

Журналу «Электричество» — 90 лет

В самом начале 1880 г. в составе Русского технического общества (РТО) был образован VI (электротехнический) отдел, который на своем втором собрании 18 февраля 1880 г. одобрил предложение В. Н. Чиколева об издании в России специального электротехнического журнала. Через три месяца 19 мая 1880 г. решением РТО были утверждены редакторы нового журнала (В. А. Вознесенский по телеграфии и В. Н. Чиколев по всем остальным разделам электротехники), а 1 июля 1880 г. вышел в свет первый номер журнала «Электричество».

«Восьмидесятые годы прошлого столетия были годами рождения современной электротехники... В этот период Грамм построил свою первую динамо-машину, Яблочков усовершенствовал свою свечу, Эдисон выступил со своей лампой накаливания и системой распределения тока, Депре делал свои опыты над электрической передачей энергии, Бель дал свои телефоны; многие другие применения электричества, составляющие теперь особые разделы электротехники, получили в этот же период свое начало»¹.

Основатели журнала (В. Н. Чиколев, Д. А. Лапинов, П. Н. Яблочков, А. Н. Лодыгин, Ф. А. Пирожский, А. Г. Столетов, О. Д. Хвольсон) прекрасно понимали большое будущее, которое ожидает новую отрасль техники и считали очень важным «распространение среди читающей публики необходимых и крайне интересных в настоящее время сведений как по теории электричества, так и по применению его в науке и общепитии»². Интерес к электротехнике в это время непрерывно возрастал, что показала первая электротехническая выставка в Петербурге, открытая в начале 1880 г., которую посетили очень большое по тем временам число посетителей — 6187 человек. Полученные от этой выстав-

ки средства частично были использованы для выпуска первых номеров журнала «Электричество».

Тем не менее, решение о выпуске в России 80-х годов прошлого века специализированного электротехнического журнала было весьма смелым, так как даже в значительно более развитых чем Россия странах электротехнические журналы только-только организовывались³, и «можно было думать, что в России не найдется ни авторов для статей, ни читателей для нового специального журнала, ни, пожалуй, и материалов для помещения в журнале»⁴.

Первые 10 лет своего существования журнал испытывал серьезные финансовые затруднения, так как распространяемые среди подписчиков несколько сотен экземпляров не могли окупить издательских расходов, и необходима была дотация электротехнического отдела РТО, который также не располагал большими средствами. В эти годы и на заседаниях РТО, и на страницах журнала «Электричество» высказывалось мнение о необходимости сделать единственный в России электротехнический журнал значительно более популярным. В редакционной статье, помещенной в № 1 журнала за 1882 г. по этому поводу было написано следующее: «подчиняясь голосу большинства, мы можем обещать нашим читателям, что постараемся отвести более значительное место статьям популярным и обращать больше внимания на общедоступность изложения, но вместе с тем, не можем не сказать, что журнал наш, нося название «Электричество», не может и не должен игнорировать никаких дей-

³ Из существующих в настоящее время электротехнических журналов старейшим считается английский «Electrical Review», созданный в 1872 г. под названием «The Telegraphic Journal and Electrical Review». В начале 1880 г. были основаны еще два электротехнических журнала — английский «The Electrician» и немецкий ETZ.

⁴ Шателен М. А., «Электричество», 1930 (юбилейный номер).

¹ Шателен М. А., «Электричество», 1930 (юбилейный номер).

² «Электричество», 1880, № 1.

ствительных успехов как теоретических, так и практических в этой области знания и обязан сообщать о них читателям, хотя бы размер «популярной» статьи этого не допускал». Таким образом, с самого начала журнал «Электричество» встал на трудный путь сочетания общедоступности и научной глубины и все 90 лет своего существования стремился не сходить с этого пути. При этом журнал всегда оставался техническим и основное внимание уделял практическим применениям последних научных достижений. Все что по этому поводу написано в редакционной статье № 1 журнала за 1907 г.: «Редакция ставит ... одной из своих первых задач давать теоретическое объяснение явлениям, встречающимся на практике, и сведениями из практики освещать и пояснять теорию, устанавливая этим путем возможно более тесную связь между теорией и практикой».

