции силовых трансформаторов и шунтирующих реакторов (нормы и методы)» от июня 1970 г. Аналогичная форма импульса применяется и за рубежом [Л. 3 и 5].

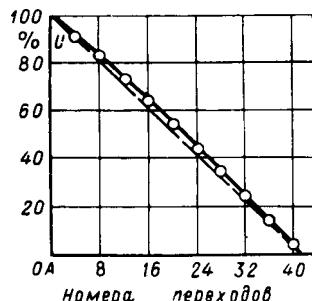


Рис. 2. Распределение напряжения коммутационного импульса 100/1000 мкс по длине обмотки шунтирующего реактора 60 Мвар, 500 кв.

Таблица 2

Номера каналов от линии	Напряжение на каналах, %		Отношение величин графы 3 к графе 2	Отношение воздействующих напряжений, кв
	Полный импульс 1,5/40 мкс	Коммутационный импульс 100/1 000 мкс		
1	10,2	6,3	0,62	0,455
3	12,6	8,3	0,66	0,485
5	10,2	8,3	0,81	0,595
13	7,1	6,2	0,87	0,64
21	6,3	6,2	0,98	0,72

Получение испытательного коммутационного импульса. Испытания трансформаторов. Испытания производятся путем разряда емкости генератора импульсных напряжений (ГИН) на обмотку НН испытуемой фазы трансформатора (рис. 3). Величина и длительность этого напряжения выбираются так, чтобы в испытуемой фазе обмотки ВН возбуждался импульс отрицательной полярности требуемой формы и величины.

В случае трехфазного трансформатора в двух других фазах при этом возбуждается импульс такой же формы, но обратной полярности и половинной амплитуды. При этом напряжение между испытуемой и другими фазами в полтора раза выше испытательного. При наличии в напряжении НН высокочастотных составляющих фактический коэффициент трансформации получается намного

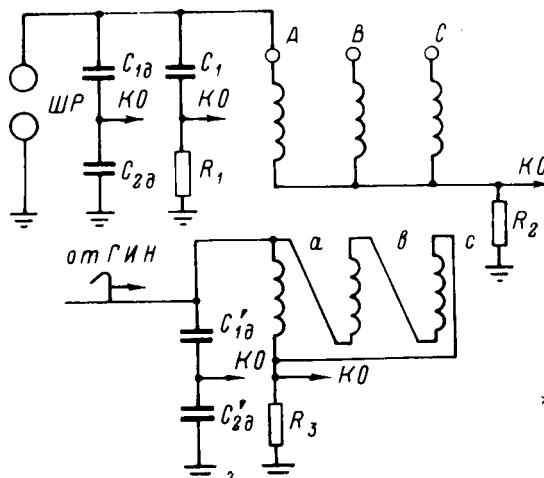


Рис. 3. Схема испытаний изоляции трансформаторов коммутационными импульсами.

КО — к катодному осциллографу; C_{1d} и C_{2d} — емкости делителя ВН; C'_{1d} и C'_{2d} — емкости делителя НН; C_1 и R_1 — емкость и сопротивление схемы регистрации частичных разрядов; R_2 и R_3 — сопротивления для осциллографирования токов обмоток (ВН и НН).

меньше расчетного, так как высокочастотные колебания не трансформируются на ВН. Демпфирование высокочастотных колебаний в напряжении НН позволило получить передачу напряжения на ВН практически в соответствии с номинальным коэффициентом трансформации.

Напряжения, прикладываемые к обмоткам НН или СН, а также индуцируемые в них, при испытаниях коммутационными импульсами не должны превосходить величин, приведенных в табл. 3.

Таблица 3

Класс напряжения обмоток, кВ	Одноминутное испытательное напряжение по ГОСТ 1516-68, кВ		Класс напряжения обмоток, кВ	Одноминутное испытательное напряжение по ГОСТ 1516-68, кВ	
	Индуктируемое напряжение коммутационных импульсов относительно земли (не более), кВ макс	Индуктируемое напряжение коммутационных импульсов относительно земли (не более), кВ макс		Индуктируемое напряжение коммутационных импульсов относительно земли (не более), кВ макс	Индуктируемое напряжение коммутационных импульсов относительно земли (не более), кВ макс
3	18	35	20	55	100
6	25	45	35	85	155
10	35	65	110	200	370
15	45	85	150	230	420

Допустимые воздействия для обмоток НН и СН (гр. 3) получены умножением нормированного одноминутного испытательного напряжения (гр. 2) на коэффициент импульса, принятый равным 1,35.

Испытания шунтирующих реакторов. Получение испытательного коммутационного импульса для испытаний шунтирующих реакторов несколько сложнее, так как испытательный импульс в этом случае прикладывается непосредственно к обмотке ВН (рис. 4). Для этого необходим ГИН с достаточной энергией, чтобы создать на мощном испытуемом реакторе требуемый испытательный коммутационный импульс. Кроме того, ГИН должен иметь достаточное время разряда (порядка тысяч микросекунд), для чего требуется замена разрядных сопротивлений.

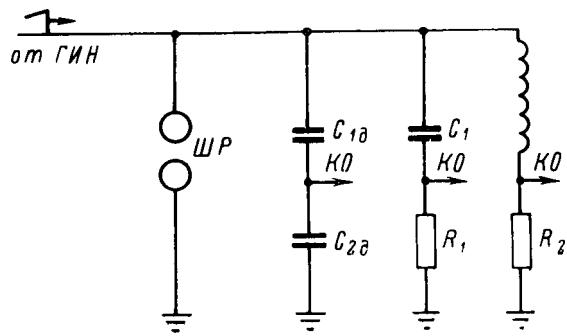


Рис. 4. Схема испытаний изоляции шунтирующих реакторов коммутационными импульсами.

Обозначения — см. рис. 3.

Определение параметров коммутационного импульса. *Испытание трансформаторов разрядом емкости на обмотку НН.* Точный расчет параметров импульса при испытании трансформаторов по схеме на рис. 3 невозможен, так как индуктивность объекта испытания вследствие насыщения стального магнитопровода зависит как от величины, так и от времени воздействия приложенного напряжения. Кроме того, ввиду остаточного намагничивания на форму каждого данного импульса влияют амплитуда и количество предшествующих импульсов. Однако может быть дана ориентировочная оценка предельной длительности импульса.

Рассмотрим практический случай, когда амплитуда импульса настолько высока, что индукция в магнитопроводе превышает при испытании ее значение, соответствующее насыщению стали.

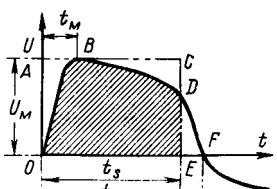
В любой момент времени для каждой из обмоток трансформатора имеет место соотношение

$$B = B_0 + \frac{1}{wQ} \int_0^t U dt, \quad (1)$$

где B — магнитная индукция в магнитопроводе; B_0 — начальная (остаточная) магнитная индукция; U — напряжение на обмотке; w — число витков обмотки; t — время от начала явления; Q — площадь поперечного сечения магнитопровода.

Из формулы (1) следует, что до момента времени, когда напряжение магнитная индукция растет со временем. Пока она не достигнет значения B_s , соответствующего насыщению сердечника, ток через первичную обмотку незначителен, емкость ГИН разряжается медленно и напряжение после достижения максимального значения U_m спадает лишь в слабой степени (участок OBD кривой напряжения на рис. 5). При достижении насыщения индуктивность первичной обмотки резко падает, ток в ней возрастает, напряжение на всех обмотках

Рис. 5. Форма импульса при насыщении магнитопровода испытуемого трансформатора.



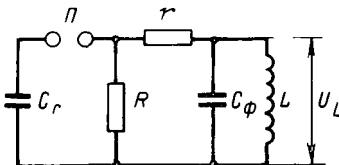


Рис. 6. Расчетная схема для определения параметров импульса (испытание реактора).

C_r — емкость ГИН в ударе; r — разрядное сопротивление ГИН; r — полное фронтовое сопротивление (включающее как сумму демпфирующих сопротивлений ГИН, так и индуктивность испытываемого реактора); C_ϕ — полная фронтовая емкость; P — пробивной промежуток.

быстро спадает до нуля и меняет знак вследствие разряда емкости ГИН (участок кривой DF на рис. 5). Отсюда следует, что время до первого перехода напряжения через нуль (длительность импульса) t_0 лишь ненамного превосходит время до момента насыщения t_s , т. е. отношение

$$k_1 = \frac{t_0}{t_s} \quad (2)$$

несколько большие единицы.

Заштрихованная площадь на рис. 5

$$S_{OBDE} = \int_0^{t_s} U dt = wQ(B_s - B_0). \quad (3)$$

Как видно из рисунка, эта площадь ненамного меньше площади прямоугольника $OACE$, равной произведению t_s на амплитуду импульса U_m (при условии, что время фронта t_m по крайней мере в несколько раз меньше t_0). Таким образом, отношение

$$k_2 = \frac{t_s U_m}{wQ(B_s - B_0)} \quad (4)$$

также несколько превосходит единицу. Произведение двух приведенных отношений

$$k_s = k_1 k_2 \approx 1,4 - 2,0. \quad (5)$$

Из (2), (4) и (5) получим:

$$t_0 = k_s wQ \frac{B_s - B_0}{U_m}. \quad (6)$$

Из (6) следует, что длительность импульса может падать при увеличении числа приложенных импульсов даже без увеличения их амплитуды из-за роста B_0 . При возрастании же амплитуды t_0 падает значительно быстрее, поскольку в выражении (6) растет знаменатель. Укорочению импульса можно противодействовать изменением знака остаточной намагниченности. Для этого перед испытательным импульсом на трансформатор подается импульс противоположной полярности с амплитудой около 60% испытательного напряжения. Таким образом, удается повысить длительность испытательного коммутационного импульса в несколько раз благодаря изменению знака члена B_0 в выражении (6) [Л. 3]. Остаточная индукция B_0 может составлять лишь долю индукции насыщения B_s . Грубо ориентировочно можно принять, что $B_0 \leq 0,5 B_s$.

Предельную длительность коммутационного импульса для данного трансформатора при данной амплитуде получим, если примем для индукции обратного остаточного намагничивания наибольшую величину $B_0 = -0,5 B_s$. Подставляя это значение в (6), находим:

Вологодская областная универсальная научная библиотека

$$t_{0\max} = k_s \frac{1,5 w Q B_s}{U_m}. \quad (7)$$

В случае магнитопровода из холоднокатаной стали нужно считать $B_s \approx 2$ тл. Полученная таким образом максимальная длительность не может быть повышена дальнейшим увеличением емкости ГИН (предполагается, что последняя достаточна для получения нужной длительности при малых напряжениях, когда насыщение магнитопровода отсутствует).

Что касается крутизны фронта импульса, то в случае испытания трансформатора по схеме на рис. 3 она в основном определяется фронтовым сопротивлением, а также индуктивностью рассеяния L_s и емкостью C_2 , испытываемой обмотки ВН (приведенными к числу витков обмотки НН).

Для отсутствия колебаний на фронте необходимо соблюдение следующего условия для полного фронтового сопротивления:

$$r \geq 2 \sqrt{\frac{L_s}{C_2}}. \quad (8)$$

При этом практически во всех случаях время фронта до максимума значительно превышает минимальное допустимое значение 100 мкс.

Испытание шунтирующих реакторов подачей импульса от ГИН. Этот случай можно рассматривать как наиболее простой для расчета, поскольку здесь приходится иметь дело с линейной схемой, параметры которой (в том числе индуктивность объекта) не зависят от амплитуды импульса.

Расчетная схема для контура, соответствующего рис. 4, представлена на рис. 6.

Получаем:

$$C_\phi = C_d + C_1 + C_{bx}, \quad (9)$$

где C_d — емкость делителя; C_1 — фронтовая емкость, служащая также для регистрации частичных разрядов (рис. 4); C_{bx} — входная емкость реактора.

Сопротивления R_1 и R_2 , служащие для осциллографирования (рис. 4), предполагаем настолько малыми, что они практически не влияют на форму импульса.

Срабатыванию ГИН соответствует в схеме на рис. 6 разряд заряженной емкости C_r через пробивной промежуток P на остальную часть контура. Если условно принять величину напряжения на емкости перед разрядом за единицу, то ее разряд равносителен подаче на промежуток P единичного импульса.

Напряжение на индуктивности реактора будет иметь в этом случае весьма сложное выражение. Для упрощения ограничимся сначала определением длительности импульса. При этом можно пренебречь в схеме на рис. 6 фронтовой емкостью, которая, как правило, во много раз меньше C_r . Тогда для относительного напряжения на индуктивности L при подаче единичного импульса на P получаем следующее операторное выражение (по Карсону):

$$U_L(p) = \frac{p^2}{p^2 + 2ap + \omega_0^2}, \quad (10)$$

где

$$a = \frac{1}{2} \left(\frac{r}{L} + \frac{1}{RC_r} \right), \quad (11)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC_r} \left(1 + \frac{r}{R} \right). \quad (12)$$

Ограничимся рассмотрением преобладающего на практике случая колебательного затухающего импульса ($\omega_0 > a$). Тогда согласно [Л. 4]

$$U_L(t) = \frac{\omega_0}{\omega} e^{-at} \sin(\theta - \omega t), \quad (13)$$

где

$$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - a^2}, \quad (14)$$

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{\omega}{a}. \quad (15)$$

Приравнивая выражение (13) нулю, получим время от начала явления до первого перехода напряжения через нуль, т. е. условную длительность импульса:

$$t_0 = \frac{1}{a} \frac{\theta}{\operatorname{tg} \theta}. \quad (16)$$

Угол θ в выражениях (13) и (16) — в радианах. Отсюда видно, что с ростом параметра a величина t_0 уменьшается. В первом приближении для сильного затухания ($\frac{a}{\omega_0} > 0,8$) можно считать, что t_0 обратно

пропорционально a . Как видно из выражения (11), с ростом фронтового сопротивления r величина a растет и, следовательно, падает длительность импульса t_0 , что необходимо иметь в виду при выборе параметров контура.

Формула (13) справедлива для напряжения на спаде импульса. Для напряжения на фронте, если считать длительность последнего малой по сравнению с длительностью импульса, можно в первом приближении принять:

$$U_L(t) = U_{L \text{ спада}}(t) - e^{-t/T_\Phi}, \quad (17)$$

где

$$T_\Phi = r_\Phi C_\Phi, \quad (18)$$

$U_{L \text{ спада}}(t)$ — определяется формулой (13).

Чтобы найти приближенное значение длительности фронта до момента максимума напряжения, заменим функцию $U_{L \text{ спада}}(t)$ близкой к ней экспонентой и будем считать:

$$U_L(t) = e^{-t/T_b} - e^{-t/T_\Phi}. \quad (19)$$

Величину T_b подбираем так, чтобы производная по времени для экспоненты e^{-t/T_b} в начальный момент была такой же величины, как и для функции $U_{L \text{ спада}}(t)$. Это условие удовлетворяется, если

$$T_b = \frac{1}{2a} = \frac{LRC_r}{rRC_r + L}. \quad (20)$$

Приравняв нулю производную выражения (19), найдем время фронта до момента максимума импульса

$$t_m = \frac{T_\Phi}{1 - \frac{T_\Phi}{T_b}} \ln \frac{T_b}{T_\Phi}. \quad (21)$$

Для реальных параметров импульса отношение t_m/T_Φ находится, как правило, в пределах 3—4. Подставив вместо t в формуле (19) выражение (21), получим приближенное выражение для относительной амплитуды импульса U_m . Найдя обычным способом минимум выражения (13) для напряжения на спаде импульса, получим величину максимальной относительной амплитуды с обратным знаком $U_{\text{обр}}$ (рис. 1). Отношение этих амплитуд (или коэффициент перехода через нуль на спаде волны) имеет вид:

$$k_0 = \frac{U_{\text{обр}}}{U_m} = \frac{e^{-2\theta/\operatorname{tg} \theta}}{\frac{2aT_\Phi}{1-2aT_\Phi} - (2aT_\Phi)}. \quad (22)$$

Наиболее надежно по приведенным формулам определяется длительность импульса до перехода через нуль t_0 . Это иллюстрируется табл. 4 различных вариантов схемы на рис. 6.

Таблица 4

$L, \mu\text{гн}$	$C_r, \mu\text{кб}$	$R, \text{ом}$	$r, \text{ом}$	$t_0, \mu\text{с}$	
				расчет	опыт
$4,42 \cdot 10^6$	0,165	10 850	12 000	600	585
		43 400	18 000	620	600
		43 400	2 000	1 140	1 025

Обнаружение повреждений при испытаниях коммутационными импульсами. При испытаниях производилось осциллографирование испытательного импульса на вводе ВН и ток в нейтрали ВН (см. рис. 3 и 4) подобно тому, как это делается при испытаниях грозовыми импульсами 1,5/40 мкс.

При воздействии коммутационных импульсов наиболее вероятны повреждения главной изоляции. Такие повреждения в изоляции маслобарьерного типа обычно начинаются с частичных разрядов (ч. р.) в масляном канале, прилегающем к обмотке [Л. 2]. Интенсивность (каждущийся заряд) таких разрядов, перекрывающих масляный канал, составляет по опытным данным около 10^{-6} к. Поэтому при испытаниях коммутационными импульсами крайне желательно иметь чувствительность осциллографа к частичным разрядам не ниже 10^{-7} к.

При испытаниях требуемая чувствительность была получена при осциллографировании ч. р. с резистором, включенного в заземление высоковольтного конденсатора (см. рис. 3 и 4).

Перед испытаниями при напряжении коммутационного импульса около 60% испытательного производилась проверка фактической чувствительности по схеме на рис. 7, подсоединеной к вводу ВН испытываемого объекта. По формуле

$$q = \frac{UC_1^2}{C_1 + C_2} \quad (23)$$

определялась максимальная чувствительность (минимальный каждущийся заряд), регистрируемый осциллографами (рис. 8).

При испытаниях трансформаторов дополнительно производилось осциллографирование напряжения НН. Так же, как и при испытаниях грозовыми

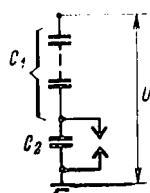


Рис. 7. Схема имитации ч. р. для градуировки схем осциллографирования.

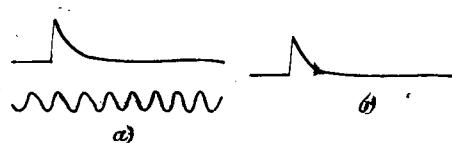


Рис. 8. Осциллограммы, полученные при проверке чувствительности к ч. р. схемы осциллографирования перед испытаниями реактора 110 Мвар, 750 кв (при 60% испытательного напряжения).
а — без ч. р.; б — ч. р. интенсивностью $3,6 \cdot 10^{-7}$ к; период градуировочной синусоиды 25 мкс.

импульсами, производилось сопоставление осциллограмм при напряжении около 60% испытательного и полном испытательном. Искажение формы осциллограмм при испытательном напряжении должно свидетельствовать о повреждении изоляции испытываемого трансформатора или реактора.

Порядок проведения испытаний. Линейные концы неиспытываемых обмоток при испытаниях остаются свободными, нормально заземленная нейтраль заземляется. Испытания коммутационными импульсами производились, как правило, после типовых испытаний грозовыми полным и срезанным импульсами.

Испытания производились пофазно. К испытываемой обмотке прикладывалось три импульса указанной амплитуды и формы при отрицательной полярности.

Результаты испытаний. Испытания трансформаторов. В табл. 5 приведены фактические параметры коммутационных импульсов при испытаниях автотрансформатора 63 Мва, 220 кв.

Длительности импульсов при напряжении около 60% испытательного и при испытательном несколько отличаются ввиду влияния насыщения стали. Максимальное сокращение длительности достигает 28%. Это обстоятельство должно учитываться при подборе волны.

При всех испытаниях испытательный импульс был колебательным. В табл. 6 приведены отношения величины обратной полуволны к амплитуде импульса. При подборе импульсов на разных трансформаторах получено большое различие в длитель-

ности фронта и длительности при напряжении выше 90% амплитуды (см. табл. 6).

Длительность фронта зависит от индуктивности рассеяния и приведенной емкости обмотки ВН. Длительность при напряжении выше 90% амплитуды зависит как от величины фронта, так и формы импульса после максимума напряжения (рис. 9).

При испытаниях трансформаторов 220 и 330 кв импульсы имели наложенные колебания. Для автотрансформатора 220 кв длительность при напряжении выше 90% амплитуды определялась по оси наложенных колебаний. При всех испытаниях отмечался значительный разброс длины волны — до 5% для одной и той же фазы при одной амплитуде. Это может быть объяснено непостоянством остаточного намагничивания магнитопровода.

Испытания шунтирующих реакторов. В табл. 7 приведены фактические параметры коммутационных импульсов при испытаниях шунтирующих реакторов классов напряжения 500 и 750 кв.

Таблица 7

Реактор	Длительность импульса, мкс	Фронт, мкс	Длительность при напряжении выше 90% амплитуды, мкс	Отношение величины обратной полуволны к амплитуде импульса
61 Мвар, 500 кв	1,300	120	250	0,55
110 Мвар, 750 кв	880	80	250	0,6

При испытаниях реактора 750 кв получить импульс требуемой длительности от ГИН 370 кдж не удалось. Поэтому реактор был испытан импульсом с длительностью 880 мкс.

При испытаниях шунтирующих реакторов обоих типов не наблюдалось уменьшения длительности импульса при увеличении напряжения от 60% до

Рис. 9. Осциллограммы коммутационных импульсов при испытаниях трансформаторов.

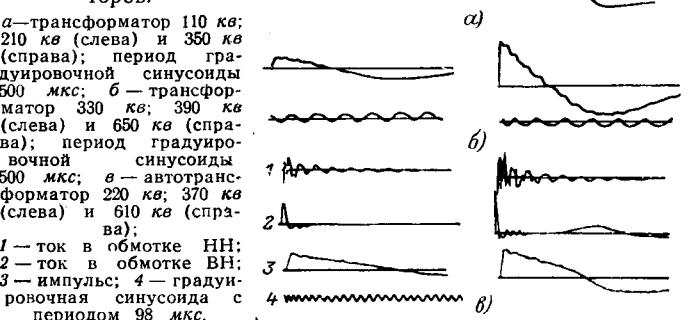


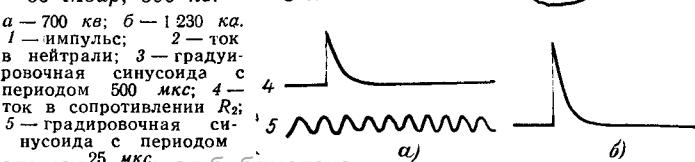
Таблица 5

Фаза	Длительность импульса при 60 и 100% испытательного напряжения, мкс	Фронт, мкс	Длительность при напряжении выше 90% амплитуды, мкс	Укорочение волны, %
A	1 600	1 340	145	205
B	1 750	1 260	145	205
C	1 630	1 270	145	205

Таблица 6

Трансформатор	Длительность импульса при 60% испытательного напряжения, мкс	Фронт, мкс	Длительность при напряжении выше 90% амплитуды, мкс	Отношение величины обратной полуволны к амплитуде импульса
40 Мвар, 110 кв	1 345	245	460	0,45
63 Мвар, 220 кв	1 600	145	205	0,45
32 Мвар, 330 кв	1 280	170	310	0,71

Рис. 10. Испытания коммутационными импульсами шунтирующего реактора 60 Мвар, 500 кв.



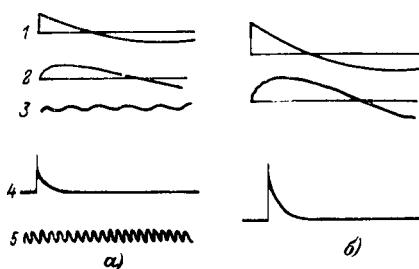


Рис. 11. Испытания коммутационными импульсами шунтирующего реактора 110 Мвар, 750 кв.
a — 930 кв; б — 1 550 кв.
1 — импульс; 2 — ток в нейтрали; 3 — градуировочная синусоида с периодом 100 мкс; 4 — ток в сопротивлении R_2 ; 5 — градуировочная синусоида с периодом 25 мкс.

полного, так как реакторы этого типа не имеют магнитопровода. Предварительной градуировкой было показано, что схемы дефектографирования имели чувствительность не ниже $2 \cdot 10^{-6}$ к при испытаниях реактора 500 кв и $3,6 \cdot 10^{-7}$ к при испытаниях реактора 750 кв. На рис. 8 приведена дефектограмма для реактора 750 кв при имитации ч. р. $3,6 \cdot 10^{-7}$ к.

На рис. 10 и 11 приведены осциллограммы, полученные при испытаниях, которые свидетельствуют, что в изоляции при испытаниях отсутствовали опасные ч. р. или какие-либо другие повреждения.

Заключение. 1. Проведены первые испытания изоляции трансформаторов класса напряжения 220 кв и шунтирующих реакторов классов напряжения 500 и 750 кв коммутационными импульсами, имитирующими волны внутренних перенапряжений в эксплуатации.

На Московском электрозваводе им. В. В. Куйбышева такие испытания приняты в качестве типовых

для всех вновь разрабатываемых силовых трансформаторов и шунтирующих реакторов классов напряжения 220 кв и выше.

2. Разработанные методы получения испытательных коммутационных импульсов и методы обнаружения возможных повреждений изоляции вполне приемлемы в заводских условиях и не требуют дополнительного оборудования, кроме применяющегося при испытаниях трансформаторов грозовыми импульсами.

3. При испытаниях изоляции трансформаторов и реакторов коммутационными импульсами обязательна регистрация ч. р.

4. Величины испытательных напряжений коммутационных импульсов должны быть уточнены с учетом фактических характеристик разрядников, кумулятивности и других факторов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лизунов С. Д., Эксплуатационная надежность и испытания изоляции силовых трансформаторов и шунтирующих реакторов высших классов напряжения. Доклад на научно-техническом совещании по трансформаторостроению, г. Тольятти, сентябрь 1969 г., ВНИИЭМ, 1969.

2. Морозова Т. И., Электрические характеристики мощных высоковольтных трансформаторов при воздействии коммутационных перенапряжений, «Электричество», 1968, № 1.

3. Sie T. H., Prüfung von Transformatoren mit Schaltüberspannungen, Bulletin Oerlicon, 1968, № 383/384, S. 20.

4. Термин И. И., Справочник по переходным электрическим процессам, Связьиздат, 1951.

5. Switching surge tests for oil-insulated power transformers, IEEE committee report, IEEE Trans. on Power App. and Systems, 1968, vol. 87, № 2, p. 405—407.

[7.6.1971]

УДК 621.314.21.012.8.016.38

Учет намагничивающего тока в схеме замещения трансформатора

Канд. техн. наук Л. В. ЛЕЙТЕС

Москва

За последние годы вопрос об учете намагничивающего тока в схемах замещения силовых трансформаторов стал практически важным в связи с необходимостью анализа и расчета режимов, связанных с насыщением (перевозбуждение, токи включения, перенапряжения при неполнофазных режимах, аварийные переходные процессы в мощных статических преобразователях, динамические испытания).

До последних лет в работах по теории силовых трансформаторов из двух принципиально равноправных Т- и П-образной трехэлементных схем замещения рассматривалась лишь Т-образная схема с одной ветвью намагничивающего тока. В [Л. 1—4], где подробно анализируются недостатки Т-образной схемы (в частности, отсутствие так называемых «потоков рассеяния отдельных обмоток» и, следовательно, бессмысленность понятия «индуктивности рассеяния отдельных обмоток»), почти не упоминается П-образная схема, хотя, например, авторы [Л. 2 и 4] очень близко подошли к ней. Более того, при рассмотрении методов построения электриче-

ских схем замещения трансформаторов, основанных на их дуальности схемам магнитных цепей, в [Л. 5] для реального стержневого трансформатора также получена Т-образная схема замещения, хотя дуальное преобразование обычной схемы магнитной цепи этого трансформатора дает П-образную схему [Л. 6]. В [Л. 7], по существу рекомендуя П-образную схему (стр. 21), автор не сформулировал допущений, приводящих к этой схеме, и не называет ее П-образной. Видимо, в нашей литературе существенные преимущества П-образной схемы впервые четко отмечены в [Л. 8]. Следует указать, что еще в 1959 г. была опубликована подробная статья [Л. 9] с доказательством существенных преимуществ П-образной схемы замещения на примере трансформаторов с большой индуктивностью рассеяния (имеющих магнитные шунты). Однако, судя по публикации [Л. 10], эта статья оказалась практически незамеченной.

Цель данной статьи — попытка обобщить вопросы, связанные с учетом намагничивающегося тока в схеме замещения применительно к основному ви-

ду конструкции отечественных трансформаторов — стержневому с концентрическими обмотками. Приведено сравнение Т- и П-образной схем замещения двухобмоточного трансформатора и соответствующих им схем магнитных цепей. Сформулированы основные допущения, приводящие реальный силовой трансформатор именно к П-образной (и даже к Г-образной — см. [Л. 11]), схеме замещения, а не к Т-образной. Рассмотрены возможности развития П-образных схем для трансформатора с несколькими концентрическими обмотками и необходимые направления экспериментальных исследований.

В режимах с сильным насыщением стали обычно необходимо знать мгновенные значения токов, напряжений и магнитных потоков. Следовательно, казалось бы необходимы относительно громоздкие выражения с производными или интегралами, собственными и взаимными индуктивностями и электрическими сопротивлениями контуров. Однако, используя операторы (см. стр. 321 в [Л. 12]):

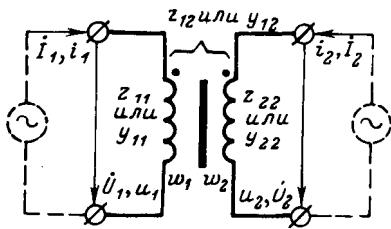
$$z = r + L \frac{d}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t dt$$

или

$$y = g + \frac{1}{L} \int_0^t dt + C \frac{d}{dt},$$

можно свести запись уравнений к обычной для синусоидальных токов и напряжений символической форме с комплексными сопротивлениями $z = r + jx$ или проводимостями $y = g + jb$. Поэтому, хотя почти все выражения ниже записаны в краткой форме, строго соответствующей переменным токам в линейных цепях и приближенно (при использовании эквивалентных синусоид) — в нелинейных, уравнения и вытекающие из них схемы замещения применимы и для мгновенных значений, в том числе при переходных процессах.

Рис. 1. Принципиальная схема двухобмоточного трансформатора. w_1 и w_2 — числа витков обмоток.



Двухобмоточный трансформатор. При неизменной магнитной проницаемости основные уравнения (рис. 1) могут быть записаны как через собственные и взаимные сопротивления обмоток z_{11} , z_{22} и z_{12} , измеряемые в опытах холостого хода, так и через собственные и взаимные проводимости y_{11} , y_{22} и y_{12} , измеряемые в опытах короткого замыкания — см. системы уравнений (1) и (2) в таблице.

Подстановки (3) и (4) приводят эти уравнения к формам (5) и (6), соответствующим Т- и П-образной электрическим схемам замещения (рис. 2, а и б).

Приводя все параметры в уравнениях (5) и (6) к одному числу витков w и используя подстановки (7) и (8), получаем уравнения (9) и (10), которым соответствуют схемы замещения магнитных цепей по рис. 2, в и г, где:

$\Phi = \dot{U}/j\omega$ — условные комплексные магнитные потоки обмоток; Iw — н. с. обмоток; ω — угловая частота $\omega = 2\pi f$; G_m и R_m — комплексные магнитные проводимости и сопротивления (учитывающие и электрические сопротивления обмоток).

Этим уравнениям и схемам соответствуют простейшие устройства по рис. 2, д и е, причем каждое из них содержит три участка магнитной цепи и две обмотки (на рис. 2, д и е принято, что через незаштрихованные области магнитные потоки не проходят).

Формулы	Для рис. 2, а, в, д	Для рис. 2, б, г, е
Исходные (рис. 1)	$\dot{U}_1 = I_1 z_{11} + I_2 z_{12}; \quad \dot{U}_2 = I_1 z_{21} + I_2 z_{22}; \quad \left. \begin{array}{l} z_{11} = z_0 + z_{k1}; \\ z_{22} = z_0 + z_{k2}; \\ z_{12} = z_{21} = z_0; \end{array} \right\} \quad (1)$	$I_1 = \dot{U}_1 y_{11} + \dot{U}_2 y_{12}; \quad I_2 = \dot{U}_1 y_{21} + \dot{U}_2 y_{22}; \quad \left. \begin{array}{l} y_{11} = y_{01} + y_{\pi}; \\ y_{22} = y_{02} + y_{\pi}; \\ y_{12} = y_{21} = -y_{\pi}; \end{array} \right\} \quad (2)$
Связь рис. 1 с рис. 2, а, б	или $\left. \begin{array}{l} z_0 = z_{12} = z_{21}; \\ z_{k1} = z_{11} - z_{12}; \\ z_{k2} = z_{22} - z_{12}; \end{array} \right\} \quad (3)$	или $\left. \begin{array}{l} y_{01} = -y_{12} = -y_{21}; \\ y_{02} = y_{22} + y_{12}; \\ y_{\pi} = y_{01} + y_{02}; \end{array} \right\} \quad (4)$
Рис. 2, а, б	$\dot{U}_1 = I_1 z_{k1} + (I_1 + I_2) z_0; \quad \dot{U}_2 = I_2 z_{k2} + (I_1 + I_2) z_0; \quad \left. \begin{array}{l} z_{k1} = G_{m12} j\omega w^2; \\ z_{k2} = G_{m21} j\omega w^2; \\ z_0 = G_{m11} j\omega w^2; \end{array} \right\} \quad (5)$	$I_1 = \dot{U}_1 y_{01} + (\dot{U}_1 - \dot{U}_2) y_{\pi}; \quad I_2 = \dot{U}_2 y_{02} + (\dot{U}_2 - \dot{U}_1) y_{\pi}; \quad \left. \begin{array}{l} y_{01} = R_{m12}/j\omega w^2; \\ y_{02} = R_{m21}/j\omega w^2; \\ y_{\pi} = R_{m11}/j\omega w^2; \end{array} \right\} \quad (6)$
Связь рис. 2, а, б с рис. 2, в, г	$\left. \begin{array}{l} z_{k1} = G_{m1} j\omega w^2; \\ z_{k2} = G_{m2} j\omega w^2; \\ z_0 = G_{m12} j\omega w^2; \end{array} \right\} \quad (7)$	$\left. \begin{array}{l} I_1 w_1 = \dot{\Phi}_1 R_{m1} + (\dot{\Phi}_1 - \dot{\Phi}_2) R_{m12}; \\ I_2 w_2 = \dot{\Phi}_2 R_{m2} + (\dot{\Phi}_2 - \dot{\Phi}_1) R_{m12}; \end{array} \right\} \quad (8)$
Рис. 2, в, г и рис. 2, д, е	$\left. \begin{array}{l} \dot{\Phi}_1 = I_1 w_1 G_{m1} + (I_1 w_1 + I_2 w_2) G_{m12}; \\ \dot{\Phi}_2 = I_2 w_2 G_{m2} + (I_1 w_1 + I_2 w_2) G_{m12}; \end{array} \right\} \quad (9)$	$\left. \begin{array}{l} I_1 w_1 = \dot{\Phi}_1 R_{m1} + (\dot{\Phi}_1 - \dot{\Phi}_2) R_{m12}; \\ I_2 w_2 = \dot{\Phi}_2 R_{m2} + (\dot{\Phi}_2 - \dot{\Phi}_1) R_{m12}. \end{array} \right\} \quad (10)$

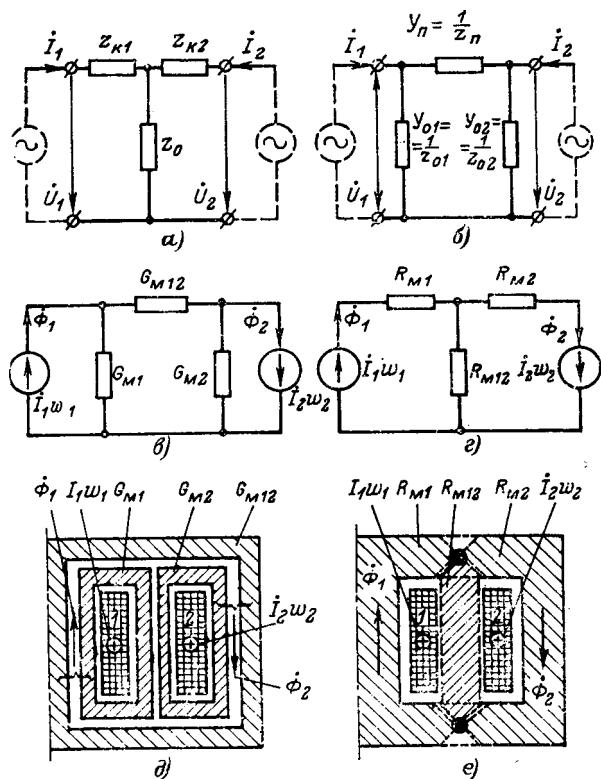


Рис. 2. Т-образная (а) и П-образная (б) электрические схемы замещения, применяемые для двухобмоточного трансформатора, и логически соответствующие им схемы магнитной цепи (в и г) и принципиальные схемы устройства (д и е).

Изложенный путь не является единственным возможным. Например, можно использовать преобразования схем в дуальные. В частности, П-образную схему на рис. 2,б можно получить из рис. 2,а преобразованием звезды в треугольник или из выражений (1), используя вместо (4) более громоздкие и менее удобные подстановки

$$\left. \begin{aligned} z_{01} &= \frac{1}{y_{01}} = \frac{z_{11}z_{22} - z_{12}^2}{z_{22} - z_{12}}, \\ z_{02} &= \frac{1}{y_{02}} = \frac{z_{11}z_{22} - z_{12}^2}{z_{11} - z_{12}}, \\ z_n &= \frac{1}{y_n} = \frac{z_{11}z_{22} - z_{12}^2}{z_{12}}. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Как видно, формально Т- и П-образная электрические схемы замещения двухобмоточного трансформатора совершенно равноправны, хотя им соответствуют совсем разные электромагнитные системы — рис. 2,д и рис. 2,е соответственно. Остается выяснить, к какой из этих двух систем ближе реальный трансформатор.

При этом следует иметь в виду, что в устройстве с переменной магнитной проницаемостью в общем случае каждый из параметров (собственные и взаимные индуктивности, сопротивления, проводимости) зависит от токов или потокосцеплений всех обмоток. Поэтому обычные определения этих параметров (как измеряемых в опытах холостого хода или короткого замыкания, т. е. когда ток или потокосцепление в одной из обмоток отсутствует)

теряют смысл. Следовательно, практически полезной и удобной будет лишь такая схема замещения, в которой параметры каждой из ветвей с приемлемой точностью зависят только от одного аргумента, и будут известны пути однозначного определения параметров ветвей по конструктивным данным трансформатора или по его опытным характеристикам (желательно по опытам холостого хода и короткого замыкания).

Рассмотрим реальный трансформатор с двумя концентрическими обмотками (рис. 3,а). Картина магнитного поля в его окне (рис. 3,б) весьма сложна и не поддается простому и четкому анализу. Еще сложнее картина поля вне окна и в магнитной системе. Магнитные проницаемости участков магнитного поля различаются на несколько порядков и в формулы, например, (3) и (4), входят разности очень близких величин, каждая из которых вычисляется приближенно.

Поэтому необходимо привести реальный трансформатор к виду (к модельной задаче), доступному для четкой математической обработки — см. стр. 24 [Л. 12]. В данном случае нужно привести задачу к такому виду, при котором интегральные характеристики участков поля (например, магнитные сопротивления) либо поддаются очень точному расчету, либо входят в разные уравнения совершенно одинаково. При этом появится возможность вместо вычисления разностей близких величин раскрывать неопределенности непосредственно в формулах.

Для этого достаточно принять, что в пределах объема обмоток и канала рассеяния магнитные силовые линии параллельны оси (рис. 3,в) и что картины магнитного поля внутри внутренней и снаружи наружной обмоток не зависят друг от друга.

Сформулируем допущения:

1. Имеются четкие узлы магнитных потоков (например, кольца Т-образного сечения на рис. 3,г, перекрывающие торцы обмоток и канала между ни-

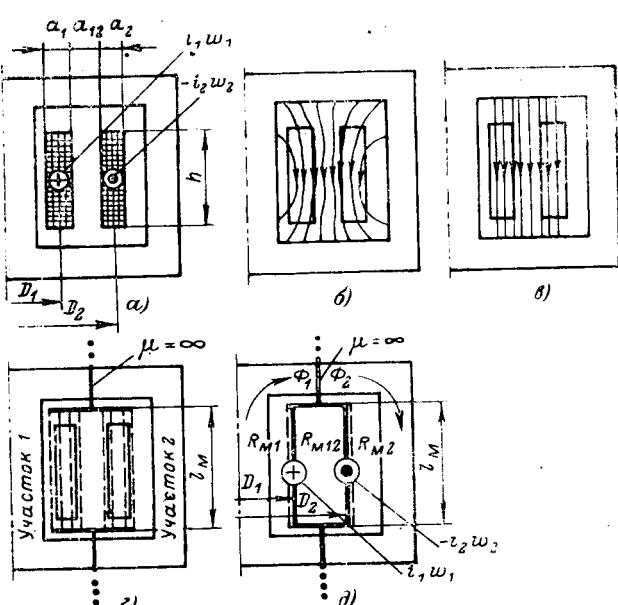


Рис. 3. Принципиальное устройство (а), картины магнитного поля в окне (б и в) и варианты модельных задач (г и д) двухобмоточного трансформатора.

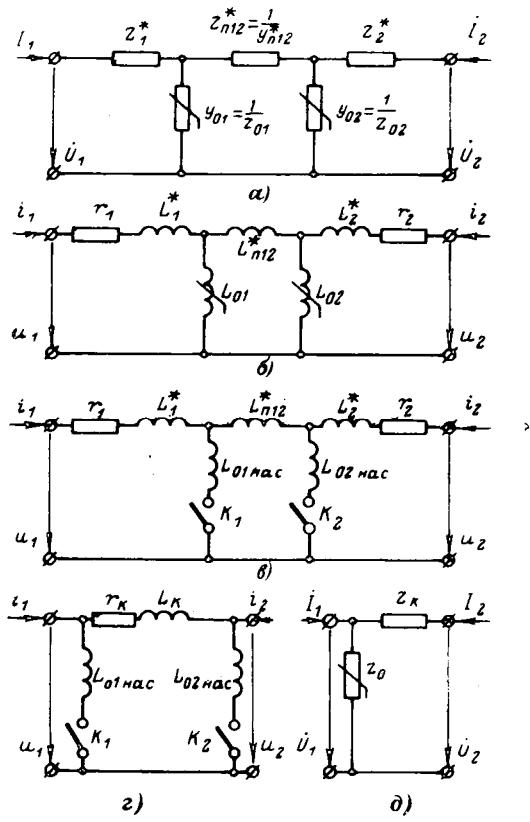


Рис. 4. Варианты электрических схем замещения двухобмоточного трансформатора.

ми, из материала с бесконечно большой магнитной проницаемостью μ).

2. Имеются цилиндрические поверхности (показанные на рис. 3,г пунктирными линиями), не пропускающие через себя магнитные потоки. Для тонких или равномерных (доходящих до плоскостей Т-образных колец) обмоток достаточно двух таких поверхностей: у внутренней поверхности внутренней обмотки и наружной поверхности наружной обмотки (см. ниже, рис. 3,д).

3. Имеются четкие границы между участками 1 и 2 магнитного поля вне трансформатора (например, поверхность, показанная на рис. 3,г линиями из жирных точек).

4. Проводящих контуров и деталей (кроме обмоток) нет, вытеснением магнитного поля из проводов обмоток можно пренебречь.

Указанные допущения сводят расчет трехмерного электромагнитного поля к расчету одномерного (зависящего от одной координаты) поля в сечении обмоток и к расчету магнитной цепи с сосредоточенными параметрами в остальных областях (т. е. по существу к расчету магнитных сопротивлений R_m или проводимостей G_m участков поля). Этую задачу удается свести к расчету электрической схемы замещения с пятью сосредоточенными параметрами.

Чтобы избежать громоздких выкладок, предположим сначала, что обмотки тонкие (при этом схема замещения содержит лишь три элемента — рис. 2,б), а члены в уравнениях и сопротивления в схемах замещения, учитывающие роль радиального размера обмоток и добавочных потерь в них,

возьмем без вывода из [Л. 7, 11 и 13]. Кроме того, выделим в отдельные члены уравнений падения напряжения в электрических сопротивлениях обмоток и изобразим приведенные электрические сопротивления (постоянному току) отдельно на схеме замещения, так как эти сопротивления сильно загромождают выражения проводимостей в (2), (4) и (6).

В результате для тонких обмоток без потерь получаем устройство на рис. 3,д, полностью соответствующее рис. 2,е и, следовательно, цепям с сосредоточенными параметрами по рис. 2,г и б. При этом магнитное сопротивление канала между обмотками R_{m12} постоянно, а состояние (степень насыщения стали) каждого из двух нелинейных элементов R_{m1} и R_{m2} однозначно определяется одним из потоков Φ_1 и Φ_2 . С учетом толщины обмоток и потерь в них этому устройству соответствует схема замещения по рис. 4,а [Л. 7 и 11], причем:

$$\begin{aligned}
 z_{\text{н12}}^* &= \frac{1}{y_{\text{н12}}^*} = r_{\text{н12}}^* + j\omega L_{\text{н12}}^* = r_{\text{н12}}^* + \\
 &+ \frac{j\omega\omega^2}{R_{m12}} = \frac{r_{\text{в1}}}{2} + \frac{r_{\text{в2}}}{2} + \\
 &+ j\omega\omega^2\mu_0 \frac{\pi}{4} (D_2^2 - D_1^2) \frac{1}{l_m}; \\
 z_{01,2} &= \frac{1}{y_{01,2}} = j\omega L_{01,2} = \frac{j\omega\omega^2}{R_{m1,2}}; \\
 z_{1,2}^* &= r_{1,2}^* + j\omega L_{1,2}^* = r_{1,2} - \frac{r_{\text{в1,2}}}{6} - \\
 &- j\omega\omega^2\mu_0 D_{1,2} \frac{a_{1,2}}{6} \frac{1}{l_m},
 \end{aligned} \quad (12)$$

где $r_{1,2}$ — электрические сопротивления обмоток 1 и 2; $D_{1,2}$ — средние диаметры обмоток 1 и 2; $a_{1,2}$ — радиальные размеры обмоток 1 и 2; $r_{\text{в1,2}}$ — коэффициенты для расчета потерь от вихревых токов, обусловленных осевой составляющей поля, в обмотках 1 и 2, расшифрованные в [Л. 11], имеющие размерность ом (аналогичные коэффициенты в [Л. 7] обозначены $k_{\text{вq}}$); $R_{m1,2}$ — магнитные сопротивления между узлами (кольцами на рис. 3,г или д) по участкам 1 и 2.

Следует заметить, что по аналогичному методу можно учесть все виды добавочных потерь, для расчета которых имеются не слишком сложные формулы.

Полученную схему можно использовать и для расчета переходных процессов (если пренебречь добавочными потерями или принять, что их величина не зависит от скоростей процессов). Для этого достаточно изобразить ее в виде рис. 4,б.

Для режимов с очень сильным насыщением нелинейные индуктивности в схеме замещения по рис. 4,б ($L_{01,2}$) можно заменить линейными индуктивностями $L_{01,2}$ нас и ключами $K_{1,2}$ (рис. 4,в). Для этого достаточно принять следующие дополнительные допущения [Л. 14].

5. Кривая намагничивания стали имеет прямоугольную форму, т. е. кривая индукции задана уравнением

$$\begin{aligned}
 H &= 0 \text{ при } |B| \leq B_{\text{нас}} \text{ и } |H| = \\
 &= |B - B_{\text{нас}}|/u_0 \text{ при } |B| \geq B_{\text{нас}},
 \end{aligned} \quad (13)$$

где $B_{\text{пас}}$ — намагниченность (индукция) полного насыщения стали.

6. До насыщения индукция во всех точках рассматриваемого участка магнитопровода одинакова, т. е. вся сталь участка насыщается одновременно.

7. Направление вектора магнитной индукции в стали до ее насыщения совпадает с направлением напряженности поля в этой же точке при отсутствии стали в рассматриваемом участке.

8. Нет добавочных потерь и магнитного поля вихревых и циркулирующих токов.

При этих условиях до насыщения стали соответствующая индуктивность бесконечна, т. е. ключ данной ветви в схеме замещения разомкнут, а после насыщения индуктивность равна магнитной проводимости рассматриваемого участка (умноженной на w^2) при отсутствии в нем стали. Заметим, что при наличии немагнитного зазора в магнитопроводе параллельно ключу должна быть присоединена индуктивность, пропорциональная разности магнитной проводимости участка при ненасыщенной и насыщенной стали.

Состояние рассматриваемого участка определяется сопоставлением магнитного потока соответствующей обмотки в данный момент времени t :

$$\Phi_{1,2} = \frac{1}{w} \int_0^t (u_{1,2} - i_{1,2} r_{1,2}) dt + \Phi_{1,2t=0} - L_{1,2}^*(i_{1,2t=0} - i_{1,2t=0}) \quad (14)$$

с потоком насыщения $\Phi_{\text{нас 1,2}} = B_{\text{нас}} s_{1,2}$, где $s_{1,2}$ — сечение стали:

$$\left. \begin{array}{l} |\Phi_{1,2}| \leq \Phi_{\text{нас } 1,2} - \text{ключ } K_{1,2} \text{ разомкнут;} \\ |\Phi_{1,2}| \geq \Phi_{\text{нас } 1,2} - \text{ключ } K_{1,2} \text{ замкнут.} \end{array} \right\} \quad (15)$$

Иногда удобно представить $L_{\text{нас}1,2}$ в виде суммы (последовательного включения) двух индуктивностей, соответствующих магнитным потокам вне стали (в «воздухе») и в объеме стали:

$$L_{0\text{нас 1,2}} = L_{0\text{нас 1,2 возд}} + L_{0\text{нас 1,2 ст.}}$$

Роль ветвей $r_{1,2}^*$ и $L_{1,2}^*$ обычно мала и ими часто можно пренебречь (рис. 4,2). Однако именно они учитывают затухание (важное в переходных процессах) и отличие магнитного потока в стержне от среднего потокосцепления витка (важное для уточнения момента насыщения стержня и расчета высоковольтных измерительных трансформаторов). В частности, при $a_1 = a_{12} = a_2 \ll D_1$ в опыте короткого замыкания с питанием внутренней обмотки напряжением $U_{u,12}$ имеем:

$$\Phi_1 \approx \frac{U_{\mathbf{k}12}}{\omega_{\mathbf{w}1}} \left(1 + \frac{a_1}{2a_1 + 6a_{12} + 2a_{12}} \right) = 1,1 \frac{U_{\mathbf{k}12}}{\omega_{\mathbf{w}1}}. \quad (16)$$

Роль ветви z_{02} или L_{02} , включенной со стороны наружной обмотки и учитывающей насыщение (намагничивание) ярма, при сильном насыщении обычно на порядок меньше, чем ветви z_{01} или L_{01} , учитывающей насыщение стержней. Поэтому часто можно оставлять в схеме только одну ветвь z_{01} или L_{01} , включённую со стороны внутренней обмотки [Л. 7 и 11], т. е. применять Г-образную схему замещения (рис. 4,д, где z_k — сопротивление короткого замыкания, z_0 — сопротивление холостого хода). Однако при питании со стороны наружной обмотки

в броневом трансформаторе и в трансформаторе с обмотками 1 и 2 на разных стержнях это допущение может привести к ошибке.

Для потоков нулевой последовательности при ненасыщенной стали магнитное сопротивление за наружной обмоткой R_{m2} гораздо больше, чем R_{m1} и основную ветвь намагничивающего тока следует включать у зажимов наружной обмотки [Л. 11]. Для токов и напряжений нулевой последовательности при насыщенной стали стержней необходимы обе ветви в схеме замещения.

Многообмоточный трансформатор. При концентрических обмотках (рис. 5,а), применяя изложенные допущения и ход рассуждений, получаем схему магнитной цепи по рис. 5,б и электрические схемы замещения по рис. 5,в и г, где для расчета параметров можно использовать формулы (12) и (14) при замене в них индексов $1, 2$ на $1, \dots, m, n, \dots, p$. При этом магнитные сопротивления R_m , учитывают

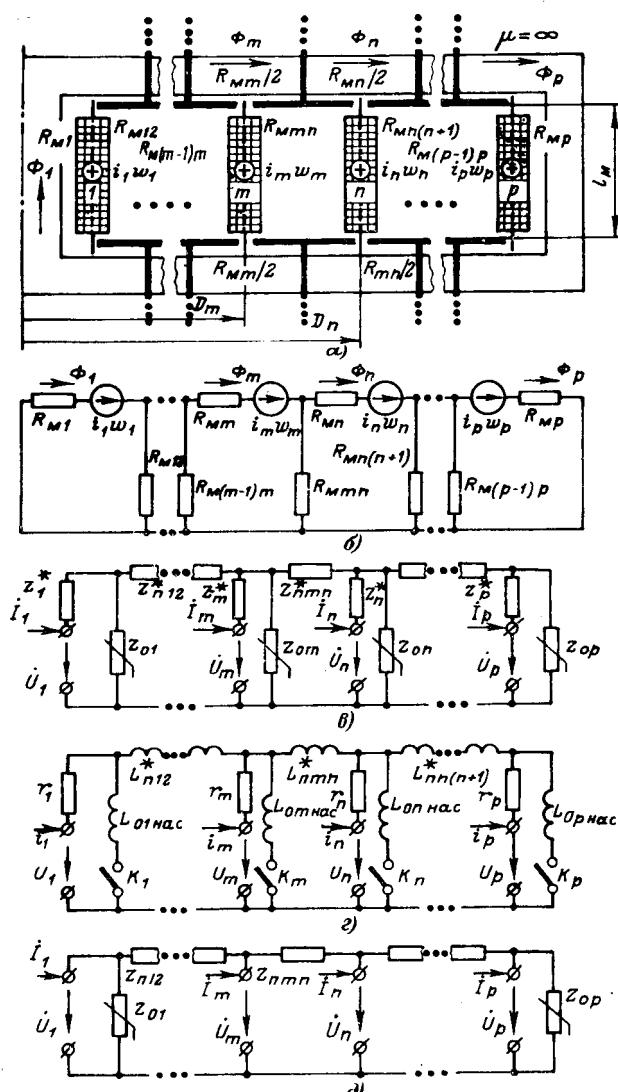


Рис. 5. Модельная задача для p -обмоточного трансформатора и вытекающие из нее схемы замещения.

а — модельная задача (сечение окна магнитной системы); *б* — схема магнитной цепи; *в* — схема замещения, учитывающая электрические сопротивления, радиальные размеры обмоток и добавочные потери в них; *г* — схема замещения для режимов с очень сильным насыщением стали; *д* — схема замещения при ненасыщенных торцевых ярмарах и тонких обмотках

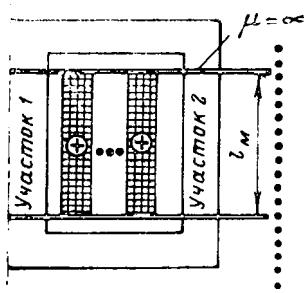


Рис. 6. Модельная задача при протяженных плоских ненасыщенных ярмах.

редь и оставить только две указанные ветви z_{01} и z_{0p} (рис. 5, б) — см. [Л. 8]. Попутно отметим, что поэтому все электрические схемы замещения по рис. 5 представляются возможным называть «П-образными», несмотря на большее количество попечных ветвей и ответвления z^*_{n*} . Этому соответствует магнитное соединение между собой всех колец каждого из ярм на рис. 5, а.

Если пойти дальше и пренебречь влиянием углов магнитной системы, то задача становится еще намного проще. Введем протяженные плоские ярма (диски) с бесконечно большой магнитной проницаемостью, прилегающие к торцам равновысотых равномерных обмоток из тонкого провода — рис. 6. Эти ярма заменяют собой все кольца на рис. 3, г и д и 5, а. Отметим, что рассматриваемая область пространства может быть ограничена (линия из жирных точек на рис. 6). При этом все магнитные силовые линии параллельны оси и нет нужды в условных поверхностях, не пропускающих через себя магнитные потоки. Одно указанное здесь допущение заменяет собой все допущения (1—4) в модельной задаче по рис. 3, д. Резко упрощается расчет магнитных сопротивлений участков 1 и 2 — см. соответствующие формулы в [Л. 7 и 11].