Для определения научного профиля журнала «Электричество» принципиально важное значение имела статья Д. А. Лачинова «Электромеханическая работа», опубликованная в пяти номерах журнала за 1880 г., в которой автором были заложены научные основы электропривода и рассмотрены вопросы передачи электрической энергии на большие расстояния. Передовые русские электротехники уже тогда понимали, какое большое значение имеет эта проблема для развития промышленности и уделяли ей основное внимание во все последующие годы существования журнала. В частности, когда Т. А. Эдисон выступил со статьей, в которой резко протестовал против применения переменного тока и создания центральных электрических станций с питающими линиями высокого напряжения, ссылаясь на их опасность для населения городов, русские электротехники с самого начала отстаивали противоположную точку зрения, которая окончательно утвердилась после изобретения М. О. Доливо-Добровольским трехфазного двигателя и опубликования им на страницах журнала «Электричество» статьи «Современное состояние техники трехфазного тока».

В 1881 г. одним из редакторов «Электричество» был назначен С. Н. Степанов, остававшийся на этом посту до 1891 г. и много сделавший для журнала в самые трудные годы его существования. В 1890 г. был учрежден Совет редакции, в состав которого вошли О. Д. Хвольсон, С. А. Усов и А. И. Смирнов. Совет, однако, просуществовал недолго, и с 1892 по 1906 гг. журналом единолично руководил А. И. Смирнов, сумевший сгруппировать вокруг редакции «Электричества» молодых электротехников и физиков (А. Л. Гершун, В. К. Лебединский, В. Ф. Миткевич, М. А. Шателен, Б. Л. Розинг, А. А. Воронов и др.), которые вместе со специалистами старшего поколения (Н. Г. Егоров, А. С. Попов, Р. Э. Классон, М. О. Доливо-Добровольский, Н. Н. Бенардос, Н. Г. Славянов и др.) значительно оживили деятельность журнала.

На страницах журнала систематически публиковались статистические сведения о развитии установленной мощности электростанций, составе нагрузки, об устройстве сетей, выработке электроэнергии и пр.

В 1906 г. руководство журнала переходит в руки

Особого Редакционного Комитета с С. Д. Гефтером в качестве председателя, и в дальнейшем коллегиальность в деятельности редакции никогда не нарушалась. В первой редакционной статье Комитет выражал надежду «в русских электротехниках видеть не только своих читателей, но и сотрудников». Эта надежда в значительной мере сбылась. Начиная с 1906 г. непрерывно растет число оригинальных статей и заметок, написанных русскими электриками. В этот период в качестве передовых начали появляться статьи В. К. Лебединского, посвященные последним достижениям физики и электротехники, были напечатаны статьи К. И. Шенфера и К. А. Круга по электрическим машинам, серия статей П. Д. Войнаровского по электрическим сетям и передаче энергии на большие расстояния, статья А. А. Чернышева о методах измерения высокого напряжения, изложение доклада А. Ф. Иоффе «Электрический ток с точки зрения электронной теории», сделанного на заседании электротехнического отдела РТО, статья А. А. Горева о влиянии линий сильного тока на линии связи и многие другие.