Изложенный подход и схемы замещения полностью применимы для двухстержневого трансформатора (в том числе с боковыми ярмами) — введение оси второго стержня в правой части рисунка вместо края магнитной системы на рис. 3, д и 5, а ничего не меняет в уравнениях. При нескольких стержнях схема магнитной цепи (рис. 5, б) становится существенно разветвленной и пока не удается получить столь простые электрические схемы замещения, как на рис. 5, в, г и д. В этом случае можно решать задачу непосредственно по схеме магнитной цепи, используя уравнения баланса и. с. и магнитных потоков. Для трехфазного трехстержневого трансформатора при переменном токе с помощью методов эквивалентных синусоид и симметричных составляющих задачу обычно удается свести к случаю одностержневого трансформатора.

Для трансформаторов с чередующимися обмотками (относительно мало распространенных) приемлемость допущений, аналогичных приведенным выше, менее очевидна и они требуют особого рассмотрения. Однако, как показывает предварительный анализ, и они, видимо, ближе к П-образной схеме замещения, чем к Т-образной.

Опытные и расчетные величины. Такие данные

для внешних характеристик нескольких мощных отечественных трансформаторов и для моделей, приведенные в статьях [Л. 8 и 15] и кандидатской диссертации М. Х. Зихермана, подтверждают принципиальную правильность приведенных положений и явные преимущества П-образной и даже Г-образной схем замещения перед Т-образной.

Однако расчетные значения потока $\Phi_{\text{нас}}$ отличаются от опытных до 11%, а индуктивностей $L_{\text{нас}}$ — даже до 30—40%. Очевидно, реальные магнитные потоки в частях магнитопровода заметно отличаются от рассчитанных по простейшей модельной задаче на рис. 3 и 5, а; длина насыщенной части магнитопровода отличается от осевого размера обмотки или высоты окна, которые легко заложить в основу расчета, и т. д. Ведь при изложенном подходе принято, что со всеми витками слоя обмотки сцеплен один и тот же магнитный поток и что поле во всех участках стержня или бокового ярма одинаково. На самом деле следовало бы говорить не о потоке в стержне, а рассматривать потоки в каждом участке стержня или ярма, т. е. решать задачу расчета трехмерного поля с учетом нелинейности.

Поэтому инженерный метод расчета (или схемы математического моделирования, например, для защиты трансформаторов от перевозбуждения) целесообразно основывать на указанной модельной задаче, используя средний (по высоте стержня) магнитный поток и эффективную длину силовой линии, связанные с потокосцеплениями обмоток и размерами трансформатора через эмпирические коэффициенты (имеющие порядок единицы).

Для определения этих коэффициентов (точнее, поправок) необходимы исследования не только «внешних» характеристик трансформаторов [Л. 15], но и магнитного поля в них, в частности измерения (с помощью измерительных витков) магнитных потоков в стержнях и ярмах трансформаторов и моделей в опытах короткого замыкания, холостого хода и нагрузки при перевозбуждении.

Такие измерения связаны со значительными техническими и организационными трудностями. Тем не менее без таких измерений, хотя бы на одном-двух реальных мощных трансформаторах, видимо, не удастся уточнить методику расчета поля и характеристик, необходимую для решения указанных в начале статьи важных практических задач.

Выводы. 1. Близкие к общепринятым допущения о картине магнитного поля в стержневом трансформаторе с концентрическими обмотками, необходимые для замены задачи расчета трехмерного или двумерного поля задачей расчета цепи с сосредоточенными параметрами, приводят трансформатор к П-образной (а не Т-образной) электрической схеме замещения.

2. П-образная схема замещения содержит лишь два нелинейных элемента (вместо трех в Т-образной) и позволяет рассчитать характеристики этих элементов по конструктивным данным трансформатора. Указанные преимущества П-образной схемы подтверждены опытными данными мощных трансформаторов.

3. На основе П-образной схемы замещения

двухобмоточного трансформатора и «цепочечной» схемы замещения многообмоточного трансформатора с концентрическими обмотками построена простая схема замещения, учитывающая насыщение стали различных участков магнитопровода, роль основных и добавочных потерь и влияние конечных радиальных размеров обмоток.

4. Для дальнейшего уточнения схем замещения и методики расчета их параметров по геометрическим размерам и характеристикам стали необходимо экспериментально определить поправочные коэффициенты путем измерения магнитных потоков в отдельных частях магнитопровода в опытах короткого замыкания, а также при умеренном и сильном насыщении стали.

ЛИТЕРАТУРА

1. Марквардт Е. Г., Об электромагнитном рассеянии, «Электричество», 1935, № 1; Дискуссия (Петров Г. Н., Меревич Э. А., Марквардт Е. Г.) — «Электричество», 1935, № 9 и 15; 1936, № 23; 1937, № 11.

2. Марквардт Е. Г., Электромагнитные расчеты трансформаторов. Объединенное научно-техническое изд-во, 1938.

3. Вольдек А. И., Схемы замещения индуктивно связанных цепей и их параметры, Труды Таллинского политехнического института, серия А, № 40, Эстонское государственное изд-во, Таллин, 1952.

4. Пенчев П. Р., Върху разсейването в трансформаторите, изд-во «Техника», София, 1969.

5. Chegg E. C., The duality between interlinked electric and magnetic circuits and the formation of transformer equi-

valent circuits, The proceedings of the physical society, 1949, v. 62, pt. 2, № 350B.

6. Karsai K., Helysen tükrözé — a transformátor mágneses viszonyait a helyettesítő kapcolása?, «Electrotechnika» (Magy.), 1970, 63, № 8—9.

7. Лейтес Л. В., Эквивалентные схемы многообмоточных трансформаторов и их применение, изд-во «Информстандартэлектро» (отделение ВНИИЭМ), 1968.

8. Беляков Н. Н. и Зихерман М. Х., П-образная схема замещения трансформатора с учетом насыщения, Труды ВНИИЭ, вып. 34, изд-во «Энергия», 1969.

9. Lord H. W. An equivalent circuit for transformers in which nonlinear effects are present, Communication and Electronics, 1959, № 45.

10. Ganz A. G., Leakage inductance and equivalent networks of transformers, IEEE Transactions on parts, materials and packaging, 1968, v. 4, № 3.

11. Лейтес Л. В., Эквивалентная схема двухобмоточного трансформатора; опыты холостого хода и короткого замыкания, «Вопросы трансформаторостроения», под ред. Э. А. Манькина, Труды ВЭИ, вып. 79, изд-во «Энергия», 1969.

12. Шимони К., Теоретическая электротехника, изд-во «Мир», 1964.

13. Edelmann H., Anschauliche Ermittlung von Transformatoren-Ersatzschaltbildern, Archiv der elektrischen Übertragung, 1959, 13, № 6.

14. Лейтес Л. В., Классификация конструкций реакторов, «Вопросы трансформаторостроения», под ред. Э. А. Манькина, Труды ВЭИ, вып. 79, изд-во «Энергия», 1969.

15. Зихерман М. Х., Исследование взаимных характеристик намагничивания обмоток силовых трансформаторов сверхвысокого напряжения, Труды ВНИИЭ, вып. 36, изд-во «Энергия», 1969.

[2.6.1971]



УДК 621.314.572.018.782.3

Расчет параметров, обеспечивающих устойчивый запуск автономного параллельного инвертора

П. М. ПАЗНИКОВ и В. Т. ЗАГОРСКИЙ

Новосибирский электротехнический институт связи

Постановка задачи. Определение параметров инвертора, обеспечивающих гарантированный запуск и устойчивую работу при изменении нагрузки, — основная задача, которую приходится решать при создании автономных инверторов.

Для решения этой задачи необходимо детальное аналитическое исследование переходных процессов, которые у автономных параллельных инверторов с активно-индуктивной нагрузкой описываются дифференциальными уравнениями не ниже третьего порядка, что уже накладывает значительные трудности при исследовании. При широком изменении параметров нагрузки и инвертора возникает также необходимость просчитать очень большое число вариантов.

Задача усложняется еще и тем, что переходный процесс запуска, как правило, длится много полупериодов (до нескольких десятков) и срыв инвертирования возможен на любом из них, что требует исследования переходных процессов, а следовательно, и решения дифференциальных уравнений на каждом полупериоде, вплоть до установившегося режима.

С учетом изложенного трудоемкость задачи возрастает настолько, что исключает возможность

применения обычных методов «ручного» исследования переходных процессов.

Предлагаемая ниже методика расчета переходных процессов с использованием ЦВМ позволяет резко сократить трудоемкость расчета и повысить его точность. При хорошо составленной программе расчета это требует затраты незначительного машинного времени даже при расчете большого числа вариантов. Однако обработка результатов расчета, их систематизация и приведение к виду, удобному для анализа, требует дополнительного значительного времени.

Математическое описание переходных процессов и ход решения. Рассмотрим расчет переходных процессов на примере однофазной нулевой схемы параллельного автономного инвертора тока, приведенной на рис. 1, при включении на источник постоянного напряжения (аккумуляторную батарею).

На рис. 1 обозначено: T_1 , T_2 — полупроводниковые управляемые вентили (тиристоры); L_1 — коммутирующая индуктивность; C_0 — коммутирующая емкость; L_n , r_n — индуктивно-активная нагрузка; Tr — силовой трансформатор.

Схема рассматривалась при следующих общепринятых допущениях:

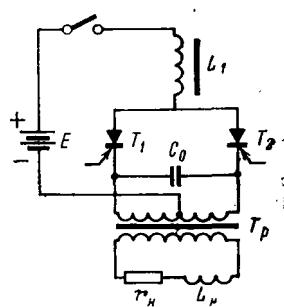


Рис. 1.

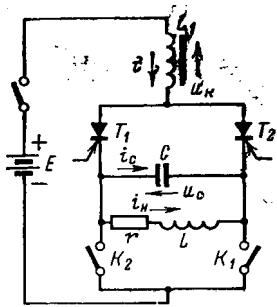


Рис. 2.

1. Полупроводниковые управляемые вентили — идеальные, т. е. прямое их сопротивление равно нулю, а обратное — бесконечности.

2. Время включения и выключения вентиляй равно нулю.

3. Намагничивающий ток силового трансформатора и активные потери во всех элементах схемы равны нулю.

4. Внутреннее сопротивление аккумуляторной батареи равно нулю.

5. Коммутация тока с вентиля на вентиль — мгновенная.

С учетом этих допущений и после приведения обычными методами [Л. 1] активного сопротивления и индуктивности нагрузки, а также коммутирующей емкости к половине первичной обмотки трансформатора, переходим к эквивалентной схеме, изображенной на рис. 2, где $r = r_n/n^2$; $L = L_n/n^2$; $C = 4C_0$; n — коэффициент трансформации; K_1 , K_2 — коммутирующие ключи, включающие и выключающие соответственно T_1 и T_2 .

Методом «мгновенных значений», являющимся наиболее точным, составляем по эквивалентной схеме рис. 2 систему дифференциальных уравнений для первого и всех нечетных полупериодов, т. е. когда тиристор T_1 открыт (K_1 замкнут), а тиристор T_2 закрыт (K_2 разомкнут):

$$L_1 \frac{di}{dt} + U_C = E; L_1 \frac{di}{dt} + \left(r + L \frac{d}{dt} \right) i_H = E;$$

$$U_C = \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i_C dt + U_C(t_0); i = i_C + i_H.$$

Аналогично составляется система дифференциальных уравнений для второго и всех четных полупериодов, т. е. когда тиристор T_2 открыт (K_2 замкнут), а тиристор T_1 закрыт (K_1 разомкнут):

$$L_1 \frac{di}{dt} - U_C = E; L_1 \frac{di}{dt} - \left(r + L \frac{d}{dt} \right) i_H = E;$$

$$U_C = \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i_C dt + U_C(t_0); i = -(i_C + i_H).$$

Обе системы можно объединить в одну и привести к нормальной форме:

$$\frac{dU_C}{dt} = \frac{i_C}{C}; \frac{di_H}{dt} = \frac{1}{L} U_C - \frac{r}{L} i_H;$$

$$\frac{di_C}{dt} = -\left(\frac{1}{L} + \frac{1}{L_1}\right) U_C + \frac{r}{L} i_H + \frac{E}{L_1}; i = \pm (i_C + i_H).$$

Болгарская областная универсальная научная библиотека

Здесь и в дальнейшем при двойном знаке перед индексами верхний — соответствует всем нечетным полупериодам, нижний — все четным.

Приведем напряжения и токи на элементах инвертора, а также текущее время к базовым величинам: E — базовое значение напряжения (э. д. с. аккумуляторной батареи); $i_b = E/r$ — базовое значение тока;

$\omega_0 = 1/\sqrt{L_1 C}$ — базовая угловая частота, где $L_1 = \frac{L_1 L}{L_1 + L}$. Тогда имеем: $y_1 = U_C/E$ — относительное

напряжение на коммутирующей емкости: $y_2 = -U_K/E$ — относительное напряжение на коммутирующем дросселе; $x_1 = i_C/i_b$ — относительный ток коммутирующего конденсатора; $x_2 = i_H/i_b$ — относительный ток коммутирующего дросселя; $x_3 = i_n/i_b$ — относительный ток нагрузки; $\tau = \omega_0 t$ — относительное время (угол).

Линейные элементы нагрузки и инвертора приведем к безразмерным параметрам:

$$S = r \sqrt{\frac{C}{L_1}}; \lambda = \frac{L}{L_1}.$$

С учетом базовых величин и безразмерных параметров система уравнений приводится к окончательному виду:

$$y_1^0 = \frac{x_1}{S};$$

$$x_1^0 = -y_1 S + \frac{x_3 S}{1 + \lambda} \pm \frac{\lambda S}{1 + \lambda};$$

$$x_3^0 = \frac{y_1 S}{1 + \lambda} - \frac{x_3 S}{1 + \lambda}; x_2 = \pm (x_1 + x_3);$$

$$y_2 = 1 \mp y_1.$$

Интегрируя последнюю систему уравнений численным методом Рунге — Кутта, определяем исковые величины внутри каждого полупериода в интервале выбранного шага по времени.

От величины шага зависит, с одной стороны, точность счета, а с другой стороны, величина времени счета. Поэтому неоправданно мелкий шаг приводит к ненужному увеличению времени счета.

Установлено, что при относительной длительности полупериода $\tau_n = 0,1$ и $S = 0,1 \dots 10,0$; $\lambda = 0,1 \dots 10,0$ при шаге $\Delta t = 0,1 \tau_n$ точность счета почти не отличается от точности при более мелком шаге, например при $\Delta t = 0,001 \tau_n$. В то же время при шаге $\Delta t > 0,1 \tau_n$ точность счета резко падает. Поэтому считаем оптимальной длительность шага $\Delta t = 0,1 \tau_n$ при $\tau_n = 0,1$.

С увеличением относительной длительности полупериода необходимо пропорционально увеличивать и количество шагов. Так, при $\tau_n = 1,0$ число шагов должно быть увеличено до 100, при $\tau_n = 10,0 \dots 1000$ шагов внутри каждого полупериода и т. д.

Решение системы уравнений с заданным оптимальным шагом проводилось на ЦВМ типа «БЭСМ-6» с нулевыми начальными условиями на начало счета и ненулевыми значениями напряжений и токов на начало второго и последующих полупериодов.

Ненулевые начальные значения определяются системой уравнений и законами коммутации.

Так, в рассматриваемой схеме при переключении управляемых вентилей скачком изменяются

только ток коммутирующего конденсатора и напряжение коммутирующего дросселя до значений:

$$x_{4n} = -x_{1k} - 2x_{3k}; \quad y_{2n} = 1 \mp y_{1k},$$

где индекс «н» соответствует значениям тока и напряжения, а индекс «к» — конечным значениям на предыдущем полупериоде.

Остальные начальные значения напряжений и токов остаются равными конечным значениям предыдущих полупериодов.

Выбор диапазона измерений величины безразмерных параметров. Пользуясь методом основной частоты [Л. 2] для последовательной активно-индуктивной нагрузки, определяем:

$$\delta t_n = \pi \operatorname{ctg} \varphi,$$

где $\delta = r/L$ — коэффициент затухания цепи нагрузки; t_n — длительность полупериода выходного напряжения; φ — угол сдвига фаз.

В то же время произведение δt_n можно выразить через безразмерные параметры:

$$\delta t_n = \frac{\tau_n S}{1 + \lambda}.$$

Отсюда для основной частоты выходного напряжения можно записать:

$$\delta t_n = \pi \operatorname{ctg} \varphi = \frac{\tau_n S}{1 + \lambda}.$$

Из последнего выражения можно ориентировочно выбрать для расчета на ЦВМ диапазон изменения безразмерных параметров S , λ и τ_n в зависимости от величины коэффициента мощности. Следует иметь в виду, что при $S < 2$ режим переходного процесса — колебательный, при $S = 2$ — граничный и $S > 2$ — апериодический.

Нами принят диапазон изменения коэффициента мощности от 0,1 до 0,95. Исходя из этого, было выбрано: 10 значений параметра $S = 0,1 - 10,0$; 7 значений параметра $\lambda = 0,01 - 3,0$ и 14 значений параметра $\tau_n = 0,1 - 15,0$.

Для всех возможных комбинаций этих параметров был просчитан переходный процесс запуска автономного параллельного инвертора до установившегося режима.

Таким образом, было просчитано около тысячи вариантов. Близкое совпадение (по форме и по величине угла запирания) расчетных кривых напряжений и токов на элементах инвертора в переходном режиме запуска с экспериментально снятыми свидетельствуют о правильности счета.

Результаты расчета и их анализ. При анализе полученных результатов исходим из того, что надежный запуск и устойчивая работа инвертора в установившемся режиме будут обеспечены, если:

время, предоставляемое запирающемуся тиристору для восстановления его управляемости, будет больше допустимого;

скорость нарастания прямого напряжения $\left(\frac{dU_a}{dt}\right)$ на запирающемуся тиристоре будет меньше допустимой;

напряжение и токи во всех элементах инвертора не превышают допустимых значений.

Следует отметить, что принятое допущение о мгновенном включении и выключении тиристоров исключает возможность определения скорости на-

растания прямого тока $\left(\frac{dI_a}{dt}\right)$ на открывающемся тиристоре.

После расчета на ЦВМ для всех заданных вариантов была получена информация о протекании переходных процессов от момента включения инвертора на полную нагрузку до установившегося режима:

график относительного времени, предоставляемого запирающемуся тиристору для восстановления управляемости после каждого переключения;

график нарастания скорости прямого напряжения на запирающемуся тиристоре после каждого переключения;

временные (на каждом шаге) графики напряжений и токов во всех элементах инвертора.

При анализе полученных результатов расчета в принятом диапазоне параметров ($S = 0,1 - 10,0$; $\lambda = 0,1 - 3,0$; $\tau_n = 0,1 - 15,0$) установлено следующее.

1. При любом сочетании параметров в принятом диапазоне их изменения время, предоставляемое каждому тиристору для восстановления управляемости в переходном режиме запуска, всегда меньше, чем в установившемся режиме.

2. Наименьшее время, отводимое на восстановление управляемости запирающихся тиристоров, не всегда получается после первого переключения, как считают ряд авторов [Л. 3], оно может приходиться на любой другой полупериод.

3. Имеются области сочетания параметров, в которых гарантируется устойчивый запуск инвертора под нагрузкой без использования специальных пусковых схем, что снимает ограничения, высказываемые рядом авторов [Л. 4], утверждающих, что устойчивый запуск параллельного инвертора под нагрузкой без предварительной зарядки коммутирующего конденсатора или других вспомогательных операций невозможен.

4. В апериодическом и граничном режимах переходного процесса скорость нарастания прямого напряжения на запирающемуся тиристоре, а также напряжения и токи во всех элементах инвертора имеют максимальные значения в установившемся режиме, при колебательном режиме имеются области параметров, при которых указанные величины превышают установившиеся значения.

Очевидно, надежный запуск и устойчивая работа инвертора в установившемся режиме будут обеспечены, если параметры инвертора выбирать по наименьшему времени из всех, предоставляемому запирающемуся тиристору для восстановления управляемости в переходном режиме запуска.

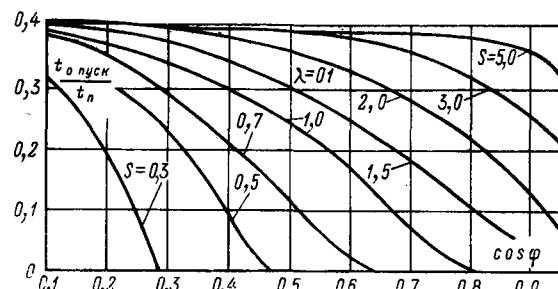


Рис. 3.

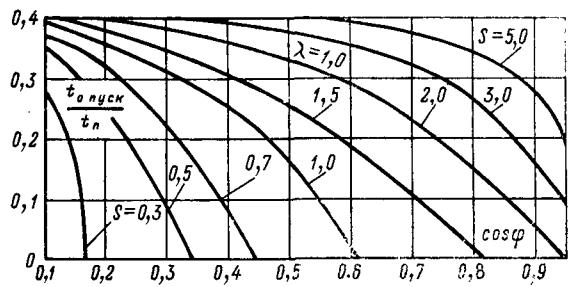


Рис. 4.

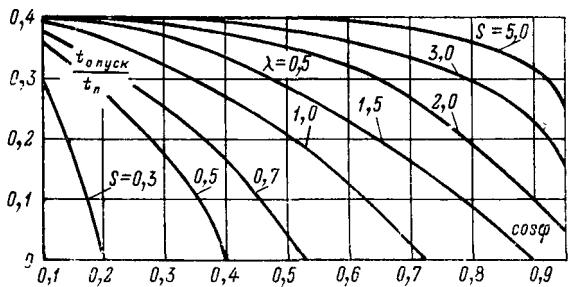


Рис. 5.

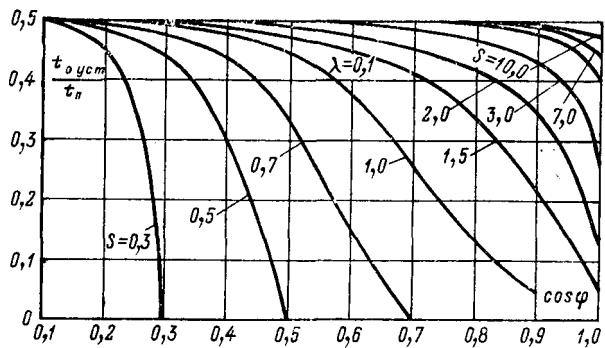


Рис. 6.

С учетом последнего обстоятельства построены для режима непрерывных токов графики зависимости (см. рис. 3, 4 и 5):

$$\frac{t_0}{\tau_n} = f(\cos \varphi) \text{ при } S = 0,3 - 5,0 \text{ и}$$

$$\lambda = 0,1 - 1,0,$$

где t_0 — наименьшее из всех времена, отводимое запирающимся тиристору для восстановления управляемости в переходном режиме запуска после k -го переключения ($k = 1, 2, 3, \dots$).

Из рассмотрения этих графиков следует, что относительное наименьшее время восстановления $\left(\frac{t_0}{\tau_n}\right)$ возрастает с уменьшением параметра λ и увеличением S .

Однако, как показали расчеты, выбирать $\lambda < 0,1$ нецелесообразно, так как относительное время восстановления при этом почти не увеличивается. В то же время при $\lambda > 0,1$ оно заметно падает.

Выбирать $S > 5,0$ также нецелесообразно, так как получить при пуске инвертора $\frac{t_0}{\tau_n} > 0,41$ невозможно, а при $S = 5$ это отношение уже близко к указанной величине.

Вологодская областная научная библиотека

www.booksite.ru

Для суждения об уменьшении времени восстановления при пуске относительно установленного режима на рис. 6 представлена зависимость $\frac{t_0}{\tau_n} = f(\cos \varphi)$ при $S = 0,3 - 5,0$ и $\lambda = 0,1$ в установленном режиме. Данные этого графика близко совпадают с результатами, полученными в [Л. 2] при $L_1 \rightarrow \infty$.

Приведенные выше результаты получены при условии неизменности параметров схемы в течение всего времени запуска инвертора.

Если в состав инвертора входят регулирующие устройства, то предполагается, что на время пуска они не включены.

Приложение. Методика расчета параметров инвертора из условия гарантированного запуска под нагрузкой. Исходными данными для расчета являются: напряжение источника постоянного тока E ; напряжение на нагрузке U_n ; активная мощность нагрузки $P_{акт}$; выходная частота инвертора f ; коэффициент мощности нагрузки $\cos \varphi$.

Среднее значение тока, протекающего через управляемый вентиль за период, $i_{в.ср} = \frac{\pi i_n}{4\sqrt{2}}$.

Обратное напряжение $U_{обр}$, прикладываемое к управляемому вентилю, равно при нулевой схеме $2\sqrt{2}E$, а при мостовой $\sqrt{2}E$.

По полученным значениям $i_{в.ср}$ и $U_{обр}$ с учетом коэффициента запаса и других требований технического задания выбирается по каталогу конкретный тип управляемого вентиля с известным временем восстановления t_0 .

Находим минимально необходимое относительное время восстановления $\varepsilon = t_0/\tau_n$ (в электрических градусах $\beta = \varepsilon 180^\circ$).

Действующее значение напряжения на выходе инвертора (до трансформатора)

$$U_{вых} = \frac{\pi E}{2\sqrt{2}\cos \beta}.$$

Потери напряжения на активных сопротивлениях коммутирующего дросселя, силового трансформатора, управляемого вентиля и источника постоянного тока суммируются:

$$\Delta U = \Delta U_{др} + \Delta U_{тп} + \Delta U_{в} + \Delta U_{б}.$$

Действующее значение напряжения на первичной обмотке трансформатора $U_1 = U_{вых} - \Delta U$.

Необходимый коэффициент трансформации получим по формуле:

$$n = U_n/U_1.$$

Параметры последовательной активно-индуктивной нагрузки, приведенные к первичной обмотке трансформатора,

$$r = \frac{U_1^2 \cos^2 \varphi}{P_{акт}}, \quad L = \frac{rt_n}{\pi \operatorname{ctg} \varphi}.$$

Для известной минимально необходимой величины ε по одному из графиков рис. 3—5 определяем необходимые значения безразмерных параметров S и λ , а затем находим параметры инвертора:

$$C = \frac{S^2}{\delta r(1 + \lambda)}, \quad L_1 = \frac{L}{\lambda}.$$

В зависимости от выбранного значения λ возможна вариация параметров инвертора.

ЛИТЕРАТУРА

- Бедфорд Б. и Хофт Р., Теория автономных инверторов, изд-во «Энергия», 1969.
- Толстов Ю. Г., Автономные инверторы, сб. «Преобразовательные устройства в электроэнергетике», изд-во «Наука», 1964.
- Богоры В. С., Угол опережения при пуске однофазного параллельного инвертора, сб. «Силовая полупроводниковая техника», вып. X, изд-во «Наука», 1968.
- Ямагаси и Осима, Преобразователи постоянного тока, перевод с японского «Кэню дзиидёка», Хокуо, 1966, № 6, т. 13.

Ионный слой в высоковольтном секционированном ионном приборе

Н. С. КЛИМОВ, А. К. МУСИН и В. П. ТОКАРЕВ

ВЭИ им. В. И. Ленина

Введение. Знание параметров ионного слоя важно не только с точки зрения изучения процесса деионизации высоковольтного ионного секционированного прибора, когда к нему после прохождения прямого тока через нуль скачком прикладывается высокое отрицательное напряжение, но и представляет большую практическую ценность при разработке таких приборов.

В отечественной и зарубежной литературе экспериментальных данных о параметрах ионного слоя у отрицательных электродов весьма мало и относятся они в основном к случаям низковольтных слоев, которые образуются у отрицательных зондов [Л. 1—4] или в приборах с отрицательным потенциалом на электроде относительно плазмы, не превышающим нескольких сотен вольт [Л. 5].

Из работ, связанных с исследованием ионного слоя при высоком напряжении (порядка 10 кв и выше), можно назвать [Л. 6], где было установлено, что спустя 60 мксек после прекращения прямого тока, скорость распространения ионного слоя от отрицательного электрода является постоянной и составляет примерно 10^4 см/сек . В [Л. 7] были проведены измерения толщины слоя у отрицательного электрода откачного разборного однопромежуточного ртутного вентиля и показано, что при напряжении около 10 кв и концентрации зарядов остаточной плазмы приблизительно 10^{11} см^{-3} толщина ионного слоя составляет примерно 2,5 см. Измерения толщины ионного слоя в этих работах проводились с помощью зондов. Что касается секционированных высоковольтных ионных приборов, то данных об ионном слое в таких приборах в литературе совсем не существует.

Деионизация в секционированном анодном узле высоковольтного ионного прибора происходит в условиях, когда газоразрядный промежуток анод—сетка разделен промежуточными электродами (вставками) на несколько участков (секций). Распад остаточной плазмы, находящейся за пределами ионного слоя, распространяющегося от отрицательного анода¹ к катоду, происходит преимущественно за счет рекомбинации зарядов на поверхностях вставок. Рекомбинацией на боковых поверхностях (стенках прибора) можно пренебречь, поскольку диаметр прибора, как правило, много больше расстояний между вставками. Это обстоятельство определяет механизм деионизации остаточной плазмы, происходящей в режиме свободного пролета [Л. 9].

Экспериментальное определение толщины ионного слоя. Измерения толщины ионного слоя проводились на высоковольтном ионном приборе, имеющем несколько промежуточных электродов (вставок), на стенде, выполненном по эквивалентной схеме, обеспечивающей воздействия по току и напряжению, близкие к реальным.

¹ Названия электродов сохраняются в соответствии с теми функциями, которые они выполняют в проводящую часть периода.

После прохождения прямого тока через нуль к прибору прикладывалось отрицательное напряжение, которое за время около 70 мксек нарастало до 50 кв (скакок обратного напряжения) и далее (после установления) в течение времени деионизации оставалось практически неизменным. Концентрация зарядов остаточной плазмы, определяемая скоростью спада прямого тока, составляла примерно 10^{11} см^{-3} (оценка сделана на основании измерений статического обратного тока по методике, описанной в [Л. 10]).

Измерение толщины ионного слоя производилось путем осциллографирования напряжений (анодного и на вставках) по отношению к катоду (и аноду) на трехлучевом осциллографе типа ЭКО-20. Применившиеся емкостно-омические измерительные делители напряжения были достаточно высокоомными, и присоединение их к вставкам не оказывало влияния на потенциалы этих электродов. Вставки в этом случае использовались в качестве своего рода холостых зондов. Предполагалось, что напряжение на вставке относительно катода появляется после того, как эта вставка попадает в ионный слой, т. е. появление напряжения на вставке относится к моменту, когда граница ионный слой — плазма сходит с нижнего края вставки. До того, как вставка попадает в ионный слой, она является плавающим электродом, и потенциал ее относительно плазмы составляет несколько вольт и практически равен потенциальному катода:

$$U_{\text{вст. — плазма}} = \frac{kT_e}{2e_0} \ln \frac{m_i}{2\pi m_e}. \quad (1)$$

На рис. 1 представлена характерная осциллограмма напряжений, на которой видно, что напряжение на второй от анода вставке относительно катода (нижняя кривая) появляется в момент t_1 спустя 20 мксек после прохождения прямого тока через нуль (момент t_0). В условиях эксперимента ионный слой захватывал только три вставки, т. е. в нашем распоряжении были три экспериментальные точки, по которым была построена экспериментальная кривая изменения толщины ионного слоя во времени (рис. 2, кривая 1). Очевидно, чем меньше высота вставки, тем выше точность экспе-

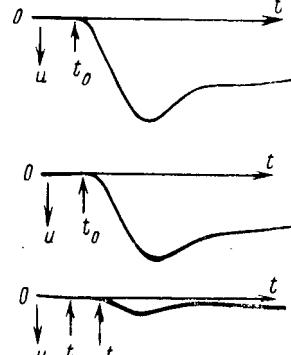


Рис. 1. Осциллограммы скачка отрицательного анодного напряжения (верхняя кривая) и напряжений на вставке относительно анода (средняя кривая) и относительно катода (нижняя кривая); t_0 — момент окончания тока через прибор; t_1 — момент появления отрицательного напряжения на вставке.

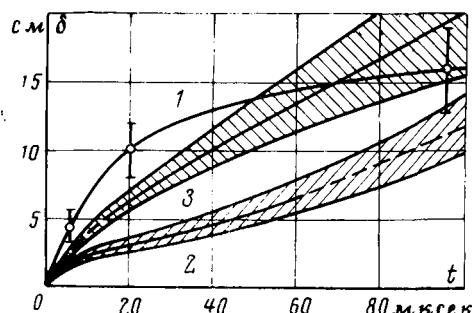


Рис. 2. Кривые изменения толщины ионного слоя во времени.
1 — экспериментальная; 2 и 3 — теоретические.

римента. Однако, как показали измерения на приборах с различными конструкциями вставок, на точность получаемых результатов влияет не столько высота вставки, сколько ее положение относительно анода. Погрешность эксперимента состоит из двух частей: а) систематической погрешности, обусловленной тем, что, во-первых, напряжение на вставке относительно катода обнаруживается по осциллограмме, лишь когда ее отрицательный потенциал становится равным нескольким сотням вольт (приблизительно 600 в) и к этому моменту граница слоя — плазма уйдет от нижнего края вставки на некоторое расстояние, и, во-вторых, после попадания вставки в слой, текущий на нее, ионный ток будет задерживать момент, когда отрицательный потенциал вставки станет равным 600 в; б) статистической погрешности измерений, составляющей $\pm 15\%$.

Из экспериментальной кривой изменения толщины ионного слоя во времени видно, что скорость распространения ионного слоя не постоянна — она изменяется от величины 10^6 см/сек до 10^4 см/сек.

Было проведено также измерение обратного тока на анод по методике, описанной в [Л. 10], и определены его составляющие. На рис. 3 показаны кривые анодного напряжения (верхняя кривая) и обратного тока проводимости, включающего в себя ионную и электронную составляющие. Величина коэффициента ионно-электронной эмиссии, необходимая для определения ионной составляющей обратного тока, изменяется линейно [Л. 11 и 12] с изменением напряжения и при достаточно высоких напряжениях (более 10 кв) несколько превышает единицу.

Сравнение с теорией и обсуждение результатов. Рассмотрим некоторые физические модели ионного слоя.

1. Толщина ионного слоя может быть определена, например, согласно закону Чайлда — Ленгмюра («закон 3/2») [Л. 13]:

$$\delta = \frac{1}{3\pi^{1/2}} \left(\frac{2e_0}{m_i} \right)^{1/4} \frac{U_a^{3/4}}{j_i^{1/2}}. \quad (2)$$

Здесь e_0 — элементарный заряд; m_i — масса иона; значения U_a и j_i находятся по соответствующим кривым З.

В высоковольтных ионных приборах на напряжение 10^5 кв и выше давление рабочего газа составляет около $2 \cdot 10^{-3}$ мм. В отсутствии свободного

пробега иона в этих условиях согласно [Л. 14] составляет $\lambda_i \approx 5-10$ см. Расстояние же между вставками обычно выбирается значительно меньше этой величины (примерно 2 см). Поэтому «закон 3/2» (2), выведенный в условиях, когда толщина слоя пространственного заряда значительно меньше среднего свободного пробега ионов, остается справедливым, строго говоря, лишь до тех пор, пока толщина слоя меньше расстояния между анодом и первой вставкой. После того, как ионный слой распространится за первую вставку, ионы, пролетая через слой, будут претерпевать соударения с ней, и «закон 3/2» начинает нарушаться. Результаты расчета толщины ионного слоя по (2) приведены на рис. 2 (кривая 2). Пунктир при $\delta > 7$ см означает, что применение уравнения (2) в этой области, где $\delta > \lambda_i$, заведомо незаконно.

2. Существует формула, выведенная для случая, когда толщина ионного слоя превышает длину свободного пробега ионов [Л. 15], учитывающая соударения ионов внутри слоя с атомами газа той же природы:

$$\delta = (4 \cdot 10^{-6})^{2/5} \frac{U_a^{3/5}}{p^{1/5} j_i^{2/5}}, \quad (3)$$

где давление p в микрометрах ртутного столба.

В [Л. 16] показано, что существует предельное значение толщины слоя, при котором формула (2) переходит в формулу (3). Эта толщина составляет около трех длин свободного пролета ионов относительно столкновений с атомами газа. В наших условиях толщина ионного слоя находится именно в этом диапазоне, поэтому обе формулы (2) и (3) приводят приблизительно к одним и тем же значениям (кривая 2 рис. 2), довольно сильно отличающимся от измеренных (кривая 1 рис. 2).

3. В [Л. 8] при решении задачи о протекании электрического тока в секционированном газоразрядном приборе показано, что в определенных условиях необходимо учитывать столкновения заряженных частиц со вставками. При этом отношение

$\frac{S_{\text{вст}}}{V_{\Sigma}} = n_s$ характеризует «концентрацию поверхно-

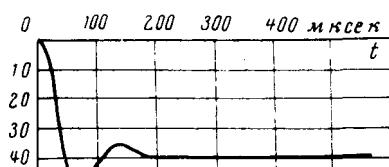
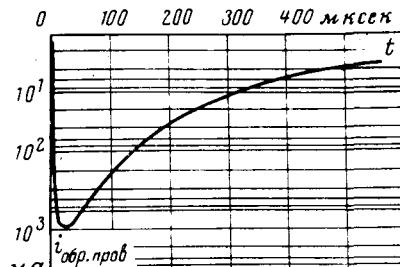


Рис. 3. Кривые отрицательного анодного напряжения (верхняя кривая) и обратного тока проводимости (нижняя кривая).



стей вставок», где $S_{\text{вст}}$ — площадь поверхностей вставок; V_s — полный объем анодного узла, занимаемый вставками. Величина n_s определяет интенсивность взаимодействия заряженных частиц со вставками в их хаотическом движении и в процессе переноса тока.

Распределение электрического поля в ионном слое, в котором практически отсутствуют электроны (при $j_i \gg j_e$ концентрация ионов $n_i \gg n_e$ в силу $v_i \ll v_e$), определяется уравнением:

$$\frac{dE}{dx} = 4\pi\rho_i \approx 4\pi e_0 n_i. \quad (4)$$

Направим ось x от плазмы к отрицательному электроду (аноду). Примем обычные граничные условия: при $x=0$ (на границе слой — плазма) потенциал практически равен нулю, т. е. $U|_{x=0}=0$ (точнее, $U|_{x=0} \sim \frac{kT_e}{e_0}$, где k — постоянная Больцмана, а T_e — электронная температура); электрическое поле также равно нулю, т. е. $E|_{x=0}=0$. Кроме того, очевидно, что при $x=\delta$ (на поверхности анода) потенциал равен потенциалу анода:

$$U|_{x=\delta} = U_a.$$

Так как плотность ионного тока в слое $j_i = \rho_i v_i$, то уравнение (4) запишется в виде:

$$\frac{dE}{dx} = \frac{4\pi j_i}{v_i}. \quad (5)$$

Скорость направленного движения ионов в слое (v_i) будет зависеть от характера их движения. В случае, когда ионный слой захватывает одну или несколько вставок, ионы пролетают через слой, испытывая редкие соударения с атомами газа и более частые — со вставками (режим отдельных соударений). В этих условиях при каждом столкновении ионы полностью теряют свою направленную скорость. Скорость иона будет определяться длиной пройденного пути λ_i между соударениями и напряженностью электрического поля на этом пути, т. е. пройденной разностью потенциалов:

$$v_i = \left(\frac{2e_0 \langle E \rangle \lambda_i}{m_i} \right)^{1/2} \equiv b_i \langle E \rangle^{1/2}, \quad (6)$$

$$b_i = \left(\frac{2e_0 \lambda_i}{m_i} \right)^{1/2} = \left[\frac{2e_0}{m_i (\alpha n_s + n_a S_{ia})} \right]^{1/2}. \quad (7)$$

Здесь $\alpha \approx 1/4$ — численный коэффициент, учитывающий конструкцию вставок (форму и размеры отверстий) и их взаимное расположение (для хаотического движения $\alpha=1$); n_a — концентрация атомов газа; S_{ia} — сечение столкновений ионов с атомами.

Величина $\langle E \rangle$ в (6) имеет смысл напряженности электрического поля, усредненной по отрезку $[x; x+\lambda_i]$, т. е. $\langle E \rangle = \frac{1}{\lambda_i} \int_x^{x+\lambda_i} E(z) dz$. Поскольку $E(z)$

монотонно возрастает, то, принимая $\langle E \rangle = E(x)$, мы несколько занижаем величину скорости иона $v_i(x)$. Относительная ошибка в определении v_i порядка λ_i/δ и может быть учтена при оценке погрешности вычисления «коэффициента подвижности» b_i . Полагая $\langle E \rangle = E(x)$, с учетом соотношений (6) и (7) запишем уравнение (5) в виде:

$$\frac{dE}{dx} = \frac{A}{VE}, \quad (8)$$

где

$$A = \frac{4\pi j_i}{b_i} = \frac{4\pi e_0 n_i \sqrt{\frac{kT_e}{m_i}}}{\sqrt{\frac{2e_0}{m_i (\alpha n_s + n_a S_{ia})}}}. \quad (9)$$

Проинтегрировав дважды уравнение (8) с учетом граничных условий, получим:

$$U_a = \left(\frac{3}{2} \right)^{5/3} \frac{2}{5} \delta^{5/3} A^{2/3}, \quad (10)$$

откуда

$$\delta = \frac{2U_a^{3/5}}{3 \left(\frac{2}{5} \right)^{3/5} A^{2/5}}, \quad (11)$$

или с учетом (9)

$$\delta = \left(\frac{5}{3} \right)^{3/5} \frac{b_i^{2/5} U_a^{3/5}}{(6\pi)^{2/5} j_i^{2/5}}. \quad (12)$$

При этом коэффициент b_i определяется в основном столкновениями ионов со вставками, поскольку в наших условиях $\alpha n_s > n_a S_{ia}$. Результаты расчетов толщины ионного слоя по (12) приведены на рис. 2 (кривая 3).

Видно, что кривая 3, учитывая соударения заряженных частиц со вставками, находящимися внутри слоя, располагается ближе к экспериментальной кривой 1, нежели кривая 2.

Около теоретических кривых 2 и 3 рис. 2 показаны области погрешностей расчета. При вычислении погрешностей учитывалось, что анодное напряжение измерялось с точностью $\pm 15\%$, обратный ток проводимости — $\pm 30\%$, коэффициент ионно-электронной эмиссии (с учетом экстраполяции кривой $\gamma(U)$ в область более высоких значений U) известен с точностью $\pm 50\%$. Ошибка в определении «коэффициента подвижности» b_i , входящего в (12), составляла $\pm 50\%$. При этих условиях погрешность расчетной величины δ достигала $\pm 15\%$.

При вычислении толщины слоя учитывалась динамическая составляющая обратного ионного тока, поскольку на процесс деионизации и величину обратного тока проводимости решающее влияние оказывает динамический процесс перемещения границы слой — плазма. Заметим, однако, что существует мнение, согласно которому при оценке толщины слоя по «закону 3/2» следует учитывать лишь статическую составляющую ионного тока, поскольку этот закон получен именно для статического случая. Отметим также, что если определить плотность ионного тока по статической составляющей, теоретические кривые в своей начальной части несколько приближаются к экспериментальной (при малых скоростях изменения толщины слоя их положение практически не изменится).

Тем не менее следует учесть, что в квазистационарном режиме, который имеет место в рассматриваемом случае (время установления равновесного пространственного заряда меньше характерного времени изменения внешнего напряжения), толщина слоя определяется полным электрическим зарядом

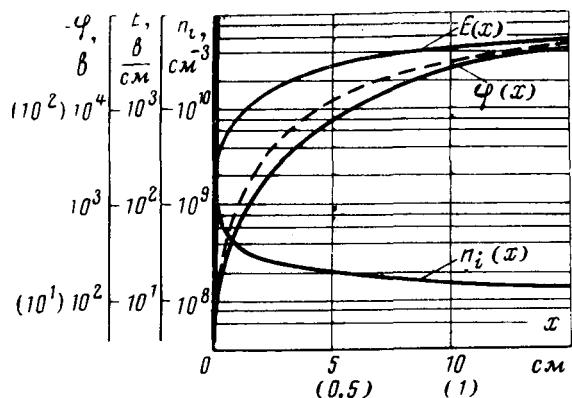


Рис. 4. Кривые распределения напряженности электрического поля $E(x)$, потенциала $\varphi(x)$ и концентрации ионов $n_i(x)$ в ионном слое (масштаб для пунктирной кривой дан в скобках).

дом ионов, находящихся в слое, количество которых, в свою очередь, определяется скоростью их перехода через границу слой — плазма. В начале процесса существенную роль играет перемещение границы слой — плазма относительно анода, что и обусловливает связь между толщиной слоя и динамической составляющей ионного тока.

Найдем далее распределение напряженности электрического поля $E(x)$, потенциала $\varphi(x)$ и концентрации ионов $n_i(x)$ в ионном слое.

После интегрирования уравнения (8) с учетом (9) получим:

$$E(x) = \left(\frac{3}{2}\right)^{2/3} (4\pi)^{2/3} \left(\frac{j_i}{b_i}\right)^{2/3} x^{2/3}. \quad (13)$$

Отношение $\frac{j_i}{b_i}$ может быть определено из выражения (12):

$$\frac{j_i}{b_i} = \left(\frac{5}{3}\right)^{3/2} \frac{U_a^{3/2}}{6\pi\delta^{5/2}}. \quad (14)$$

Подставляя (14) в (13), получим:

$$E(x) = \frac{5}{3} \frac{U_a}{\delta^{5/3}} x^{2/3}. \quad (15)$$

Аналогично для потенциала имеем:

$$\varphi(x) = -\frac{U_a}{\delta^{5/3}} x^{5/3}. \quad (16)$$

Из уравнений (15) и (16) видно, что электрическое поле и потенциал на границе ионный слой — плазма ($x=0$) равны нулю: $E(0)=0$ и $\varphi(0)=0$; у поверхности анода ($x=\delta$) $E(\delta)=\frac{5}{3} \frac{U_a}{\delta}$, $\varphi(\delta)=U_a$. Таким образом, напряженность поля у анода почти вдвое превышает напряженность поля при равномерном распределении потенциала.

Выражение для распределения концентрации ионов в слое может быть найдено из исходного уравнения (4), которое с учетом (15) имеет вид:

$$n_i(x) = \frac{5}{18\pi e_0} \frac{U_a}{\delta^{5/3}} x^{-1/3}. \quad (17)$$

Концентрация ионов в ионном слое на границе с плазмой ($x=0$), которая локализована с точностью

до среднего расстояния между ионами в плазме $r_i = \left(\frac{3}{4\pi}\right)^{1/3} n_i^{-1/3}$, близка к концентрации заряженных частиц в плазме, а вблизи анода ($x \rightarrow \delta$) определяется выражением:

$$n_i(\delta) = \frac{5}{18\pi e_0} \frac{U_a}{\delta^2}. \quad (18)$$

На рис. 4 представлены кривые распределения напряженности $E(x)$, потенциала $\varphi(x)$ и концентрации ионов $n_i(x)$ в ионном слое у отрицательного анода секционированного прибора для рассматриваемого случая (рис. 2). Пунктиром показана кривая распределения потенциала в ионном слое, полученная экспериментально в [Л. 5] при отрицательном потенциале электрода относительно плазмы, равном 200 в, и токе из плазмы на электрод около 200 мка. Эта кривая дает хорошее качественное совпадение с теоретической кривой $\varphi(x)$, рассчитанной по (17).

Вывод. Из сопоставления теоретических кривых изменения толщины ионного слоя во времени с экспериментальной (рис. 3) следует, что в высоковольтных секционированных ионных приборах наиболее вероятным механизмом, определяющим соотношение между толщиной ионного слоя, падением потенциала в слое и плотностью ионного тока на анод, является механизм отдельных соударений ионов, захваченных слоем, со вставками.

ЛИТЕРАТУРА

1. John F. Wayout, Pulse Technique for probe measurements in gas discharges, *J. Appl. Phys.*, 30, 1404, 1959.
2. Barnes B. T., The dynamic characteristics of low pressure discharge, *Phys. Rev.*, 86, 351, 1952.
3. Biels D. G., Holt R. B. and McClure B. T., Pulsed probe measurements, *J. Appl. Phys.*, 33, 29, 1962.
4. John F. Wayout, Perturbation of electron energy distribution by a probe, *J. Appl. Phys.*, 37, 4492, 1966.
5. Иванченко В. А. и Сена Л. А., Исследование распределения потенциала в слое объемного заряда положительных ионов, *ЖТФ*, 1960, т. XXX, 964.
6. Менделев Б. Г. и Святоезерская Л. А., Деионизация паров ртути низкого давления в сильном электрическом поле, *ЖТФ*, 1951, т. XXI, 18.
7. Vague R. H. and Sander K. F., Dynamic sheath growth in a mercury plasma, *Brit. J. Appl. Phys.*, v. 2, 541, 1969.
8. Коненко О. Р. и Мусин А. К., Распределение заряженных частиц в гетерогенной среде. Доклад на IX Международной конференции по ионизационным явлениям в газе, Бухарест, 1969.
9. Мусин А. К., Деионизация плазмы в неоднородной среде. Доклад на IX Международной конференции по ионизационным явлениям в газе, Бухарест, 1969.
10. Климов Н. С. и Токарев В. П., Обратный ток в высоковольтном ионном приборе, «Электричество», 1966, № 8.
11. Ismail H., Sepiter A., Pulverisation de surface bombardée par des ions mercure d'énergie 5–30 kw. Доклад на III Международном симпозиуме по разрядам и электрической изоляции в вакууме, Париж, 1968.
12. Дорожкин А. А., Электронная эмиссия некоторых металлов под действием положительных ионов ртути, Труды ЛИИ, 1967, № 277, 105.
13. Диагностика плазмы, под ред. Р. Хаддлстоуна и С. Леонарда, изд-во «Мир», 1967.
14. Сена Л. А., Столкновения электронов и ионов с атомами газа, Гостехиздат, 1948.
15. Дроздов В. И., Влияние давления газа на ток, ограниченный пространственным зарядом ионов, *ЖТФ*, 1946, т. XVI, 407.
16. Сена Л. А., Роль перезарядки ионов в явлениях газового разряда, *Rev. Roum. Phys.*, 13, v. 3, 299, 1968.

Стробоскопический принцип построения полуавтоматической установки для контроля динамических параметров интегральных схем

Инж. П. С. ПОПОВ

Москва

Применение в вычислительных устройствах, системах управления и других областях техники большого количества цифровых логических, триггерных, больших интегральных схем требует разработки высокопроизводительного контрольно-измерительного оборудования для проверки, контроля и классификации их по параметрам. Для оценки одной из основных характеристик цифровых интегральных схем (ЦИС) — быстродействия — необходимо измерять задержку распространения сигнала через ЦИС:

$$\tau_{3.p} = \frac{\tau_{3.p}^{10} + \tau_{3.p}^{01}}{2},$$

где $\tau_{3.p}^{10}$ — время задержки сигнала в схеме, переключаемой с единичного в нулевое логическое состояние; $\tau_{3.p}^{01}$ — время задержки сигнала в схеме, переключаемой с нулевого в единичное состояние.

Параметр $\tau_{3.p}$ не раскрывает динамических возможностей ЦИС, так как не учитывает конечную скорость нарастания входного сигнала, поэтому необходимо дополнительно измерять параметры τ_n^{10} и τ_n^{01} , где τ_n^{10} — время перехода выходного сигнала ЦИС из состояния логической единицы в состояние логического нуля; τ_n^{01} — время перехода выходного сигнала ЦИС из состояния логического нуля в состояние логической единицы. Указанные динамические параметры $\tau_{3.p}^{01}$, $\tau_{3.p}^{10}$, τ_n^{01} , τ_n^{10} приведены на рис. 1.

Для измерения этих параметров в технологической линии производства ЦИС используется полуавтоматическая установка «Электрон-Д», блок-схема которой показана на рис. 2. Она состоит из генератора тест-импульсов 1, коммутирующей матрицы 2, эквивалента нагрузки 3, стробоскопического измерителя с устройством согласования 4, автоматического устройства 5, блоков питания 6.

Принцип работы основан на использовании метода последовательного стробирования. В качестве измерителя используется стробоскопический осциллограф типа С1-39, в который введены элементы автоматического управления поддиапазоном измерения и шагом считывания. Сущность стробоскопического измерения показана на рис. 3 и заключается в последовательном во времени измерении мгновенных значений исследуемого сигнала с периодом повторения T с помощью коротких стробимпульсов, автоматически сдвигаемых относительно повторяющегося сигнала на величину Δt . Стробимпульсы модулируются исследуемым сигналом, огибающая модулированных сигналов представляет преобразованный во времени исследуемый сигнал¹.

Процесс автоматического сдвига стробимпульсов получается путем формирования стробимпульса в момент равенства амплитуд быстрого пилообразного напряжения (БПН) и медленного пилообразного напряжения (МПН).

Зная величину сдвига стробимпульса (шага считывания) Δt и число стробимпульсов n , укладывающихся между определенными уровнями отсчета по напряжению U_{n1} и U_{n2} преобразованного (растянутого по времени) сигнала, можно выразить интервал времени:

$$\tau = \Delta t n \text{ или } \tau = n.$$

Согласно схеме генератор тест-импульсов формирует периодическую последовательность испытуемых импульсов прямоугольной формы и синхронимпульсов для запуска развертки стробоскопического осциллографа.

Коммутирующая матрица выполняет следующие программные функции:

подключение выхода генератора с одновременным смещением импульса в положительную или отрицательную область напряжения к испытуемому входу ЦИС (непосредственно или через формирователь — аналог ЦИС);

подключение к выходу испытуемого изделия эквивалента нагрузки;

подключение измерительного устройства ко входам (выходам) интегральной схемы (ИС);

подключение источников напряжения питания схемы;

подключение и съем ИС в плоском корпусе или в корпусах типа ТО-5, ДИП с помощью смешенного контактного устройства.

Эквивалент нагрузки предназначен для имитации выходной нагрузки ИС (два типа нагрузки).

Измеритель — стробоскопический осциллограф с устройством согласования — обеспечивает:

дистанционное управление поддиапазонами измерения и шагом считывания (единицей счета);

преобразование измеряемого наносекундного фронта или спада импульса в низкочастотный диапазон и выдачу временного интервала между двумя заданными уровнями напряжения на фронте или спаде, устанавливаемыми раздельно для каждого параметра;

выдачу импульсов заполнения временного интервала (счетные импульсы);

установку уровней отсчета;

визуальное наблюдение исследуемых сигналов на экране осциллографа.

Функции автоматического устройства:

формирование программы измерений для управления цепями коммутации;

выбор (поиск) поддиапазона измерения;

преобразование измеряемого интервала в цифровую форму;

разбраковка изделия на группы — годен А, годен Б, не годен — в соответствии с установленной границей измерения;

определение годности ИС по каждому тесту и запоминание ее;

выдача информации на индикацию, на выходной разъем для связи с ЦВМ, ЦПМ;

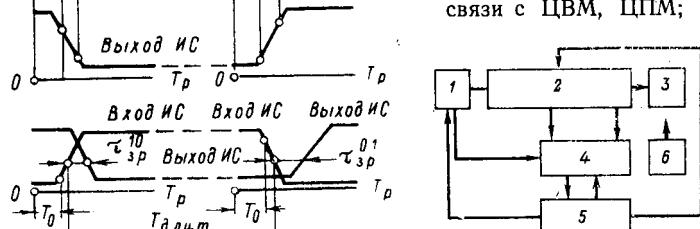


Рис. 1. Стробоскопическое осциллографирование сигналов наносекундной длительности

¹ Рябинин Ю. А., Стробоскопическое осциллографирование сигналов наносекундной длительности, изд-во «Советское радио», 1968.

Рис. 2.

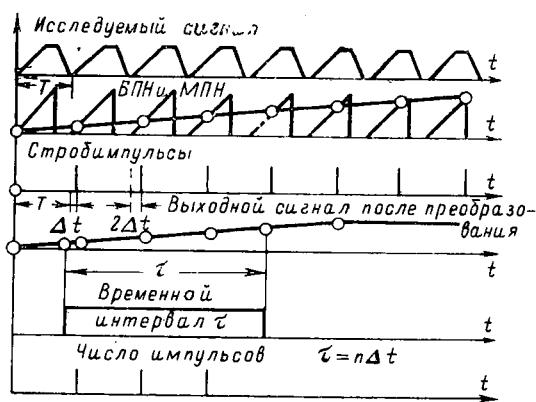


Рис. 3.

установка режимов работы полуавтомата; выдача контрольных тестов для проверки работоспособности установки.

Блоки питания предназначены для питания интегральной схемы, выдачи напряжений уровней отсчета и питания входящих в установку блоков.

Блок-схема генератора тест-импульсов (рис. 4) включает задающий генератор ZG и формирователь импульсов ФИМ.

При контроле динамических параметров логических схем на вход ЦИС подают тестовый импульс с одного канала ФИМ, на остальные входы ЦИС — постоянное напряжение логического нуля или единицы. При измерении динамических параметров триггерных или больших интегральных схем должно быть подано более одной последовательности импульсов от нескольких каналов ФИМ.