Большое влияние на оживление русской электротехнической общественности оказали Всероссийские электротехнические съезды, которые после 1900 г. начали систематически созываться с интервалом в 1—3 года вплоть до начала первой мировой войны. Электротехнические съезды привлекали к электротехнике новые кадры специалистов и новые группы предпринимателей. На страницах журнала «Электричество» в эти годы освещались многие темы, так или иначе связанные с вопросами, обсуждавшимися на съездах. К началу первой мировой войны журнал «Электричество» прочно завоевал авторитет не только среди русских, но и среди иностранных электротехников. В 1914 г. на страницах журнала обсуждаются вопросы применения электрической тяги на городском и междугороднем транспорте, в частности, предложенный М. К. Поливановым проект московского метрополитена; по инициативе М. А. Шателена изучается проблема высшего электротехнического образования, актуальность которой увеличивалась в связи с ростом электротехнической промышленности; рассматривается вопрос о районных электрических станциях (М. Д. Каменский), с развитием которых связывалось будущее электрификации России. В эти же годы на работе журнала начали сказываться трудности военного времени. В 1916 г. в связи с дороговизной была увеличена подписная плата на журнал и вместо 20 номеров вышло только 16. В 1917 г. практически журнал был выпущен в свет только 8 раз, а в начале 1918 г. издание журнала было прекращено до октября 1922 г. Однако и в это трудное время на страницах журнала «Электричество» было помещено много интересного материала, в частности, о научной организации труда, о развитии электроэнергетики России в послевоенный период, о прогрессе в области техники высоких напряжений.

Вскоре после победы Великой Октябрьской социалистической революции в своей работе «Очередные задачи советской власти» В. И. Ленин изложил широкую программу экономического пере-

устройства страны, в которой вопросам электрификации уделялось основное внимание. В 1918 г. по указанию В. И. Ленина был создан Центральный электротехнический совет (ЦЭС), в задачу которого входила разработка ряда проблем, связанных с электрификацией молодой Советской республики. Постановлением ВЦИК от 7 февраля 1920 г. была создана Государственная комиссия по электрификации России, а 29 декабря 1920 г. VIII Всероссийский съезд Советов одобрил составленный комиссией план электрификации России. По инициативе В. И. Ленина декретом Совета Народных Комиссаров от 8 февраля 1921 г. «в целях всестороннего обсуждения технико-экономических вопросов, связанных с осуществлением плана электрификации России, а также привлечения широких народных масс к активному участию в деле электрификации народного хозяйства...» в октябре 1921 г. в Москве был созван VIII Всероссийский электротехнический съезд.

В связи с обсуждением и реализацией плана ГОЭЛРО стала ясна необходимость возобновления издания журнала «Электричество», который начал выходить в свет с октября 1922 г. в качестве органа Главного управления электротехнической промышленности ВСНХ (Главэлектро), электротехнического отдела РТО, Всероссийских электротехнических съездов, Центрального электротехнического совета (ЦЭС), Общества электротехников в Москве, Русского электротехнического комитета МЭК. Во главе журнала были поставлены Редакционный комитет (А. З. Гольцман, М. А. Шателен, Е. Я. Шульгин) и Редакционный совет (А. В. Винтер, С. Д. Гефтер, Н. Н. Георгиевский, М. К. Поливанов, Л. И. Сиротинский и др.). В 1923 г. в состав Редакционного комитета был введен П. И. Воеводин, который с 1924 г. по 1931 г. являлся ответственным редактором журнала. В обращении Редакционного комитета, опубликованном в № 1 журнала «Электричество» (октябрь 1922 г.) было написано: «Для России вопрос широкой электрификации с использованием мощных естественных источников энергии есть первостепенный вопрос. Но одновременно для нее в настоящее время имеет громадное значение и вопрос о рациональном использовании существующих электростанций, например, путем объединения их по районам, а также вопрос о мелкой сельскохозяйственной электрификации. Вопрос о снабжении электростанций топливом, вопрос рациональной тарификации энергии, вопросы облегчения пользования электрической энергией также имеют немаловажное значение.

Электрификация, как крупная, так и мелкая, конечно, не может быть осуществлена в сколь-нибудь большом масштабе, пока не станет твердо на ноги заводская электротехническая промышленность... Рассчитывать только на заграничные машины и приборы, конечно, невозможно, и потому вопрос о восстановлении и расширении наших электротехнических заводов является вопросом первоочередным.