Генератор тест-импульсов должен обеспечивать:

- плавную регулировку амплитуды импульсов в диапазоне 0,1—6,3 в;

положительную или отрицательную полярность (с управлением по внешней программе) в положительной или отрицательной области напряжения;

стабильность длительности импульса фронта и спада не более 0,1 нсек для логических и триггерных формирователей;

спад и выброс импульса не более $\pm 5\%$;

параметры импульсов при испытаниях логических схем: частота повторения 50 кгц, $\tau_{\text{дл}}=0,1-2$ мксек, $\tau_{\text{ф}}=\tau_{\text{спада}} \leq 1$ нсек на нагрузке 75 ом;

параметры импульсов при испытаниях триггеров: частота повторения 1-го и 2-го каналов 100 кгц; 3-го канала 200 кгц; задержка между импульсами 3-го канала и 1-го, 2-го каналов — регулируемая с дискретностью 10 нсек в диапазоне 0÷500 нсек, длительность импульсов $\tau=0,1-2$ мксек, $\tau_{\text{ф}}=\tau_{\text{спада}} \leq 1$ нсек на нагрузке 75 ом для 3-го канала и $\tau_{\text{ф}}=\tau_{\text{спада}} \leq 20$ нсек для 1-го и 2-го каналов;

параметры импульсов при испытаниях БИС: частота повторения $f=0,1; 0,5; 1$ мгц; $\tau_{\text{ф}}=\tau_{\text{спада}} \leq 20$ нсек; число каналов — 8.

Задающий генератор предназначается для формирования импульсов запуска ФИМ с частотой f_{ZG} и синхроимпульса (СИ) с частотой f_{SI} в зависимости от наличия сигналов автоматического включения поддиапазона и измеряемого параметра согласно заданной программе.

Формирователь ФИМ предназначен для выдачи тест-импульса (ТИ) с частотой f_{TI} на вход ЦИС, регулировки амплитуды импульса, сформирования наносекундного фронта спада и длительности выходного сигнала.

Для получения в линейной части развертки стробосциллографа измеряемых параметров (см. рис. 1) необходимо обеспечить определенную задержку между тест-импульсом и синхроимпульсом.

Можно показать, что необходимо обеспечить следующие условия задержек между ТИ и СИ:

$$T_{\text{в}} + T_{\text{дл}} = T_{\text{ТИ}} - \tau_{\text{з.р}}^{01} + T_0 + T_{\text{ФИМ}} \text{ — для параметра } \tau_{\text{п}}^{01};$$

$$T_{\text{в}} + T_{\text{дл}} = T_{\text{ТИ}} + T_0 + T_{\text{ФИМ}} \text{ — для параметра } \tau_{\text{з.р}}^{10}.$$

$$T_{\text{в}} = T_{\text{ТИ}} + T_0 + T_{\text{ФИМ}} \text{ — для параметра } \tau_{\text{з.р}}^{10};$$

$$T_{\text{в}} = T_{\text{ТИ}} - \tau_{\text{з.р}}^{10} + T_0 + T_{\text{ФИМ}} \text{ — для параметра } \tau_{\text{п}}^{10},$$

где $T_{\text{в}}$ — первоначальная задержка между синхроимпульсом и началом развертки стробосциллографа $T_{\text{в}}$; плюс задержка синхроимпульса в задающем генераторе $T_{\text{сx}}$; $T_{\text{дл}}$ — длительность тест-импульса; $T_{\text{ТИ}}$ — задержка в задающем генераторе в цепи импульса запуска ФИМ; T_0 — задержка в формирователе ФИМ; T_0 — начальная задержка тест-импульса относительно начала развертки (рис. 1).

При измерении параметров $\tau_{\text{п}}^{01}$ и $\tau_{\text{п}}^{10}$ учитывается усредненный параметр ЦИС $\tau_{\text{з.р}}^{01}$ и $\tau_{\text{з.р}}^{10}$, так как в ряде случаев $\tau_{\text{з.р}}^{10} \gg \tau_{\text{п}}^{10}$.

Выполнение этих условий обеспечивает автоматическое измерение параметров и визуальное наблюдение сигналов на экране осциллографа.

Схема задающего генератора приведена на рис. 5.

Мультивибратор M задает частоту повторения $f_{\text{ТИ}} = f_{SI}$, с выхода усилителя U импульсы подаются на схему задержки синхроимпульса и через контакт реле P_3 (при измерении параметров $\tau_{\text{п}}^{01}$, $\tau_{\text{з.р}}^{10}$) или P_1 (при измерении параметров $\tau_{\text{п}}^{01}$, $\tau_{\text{з.р}}^{01}$), линии задержки LZ_3 или LZ_1 — LZ_2 формирователь переднего фронта импульса Φ , собранного на туннельном диоде, с определенной задержкой запускают развертку стробосциллографа. Эта задержка $T = T_{\text{сx}} + T_{\text{в}}$, где $T_{\text{сx}}$ — задержка в схеме задержки синхронизации, $T_{\text{в}}$ — первоначальная задержка начала развертки относительно СИ в самом осциллографе (зависит от поддиапазона).

Импульсы с выхода усилителя U подаются одновременно на схему задержки ТИ и через LZ_3 , контакт одного из реле $P_5 \div P_{11}$, формирователь переднего фронта Φ запускают ФИМ, с выхода которого тест-импульс поступает на вход стробосциллографа.

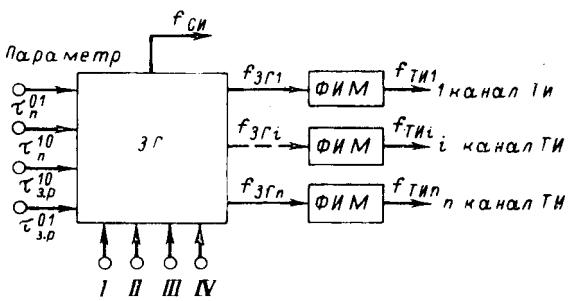
$$\text{Задержка тест-импульса } T = T_{\text{ТИ}} + T_{\text{ФИМ}}.$$

Для получения переднего фронта тест-импульса на экране в начале развертки необходимо выполнить условие $T_{\text{сx}} + T_{\text{в}} = T_{\text{ТИ}} + T_{\text{ФИМ}}$ или $T_{\text{ТИ}} = T_{\text{сx}} + T_{\text{в}} - T_{\text{ФИМ}}$.

Блок-схема формирователя ФИМ для логических и триггерных схем приведена на рис. 6. Она содержит: 1 — эмиттерный повторитель, обеспечивающий развязку от предыдущей схемы; 2, 3 — линии задержки, обеспечивающие соответственно задержку тест-импульса относительно синхроимпульса τ_1 и необходимую длительность тест-импульса τ_2 ; 4, 5 — формирователь для обострения переднего фронта импульса; 6 — сумматор, необходимый для суммирования двух разнополярных напряжений, сдвинутых во времени относительно друг друга; 7 — усилитель мощности; 8 — трансформатор для получения разнополярных импульсов; 9 — обостритель, необходимый для формирования наносекундного фронта и спада импульса.

Схемы формирователей 4, 5 предназначены для обострения переднего фронта импульса обоих каналов с помощью туннельного диода.

Усилитель мощности выполнен на лампе 6С15П. Для обеспечения необходимой мощности на нагрузку 76 ом включены две лампы параллельно. Лампа обеспечивает необходимое согласование входных и выходных каскадов. Усилитель работает с автоматическим смещением и имеет выходное напряжение по амплитуде до 10 в. Длительность фронта и спада импульса на выходе лампы не превышает 20 нсек. Транс-



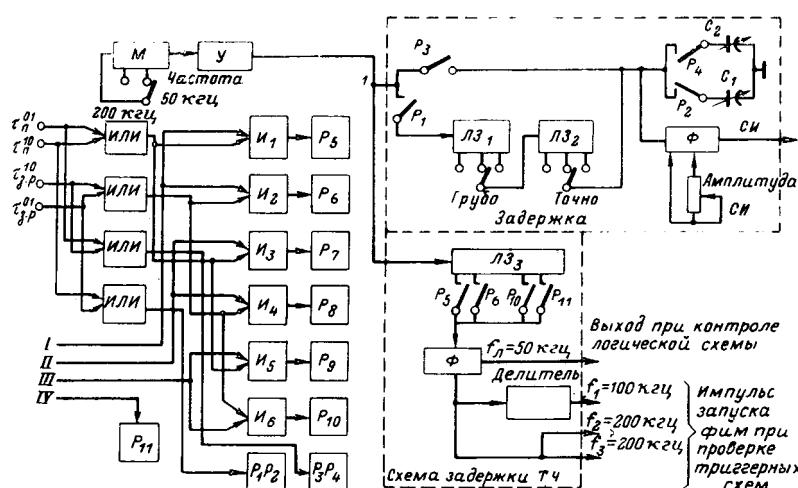


Рис. 5.

форматор 8 состоит из коаксиального кабеля, намотанного на ферритовый тороидальный сердечник 1, и предназначен для инвертирования импульса.

Переключение полярности осуществляется с помощью реле 1 (по программе). Реле выполнено на основе контактов КЭМ-26, которые имеют малые емкости (менее 1,5 нФ), большое быстродействие (время срабатывания не более 2 мсек).

Обостритель 9 формирует крутые фронт и спад импульса и представляет собой согласованную полосковую линию с диодами ДН3 (типа А401). В отличие от известных аналогичных генераторов-формирователей обостритель обеспечивает постоянную длительность импульса при изменении амплитуды.

Высокочастотная коммутирующая матрица выполнена с применением быстродействующих реле на основе магнитоуправляемых контактов типа КЭМ-26.

Автоматическое устройство выполнено на интегральных схемах типа «Логика».

Для устранения недостатков, присущих стробоскопическим измерителям, и повышения точности измерений предусматриваются следующие мероприятия.

1. Для выдачи напряжения уровня отсчета относительно нулевого напряжения выдается калибровочный импульс на вход делителя-измерителя, основание импульса является нулевым напряжением (на экране осциллографа выбирается условная «нулевая линия»), вершина импульса — напряжением уровня отсчета (на выходе измерителя при данном напряжении подстраивается схема сравнения на срабатывание с чувствительностью $\pm 10 \text{ мВ}$). Одновременно данный метод исключает ошибку из-за искажений коэффициента передачи в тракте измерителя при установке уровней отсчета.

2. Для исключения ошибки за счет дрейфа коэффициента передачи в У-тракте и шага считывания измерителя введены контрольные тесты.

3. С целью увеличения стабильности коэффициента передачи входного смеоителя введены высокочастотный делитель и активный пробник. Одновременно эти узлы обеспечивают согласование с выходными характеристиками ИС.

4. Для устранения нелинейности X-тракта можно выбирать линейный участок работы на развертке изменением задержки тест-импульса. Как правило, наибольшая нелинейность наблюдается в начале (введен запрет) и в конце развертки.

В режиме контроля ИС устанавливаются границы разбровки в двоично-десятичном коде для каждого параметра раздельно.

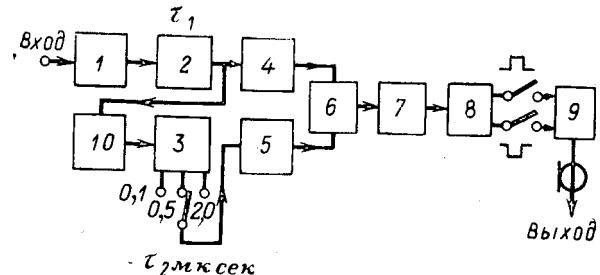


Рис. 6.

Если результат измерения в каждом тесте ниже границы группы А, то индицируется сигнал «годен ИС по гр. А», если результат измерения хотя бы в одном тесте больше границы А, но меньше границы Б, то индицируется сигнал «годен ИС по гр. Б». Если результат измерения выше границы гр. Б, то ИС бракуется.

В режиме измерителя может включаться система автоматического поиска поддиапазона измерения.

Программное устройство выполнено на диодных матрицах. Программа испытаний может изменяться путем замены матриц или перепайки диодов.

Все логические цепи выполнены с использованием интегральных схем, платы — печатные с надежными гиперболическими разъемами, блоки и шкаф унифицированы.

Конструктивно полуавтомат состоит из шкафа и измерителя. Установка предназначена для использования ее в технологической линии производства ИС и самостоятельно в заводских и лабораторных условиях.

Технические характеристики полуавтомата: число выводов логических и триггерных ИС-14 (максимальное число входов 8, выходов 4);

число выводов больших ИС-90 (максимальное число входов 32, выходов 10);

число тестов 128;
время одного теста 100 мсек;
диапазон измеряемых временных интервалов (3÷10 000) мсек;

поддиапазон измерения 10, 100, 1 000 мсек;
погрешность измерения временных интервалов $\pm (5\% +$ одна единица счета);

единица счета:
в поддиапазоне 10 мсек не более $\pm 0,05$ мсек;
в поддиапазоне 100 мсек не более $\pm 0,5$ мсек;

в поддиапазоне 1 000 мсек не более ± 5 мсек;
в поддиапазоне 10 000 мсек не более ± 50 мсек;

количество источников напряжения (смещения, питания, постоянных возмущений) — 6 шт.;

номинальное напряжение $\pm (0,1—6,3) \text{ в}$;

диапазон установки напряжения уровня отсчета $+(0,1—6,3) \text{ в}$;

погрешность установки напряжений $\pm 10\%$ (по стрелочному прибору); предусмотрены гнезда для включения внешнего вольтметра;

емкость на входе ИС — менее 30 нФ, на выходе — менее 25 нФ;

для логических схем используется один канал генератора тест-импульсов ($\tau_{\text{длн}} = 0,1; 0,5; 2 \text{ мксек}$, $\tau_{\text{ф}} = \tau_{\text{спад}} \leq 1 \text{ мсек}$), для триггерных — 3 канала генератора, для БИС — 8 каналов;

диапазон регулировки амплитуды тест-импульсов 0÷6 в; потребляемая мощность 800 вт;

габаритные размеры 1 300 × 1 200 × 1 800 мм; масса 460 кг.

[11.2.1971]



Формирование импульсов с плоской вершиной в электромагнитах

О. А. ГУСЕВ, А. Г. НЕЧАЕВ и Н. С. РЕЗЧИКОВА

Москва

Проектирование и строительство ряда электронных синхротронов вызвало необходимость разработки импульсных систем питания для формирования импульсов тока большой амплитуды с плоской вершиной длительностью 0,5–10 мсек при неравномерности около 0,1% и длительностью фронтов в пределах 100–500 мксек. Для этой цели находят применение схемы [Л. 1–3], состоящие из форсирующей емкости, разряжаемой на электромагнит в начале импульса, и искусственной линии, формирующей вершину импульса.

Не вдаваясь в детальное рассмотрение частных преимуществ одних схем перед другими, их можно разделить на две группы:

с параллельным соединением форсирующей емкости и искусственной линии;

с последовательным соединением форсирующей ёмкости и искусственной линии.

В генераторах первой группы искусственная линия вступает в работу после разряда форссирующей емкости, а в генераторах — второй группы — одновременно с началом действия форссирующей емкости.

Сравним переходные процессы в этих системах.

Для обоих генераторов (рис. 1, а) величина форссирующей емкости C_0 и зарядное напряжение U_{C0} рассчитываются по формулам:

$$\left. \begin{aligned} C_0 &= \frac{1}{\omega^2 L_B}; \\ \omega &= \frac{8\pi}{t_\Phi}; \quad U_{C_0} = I_m L_B \omega, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где L_n — индуктивность нагрузки; t_ϕ — длительность фронта; I_m — амплитуда тока нагрузки.

Величины параметров искусственной линии, также независимо от места включения форсирующей емкости, определяются по формулам [Л. 4]:

$$\left. \begin{aligned} C &= \frac{t_{\text{H..a}}}{2,2R_{\text{H}}n}; \quad L = \frac{R_{\text{H}}t_{\text{H..a}}}{2,2n}; \\ U_C &= 2I_m R_{\text{H}}, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где C — емкость ячейки искусственной линии; L — индуктивность ячейки искусственной линии; $t_{\text{и.а}}$ — длительность вершины импульса; $R_{\text{в}}$ — активное сопротивление нагрузки; n — количество ячеек линии; U_c — зарядное напряжение емкостной искусственной линии.

При включении ключа K_1 емкость C_0 начинает разряжаться на индуктивную нагрузку, причем форма переднего фронта импульса будет синусоидальной, поскольку искусственная линия в формировании фронта не участвует.

При сравнении напряжения на форсирующей емкости с зарядным напряжением емкости первой ячейки замыкается ключ K_2 и вступает в работу искусственная линия.

С этого момента процессы в линии и в нагрузке описываются следующей системой дифференциальных уравнений, которая составлена без учета влияния коммутирующих приборов (в схеме тиристоров и неуправляемых диодов), так как время коммутации очень мало по сравнению с длительностью

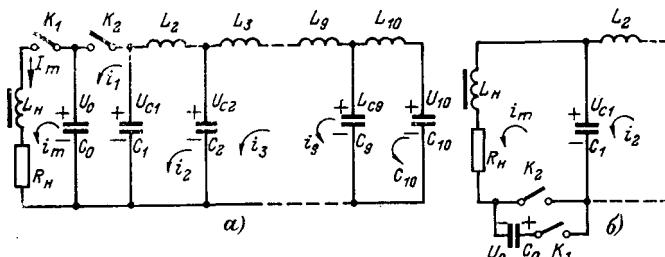


Рис. 1. Схемы генераторов с параллельно (а) и последовательно (б) включенной накопительной емкостью.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

Рис. 2. Результаты расчетов на АВМ процессов в схемах рис. 1,а (а) и рис. 1,б (б).

я библиотека

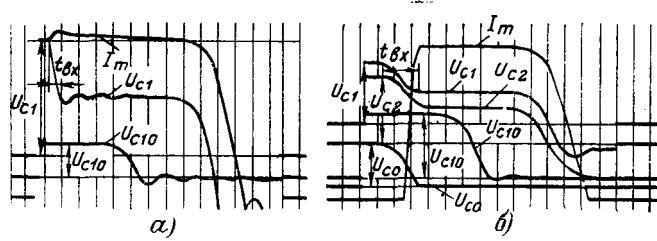


Рис. 2. Результаты расчетов на АВМ процессов в схемах рис. 1,а (а) и рис. 1,б (б).

При замыкании ключа K_1 накопительная емкость C_0 начинает разряжаться на нагрузку через искусственную линию. В момент изменения полярности напряжения на емкости C_0 замыкается ключ K_2 и размыкается ключ K_1 , так что на время формирования вершины импульса к нагрузке подключена только искусственная линия. Для схемы с последовательным соединением форсированной емкости время входа в работу линии (время, в течение которого зарядное напряжение на емкости первой ячейки линии достигает значения $I_m R_h$) значительно больше, чем для схемы с параллельным соединением C_0 и фактически равно длительности переднего фронта импульса. Поэтому за это время ток в индуктивности первой ячейки успевает достичь значения тока нагрузки; путем соответствующего подбора числа ячеек при заданных длительностях переднего фронта и волнового сопротивления можно получить импульс без перерегулирования (кривая на I_m рис. 2, б).

Переходный процесс зарядного напряжения на емкости первой ячейки носит апериодический характер (кривая U_{C_0} ,

на рис. 2, б). Таким образом, из сравнения переходных процессов двух схем генераторов можно сделать вывод, что получение импульса тока без перерегулирования при переходе с фронта на вершину возможно только с помощью схемы с последовательным включением форсированной емкости.

ЛИТЕРАТУРА

- Каплан В. В. и др., Методы компенсации потерь в нагрузке при формировании плоских импульсов тока на экспериментальной установке, «Электричество», 1965, № 9.
- Гусев О. А. и Нечаев А. Г., Устройство формирования импульсов тока в электромагнитах, Авторское свидетельство № 210276, Бюллетень изобр., 1968, № 13.
- Изюков Я. Ц., Импульсные устройства, изд-во «Советское радио», 1969.
- Корн Г. и Корн Т., Электронные аналоговые и аналого-цифровые вычислительные машины, изд-во «Мир», 1967.

[16.4.1971]



УДК 621.3.062.8

Тиристорный формирователь импульсов с коммутацией формирующим двухполюсником

Канд. техн. наук, доц. Л. З. ГОГОЛИЦЫН и инж. А. С. ВАСЮРА

Ленинград

Схемы переключателей на тиристорах получили широкое применение в преобразовательной и импульсной технике. В формирователях импульсов для запирания тиристора используется энергия предварительно заряженного конденсатора. Уменьшение скорости нарастания тока в коммутирующем контуре достигается разрядом конденсатора через дроссель.

Условием работы формирователя с резонансной коммутацией является превышение тока в резонансном контуре над током нагрузки в течение времени, достаточного для восстановления управляющих свойств тиристора.

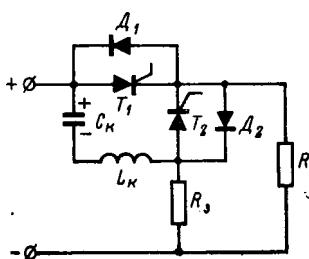


Рис. 1.

Один из вариантов схемы формирователя импульсов с регулируемой длительностью на активной нагрузке приведен на рис. 1. Перед началом работы формирователя импульсов конденсатор C_k заряжен от источника питания через разрядное сопротивление $R_3 \gg R_h$. Знаки зарядов на обкладках конденсатора C_k указаны на рис. 1.

Первым открывается тиристор T_1 . Одновременно с током

нагрузки $I_h = \frac{U}{R_h}$ через тиристор T_1 в контуре C_k , L_k , D_2 , T_1 будет протекать ток перезаряда конденсатора $i_k(t) = U \sqrt{\frac{C_k}{L_k}} \sin \omega_0 t$. После окончания перезаряда, длительность

которого $\tau_1 = \pi \sqrt{L_k C_k}$, знаки зарядов на обкладках конденсатора противоположны указанным на рис. 1. В заданный момент времени, зависящий от требуемой длительности формируемого импульса, открывается тиристор T_2 , и конденсатор C_k вновь начинает перезаряжаться в контуре C_k , L_k , T_2 , T_1 .

В течение времени $\tau_2 = \sqrt{L_k C_k} \arcsin \frac{\sqrt{\frac{C_k}{L_k}}}{R_h}$ ток перезаряда становится равным току нагрузки, и тиристор T_1 закры-

ается. При дальнейшем перезаряде конденсатора ток достигает максимального значения $I_m = U \sqrt{\frac{C_k}{L_k}}$ и вновь снижается до величины, равной току нагрузки.

Время

$$\tau_2 = \sqrt{L_k C_k} \left(\pi - 2 \arcsin \frac{\sqrt{\frac{C_k}{L_k}}}{R_h} \right), \quad (1)$$

в течение которого ток в резонансном контуре превышает ток нагрузки (диод D_1 находится в открытом состоянии), должно быть не меньше времени восстановления t_b управляющих свойств тиристора.

Исходя из заданного времени t_b , определяется емкость конденсатора C_k подстановкой в уравнение (1) значения $t_b \geq \tau_2$:

$$C_k \geq K \frac{t_b}{R_h} \frac{1}{\left(\pi - 2 \arcsin \frac{1}{K} \right)}, \quad (2)$$

где

$$K = \frac{I_m}{I_h} = \sqrt{\frac{R_h}{L_k}} \frac{R_h}{C_k}.$$

Индуктивность резонансного контура

$$L_k = C_k \frac{R_h^2}{K^2}. \quad (3)$$

При дальнейшем уменьшении тока диод D_1 закрывается, а конденсатор продолжает перезаряжаться в контуре C_k , L_k , T_2 , R_h , формируя задний фронт импульса.

При $R_h < 2 \sqrt{\frac{L_k}{C_k}}$ кривая изменения тока имеет колебательный характер:

$$i(t) = I_h e^{-\frac{a}{2} t} \left(\cos \omega t + \frac{\frac{a}{2} - \sqrt{a^2 - b}}{\omega} \sin \omega t \right), \quad (4)$$

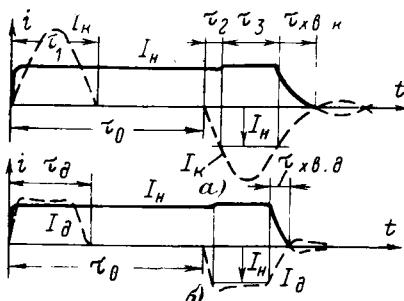


Рис. 2.

где

$$a = \frac{R_H}{L_H}; \quad b = \frac{1}{L_H C_H}; \quad \omega = \sqrt{b - \frac{a^2}{4}}.$$

Длительность заднего фронта формируемого импульса может быть определена как время от момента запирания диода D_1 до момента перехода тока через нулевое значение. Подставляя в (4) $i(t) = 0$, получим:

$$\tau_{x,0,0} = \frac{2C_H R_H}{K \sqrt{4 - K^2}} \arctg \frac{\sqrt{4 - K^2}}{2\sqrt{K^2 - 1} - K}. \quad (5)$$

При $R_H > 2 \sqrt{\frac{L_H}{C_H}}$ кривая изменения тока $i(t)$ имеет апериодический характер. Длительность заднего фронта может быть определена как время от момента запирания диода D_1 до момента достижения током некоторой условно принимаемой величины, которая обычно составляет $(0,05-0,1) I_H$.

Суммарная длительность формируемого импульса

$$\tau_{x,0} = t_0 + t_1 + t_2 + \tau_{x,0,0},$$

где t_0 — промежуток времени между моментами открытия первого и второго тиристоров.

Промежуток времени t_0 должен быть больше времени перезаряда конденсатора $t_1 = \pi \sqrt{L_H C_H}$.

На рис. 2,а приведены диаграммы токов в нагрузке I_H и резонансном контуре I_K формирователя импульсов с резонансной коммутацией.

Зависимости значений емкостей C_K и длительности заднего фронта $\tau_{x,0,0}$ от выбранных значений $\frac{I_m}{I_H}$ при нормированных

значениях сопротивления нагрузки $R_H = 1$ и времени восстановления $t_b = 1$ приведены на рис. 3.

Емкость конденсатора, длительность заднего фронта и амплитудное значение тока в коммутирующем контуре можно уменьшить, если вместо резонансного контура для запирания тиристора T_1 использовать один из формирующих реактивных двухполюсников, широко применяемых в импульсной технике для формирования импульсов прямоугольной формы¹.

Схема формирования импульсов с коммутацией формирующим реактивным двухполюсником в виде искусственной длиной линии приведена на рис. 4.

Последовательность операций, характер работы формирователя импульсов остаются прежними. Меняется форма тока перезаряда в коммутирующем контуре, которая для формирующего двухполюсника будет близка к прямоугольной.

Перед началом работы все конденсаторы C_d двухполюсника заряжены через сопротивление $R_d \gg R_H$ до одного и того же значения напряжения источника питания. Знаки зарядов на обкладках конденсаторов указаны на рис. 4.

При открывании тиристора T_1 через нагрузку протекает ток I_H , а формирующий двухполюсник перезаряжается в контуре: «двахполюсник, T_1 , D_2 ». Ток перезаряда двухполюсника $I_d = U \sqrt{\frac{C_d}{L_d}}$ имеет форму, близкую к прямоугольной, и к моменту прохождения тока через нуль все конденсаторы

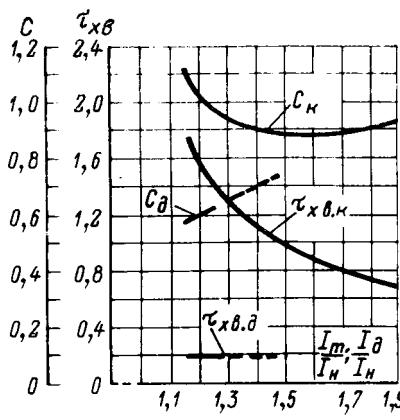


Рис. 3.

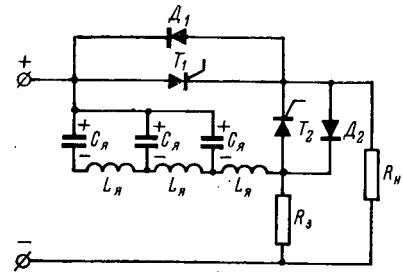


Рис. 4.

перезаряжаются до одного и того же напряжения, а знаки зарядов на их обкладках противоположны указанным на рис. 4.

Во время перезаряда двухполюсника $t_d = 2\sqrt{L_d C_d}$ через тиристор T_1 протекает суммарный ток — нагрузки I_H и перезаряда I_d .

В заданный момент времени открывается тиристор T_2 и конденсаторы двухполюсника вновь начинают перезаряжаться в контуре: «двахполюсник, T_2 , T_1 », закрывая тиристор T_1 в момент равенства тока перезаряда току нагрузки.

Время $t_d = 2\sqrt{L_d C_d}$, в течение которого ток перезаряда двухполюсника превышает ток нагрузки (диод D_2 находится в открытом состоянии) должно быть не меньше времени восстановления t_b управляющих свойств тиристора.

Для запирания тиристора T_1 достаточно выбрать превышение тока в коммутирующем контуре с двухполюсником над током нагрузки в пределах:

$$\frac{I_d}{I_H} = \frac{R_H}{\sqrt{\frac{L_d}{C_d}}} \approx 1,15 \div 1,25. \quad (6)$$

Выбранное отношение токов определяет соответственно значение волнового сопротивления реактивного двухполюсника

$$r_d = (0,87 \div 0,8) R_H.$$

Исходя из времени перезаряда формирующего двухполюсника t_d , которое должно быть не меньше времени восстановления управляющих свойств тиристора t_b , определяются емкость и индуктивность формирующего двухполюсника:

$$C_d = n C \geq \frac{\tau_d I_d}{2 R_H I_H}; \quad L_d = n L \geq \frac{\tau_d I_H R_H}{2 I_d}, \quad (7)$$

где n — число ячеек формирующего двухполюсника.

Длительность заднего фронта импульса формирователя, определяющая скорость нарастания прямого напряжения на закрытом тиристоре, равна длительности заднего фронта импульса, формируемого двухполюсником.

Для искусственной длиной линии длительность заднего фронта может быть определена по формуле:

$$\tau_{x,0,0} \approx 0,6 \frac{\tau_d}{n}. \quad (8)$$

Суммарная длительность импульса формирователя

$$\tau_{x,0} = \tau_0 + \tau_d.$$

Промежуток времени τ_0 должен быть больше времени перезаряда двухполюсника τ_d . На рис. 2,б приведены диаграммы токов в нагрузке I_H и двухполюснике I_d формирователя импульсов с коммутацией формирующим двухполюсником.

Зависимости значений емкости двухполюсника C_d и длительности заднего фронта $\tau_{x,0,0}$ от выбранных значений $\frac{I_d}{I_H}$ при $R_H = 1$ и $t_b = 1$ приведены на рис. 3.

Применение формирующего двухполюсника для запирания тиристора позволяет уменьшить значение коммутирующей емкости, длительность заднего фронта, амплитудное значение

¹ Ицхоки Я. С., Импульсные устройства, изд-во «Советское радио», 1959.

Расчет двумерных магнитных опор и их моделирование в электролитической ванне

М. Ш. БУРДИАШВИЛИ и Г. П. ПРУДКОВСКИЙ

Сухуми

Москва

Целью работы является расчет силы, действующей на цилиндрический проводник, находящийся внутри симметричной системы параллельных линейных токов высокой частоты, создающих магнитный мультиполь. На рис. 1 показано попечерное сечение квадрупольной опоры, применяющейся в экспериментах с высокотемпературной плазмой. Подобную же конфигурацию имеют некоторые магнитные опоры для нагрева и плавки металлов во взвешенном состоянии, а также электродинамические подшипники.

Рассмотрим случай, когда магнитное поле практически полностью вытесняется из подвешенного проводника и токосущих стержней. Стержни, несущие прямые и обратные токи, расположены поочередно и соединены параллельно в две группы.

Ввиду трудности аналитического расчета поля воспользуемся моделированием в электролитической ванне. При этом отпадает необходимость вычисления суммарной силы путем интегрирования по поверхности проводника. Измерив зависимость индуктивности системы от смещения подвешенного тела, найдем силу согласно формуле:

$$F = \frac{I_0^2}{2} \frac{\partial L}{\partial \delta} \cos^2 \omega t. \quad (1)$$

Модель опоры состояла из коротких металлических цилиндров, размещенных в неглубокой ванне с водой. Индуктивность опоры пропорциональна сопротивлению среды между электродами¹. Чтобы исключить коэффициенты моделирования, сопротивление исследуемой модели сопоставлялось с сопротивлением модели коаксиальной линии, помещенной в ту же ванну: оба эти элемента входили в одну и ту же мостовую измерительную схему. При этом индуктивность опоры измерялась в долях индуктивности линии, которая служила эталоном.

Измерения были произведены на автоматической траекторно-полевой установке [Л. 1], осуществлявшей перемещение соответствующего электрода, баланс моста и запись графика $L(\delta)$.

На установке был исследован ряд опор различной мультипольности с различным диаметром подвешенного цилиндра.

Результаты измерений позволили оценить точность известных приближенных методов расчета.

¹ Как известно, путем измерения проводимости в электролитической ванне можно найти емкость системы. Так как в данном случае $LC = \mu_0 \epsilon_0$, то сопротивление модели определяет индуктивность. К тому же результату можно прийти, если рассмотреть моделирование функции магнитного потока, комплексно-сопряженной скалярному магнитному потенциалу в двумерных системах.

тока в коммутирующем контуре и потери энергии при коммутации.

Связанное с применением формирующего двухполюсника увеличение числа элементов формирователя оправдывается перечисленными достоинствами тем более, что суммарные значения емкости и индуктивности двухполюсника меньше значений емкости и индуктивности контура с резонансной коммутацией.

Процессы перезаряда, протекающие в формирующем двухполюснике, рассматриваются с инженерной точки зрения.

Некоторое «затягивание» переходных процессов, а также отклонение формы тока перезаряда от строго прямоугольной в реальных формирующих двухполюсниках будут иметь ме-

На рис. 2 показано изменение индуктивности квадрупольной опоры при перемещении подвешенного тела в плоскости стержней L_1 и в плоскости, проходящей между стержнями L_2 . Дифференцированием кривых L_1 и L_2 получены амплитудные значения сил F_1 и F_2 . Представленная для сравнения на этом же рисунке сила F_3 рассчитана согласно [Л. 2 и 3], где вместо системы из стержней с противофазными токами

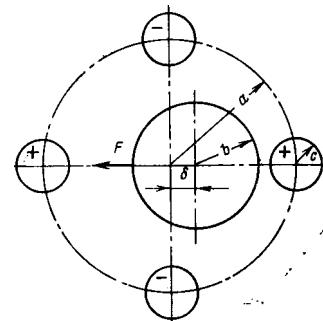


Рис. 1. Квадрупольная магнитная опора.

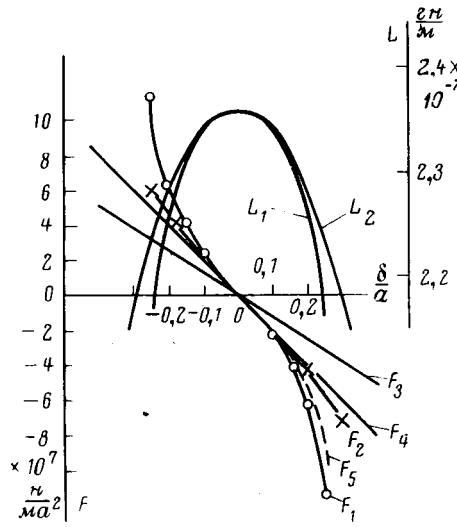


Рис. 2. Индуктивность квадрупольной опоры и сила, действующая на подвешенное тело в зависимости от его смещения.

$$\frac{c}{a} = 0,2; \frac{b}{a} = 0,5; a = 0,1 \text{ м.}$$

сто. Однако при достаточно высокой степени аппроксимации функции сопротивления двухполюсника, соответствия значений емкостей и индуктивностей двухполюсника расчетным, высокой добротности индуктивностей есть полное основание считать, что остаточные переходные процессы в двухполюснике не отразятся на работе тиристорного формирователя импульсов — диапазоне частот, скважности, процессах при первом запуске и в установившемся режиме.

Это подтверждается и экспериментальными данными, полученными на лабораторном образце тиристорного формирователя импульсов с коммутацией формирующим двухполюсником.

[8.7.1971]



рассматривается опора с косинусоидальным распределением тока по поверхности цилиндра радиуса a . Отличие еще больше, если рассчитывать силу по формуле, приведенной в [Л. 4].

Лучшее приближение можно получить, считая токи сосредоточенными по осям стержней опоры. Магнитное поле этих токов представляется в виде пространственных гармоник согласно [Л. 5]. Ограничивааясь первыми двумя гармониками, получаем:

$$F = \frac{2\mu_0}{\pi a} (m-1) \frac{\delta}{a} \left(\frac{b}{a} \right)^{2m-1} \times \\ \times \left[1 + \frac{3m-1}{m-1} \left(\frac{b}{a} \right)^{4m} \right] I_0^2 \cos^2 \omega t, \quad (2)$$

где $m=N/2$ — показатель мультипольности опоры. Результат расчета по этой формуле приведен на рис. 2 (кривая F_4). При этом для мощности, рассеиваемой в скрин-слое подвешенного цилиндра, получается следующее выражение:

$$P = 2b \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}} \frac{I_0^2}{\pi a^2} \left(\frac{b}{a} \right)^{2m-2} \times \\ \times \left[1 + \frac{m-1}{2} \frac{\delta^2}{b^2} \right] \left[1 + \left(\frac{b}{a} \right)^{4m} \left(1 + 2m^2 \frac{\delta^2}{b^2} \right) \right]. \quad (3)$$

◆ ◆ ◆

УДК 62-83:62-578

Потери в индукционных муфтах при линейно растущем и вентиляторном моментах нагрузки

Канд. техн. наук Т. А. ЩЕТИНИН

Воронеж

Работа регулируемого привода с индукционной муфтой при пониженных скоростях вращения сопровождается большими потерями скольжения. При постоянном моменте нагрузки эти потери пропорциональны скольжению и с уменьшением скорости вращения непрерывно возрастают, приближаясь к значению, равному подведенной мощности.

В приводе, момент нагрузки которого линейно зависит от скорости вращения или пропорционален ее квадрату, с уменьшением скорости вращения потери скольжения возрастают до определенного максимального значения, а затем начинают уменьшаться. Значение максимума потерь зависит от постоянной составляющей момента сопротивления и от относительной номинальной угловой скорости ведомого вала муфты.

На рис. 1 показаны механические характеристики индукционной муфты и производственного механизма и даны обозначения величин, используемых в дальнейшем анализе.

Текущие значения момента нагрузки определяются выражением:

$$M = M_c + (M_n - M_c) \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^q; \quad (1)$$

потери скольжения

$$p = M(\omega_0 - \omega) = \left[M_c + (M_n - M_c) \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^q \right] (\omega_0 - \omega), \quad (2)$$

где M_c — постоянная составляющая момента сопротивления; M_n — номинальный момент муфты; ω_n — номинальная угловая скорость ведомого вала муфты; ω_0 — угловая скорость ведущей части муфты; ω — текущие значения угловой скорости ведомого вала; q — показатель степени, зависящий от вида нагрузки.

На рис. 2 приведены кривые потерь скольжения, отнесенные к номинальной мощности $P_n = M_n \omega_n$ при $M_c = 0,3M_n$ и $\omega_n = 0,8\omega_0$ для $q=1$ и $q=2$. Для сравнения штриховыми линиями показаны кривые потерь в идеализированных условиях ($M_c=0$ и $\omega_n=\omega_0$).

При $\omega=\omega_0$ относительные потери скольжения независимо от вида нагрузки и значения постоянной составляющей мо-

Полученное различие в значениях сил, возникающих при смещении цилиндра в различных направлениях, приведенными формулами не описывается.

Усредненное во времени значение силы во вращающемся квадрупольном поле получается как среднее от значения F_1 и F_2 (кривая F_5).

Расхождение в значении сил, полученных моделированием и расчетом по (2), объясняется перераспределением токов в стержнях при смещении подвешенного тела.

Авторы благодарны Б. П. Белову за помощь в проведении многочисленных измерений.

ЛИТЕРАТУРА

- Прудковский Г. П., Траекториограф. Электроника больших мощностей, сб. 3, изд-во «Наука», 1964.
- Фомин А. А., Теория электродинамического подшипника, «Электричество», 1966, № 2.
- Гуткин И. Т. и др., Равновесие тороидального плазменного столба в квазистационарном и высокочастотном магнитных полях, «Ядерный синтез», 1967, № 7.
- Фомин А. А., Расчет симметричного индуктора с мультипольным полем, «Магнитная гидродинамика», 1966, № 2.
- Фомин А. А., Многофазный цилиндрический индуктор с мультипольным полем, ЖТФ, вып. 1, 1966, т. XXXVI, № 2. [26.1.1971]

мента сопротивления равны:

$$\frac{p_n}{P_n} = \frac{\omega_0}{\omega_n} - 1. \quad (3)$$

При $\omega=0$ потери также не зависят от значений q и определяются выражением:

$$\frac{p_0}{P_n} = \frac{M_c}{M_n} \cdot \frac{\omega_0}{\omega_n}. \quad (4)$$

При моменте нагрузки, линейно зависящем от скорости ($q=1$) из условия $\frac{dp}{d\omega} = 0$ определяем значение относительной угловой скорости, при котором потери скольжения максимальны:

$$\left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)_{p_{\max}} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\omega_n}{\frac{M_n}{M_c} - 1} \right). \quad (5)$$

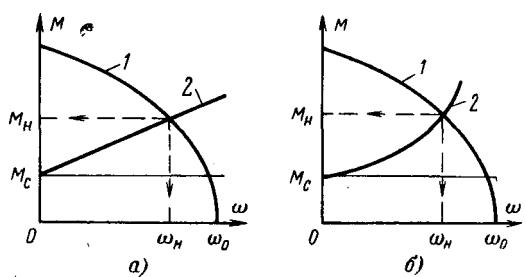


Рис. 1. Механические характеристики муфты 1 и рабочего механизма 2 при моменте нагрузки, линейно зависящем от скорости (а), и при вентиляторной нагрузке (б).

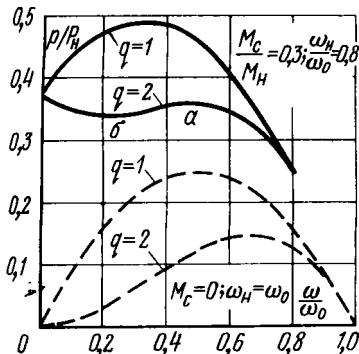


Рис. 2. Зависимости потерь скольжения от угловой скорости ведомого вала муфты.

Подставив выражение (5) в (2), найдем значение максимальных относительных потерь в функции M_c и ω_h

$$\frac{p_{\max}}{P_h} = 0,25 \frac{\left(\frac{\omega_h}{\omega_0} + \frac{M_h}{M_c} - 1\right)^2}{\left(\frac{\omega_h}{\omega_0}\right)^2 \left(\frac{M_h}{M_c} - 1\right) \frac{M_h}{M_c}}. \quad (6)$$

Из (6) и (5) можно определить уравнения геометрических мест точек максимальных потерь при постоянных значениях M_c или ω_h . Уравнения имеют вид:

$$\frac{p_{\max}}{P_h} = \frac{\frac{M_c}{M_h}}{\frac{M_h}{M_c} - 1} \cdot \frac{\left(1 - \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{\left(1 - 2 \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}; \quad (7)$$

$$\frac{p_{\max}}{P_h} = \frac{\frac{\omega_0}{\omega_h} \left(1 - \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{\frac{\omega_h}{\omega_0} + 1 - 2 \frac{\omega}{\omega_0}}. \quad (8)$$

По уравнениям (7) и (8) на рис. 3 построены семейства геометрических мест точек максимальных потерь в функции угловой скорости для различных относительных значений M_c и ω_h .

Относительные потери при $\omega=0$ определяются выражением (4). Приравнивая (4) и (6), получим условие, при котором максимумы потерь находятся на оси $\omega=0$:

$$\frac{M_h}{M_c} = \frac{\omega_h}{\omega_0} + 1. \quad (9)$$

Это же условие можно получить, приравнивая выражение (5) нулю. Другая граница существования максимумов определяется из выражения (5) при $M_c=0$:

$$\omega = \frac{1}{2} \omega_0. \quad (10)$$

Таким образом, максимумы потерь существуют лишь в зоне угловых скоростей $\omega=0 \div 0,5\omega_0$. Условием существования максимумов потерь в зоне реальных угловых скоростей является выражение (9), в котором левая часть должна быть не меньше правой.

Наименьшие значения максимумов потерь ограничены условием $\omega_h=\omega_0$ (рис. 3), относящимся к идеализированным системам. В идеализированных условиях ($M_c=0$ и $\omega_h=\omega_0$) максимальные потери при $q=1$ равны 25% номинальной мощности.

Кривые, приведенные на рис. 3, позволяют для любых значений M_c и ω_h определить максимальные потери скольжения, угловую скорость, при которой имеют место эти потери, и значение к. п. д. данного режима работы, равное относительной угловой скорости.

При вентиляторной нагрузке ($q=2$) производная выраже-

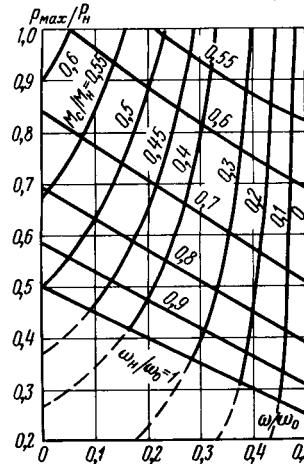


Рис. 3. Геометрические места максимумов потерь при моменте нагрузки, линейно зависящем от скорости.

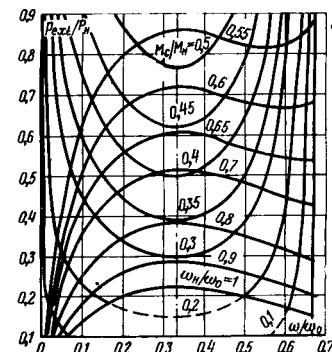


Рис. 4. Геометрические места максимумов $\left(\omega > \frac{1}{3} \omega_0\right)$ и минимумов $\left(\omega < \frac{1}{3} \omega_0\right)$ потерь при вентиляторной нагрузке.

ния (2) по угловой скорости равна нулю при значениях угловой скорости

$$\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)_{p_{\text{ext}}} = \frac{1}{3} (1 \pm \sqrt{1-3C}), \quad (11)$$

$$C = \left(\frac{\omega_h}{\omega_0}\right)^2 \frac{M_c}{M_h - M_c}. \quad (12)$$

Экстремумы потерь определяются в относительных единицах выражением

$$\frac{p_{\text{ext}}}{P_h} = \frac{2}{3} \frac{M_c}{M_h} \frac{\omega_0}{\omega_h} \left[1 + \frac{1 \pm \sqrt{1-3C}}{9C} \right]. \quad (13)$$

Положительные знаки перед корнями в выражениях (11) и (13) относятся к значениям максимумов потерь, отрицательные — минимумов (точки *a* и *b* на рис. 2).

Из выражений (11)–(13) определяются геометрические места точек экстремумов потерь:

$$\frac{p_{\text{ext}}}{P_h} = \frac{\frac{M_c}{M_h}}{\sqrt{\frac{M_h}{M_c} - 1}} \cdot \sqrt{\frac{2}{2 \frac{\omega}{\omega_0}} \left(1 - 1,5 \frac{\omega}{\omega_0}\right)^{1,5}}; \quad (14)$$

$$\frac{p_{\text{ext}}}{P_h} = \frac{\frac{\omega_0}{\omega_h} \left(1 - \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{0,5 \left(\frac{\omega_h}{\omega_0}\right)^2 \frac{\omega_0}{\omega} + 1 - 1,5 \frac{\omega}{\omega_0}}. \quad (15)$$

Уравнения (14) и (15) описывают геометрические места максимумов и минимумов потерь, различающихся областью угловых скоростей, при которых они имеют место.

На рис. 4 построены в относительных единицах геометрические места экстремумов кривых потерь для различных значений M_c и ω_h . Границы зон существования экстремумов определяются из условий:

$$M_c = 0 (C = 0);$$

$$1 - 3C = 0.$$

С учетом (12) второе условие может быть записано в виде:

$$\frac{M_h}{M_c} = 3 \left(\frac{\omega_h}{\omega_0}\right)^2 + 1. \quad (16)$$

При данных граничных условиях выражение (11) определяет диапазоны угловых скоростей, в которых существуют минимумы и максимумы потерь.

Минимумы потерь имеют место при угловых скоростях

$$(\omega)_{p\min} = \left(0 \div \frac{1}{3}\right) \omega_0,$$

а максимумы при

$$(\omega)_{p\max} = \left(\frac{1}{3} \div \frac{2}{3}\right) \omega_0.$$

Условие (16) определяет границу между зонами при $\omega = \frac{1}{3} \omega_0$, когда зависимости $p = f(\omega)$ имеют точки перегиба.

Эта граница показана на рис. 4 штрих-пунктирной линией. Наименьшие значения экстремумов потерь ограничены кривой $\frac{P_{ext}}{P_{\max}} = f\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$ для $\omega_n = \omega_0$.

Производные выражений (14) и (15) по угловой скорости равны нулю в точках перегиба кривых $p = f(\omega)$ при $\omega = \frac{1}{3} \omega_0$.

В идеализированных условиях ($M_c = 0$ и $\omega_n = \omega_0$) максимальные потери при $q=2$ равны 14,8% номинальной мощности, а минимальные равны нулю.

Анализ кривых, приведенных на рис. 4, позволяет сделать следующие выводы:

с увеличением постоянной составляющей момента сопротивления и с уменьшением номинальной угловой скорости

возрастают значения максимумов и минимумов потерь; с уменьшением номинальной угловой скорости максимумы потерь возрастают быстрее, чем минимумы;

при $M_c = \text{const}$ минимальные значения экстремумов кривых потерь имеют место на прямой $\omega = \frac{1}{3} \omega_0$;

при $\omega_n = \text{const}$ на прямой $\omega = \frac{1}{3} \omega_0$ находятся максимальные значения экстремумов потерь;

при одних и тех же значениях M_c и ω_n максимумы и минимумы кривых потерь находятся на равных расстояниях от прямой $\omega = \frac{1}{3} \omega_0$.

Кривые, приведенные на рис. 4, позволяют по известным значениям M_c и ω_n определить величины максимумов и минимумов потерь скольжения, а также соответствующие им значения угловых скоростей и к. п. д. муфты, поскольку $\eta = \frac{\omega}{\omega_0}$ (электрическими потерями в обмотке пренебрегаем, так как они малы в сравнении с потерями скольжения). Это облегчает энергетические расчеты и выбор режима работы при проектировании систем с индукционными муфтами для вентиляторной нагрузки.

[26.1.1971]



УДК 621.314.224:621.316.925

К расчету вторичных токов в схемах с ненасыщающимися трансформаторами тока

Канд. техн. наук Ю. Н. КАТАРГИН и инж. В. Д. ПАНИН

Челябинск

Для обычных трансформаторов тока со стальными магнитопроводами справедливо примерное равенство первичных и вторичных н. с., т. е. $I_{\text{п}}w_1 \approx I_{\text{в}}w_2$. Для трансформаторов с магнитопроводами из немагнитных материалов $I_{\text{п}}w_1 \gg I_{\text{в}}w_2$ и коэффициент трансформации по току

$$I_{\text{п}} = \frac{I_{\text{п}}}{I_{\text{в}}} = \frac{z_2}{x_m}, \quad (1)$$

где $I_{\text{п}}, I_{\text{в}}$ — соответственно первичный и вторичный ток; $z_2 = z_t + z_p$ — полное сопротивление вторичной цепи, состоящее из внутреннего сопротивления трансформатора тока и нагрузки; $x_m = j\omega M$ — сопротивление взаимоиндукции трансформатора ($M = kw_1w_2$).

Как следует из (1), коэффициент трансформации зависит от z_2 , а учитывая соизмеримость величин z_t и z_p , он будет зависеть и от схемы соединения трансформатора тока и реле. Аналогичное положение справедливо и для относительно маломощных магнитных датчиков тока, а также для трансформаторов тока с воздушными зазорами перпендикулярными осям стального магнитопровода.

Для ненасыщающихся трансформаторов характерно постоянство магнитной проницаемости при любом значении первичного тока. Это обстоятельство позволяет отказаться от традиционной схемы замещения трансформаторов тока с ветвью намагничивания, а принять схему замещения в виде последовательного соединения э. д. с. холостого хода E_{20} и сопротивления вторичной обмотки $z_t = R_t + j\omega L_t$. Указанная э. д. с. определяется только первичным током и конструктивными параметрами трансформатора:

$$E_{20} = j\omega M I_{\text{п}} = jx_m I_{\text{п}}. \quad (2)$$

Рассмотрим наиболее общую схему соединения трансформатора тока и реле в полную звезду с нулевым проводом (рис. 1). Предполагая полную линейность элементов схемы рис. 1, отсутствие первичного тока в неповрежденных фазах и равенство взаимоиндукции трансформатора тока для всех фаз, т. е. $M_A = M_B = M_C = M$, методом узловых потенциалов находим выражения для токов в реле при различных видах

коротких замыканий:

для фазы A

$$I_A^{(3)} = jx_m I_A Y_A \frac{\sqrt{3} (Y_b e^{j30^\circ} + Y_c e^{-j30^\circ}) + Y_0}{Y_a + Y_b + Y_c + Y_0};$$

$$I_A^{(2) AB} = jx_m I_A Y_A \frac{2Y_b + Y_c + Y_0}{\Sigma Y};$$

$$I_A^{(2) AC} = jx_m I_A Y_A \frac{Y_b + 2Y_c + Y_0}{\Sigma Y};$$

$$I_A^{(1) A} = jx_m I_A Y_A \frac{Y_b + Y_c + Y_0}{\Sigma Y},$$

(3)

где $Y_a + Y_b + Y_c + Y_0 = \Sigma Y$ — сумма проводимостей всех вторичных фазовых ветвей; I_A, I_a — соответственно первичный и вторичный токи фазы A .

Расчетные выражения для токов других фаз могут быть получены методом циклической перестановки. В общем случае значение и фаза вторичного тока меняются в зависимости от величины проводимостей ветвей и от вида повреждения.

Для схемы рис. 1 можно построить векторные диаграммы вторичных токов с неодинаковыми фазовыми сопротивлениями при различных сопротивлениях нулевого провода.

Из (3) следует, что для стабилизации коэффициентов трансформации при различных видах коротких замыканий и упрощения расчетов целесообразно соблюдение условий:

$$Y_a = Y_b = Y_c \ll Y_0. \quad (4)$$

Тогда токи в фазе A (3)

$$I_A^{(3)} = I_A^{(2) AB} = I_A^{(2) AC} = jx_m I_A Y_A;$$

$$I_A^{(1) A} = jx_m I_A Y_A \frac{2Y_a + Y_0}{\Sigma Y + Y_0} \approx jx_m I_A Y_A,$$

т. е. только в этом случае при расчете фазных вторичных токов справедливо выражение (1).

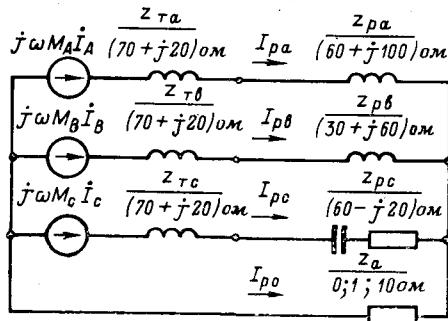


Рис. 1. Схема включения ненасыщающихся трансформаторов тока и реле по схеме полной звезды с разными сопротивлениями фазных цепей и нулевого провода.

Сопротивление реле следует принимать достаточно большим, что обеспечивает меньшие погрешности при однофазных замыканиях, уменьшает влияние соединительных проводов, уменьшает температурные погрешности трансформаторов тока. Кроме того, большое сопротивление реле в значительной мере предотвращает трансформацию апериодической составляющей первичного тока во вторичную цепь при переходных режимах, что важно для обеспечения правильной работы некоторых видов быстродействующей релейной защиты [Л. 1]. Но при этих условиях (4) включение нагрузки на ток нулевой последовательности нежелательно, так как это ведет к увеличению Y_0 , а следовательно, к получению разных коэффициентов трансформации для фазных токов при различных видах повреждений.

Идеальная стабильность коэффициента трансформации может быть достигнута только для пофазной схемы соединения трансформаторов и реле. Таким образом, в зависимости от конкретного исполнения защиты и предъявляемых к ней требований необходимо строго регламентировать соотношение фазных проводимостей и проводимости нулевого провода для схемы полной звезды. Очевидно, что такое ограничение будет распространено и на другие схемы соединений трансформаторов и реле.