Всестороннему изучению, техническому и экономическому, этих вопросов и вопросов, с ними связанных, «Электричество» будет уделять особое внимание, но одновременно оно будет уделять мень-

шее внимание и вопросам научной электротехники...

Не будучи чересчур популярным, «Электричество» будет стремиться быть доступным широким кругам электротехников и дать им возможность следить за развитием и успехами этой важнейшей отрасли техники».

Начиная с первых номеров возобновленного журнала «Электричество», в нем находят отражения все основные вопросы, связанные с восстановлением народного хозяйства страны и реализацией плана ГОЭЛРО. В 1924 и 1927 гг. были помещены обзоры А. А. Горева о состоянии работ по плановой электрификации страны, в 1923—1927 гг. печатается серия статей видных советских специалистов по вопросам конструирования электрических машин, систематически публикуются материалы о новых советских электростанциях. Наряду с этим в журнале печатаются и теоретические работы, например, статья А. Ф. Иоффе об электрической природе материи (1923 г.), статья Д. В. Скобельцина о квантовой теории и магнитных свойствах атомов. Большое значение для теоретической электротехники имела опубликованная в трех номерах журнала за 1930 г. стенограмма дискуссии между двумя крупнейшими советскими электротехниками В. Ф. Миткевичем и Я. С. Френкелем о природе электрического тока, в которой приняло участие большое число специалистов.

В 1930 г. в Советском Союзе начали выходить еще два журнала, в которых публиковались статьи по электротехнике и электроэнергетике — «Электрические станции» и «Вестник электропромышленности». В связи с этим профиль журнала «Электричество» должен был несколько измениться. Эти изменения осуществлялись новым составом Редакционного комитета во главе с М. А. Шателеном, членами редакции — Н. Н. Георгиевским, В. К. Лебединским, В. Ф. Миткевичем, А. А. Смуровым и редакторами отделов — А. М. Залесским, который начал сотрудничать в журнале с 1922 г., П. Л. Калантаровым, М. В. Малышевым, В. К. Ионовым, М. В. Соколовым, В. А. Толвинским и В. П. Хацинским. В 1933—1935 гг. ответственным редактором журнала был Н. А. Сазонов, а с конца 1935 г. — Я. А. Климовицкий.

В эти годы на страницах журнала «Электричество» начинается публикация статей, посвященных передаче электрической энергии постоянным током высокого напряжения, единой высоковольтной сети, устойчивости электрических систем, автоматике и телемеханике. В 1936—1941 гг. на страницах журнала оживленно обсуждалась проблема передачи электрической энергии от будущих гидростанций на Волге в Москву по линиям переменного тока напряжением 330 или 440 кВ.

Великая Отечественная война прервала издание журнала до конца 1943 г. В начале 1944 г. журнал начал издаваться сначала в уменьшенном объеме, а в 1945 г. был полностью восстановлен. Ответственным редактором журнала в 1945 г. был назначен Б. Е. Веденев, а после его смерти в 1946 г. — Г. Н. Петров. В 1953—1965 г. ответственным редактором журнала «Электричество» был Н. Г. Дроздов. В послевоенные годы объем журна-

ла возрос с 5 до 12 печ. листов, а тираж — с 3 000 до 12 000, несмотря на одновременный рост числа издаваемых в нашей стране электротехнических журналов.

В послевоенный период в связи с проектированием и строительством сначала волжских гидроэлектростанций, а затем целого ряда крупнейших гидравлических и тепловых электрических станций, проблема передачи энергии на большие расстояния и укрупнения электрических систем приобрела еще большую актуальность, чем ранее, поэтому в журнале «Электричество» публикуется целый ряд статей по этим вопросам. Строительство первых линий 400 кВ, перевод этих линий на напряжение 500 кВ, опыт эксплуатации сети 500 кВ, протяженность которой в настоящее время в нашей стране достигла десятков тысяч километров, результаты испытаний опытной электропередачи 750 кВ также нашли отражение на страницах журнала «Электричество». Дальнейшее развитие получили вопросы устойчивости, автоматизации и релейной защиты объединенных электрических систем. Большое внимание в журнале уделялось проблеме создания Единой высоковольтной сети Европейской части СССР, а также перспективам создания Единой энергетической системы, охватывающей всю тер-

риторию нашей страны. Значительное место в журнале занимали вопросы совершенствования электропривода в различных отраслях промышленности, электрификации городского и магистрального транспорта. Большое количество статей посвящалось перспективам развития энергетики и различных отраслей электротехнической промышленности нашей страны.

Журнал «Электричество» часто называют летописью развития электротехники в нашей стране. Действительно, перелистывая страницы журнала за 90 лет его существования, отчетливо представляешь себе тот огромный путь, который прошла электротехника за эти годы, и еще раз удивляешься прозорливости основателей журнала «Электричество», сумевших угадать ее блестящее будущее.

Редколлегия журнала «Электричество» прекрасно понимает, что бурное развитие науки и техники в наши дни требует столь же быстрого улучшения работы технических журналов. Периодические встречи с читателями показывают, что наш журнал неполностью удовлетворяет непрерывно возрастающим требованиям к научно-технической информации, однако именно эти встречи и являются гарантией непрерывного совершенствования деятельности нашего журнала.



Отделение физико-технических проблем энергетики Академии наук СССР поздравляет журнал «Электричество» — один из старейших в мире электротехнических журналов — с 90-летием плодотворной работы по пропаганде важнейших достижений мировой электротехнической науки. Высоко ценя заслуги журнала «Электричество», Отделение желает ему и впредь играть достойную роль в осуществлении научно-технического прогресса отечественной энергетики.

Отделение физико-технических проблем
энергетики АН СССР

Выдающиеся русские электротехники, основатели журнала «Электричество», основным принципом его работы считали сочетание теории с практикой. Поздравляя редколлегию, редакцию, авторов и читателей журнала «Электричество» с 90-летием со дня его основания, выражаем уверенность, что, оставаясь верным этому принципу, в своей дальнейшей работе журнал «Электричество» внесет большой вклад в развитие электроэнергетики и электротехнической промышленности нашей страны.

Государственный комитет Совета Министров СССР
по науке и технике

Исполняется 90 лет журналу «Электричество», являющемуся в течение всего времени своего существования проводником научных достижений в энергетике и электротехнике. выразителем идей передовой энергетической общественности.

От имени одного из создателей журнала — многотысячного коллектива членов научно-технического общества энергетики и электротехнической промышленности — Президиум Центрального правления общества поздравляет журнал «Электричество» со славным юбилеем и желает редакции и редколлегии журнала дальнейших успехов в осуществлении благородной задачи — решении важных проблем электрификации страны.

Президиум ЦЕНТОЭиЭП

Для успешного развития отечественного высоковольтного электроаппаратостроения необходимы регулярные встречи инженерно-технических работников, занимающихся конструированием, исследованием, производством и эксплуатацией аппаратов высокого напряжения. Местом таких встреч являются научно-технические совещания по высоковольтной аппаратуре, которые последние годы регулярно проводятся научно-техническим обществом энергетики и электротехнической промышленности совместно с Министерством электротехнической промышленности и Министерством энергетики и электрификации.

На научно-технических совещаниях рассматриваются вопросы перспективного развития высоковольтного аппаратостроения, опыт эксплуатации аппаратов высоко-

кого напряжения, исследование и проектирование электрической изоляции, исследование процессов гашения электрической дуги, методы испытания аппаратов на коммутационную способность и устойчивость при токах короткого замыкания, конструкции аппаратов высокого напряжения и т. д.

Первое научно-техническое совещание по высоковольтной аппаратуре состоялось в 1937, второе совещание — в 1947, третье — в 1953, четвертое — в 1964 и пятое — в 1967 г. Шестое научно-техническое совещание состоится в сентябре 1970 г.