В реальных условиях значения и фазы первичных токов могут быть любыми, поэтому при рассмотрении несимметричных режимов целесообразно использовать метод симметричных составляющих. Из (3) получаем для фазы A :

$$\left. \begin{aligned} I_{a1} &= jx_m I_{A1} Y_a \frac{\sqrt{3} (Y_b e^{j30^\circ} + Y_c e^{-j30^\circ}) + Y_0}{\Sigma Y}; \\ I_{a2} &= jx_m I_{A2} Y_a \frac{\sqrt{3} (Y_b e^{-j30^\circ} + Y_c e^{j30^\circ}) + Y_0}{\Sigma Y}; \\ I_{a0} &= jx_m I_{A0} Y_a \frac{Y_0}{\Sigma Y}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Полный вторичный ток фазы A

$$I_a = jx_m \frac{Y_a}{\Sigma Y} [I_{A1} \sqrt{3} (Y_b e^{j30^\circ} + Y_c e^{-j30^\circ}) + I_{A2} \sqrt{3} (Y_b e^{-j30^\circ} + Y_c e^{j30^\circ}) + I_{A0} Y_0]. \quad (6)$$

Аналогично для фаз B и C

$$\left. \begin{aligned} I_b &= jx_m \frac{Y_b}{\Sigma Y} [I_{B1} \sqrt{3} (Y_c e^{j30^\circ} + Y_a e^{-j30^\circ}) + I_{B2} \sqrt{3} (Y_c e^{-j30^\circ} + Y_a e^{j30^\circ}) + I_{B0} Y_0]; \\ I_c &= jx_m \frac{Y_c}{\Sigma Y} [I_{C1} \sqrt{3} (Y_a e^{j30^\circ} + Y_b e^{-j30^\circ}) + I_{C2} \sqrt{3} (Y_a e^{-j30^\circ} + Y_b e^{j30^\circ}) + I_{C0} Y_0]. \end{aligned} \right\} \quad (6a)$$

При соответствующем выборе соотношений проводимостей ветвей схемы возможно получить в фазовых проводах токи, пропорциональные $(I_1 + I_0)$ или $(I_2 + I_0)$ первичной цепи, т. е. комбинированные фильтры тока. Для схемы полной звезды без нулевого провода ($Y_0 = 0$) могут быть получены фильтры тока прямой (ФТПП) и обратной последовательности (ФТОП).

Рассмотрим условия получения фильтров:

ФТПП фазы A может быть получен при

$$Y_b e^{-j30^\circ} + Y_c e^{+j30^\circ} = 0.$$

Бологодская областная научная библиотека

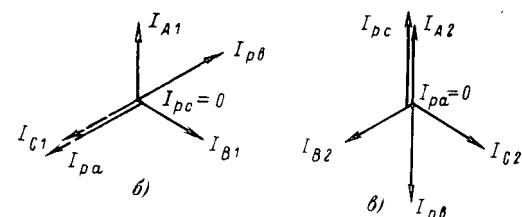
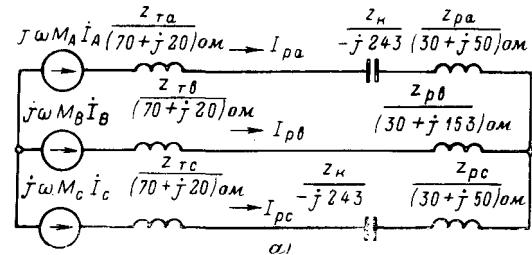


Рис. 2. Включение ненасыщающихся трансформаторов и реле по схеме фильтров прямой и обратной последовательности. a — схема включения; z_k — дополнительное сопротивление, включаемое для выполнения заданных параметров фильтра; b — векторная диаграмма первичных токов и токов в реле при симметричной системе первичных токов прямой последовательности; c — же при симметричной системе первичных токов обратной последовательности.

Решение этого уравнения

$$\left. \begin{aligned} |Y_b| &= |Y_c|; \\ \varphi_b - \varphi_c &= 120^\circ. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

$$\text{ФТОП фазы } C - Y_a e^{j30^\circ} + Y_b e^{-j30^\circ} = 0.$$

Решение этого уравнения

$$\left. \begin{aligned} |Y_a| &= |Y_b|; \\ \varphi_a - \varphi_b &= 120^\circ. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

На рис. 2,а приведена схема получения ФТПП и ФТОП для ненасыщающихся трансформаторов тока с $E_{20}=20$ в и $z_t=(70+j20)$ ом. Для выполнения условий (7) и (8) сопротивления фаз (с учетом z_t) приняты:

$$z_a = z_c = 200 e^{-j60^\circ}; z_b = 200 e^{j60^\circ}.$$

В зависимости от параметров применяемых реле подбирается соответствующая емкость и индуктивность в фазовых проводах схемы.

Токи в реле [по выражениям (6) при $Y_0=0$]:

$$\left. \begin{aligned} I_{pa} &= \sqrt{3} x_m Y_a e^{j60^\circ} I_{A1} = k_{\Phi_1} I_{A1} = \frac{\sqrt{3} x_m e^{j120^\circ}}{200} I_{A1}; \\ I_{pb} &= \sqrt{3} x_m Y_a (I_{B1} + I_{B2}) = \frac{\sqrt{3} x_m e^{j60^\circ}}{200} (I_{B1} + I_{B2}); \\ I_{pc} &= \sqrt{3} x_m Y_a e^{j60^\circ} I_{C2} = k_{\Phi_2} I_{C2} = \frac{\sqrt{3} x_m e^{j120^\circ}}{200} I_{C2}, \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

где k_{Φ_1} , k_{Φ_2} — коэффициенты фильтров, соответственно ФТПП фазы A и ФТОП фазы C .

На рис. 2,б и в показаны векторные диаграммы первичных и вторичных токов при симметричных режимах прямого и обратного чередования фаз первичной цепи.

Выполнение условий (7) и (8) для схемы полной звезды с нулевым проводом позволяет получать комбинированные фильтры соответствующего типа $I_1 + kI_0$ для тока в фазе A и $I_2 + kI_0$ для тока в фазе C .

Максимальная мощность на реле прямой или обратной последовательности с учетом условия $z_p \approx z_t$ [Л. 2] может быть определена по следующему выражению:

$$S_{1pmax} = I_{a1}^2 z_p = 0,75 \frac{E_{20}^2}{z_p} I_{a1}^2, \quad (10)$$

где I_{a1} — относительный первичный ток прямой последовательности.

Для приведенного примера (рис. 2) при $E_{20}=20$ в значение мощности составит 1,9 вт.

Для фильтра, выполненного на базе магнитного датчика [Л. 3], так же как и для обычных фильтров [Л. 2], под Z_f следует понимать суммарное сопротивление собственно трансформаторов и самого фильтра, что, естественно, снижает мощность нагрузки.

Таким образом, в энергетическом отношении полученный фильтр будет наиболее выгодным, что очень важно, учитывая ограниченные возможности по располагаемой мощности ненасыщающихся трансформаторов тока.

Таким образом, схема полной звезды без нулевого провода позволяет получить полную информацию о токах первичной цепи достаточно простыми средствами. Точность этой информации определяется как точностью трансформатора тока, так и точностью выполнения параметров вторичных цепей. При этом сопротивления реле входят в схему как элементы фильтра. Выполнение условий фильтра осуществляется соответствующим подбором параметров трансформатора и реле или включением добавочных элементов.

Выводы. 1. Для схем с ненасыщающимися трансформатором тока целесообразно принимать в качестве расчетного параметра не коэффициент трансформации по току, а э. д. с. холостого хода. Желательно, чтобы номинальное значение

этой э. д. с. было бы согласовано с номинальным первичным током.

2. Соотношения между первичными и вторичными токами сохраняются неизменными при различных видах повреждений только при определенных соотношениях сопротивлений фазных цепей схемы.

3. Для устройства релейной защиты наиболее перспективной следует считать схемы с получением фильтров тока во вторичных цепях либо комбинированных, либо простых с учетом конкретных параметров применяемых релейных устройств, что является наиболее выгодным с точки зрения получения максимальной мощности на нагрузке.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сирота И. М., Основы теории и выбора трансформаторов тока с немагнитным зазором, «Электричество», 1969, № 7.

2. Фабрикант В. Л., Фильтры симметричных составляющих, Госэнергоиздат, 1962.

3. Мегий Л. Н., Ступницкий Д. И. и Шурик В. М., Фильтр токов обратной и нулевой последовательности, «Электрические станции», 1969, № 10.

[9.4.1971]



УДК 621.315.624

Разрядные напряжения изоляторов с неодинаковой проводимостью загрязнения

Канд. техн. наук Р. Т. ЛЕВШУНОВ, инженеры А. А. НОВИКОВ
и Л. Ф. ХРАМОВ
Новосибирск

В условиях эксплуатации высоковольтные подвесные изоляторы загрязняются неравномерно. На нижних поверхностях отложения на изоляторах со временем приобретают некоторую предельную величину, имеющую свою наибольшую проводимость, характерную для каждого района загрязнения.

На верхних поверхностях изоляторов сопротивление отложений имеет переменное значение, изменяясь от значения, близкого к сопротивлению нижней поверхности в период отсутствия дождей (в южных районах — летом, в северных — зимой), до высоких значений сопротивлений после периода дождей.

В процессе увлажнения наблюдаются случаи, когда верхняя поверхность изоляторов бывает временно более увлажненной, чем нижняя. В этом случае сопротивление загрязнения сверху ниже, чем на нижней поверхности. Подобное соотношение имеет место также в районах химических уносов, когда на поверхности изоляторов оседают ангидриды кислот. Ввиду их химической неустойчивости они не накапливаются на нижних поверхностях изолятора.

Таким образом, представляет практический интерес исследование разрядных напряжений изоляторов при неодинаковой проводимости загрязнения сверху и снизу.

Целью настоящей статьи является выяснение влияния проводимости слоя загрязнения на верхней и нижней поверхности изоляторов на их разрядные напряжения при промышленной частоте.

Образцы и методика испытаний. Образцами для исследований служили стандартные подвесные тарельчатые изоляторы типа ПМ-4,5 и П-4,5 ($H=140$ и 170 мм, $D=270$ мм).

Изоляторы загрязнялись равномерным слоем тонкодисперсной глины одинаковой и разной электропроводностью сверху и снизу. Удельное поверхностное сопротивление загрязнения изменялось от 2 до 700 ком при 20°C . Низкое сопротивление слоя загрязнения получалось добавкой к глине поваренной соли. При этом толщина слоя загрязнения составляла $3-10$ мг/см 2 . Высокие сопротивления получались нанесением тонкого слоя глины или увлажнением чистой поверхности изолятора.

Отношения удельных поверхностных сопротивлений верхних к нижним сторонам изоляторов находились в пределах 400/1 до 1/35.

Увлажнение слоя загрязнения с сопротивлением, большим 100 ком, производилось дистиллированной водой, от 40 до 100 ком — водопроводной водой, а ниже 40 ком — водой одинаковой солености с загрязнением.

Измерялось начальное общее сопротивление загрязнения при насыщении его водой, а также и удельное поверхностное сопротивление на верхней и нижней поверхностях изолятора в 6—10 местах. Все измерения производились мегомметром на 500 в типа М1101.

Испытания изоляторов проводились в камере в атмосфере тумана при температуре $18-20^\circ\text{C}$. Определение разрядных напряжений производилось использованием силовых трансформаторов с токами короткого замыкания 10—30 а. К увлажненным до насыщения изоляторам ударно подавалось испытательное напряжение, равное 0,6—0,8 от ожидаемого разрядного напряжения, и затем оно повышалось до разряда со скоростью 120 в/сек. При таком приложении испытательного напряжения разрядные напряжения практически совпадали с полученными при ударном однократном воздействии. Разница лишь в том, что по первому методу требуется меньшее количество испытуемых изоляторов.

Испытывались партии одинаково загрязненных изоляторов в количестве 6—10 шт. Всего было испытано более 50-ти партий изоляторов. Определялась средняя величина разрядных напряжений изоляторов. Среднеквадратическое отклонение составляло 6—10%.

Результаты исследований. Результаты измерений влаго-разрядных напряжений изоляторов в зависимости от общего сопротивления загрязнений показаны на рис. 1. Кривая на рис. 1 приведена для изоляторов с одинаковым удельным сопротивлением слоя загрязнения сверху и снизу.

Из рис. 1 видно, что только для одинакового сопротивления сверху и снизу наблюдается явно выраженная зависимость разрядных напряжений от общего сопротивления слоя

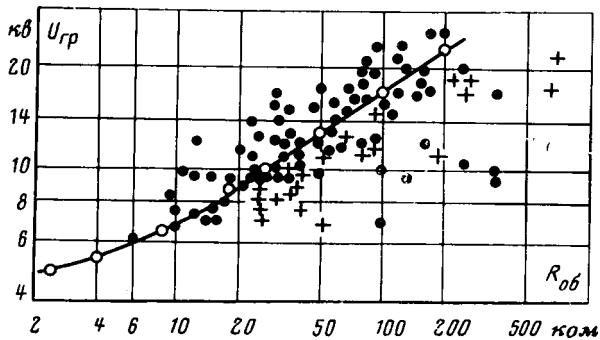


Рис. 1. Зависимость разрядных напряжений изоляторов типа ПМ-4,5 и П-4,5 от общего начального сопротивления загрязнения.

● — $R_{\text{зверх}} > R_{\text{зниз}}$; + — $R_{\text{зверх}} < R_{\text{зниз}}$; ○ — $R_{\text{зверх}} = R_{\text{зниз}}$.

загрязнения. Для неодинакового сопротивления такой зависимости не наблюдается.

На рис. 2 приведены зависимости разрядных напряжений изоляторов от удельного поверхностного сопротивления сверху для разных значений снизу. Кривая *a* приведена для одинаковых удельных поверхностных сопротивлений загрязнения сверху и снизу.

Из рис. 2 следует, что для одного и того же сопротивления снизу с возрастанием сопротивления сверху разрядное

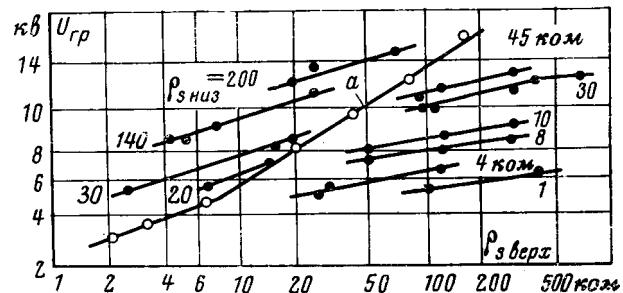


Рис. 2. Зависимость разрядных напряжений изоляторов типа ПМ-4,5 и П-4,5 от начального удельного поверхностного сопротивления загрязнения сверху. ● — неравномерное загрязнение, параметр $R_{\text{зниз}}$; ○ — равномерное загрязнение $R_{\text{зверх}} = R_{\text{зниз}}$.

напряжение изоляторов повышается. Однако оно идет медленнее, чем при одновременном увеличении сопротивления снизу и сверху. Так, при увеличении сопротивления сверху в 10 раз разрядные напряжения растут на 25—45%, тогда как при таком же увеличении сопротивления снизу они повышаются на 60—75%.

Таким образом, разрядные напряжения подвесных тярельчатых изоляторов в большей степени зависят от сопротивления загрязнения снизу, чем сверху.

[7.6.1971]



Новые книги издательства «Энергия»

Арзуманов Э. С. Расчет и выбор регулирующих органов автоматических систем. 1971. 112 с. 31 к.

Герм Э. И. Бездiodные магнитные логические схемы. 1971. 96 с. (Б-ка по автоматике. Вып. 449). 35 к.

Ефремов В. Е. Передача информации по распределительным сетям 6—35 кв. 1971. 160 с. 46 к.

Меррей—Шелли Р. Программирование на ФОРТРАН. Пер. с англ. 1971. 200 с. 79 к.

Чернобровов Н. В. Релейная защита. Учеб. пособие для учащихся энергетических и энергостроительных техникумов. Изд. 4-е, перераб. и доп. 1971. 624 с. 1 р. 65 к. В пер.

Всесоюзная научно-техническая конференция по тиристорно-импульсному регулированию на электроподвижном составе

С 28 по 30 июня 1971 г. в Москве проходила Всесоюзная научно-техническая конференция по тиристорно-импульсному регулированию на электроподвижном составе. Конференция была организована Московским энергетическим институтом в соответствии с планом всесоюзных научных конференций на 1971 г., утвержденным Министерством высшего и среднего специального образования СССР. В подготовке конференции участвовали Министерство путей сообщения и Министерство электротехнической промышленности.

Цель конференции: проанализировать и обобщить опыт применения силовых тиристоров для коренного технического усовершенствования способов и систем управления электроподвижным составом; обсудить основные научно-технические трудности, стоящие в настоящее время на пути эффективного внедрения силовой полупроводниковой техники в электротяговые устройства; предложить рекомендации, направленные на преодоление этих трудностей и обеспечивающие скорейшее внедрение тиристорно-импульсного регулирования на подвижном составе городского электрического транспорта, на электропоездах и локомотивах постоянного и переменного тока.

На пленарных и секционных заседаниях было заслушано около 40 докладов по результатам исследований различных систем тиристорных преобразователей и их применению для повышения эффективности использования тяговых и тормозных средств, повышения производительности и надежности электроподвижного состава, улучшения технико-экономических показателей как транспортных средств, так и системы электроснабжения.

На конференции работали две секции: секция постоянного тока и секция переменного тока.

Со вступительным словом к присутствующим обратился заслуженный деятель науки и техники, д. т. н., проф. И. С. Ефремов. Он сформулировал основные задачи конференции, отметил, что большое количество теоретических и экспериментальных исследований, проводимых различными организациями, вызвало необходимость созыва конференции для обмена опытом, информацией и улучшения координации проводимых работ.

На пленарном заседании были заслушаны доклады главного инженера Главэлектротрансмаша Министерства электротехнической промышленности Б. В. Забродина «Тяговый электропривод с тиристорным регулированием — основное направление работ НИИ, КБ и заводов Главэлектротрансмаша в области новой техники», заместителя начальника Главного управления локомотивного хозяйства МПС инж. П. И. Борцова «Применение тиристорно-импульсного регулирования напряжения на электроподвижном составе»; заслуженного деятеля науки и техники РСФСР, д. т. н., проф. И. С. Ефремова «Основные направления научных исследований кафедры электрического транспорта МЭИ и некоторые итоги исследования и создания новых систем тиристорно-импульсного регулирования ГЭТ»; д. т. н., проф. МЭИ В. Е. Розенфельда, инж. И. Г. Буре, В. П. Данилова, И. М. Хевсурини «Повышение напряжения на электрических железных дорогах постоянного тока»; с. н. с. ЦНИИ МПС А. В. Каменева «Исследование импульсного преобразователя для универсального электроподвижного состава».

В докладе Б. В. Забродина отмечалось, что тиристорное регулирование позволит реализовать на электроподвижном составе бесконтакторные системы, облегчит авторегулирование режимов и автоуправление, улучшит регулировочные и динамические качества системы тягового электропривода. Отмеченные факторы позволяют считать тиристорное регулирование основным направлением технического прогресса

в области тягового электропривода. В докладе была дана краткая характеристика исследований и разработок по созданию опытных образцов электроподвижного состава с тиристорным регулированием, проводимых в институтах, конструкторских бюро и на заводах Главного управления.

В докладе П. И. Борцова были отмечены основные направления по улучшению технико-экономических показателей электроподвижного состава в результате внедрения на электропоездах и электропоездах тиристорно-импульсного регулирования. Данная краткая характеристика научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ, проводимых по заданию Главного управления локомотивного хозяйства научно-исследовательскими и учебными институтами совместно с локомотивостроительными и вагоностроительными заводами, по созданию опытных образцов электропоездов и электропоездов с плавным безреостатным пуском, реостатным и рекуперативным торможением.

Предложены основные мероприятия по повышению эффективности внедрения систем тиристорно-импульсного регулирования на электроподвижном составе.

В докладе И. С. Ефремова отмечено, что современное состояние полупроводниковой техники представляет возможность коренной реконструкции как средств электроснабжения, так и существующих систем управления электрическим подвижным составом. Даны характеристики отдельных направлений в области научных исследований, проводимых на кафедре электрического транспорта МЭИ.

Отмечены технико-экономические преимущества, получаемые в результате применения электронных систем управления подвижным составом городского электрического транспорта, разработанных научными работниками кафедры электрического транспорта в творческом сотрудничестве с производственными коллективами троллейбусных парков, трамвайных депо, Управления пассажирского транспорта Мосгорисполкома, завода «Динамо» им. С. М. Кирова и Запорожского электроподвижного завода. Основными из этих преимуществ являются: экономия до 40% электрической электроэнергии, расходуемой на тягу в трамвае и троллейбусе, и до 20% — в вагонах метрополитена; повышение ускорений и замедлений при плавном изменении усилий тяги и торможения и тем самым повышение комфорта пассажиров и перевозки пассажиров и повышение скорости сообщения до 10%; улучшение условий работы тяговых двигателей и, следовательно, повышение срока их службы в связи с более благоприятным протеканием переходных процессов; повышение надежности эксплуатации и срока службы электрического подвижного состава городского транспорта; обеспечение окупаемости повышенных начальных затрат в весьма короткие сроки: до одного года по вагонам трамвая и метрополитена и до 1,5—2 лет по троллейбусам.

Сформулированы критерии оценки различных систем тиристорно-импульсного регулирования ЭПС городского транспорта и основные задачи дальнейших исследований по внедрению тиристорно-импульсных систем управления на городском электрическом транспорте.

Отмечена необходимость создания тиристоров повышенной мощности, малогабаритных конденсаторов в тяговом исполнении и стандартных логических элементов повышенной надежности применительно к тиристорно-импульсным системам регулирования ЭПС.

Доклад В. Е. Розенфельда и др. был посвящен проблеме повышения напряжения на электрических железных дорогах постоянного тока, имеющей большое народнохозяйственное значение. В нем была показана реальная возможность повы-

шения напряжения до 6 кв путем применения ЭПС с тиристорно-импульсными преобразователями. Были сообщены успешные результаты испытаний электропоезда на 6 кв на Закавказской железной дороге. Отмечена большая экономическая эффективность повышения напряжения. Для окончательной апробации системы МПС принято решение о переводе в 1972 г. на 6 кв Кахетинской линии Закавказской дороги протяженностью 200 км.

В докладе А. В. Каменева изложены результаты теоретических и экспериментальных исследований полупроводниковых импульсных преобразователей для электроподвижного состава переменного и постоянного тока, подтверждающие большое практическое значение совершенствования электроподвижного состава переменного тока в направлении его универсальности и целесообразность внедрения импульсных преобразователей для электропоездов и электропоездов переменного и постоянного тока. Отмечена технико-экономическая целесообразностьстыкования систем тока на магистральных железных дорогах посредством применения электропоездов с универсальными импульсными преобразователями, взамен станцийстыкования с переключаемой контактной сетью.

На заседаниях секции постоянного тока (председатель д. т. н., проф. В. Е. Розенфельд) были обсуждены следующие основные вопросы.

Безреостатный пуск и рекуперативное торможение до остановки с замещающим реостатным торможением на всех видах городского и пригородного транспорта при тиристорно-импульсном регулировании напряжения и поля тяговых двигателей.

Применение постоянного тока повышенного напряжения (6 000 в) на электроподвижном составе магистрального транспорта при частотно-импульсном преобразовании энергии на электропоездах и электропоездах.

Плавный реостатный пуск и реостатное торможение при тиристорно-импульсном регулировании ступеней сопротивления и поля тяговых двигателей на электроподвижном составе магистрального транспорта с редкими остановками.

Тиристорное регулирование напряжения цепей независимого возбуждения тяговых двигателей электропоездов и электропоездов.

Применение статических преобразователей для питания цепей независимого возбуждения обмоток тяговых двигателей, а также для питания вспомогательных машин и систем управления.

Разработка бесконтактных систем автоматического управления с программным регулированием по заданным ограничениям тяговых режимов.

Наибольший интерес представили следующие доклады.

«Результаты исследования и параметры основных элементов электроподвижного состава городского транспорта с тиристорным регулированием» (Косарев Г. В.); «Исследования и результаты испытания тиристорно-импульсной системы управления трамвайным вагоном с безреостатным пуском и рекуперативным торможением» (О. А. Коськин, М. Н. Мичник); «Результаты испытаний тиристорно-импульсной системы для безреостатного пуска и рекуперативного торможения троллейбуса» (В. И. Стратий). В докладах приведены результаты работ по созданию трамвайных вагонов и троллейбусов с тиристорным регулированием, проводимых МЭИ в сотрудничестве с Управлением пассажирского транспорта Мосгорисполкома, заводом «Динамо» им. С. М. Кирова и Запорожским электроаппаратным заводом.

«Электроподвижной состав с частотно-импульсными преобразователями» (В. В. Шевченко). В докладе приведены результаты работ по созданию электропоездов и электропоездов с тиристорными частотно-импульсными преобразователями для напряжений 3 и 6 кв постоянного тока. Работы проводятся МЭИ в сотрудничестве с Тбилисским электропоездостроительным заводом и Московским локомотиворемонтным заводом.

«Системы импульсного регулирования тяговых двигателей для электропоездов пригородного сообщения» (М. Т. Глушков, В. П. Дорош, А. П. Доценко); «Тиристорные преобразователи ТИП-1200/3 для импульсного регулирования электропоездов типа ЭР-2» (Л. В. Бирзник, Я. Я. Берзинь, О. Г. Чаусов); «Импульсный многорежимный тиристорный регулятор для скоростного электропоезда ЭР-200» (А. И. Гавчук, Л. Ю. Вейцман, И. А. Иванов, М. Р. Барский, А. П. Зайцев). В докладах сообщается о результатах научно-исследовательских и проектно-конструкторских работ, проводимых Рижским филиалом ВНИИВ, МЭИ, ВНИИЖТ, Прибалтийской железной дорогой, РЭЗ, РВЗ и Таллинским электротехническим заводом, по созданию

тиристорных преобразователей для пригородных электропоездов. Экспериментальные исследования, проведенные на созданных образцах электропоездов постоянного и переменного тока с плавным регулированием режимов пуска и электрического торможения, показывают, что значительная часть преимуществ быстродействующих автоматических систем плавного регулирования может быть реализована только при комплексном решении вопросов защиты от боксования и юза колесных пар и органической связи этой защиты с системой управления тиристорными преобразователями. Указаны целесообразные направления развития импульсных преобразователей с учетом сферы применения электротранспортных средств. Даны краткие технические характеристики разработанных тиристорных преобразователей.

«Тиристорно-импульсное регулирование пуско-тормозных сопротивлений и возбуждения тяговых двигателей» (А. И. Хоменко, Г. Г. Рябцев, В. П. Касаткин). Представлены результаты работ МИИТ совместно с заводом «Динамо» по созданию систем автоматического регулирования пуско-тормозных сопротивлений и возбуждения тяговых двигателей для вагонов метрополитена. Указанные устройства авторы предлагают использовать как промежуточные системы, позволяющие на данном этапе развития устройств электроснабжения и электрооборудования улучшить динамику и повысить провозную способность линий метрополитена.

«Автоматическое замкнутое тиристорное регулирование процесса рекуперативного торможения ЭПС постоянного тока с воздействием регулятора на возбуждение тяговых двигателей» (Л. М. Трахтман, В. Д. Тулупов, А. П. Марченков, Е. И. Бояджиев, А. В. Лисин). Представлены результаты работы по созданию систем автоматического регулирования процесса электрического торможения электропоезда ЭР22. Работа проводилась совместно с РЭЗ.

Следует отметить также доклады: «Система управления тиристорами преобразователей магистральных электропоездов» (Ю. И. Филиппенко); «Вопросы развития импульсных преобразователей для ЭПС постоянного тока по результатам испытаний опытных образцов» (В. И. Некрасов, Б. Ю. Левитский, К. А. Архипов); «Самовозбуждение машины постоянного тока при импульсном регулировании и требования к управляющему устройству» (В. С. Хвостов, А. Е. Егнус); «Разработка и исследование системы тиристорно-импульсного регулирования силы тяги и электрического торможения маневровых и промышленных электропоездов» (В. Г. Висин, В. Н. Красильников, А. Я. Калинченко); «Электропривод постоянного тока с импульсным тиристорно-механическим коммутатором-регулятором и перспективы его применения в электроподвижном составе» (В. А. Ломакин, Г. Ш. Алиев).

На заседаниях секции переменного тока (председатель д. т. н., проф. Б. Н. Тихменев) были обсуждены следующие основные вопросы.

Бесступенчатый пуск и реостатное торможение при независимом возбуждении двигателей на магистральных электропоездах и электропоездах.