В настоящем номере журнала «Электричество» помещен ряд статей по вопросам, которые будут обсуждаться на VI научно-техническом совещании по высоковольтной аппаратуре.

УДК 621.317.08.027.3:537.228

Новые методы измерения напряжения в высоковольтных цепях

В. В. АФАНАСЬЕВ и А. Д. КРАСТИНА

Ленинград

Для измерения напряжения в высоковольтных цепях обычно используются делители напряжения омические, емкостные или смешанные. Всем им присущи определенные недостатки, которые в ряде случаев делают невозможным проведение необходимых исследований. Из-за паразитной емкости относительно земли, некоторой индуктивности сопротивлений и взаимной емкости секций делителя, а также наводок на цепи заземления делители не позволяют проводить измерения с высокой точностью и имеют ограниченную полосу пропускания по частоте. Если необходимо провести измерения напряжения на элементе цепи, изолированном от земли, то применение одного делителя становится невозможным. В этих случаях применяются Н-схемы, составленные из двух делителей [Л. 1]. Однако при измерении на объектах, находящихся под сверхвысоким напряжением, Н-схемы становятся крайне громоздкими, недостаточно точными и неэкономичными вследствие больших габаритов изоляции. При переходе к классам напряжений 750 кВ и более техническое выполнение изоляции делителей напряжения становится трудно осуществимым.

Опико-электронный метод измерения напряжения, основанный на принципах внешней амплитудной модуляции света с помощью электрооптических эффектов Керра или Поккельса, обеспечивает полную электрическую развязку исследуемого объекта и измерительной цепи.

В результате электрооптического эффекта Керра изотропное вещество, помещенное в электрическое поле, приобретает оптические свойства одноосного кристалла с оптической осью, направленной вдоль силовых линий поля. Если линейно поляризованный луч света данной длины волны λ пропустить через возбужденную полем среду в направлении, перпендикулярном силовым линиям поля, то в результате двойного лучепреломления он разложится на два луча, линейно поляризованные в двух взаимно перпендикулярных направлениях (параллельно и перпендикулярно электрическому полю). Эти

лучи будут распространяться в веществе с разными скоростями и на выходе из него приобретут разность фаз

$$\delta_K = 2\pi B_K l E^2, \text{ рад}, \quad (1)$$

где l — длина пути света в веществе, м; B_K — постоянная Керра при данной длине волны λ монохроматического света, м/в²; E — напряженность электрического поля, в/м.

Значительным эффектом Керра (большой постоянной B_K) обладают многие изотропные вещества, например, газы — CO_2 , N_2 , CH_3Cl ; жидкости — CS_2 , $\text{C}_6\text{H}_5\text{NO}_2$, H_2O ; твердые тела — стекла и др. Наиболее широкое техническое применение в качестве электрооптического вещества находит нитробензол $\text{C}_6\text{H}_5\text{NO}_2$.

Электрооптический эффект Поккельса присущ только пьезоэлектрическим кристаллам. Наибольшим эффектом Поккельса обладают недавно полученные искусственные кристаллы дигидрофосфата аммония $\text{NH}_4\text{H}_2\text{PO}_4$ (АДР) и дигидрофосфата калия KH_2PO_4 (КДР). Возникновение эффекта Поккельса в этих кристаллах связано с изменением показателей преломления под действием электрического поля.

Если к пластине кристалла, вырезанной в направлении, перпендикулярном оптической оси, приложить в направлении оси электрическое поле, то симметрия кристалла изменяется: из одноосного он превращается в двуосный. Если через возбужденный электрическим полем кристалл пропустить в направлении оптической оси линейно поляризованный луч света, то внутри кристалла в результате двойного лучепреломления он разложится на два взаимно перпендикулярно поляризованных световых луча, которые будут распространяться в кристалле с разными скоростями и на выходе из него приобретут разность фаз

$$\delta_n = \frac{2\pi}{\lambda} n_0^3 r_{43} E_z l, \text{ рад}, \quad (2)$$

где n_0 — обыкновенный показатель преломления в отсутствии поля; r_{63} — электрический коэффициент, m/v ; E_z — напряженность электрического поля, v/m ; l — толщина кристалла, m .