Применение систем искусственной коммутации для улучшения коэффициента мощности в режимах тяги и рекуперативного торможения.

Создание универсальной системы импульсного преобразователя для двухсистемного ЭПС переменно-постоянного тока.

Разработка систем преобразования для применения асинхронных и вентильных двигателей в режимах тяги и электрического торможения на ЭПС, тепловозах, мотор-колесах и электромобилях.

Разработка систем автоматического управления для приводов с бесколлекторными двигателями.

Наибольший интерес представили следующие доклады:

«Тиристорное регулирование возбуждения на подвижном составе переменного тока» (В. Д. Тулупов, Ю. А. Карпов, В. Ф. Краснов, В. П. Якушев), где изложены результаты теоретических и экспериментальных работ, проведенных на кафедре электрического транспорта МЭИ, по применению регулируемого независимого возбуждения тяговых двигателей на подвижном составе переменного тока в тяговом и тормозном режимах, на основании которых ВЭлНИИ разработал докладацию, а НЭВЗ начал серийное производство электропоездов ВЛ80Т с автоматическим реостатным тормозом, обеспечивающим регулирование тормозной силы по всем ее ограничениям и стабилизацию скорости движения по спускам;

«Восьмисный электропоезд переменного тока с вентильными двигателями типа ВЛ80В» (Б. К. Баранов). Изложены результаты работ ВЭлНИИ по созданию и испытаниям электропоездов.

воза переменного тока с вентильными двигателями при мощности свыше 1 000 квт на ось. Электровоз прошел в опытной эксплуатации с поездами более 6 000 км;

«Электровоз переменного тока с плавным регулированием напряжения и бесконтактной коммутацией контакторов группового переключателя» (Голованов В. А.). Результаты теоретических и экспериментальных исследований системы плавного регулирования напряжения на тяговых двигателях, сочетающей изменение напряжения посредством тиристоров и переключения выводов вторичной обмотки выпрямительного трансформатора, используемой для модернизации электровозов переменного тока при заводском ремонте.

Значительное внимание на заседаниях секции было уделено вопросам применения на подвижном составе бесколлекторных тяговых двигателей. В связи с этим следует отметить следующие доклады.

«Система регулирования и результаты линейных испытаний тепловоза с частотно-управляемыми асинхронными двигателями» (чл.-корр. А. Е. Алексеев и др.). Изложены результаты исследований маневрового электровоза с асинхронными тяговыми двигателями, управление которыми производится путем изменения частоты при двух различных системах автоматического регулирования — со связью по току и со связью по скорости.

«Рекуперативное торможение в системах асинхронного тягового привода с частотным регулированием» (А. Е. Алексеев и др.). Даны результаты экспериментальных исследований на макетном образце, подтверждающие возможность и эффективность применения рекуперативного торможения на перспективном электроподвижном составе переменного тока с асинхронным тяговым приводом.

«Электропередачи тепловозов и мотор-колесных машин с бесколлекторными двигателями и тиристорными преобразователями» (А. Д. Степанов, В. И. Андерс, М. Г. Колобов, Я. А. Брискман, Г. В. Новиков). Приведен сравнительный анализ трех возможных систем электропередач с синхронными генераторами, тиристорными преобразователями и бесколлекторными двигателями. Даны рекомендации по выбору отдельных узлов электропередач, наиболее целесообразным вариантам схем и компоновки узлов оборудования в зависимости от конкретных особенностей работы электропередачи.

Заслуживают также внимания доклады: «Система возбуждения главного генератора и питания цепей управления тепловоза от трехфазного синхронного генератора» (И. П. Бородулин и др.); «Исследование тягово-энергетических характеристик асинхронных тяговых двигателей при тиристорном регулировании частоты» (Н. А. Ротанов); «Силовые схемы и регулирование напряжения на электроподвижном составе с вентильными тяговыми двигателями» (В. А. Кучумов).

Работы по созданию электромобилей и безрельсовых поездов с автономным питанием от аккумуляторных батарей, проводимые во ВНИИЭМ, нашли отражение в докладах: «К вопросу о применении тиристорных преобразователей в приводе подвижных установок с асинхронными тяговыми двигателями и автономными источниками питания» (И. С. Свириденко, Ю. А. Шаболин); «К вопросу об управлении движением электромобиля с асинхронным тяговым электроприводом и тиристорным преобразователем напряжения при питании от

автономного источника постоянного напряжения» (Б. Э. Павловский).

Высокая активность, проявленная участниками конференции в процессе обсуждения докладов и сообщений, свидетельствует об актуальности рассмотренных на конференции вопросов и своевременности ее организации. Конференция констатировала, что внедрение тиристорного регулирования является основным направлением технического развития электроподвижного состава на ближайшую перспективу.

Конференция отметила, что несмотря на широкий размах научно-исследовательских и опытных работ в области тиристорно-импульсного регулирования напряжения и поля возбуждения тяговых двигателей на электроподвижном составе всех видов и тепловозах, внедрение полученных результатов в промышленность ведется еще недостаточными темпами. Отсутствуют единые критерии оценки отдельных систем, что затрудняет выбор оптимальных направлений работ. Не регламентированы требования к системам импульсного регулирования по их входным и выходным показателям. Отсутствуют четкие указания по допустимым величинам факторов, влияющих на работу систем связи, блокировок, радио в результате применения импульсных систем регулирования на ЭПС.

Конференция приняла решение, в котором постановила одобрить основные направления работ в области тиристорно-импульсного управления ЭПС, получившие отражение в докладах конференции, усилить координацию проводимых работ и расширить обмен опытом.

Конференция считает необходимым просить Министерство электротехнической промышленности ускорить разработку и внедрение тиристоров повышенной мощности, коммутирующих и фильтровых конденсаторов в тяговом исполнении, специальной унифицированной серии устройств систем управления.

Рекомендовать Главэлектротрансмашу Министерства электротехнической промышленности обязать заводы-изготовители ЭПС разработать унифицированные узлы систем тиристорно-импульсного управления в первую очередь для ГЭТ, электропоездов постоянного тока и магистральных электровозов переменного тока.

Рекомендовать Министерству электротехнической промышленности и Министерству путей сообщения провести специальные совещания по установлению критерии оценки систем тиристорно-импульсного регулирования допустимых пульсаций тока и напряжения в тяговой сети; для разработки методики исследований тягово-энергетических и эксплуатационных показателей ЭПС при импульсном регулировании; для выработки согласованной терминологии и обозначений величин, используемых в системах с тиристорно-импульсным регулированием.

Просить Министерство путей сообщения, Министерство электротехнической промышленности, Министерство тяжелого и транспортного машиностроения, а также Министерство коммунального хозяйства и Управление московского метрополитена совместно разработать мероприятия по внедрению тиристорно-импульсного регулирования на электропоездах и на городском электрическом транспорте.

Канд. техн. наук, доц. Г.П. Долаберидзе



Профессор М. Д. КАМЕНСКИЙ

В апреле 1970 г. в возрасте 85 лет скончался один из старейших энергетиков Советского Союза, заслуженный деятель науки и техники РСФСР, доктор технических наук, профессор Михаил Давидович Каменский.

Научно-педагогическая и инженерная деятельность М. Д. Каменского началась в 1909 г. после окончания им Петербургского политехнического института. Прогрессивные взгляды М. Д. Каменского определились еще в студенческие годы, когда он участвовал в революционных выступлениях, был председателем сходки против суда над социал-демократической фракцией Второй государственной думы.

После Октябрьской революции он активно участвовал в организации управлением национализированной электропромышленностью: в 1918 г. был заместителем заведующего электротехническим отделом ВСНХ, в 1919 г. — уполномоченным по демонтажу и перевозке на Урал новой электростанции.

В 1920 г. по приглашению Г. М. Кржижановского М. Д. Каменский работал в Петроградской группе комиссии ГОЭЛРО, созданной по инициативе В. И. Ленина.

В дальнейшем он активно сотрудничал в системе Ленэнерго, руководил восстановлением 3-й ГЭС, расширением 2-й ГЭС, проектированием Дубровской ГЭС, входившей в план ГОЭЛРО.



В 30-х годах, работая в Гидроэлектрострое и Гидроэнергопроекте, М. Д. Каменский принимал активное участие в разработке проектов группы Волжских ГЭС, Пермской ГЭС, гидроэлектростанций на реках Ниве, Баксане, Ульбе, Чирчике и связанных с этими станциями сетей и линий электропередачи.

Одновременно с большой инженерной деятельностью М. Д. Каменский с 1918 г. отдавал много энергии преподавательской и научной работе в Ленинградском политехническом институте, пройдя путь от ассистента до профессора, заведующего кафедрой электрических систем и сетей, которой он руководил более 30 лет.

Перу М. Д. Каменского принадлежит более 80 работ, среди которых известные книги: «Электрические сети» (1934 г.), «Электрические системы» (1939, 1941 и 1952 гг.), коллективный труд «Городские электрические сети» (1958 г.). Его педагогическая и научная работа способствовала созданию большой школы инженеров-сетевиков.

Михаил Давидович являлся активным общественным деятелем. С 1916 по 1924 гг. он был членом редколлегии журнала «Электричество», заместителем председателя электротехнического отдела Русского технического общества. Много лет он являлся председателем секции электрических сетей и систем Ленинградского отделения НТОЭП, с 1962 г. — почетным членом общества.

Годы Великой Отечественной войны М. Д. Каменский безвыездно провел в Ленинграде, активно участвуя в укреплении обороны города в качестве члена комиссии горкома КПСС по реализации оборонных мероприятий.

Заслуги М. Д. Каменского высоко оценены правительством. Он награжден орденами Ленина, «Знак Почета» и медалями.

Светлая память о Михаиле Давидовиче Каменском, крупном ученом и чрезвычайно добром и отзывчивом человеке навсегда сохранится в памяти многочисленных его учеников и товарищей по работе.

Группа товарищей



РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

В. В. Афанасьев, А. И. Бертинов, В. Г. Бирюков, В. А. Веников, И. С. Ефремов, Л. А. Жекулин, Д. Г. Жимерин, А. М. Залесский, П. М. Ипатов, М. П. Костенко, Л. Г. Мамиконянц (зам. главного редактора), Л. Р. Нейман, И. И. Петров, С. И. Рабинович, Д. В. Разевиг (главный редактор), А. М. Федосеев, М. Г. Чиликин, А. С. Шаталов.

Адрес редакции: Москва, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.

Почтовый адрес: Москва, Главный почтамт, абонентский ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА, М-114, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Сдано в пр-во 16/IX 1971 г.
Формат бумаги 60×90^{1/8}
Тираж 10 547 экз.

Подписано к печати 2/XI 1971 г.
Усл. печ. л. 12
Цена 80 коп.

Т-16844
Уч.-изд. л. 14,73
Зак. 357

Московская типография № 10 Главполиграфпрома Комитета по печати при Совете Министров СССР. Шлюзовая наб., 10.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

СОДЕРЖАНИЕ

Решения съезда партии — в жизнь!			
Л. А. Кучумов, А. К. Черновец и Я. Я. Ярвик — Влияние регулирования реактора статического компенсатора на режимы электрической системы	1	П. М. Пазников и В. Т. Загорский — Расчет параметров, обеспечивающих устойчивый запуск автономного параллельного инвертора	
И. В. Литкенс и В. И. Пуго — Асинхронный ход в сложной системе как гармоническое возмущение синхронной машины	5	Н. С. Климов, А. К. Мусин и В. П. Токарев — Ионный слой в высоковольтном секционированном ионном приборе	
Д. В. Тимофеев — О применении продольной компенсации в контактной сети переменного тока	9	ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ	
А. И. Айзенфельд и Г. М. Шалыт — Определение места короткого замыкания в системе линий электро передачи с ответвлениями	15	П. С. Попов — Стробоскопический принцип построения полуавтоматической установки для контроля динамических параметров интегральных схем	
И. М. Сирота и В. М. Шурин — Фильтры симметричных составляющих в цепях с дистанционными датчиками	20	О. А. Гусев, А. Г. Нечаев и Н. С. Резчикова — Формирование импульсов с плоской вершиной в электромагнитах	
Ю. А. Борцов — Обобщенные детализированные структуры нелинейных электромеханических систем	26	Л. З. Гоголицын и А. С. Васюра — Тиристорный формирователь импульсов с коммутацией формирующим двухполюсником	
Г. В. Суворов — Структурный метод анализа и синтеза многодвигательных электроприводов	31	СООБЩЕНИЯ	
В. Т. Бардачевский, Б. Ф. Иванков и Б. Я. Панченко — Перспективы применения систем подчиненного типа для управления экскаваторными электроприводами	36	М. Ш. Бурдиашвили и Г. П. Прудковский — Расчет двухмерных магнитных опор и их моделирование в электролитической ванне	
Ю. А. Бычков — Об оптимальном управлении двигателем изменением тока возбуждения	41	Т. А. Шетинин — Потери в индукционных муфтах при линейно растущем и вентиляторном моментах нагрузки	
Д. А. Попов — Электромагнитный момент волновых электродвигателей с вращающимся магнитным полем	47	Ю. Н. Катаргин и В. Д. Панин — К расчету вторичных токов в схемах с ненасыщающимися трансформаторами тока	
Г. М. Хуторецкий и Л. А. Дроздова — К определению переходного индуктивного сопротивления x_d' турбогенераторов	50	Р. Т. Левшунов, А. А. Новиков и Л. Ф. Храмов — Разрядные напряжения изоляторов с неодинаковой проводимостью загрязнения	
С. Д. Лизунов и Е. С. Фрид — Испытания изоляции трансформаторов и шунтирующих реакторов коммутационными импульсами	55	ХРОНИКА	
Л. В. Лейтес — Учет намагничивающего тока в схеме замещения трансформатора	57	Всесоюзная научно-техническая конференция по тиристорно-импульсному регулированию на электроподвижном составе. Профессор <u>М. Д. Каменский</u>	
	63		

◆ ◆ ◆

CONTENTS

How Control of the Reactor in a Static Compensator Influences Power System Performance — L. A. Kuchumov, A. K. Chernovets, J. J. Yarvik	
Out-of-Step Conditions in a Complex System Regarded as a Harmonic Perturbation on a Synchronous Machine — I. V. Litkens, V. I. Pugo	
Application of Series Compensation in the Contact Circuit for A. C. Traction — D. V. Timofeyev	
Determining the Fault Point in a System of Tapped Transmission Lines — A. I. Aisenfeld, G. M. Shalit	
Symmetrical Component Filters in Circuits with Distance Type Transducers — I. M. Sirota, V. M. Shurin	
Generalized Detailed Structures for Non-linear Electromechanical Systems — U. A. Bortsov	
A Block-Diagram Method for Analysis and Synthesis of Multi-motor Drives — G. V. Suvorov	
Prospects for the Application of Subordinate Type Systems in the Control of Excavator Drives — V. T. Bardachevski, B. F. Ivankov, B. J. Panchenko	
Optimum Motor Control by Varying the Field Current — U. A. Bichkov	
The Electromagnetic Torque on Wave Type Motors with a Rotating Magnetic Field — D. A. Popov	
On Determining the Transient Reactance of Turbogenerators — G. M. Khutoretski, L. A. Drozdova	
Testing the Insulation of Transformers and Shunt Reactors by Switching Pulses — S. D. Lizunov, E. S. Fred	
Account for Magnetising Current in the Equivalent Circuit of Transformers — L. V. Leites	

Determining the Parameters that Secure Stable Starting of an Independent Parallel Invertor — P. M. Pasnikov, V. T. Zagorski	69
The Ionic Sheath in a Sectionalized H. V. Electronic Device — N. S. Klimov, A. K. Musin, V. P. Tokarev	73
FROM OPERATING EXPERIENCE	
The Stroboscopic Principle for Designing a Semi-automatic Set-up for Monitoring Dynamic Parameters in Integrated Circuits — P. S. Popov	77
Forming Flat-topped Pulses in Electromagnets — O. A. Gusev, A. G. Nechaev, N. S. Rezschikova	80
A Thyristor Pulse Former with a Two-pole Forming Circuit for Switching — L. Z. Gogolitsin, A. S. Vasuira	81
REPORTS	
Designing Two-dimensional Magnetic Supports and Their Simulation in an Electrolytical Bath — M. S. Burdiashvili, G. P. Prodkovski	83
Losses in Induction Couplings for Linearly Rising and Fan Type Load Torques — T. A. Shetinin	84
Calculating Secondary Currents in Circuits with Non-saturable Current Transformers — U. N. Katargin, V. D. Panin	86
Discharge Voltages Across Insulators with Unequal Contamination Conductances — R. T. Levshunov, A. A. Novikov, L. F. Khramov	88
CHRONICLE	
	90

Влияние быстродействующего регулирования реактора в схеме статического компенсатора на режимы электрической системы

Кучумов Л. А., Черновец А. К., Ярник Я. Я.
«Электричество», 1971, № 11

Рассматривается применение статического компенсатора для улучшения качества напряжения и поддержания баланса реактивной мощности, в особенности при наличии быстроменяющейся реактивной нагрузки. Предложены наиболее рациональные законы регулирования подмагничивания управляемого реактора, определена структура регулятора, рассчитаны области устойчивости электромагнитного режима реакторов различной мощности в плоскости коэффициентов усиления по отклонению регулируемой величины и ее производной при различных запаздываниях в регуляторе и источнике подмагничивания и изменениях сопротивления связи с системой. Переходные процессы статических компенсаторов определены методом математического моделирования на АВМ, определены их предельные возможности в части компенсации реактивных нагрузок различной амплитуды и крутизны. Табл. 1. Илл. 4. Библ. 4.

Асинхронный ход в сложной системе как гармоническое возмущение синхронной машины

Литкенс И. В., Пуго В. И.
«Электричество», 1971, № 11

Излагаются результаты исследований, раскрывающие взаимосвязи между возмущением, создаваемым для выделенной синхронной машины установившимся асинхронным ходом в реальной сложной системе, и различными моделями возмущения выделенной синхронной машины в простой системе. Показано, что принятые при исследованиях результирующей устойчивости модели возмущения («модель a_f » и «модель U_s ») правильно отражают основные качественные особенности явлений электромеханического резонанса синхронной машины. Определены области применения обеих моделей при исследованиях результирующей устойчивости. Табл. 3. Илл. 6. Библ. 7.

О применении продольной компенсации в контактной сети переменного тока

Тимофеев Д. В.
«Электричество», 1971, № 11

Излагается метод расчета пофазных параметров батарей конденсаторов установок продольной компенсации в контактной сети переменного тока, предназначенных для повышения уровня напряжения прямой последовательности, уменьшения пределов его отклонения и снижения напряжения обратной последовательности. Дан метод расчета функций распределения модулей фазовых напряжений на выходных зажимах батарей конденсаторов.

Показано, что наибольшее удельное ($кВ/ом$) повышение уровня напряжения прямой последовательности получается при присоединении батарей конденсаторов в общую фазу; при одинаковых сопротивлениях батарей конденсаторов на трех фазах не только повышается уровень напряжения прямой последовательности и уменьшаются пределы его отклонения, но и снижается напряжение обратной и не появляется напряжение нулевой последовательностей. Илл. 5. Библ. 4.

Определение места короткого замыкания в системе линий электропередачи с ответвлениями

Айзенфельд А. И., Шалыт Г. М.
«Электричество», 1971, № 11

Излагается обобщенная методика определения места повреждения линий электропередачи с ответвлениями с помощью фиксирующих приборов, основанная на теории многополюсников.

Получены соотношения как для определения поврежденного участка между соседними ответвлениями, так и расчета расстояния до места повреждения от границ участка или конца линии. Соотношения пригодны для любого числа параллельных линий с ответвлениями независимо от режима их работы. На основе общих матричных уравнений рассмотрен ряд частных случаев. Табл. 2. Илл. 5. Библ. 7.

Фильтры симметричных составляющих на дистанционных датчиках тока

Сирота И. М., Шурин В. М.
«Электричество», 1971, № 11

Дана общая теория простых или комбинированных фильтров симметричных составляющих, осуществляемых на трех дистанционных (индукционных) датчиках, помещаемых под или над токопроводами трехфазной цепи. Необходимые коэффициенты преобразования э. д. с. каждого датчика рассчитываются в зависимости от сопротивлений взаимоиндукции всех датчиков с токопроводами и заданного типа фильтра. При этом учитывается, что э. д. с. каждого датчика является функцией токов всех трех фаз. Приведен примерный расчет фильтра токов обратной последовательности, а также краткие указания по наладке фильтров. Илл. 3. Библ. 8.

Обобщенные детализированные структуры нелинейных электромеханических систем

Борцов Ю. А.
«Электричество», 1971, № 11

Излагается методика составления и теория преобразований безразмерных детализированных структурных схем (ДСС) с обобщенными параметрами, представляющими собой наиболее полную по содержанию информацию и удобную для использования в различных методах расчета и моделирования на АВМ универсальную форму математического описания нелинейных электромеханических систем. Дается сравнительная характеристика ДСС и направлений графов нелинейных электромеханических систем. Приведены обобщенные ДСС типовых элементов и рассмотрен пример их применения. Илл. 4. Библ. 11.

Структурный метод анализа и синтеза многодвигательных электроприводов

Суворов Г. В.
«Электричество», 1971, № 11

Предлагается в сложных многодвигательных электроприводах наряду с графическими приемами преобразования структурных схем применять преобразования по матрице связей, также отражающей структуру системы. Дается простое формальное правило исключения неизвестных и отдельных связей по матрице связей. Приводится новый подход к построению частотных характеристик параллельных звеньев с помощью специальной векторной линейки. Раскрываются широкие возможности частотного анализа устойчивости и синтеза инвариантных и автономных многосвязных систем. Илл. 5. Библ. 5.

Перспективы применения систем подчиненного типа для управления экскаваторными электроприводами

Бардачевский В. Т., Иванков Б. Ф., Панченко Б. Я.
«Электричество», 1971, № 11

Описаны структуры системы подчиненного регулирования (СПР), которые могут найти применение для управления приводами главных механизмов одноковшовых экскаваторов. Выведены выражения для тока и момента в упругой передаче при отработке сигнала задания, воздействии нагрузки и при стопорении. Даны рекомендации по настройке регулятора. Приводятся результаты экспериментальных исследований привода по системе Г—Д с тиристорным возбудителем генератора, управляемого системами подчиненного типа. Илл. 7. Библ. 8.

Об оптимальном управлении двигателем изменением тока возбуждения

Бычков Ю. А.
«Электричество», 1971, № 11

Рассмотрены основные особенности оптимального по быстродействию управления двигателем постоянного тока с независимым возбуждением при изменении как напряжения, подводимого к якорю, так и тока возбуждения. Изучены особые режимы управления и найдены условия, при которых участок фазовой траектории с особым управлением током возбуждения может быть частью оптимальной траектории. Предложена схема, реализующая разгон двигателя вдоль особой фазовой траектории в скользящем режиме, и приведены результаты ее моделирования. Илл. 6. Библ. 6.

Электромагнитный момент волновых электродвигателей с вращающимся магнитным полем

Попов Д. А.
«Электричество», 1971, № 11

Рассматривается теория рабочего процесса реактивных и активных волновых электродвигателей с вращающимся полем, т. е. электродвигателей с гибким симметричным катящимся и обычным (классическим) статором.

Производится расчет магнитного поля на основе обычных допущений и определяется электромагнитный момент на валу ротора как результат взаимодействия токов якоря с магнитным полем в воздушном зазоре. Расчет произведен с учетом всех гармоник токов (н. с.) обмотки якоря, при этом определены как постоянная составляющая момента, так и пульсирующие составляющие. Табл. 1. Илл. 3. Библ. 6.

К определению переходного индуктивного сопротивления x'_d турбогенераторовХ у т о р е ц к и й Г. М., Д р о з д о в а Л. А.
«Электричество», 1971, № 11

Уточняются значения индуктивного сопротивления x'_d в турбогенераторах. Показано, что в зависимости от характера переходного процесса могут быть получены различные значения x'_d . С помощью операторных уравнений выведены аналитические выражения x'_d в переходных режимах с замкнутой и разомкнутой обмоткой статора. Приведены соотношения между значениями x'_d для турбогенераторов с различным выполнением демпферной системы. Табл. 1. Библ. 5.

УДК 621.314.21+621.318.43/.048.001.4

Испытания изоляции трансформаторов и шунтирующих реакторов коммутационными импульсами

Л и з у н о в С. Д., Ф р и д Е. С.
«Электричество», 1971, № 11

Описываются испытания изоляции трансформаторов и шунтирующих реакторов коммутационными импульсами. Приведено описание разработанных на Московском электрозводстве им. В. В. Куйбышева методов испытаний. Описан способ получения величин испытательных напряжений и даны их значения. Описывается методика измерения частичных разрядов при таких испытаниях. Приведены результаты проведенных испытаний трансформатора 220 кв и шунтирующих реакторов 500 и 750 кв. Разработанные методы получения испытательных коммутационных импульсов и методы обнаружения возможных повреждений изоляции не требуют дополнительного оборудования, кроме применяемогося при испытаниях трансформаторов грозовыми импульсами. Табл. 7. Илл. 11. Библ. 5.

УДК 621.314.21.012.8.016.38

Учет намагничивающего тока в схеме замещения трансформатора

Л е й т е с Л. В.

«Электричество», 1971, № 11

До последних лет для трансформаторов рассматривалась почти только Т-образная схема замещения. Сравнение Т- и П-образной электрических схем замещения и вытекающих из них схем магнитных цепей и принципиальных схем устройства показывает, что реальный трансформатор ближе к устройству, соответствующему П-образной схеме. Эта схема содержит лишь два нелинейных элемента (вместо трех в Т-образной). Именно она дает пути определения параметров всех элементов схемы по конструктивным данным трансформатора. Для режимов с очень сильным насыщением стали нелинейные элементы можно заменять линейными и ключами. П-образная схема легко развивается для случая многообмоточного трансформатора. В ней могут быть учтены основные и добавочные потери и роль радиального размера обмоток. Для уточнения метода расчета параметров трансформаторов и их схем замещения при умеренном и сильном насыщении стали необходимо экспериментально определить поправочные коэффициенты к потокам и длинам магнитных силовых линий путем измерения потоков в отдельных частях магнитопроводов. Табл. 1. Илл. 5. Библ. 14.

Расчет параметров, обеспечивающих устойчивый запуск автономного параллельного инвертора

П а з н и к о в П. М., З а г о р с к и й В. Т.
«Электричество», 1971, № 11

Методом «мгновенных значений» исследуется переходный процесс запуска автономного параллельного инвертора с последовательной активно-индуктивной нагрузкой на ЦВМ. Результаты расчета приводятся в виде графиков, по которым можно определить параметры инвертора, обеспечивающие надежный запуск. Илл. 6. Библ. 4.

УДК 621.314.58

Ионный слой в высоковольтном секционированном ионном приборе

К л и м о в Н. С., М у с и н А. К., Т о к а р е в В. П.
«Электричество», 1971, № 11

Исследуются результаты измерений толщины ионного слоя, формирующегося в процессе дейонизации высоковольтного секционированного прибора после прохождения прямого тока через нуль. Прибор имеет в промежутке между анодом и сеткой несколько промежуточных (делильных) электродов — вставок. При измерениях вставки использовались в качестве холостых зондов. Измерение проводилось при концентрации зарядов остаточной плазмы порядка 10^{11} см^{-3} и отрицательном анодном напряжении до 50 кв. Толщина ионного слоя при этих условиях составляет около 15 см. Построена экспериментальная кривая изменения толщины ионного слоя во времени, которая сопоставлена с теоретическими кривыми. Указаны погрешности расчета. Илл. 4 Библ. 16.

УДК 621.373

Формирование импульсов с плоской вершиной в электромагнитах

Г у с е в О. А., Н е ч а е в А. Г., Р е з ч и к о в а Н. С.
«Электричество», 1971, № 11

В статье проведено сравнение схем с параллельным и последовательным соединением форссирующей емкости и формирующей линии. Приведены результаты расчетов указанных схем на АВМ, которые показывают, что схемы с последовательным включением форссирующей емкости и формирующей линии позволяют исключить перерегулирование при переходе от фронта импульса к вершине и получить минимальную неравномерность вершины импульса. Илл. 2. Библ. 4.

УДК 621.3.062.8

Тиристорный формирователь импульсов с коммутацией формирующим двухполюсником

Г о г о л и ц и н Л. З., В а с ю р а А. С.
«Электричество», 1971, № 11

Рассматривается формирователь импульсов, в котором для запирания тиристора вместо резонансного контура используется формирующий двухполюсник. При этом уменьшаются коммутирующая емкость, длительность заднего фронта, потери при коммутации. Илл. 4.