Из (1) и (2) видно, что индуцированная разность фаз световых лучей на выходе из электрооптического вещества является функцией напряженности электрического поля. Следовательно, посредством измерения разности фаз δ можно определить значение соответствующего напряжения, приложенного к электрооптическому веществу.

Практически доказано, что наиболее точным способом измерения оптической разности фаз является фотоэлектрический метод. Однако, чтобы воспользоваться им, необходимо преобразовать фазовый сдвиг в соответствующие значения светового потока, который можно измерять фоточувствительными приборами. Такое преобразование осуществляется с помощью схем, показанных на рис. 1, а и б.

Точечный источник монохроматического света 1 постоянной интенсивности в комбинации с объективом 2 создает пучок параллельных лучей, которые проходят последовательно поляризатор 3, электрооптическую ячейку 4, анализатор 5. Электрооптическая ячейка представляет собой конденсатор, между электродами которого находится электрооптическое вещество. К электродам подведено напряжение U , создающее равномерное электрическое поле, направленное перпендикулярно распространению света в ячейке Керра (рис. 1, а) и параллельно распространению света в ячейке Погкельса (рис. 1, б). При отсутствии на ячейке модулирующего сигнала свет проходит через нее без изменения своих свойств и задерживается анализатором 5, так как он установлен перпендикулярно поляризатору. При наложении электрического сигнала линейно поляризованный свет в ячейке расщепляется на два взаимно перпендикулярно поляризованных компонента, которые, как указывалось ранее, выходят из ячейки с постоянной разностью фаз, определяемой (1) и (2). Анализатор пропускает те составляющие световых волн, направления колеба-

ний в которых совпадают с плоскостью поляризации анализатора.

Для получения максимального эффекта преобразования свет, поступающий в ячейку, должен быть поляризован под углом 45° к направлению электрического поля в ячейке Керра и параллельно одной из кристаллографических осей x или y в ячейке Погкельса. При этом условии интенсивность света, пропущенного анализатором, выражается формулой:

$$I = I_0 \sin^2 \frac{\delta}{2} \quad \text{или} \quad \frac{I}{I_0} = \sin^2 \frac{\delta}{2}, \quad (3)$$

где I_0 — максимальная интенсивность света на выходе анализатора, соответствующая значениям $\delta = \pi, 3\pi, 5\pi \dots$

Для схемы с ячейкой Керра соотношение (3) с учетом (1) примет вид:

$$\frac{I_K}{I_0} = \sin^2 (\pi l B_K E^2) = \sin^2 \frac{\pi l B_K U^2}{d^2}, \quad (4)$$

где $U = Ed$; d — расстояние между электродами ячейки Керра.

Первый максимум пропускания наступит при напряжении $U_{\pi(K)}$, когда выполняется равенство:

$$\frac{\pi l B_K U_{\pi(K)}^2}{d^2} = \frac{\pi}{2},$$

откуда

$$U_{\pi(K)} = \frac{d}{\sqrt{2lB_K}}. \quad (5)$$

Подставляя (5) в (4), получим:

$$\frac{I_K}{I_0} = \sin^2 \left[\frac{\pi}{2} \left(\frac{U}{U_{\pi(K)}} \right)^2 \right]. \quad (6)$$

Аналогично для схемы с ячейкой Погкельса соотношение (3) с учетом (2) примет вид:

$$\frac{I_P}{I_0} = \sin^2 \left(\frac{\pi}{\lambda} n_0^3 r_{63} U \right), \quad (7)$$

где $U = E_z l$.

Напряжение, соответствующее первому максимуму пропускания, определится из условия:

$$\frac{\pi}{\lambda} n_0^3 r_{63} U_{\pi(P)} = \frac{\pi}{2},$$

откуда

$$U_{\pi(P)} = \frac{\lambda}{2n_0^3 r_{63}}. \quad (8)$$

Подставляя (8) в (7), получим:

$$\frac{I_P}{I_0} = \sin^2 \left(\frac{\pi U}{2U_{\pi(P)}} \right). \quad (9)$$

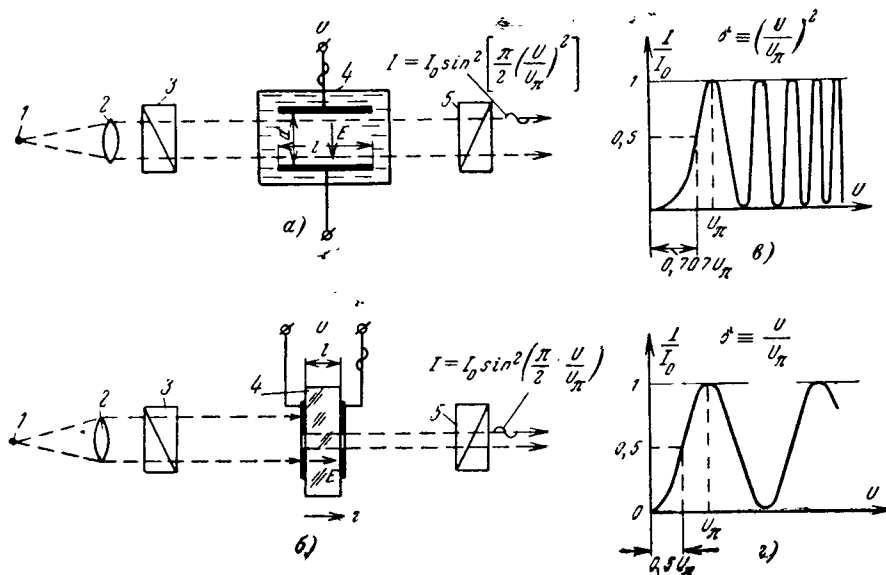


Рис. 1. Схемы амплитудной модуляции света с ячейками Керра (а) и Погкельса (б). Статические характеристики с ячейками Керра (в) и Погкельса (г).

Из (6) и (9) видно, что интенсивность света на выходе системы зависит только от напряжения, приложенного к ячейке. Следовательно, схемы, показанные на рис. 1, обеспечивают модуляцию света по интенсивности (амплитудную модуляцию) электрическим напряжением и могут применяться для преобразования электрического напряжения в оптические сигналы.

Статические характеристики $I_K/I_0 = f(U/U_{\pi(K)})$ и $I_{\pi}/I_0 = f(U/U_{\pi(n)})$, вычисленные по (6) и (9), представлены соответственно на рис. 1, в и г. На практике чаще всего используется первая ветвь этих кривых, называемая световой характеристикой. Форма световой характеристики нелинейна, но имеет довольно протяженный практически прямолинейный участок. Условием линейного преобразования напряжения в световые сигналы является работа схемы на линейном участке световой характеристики.

Для установления рабочей точки на середину линейного участка световой характеристики на электрооптическую ячейку должно быть подано постоянное смещающее напряжение U_0 , создающее начальный сдвиг фаз $\delta_0 = \frac{\pi}{2}$. Для схемы с ячейкой Керра этому условию удовлетворяет соотношение $U_{0(K)} = 0,707 U_{\pi(K)}$; для схемы с ячейкой Погкельса $U_{0(n)} = 0,5 U_{\pi(n)}$. Поскольку смещение постоянным током в реальных устройствах неудобно, этот же эффект достигается, если между поляризатором и электрооптической ячейкой ввести четвертьволновую ($\lambda/4$) пластинку из двусосного кристалла (например, из слюды), создающую постоянный сдвиг фаз $\pi/2$. Пластинка устанавливается так, чтобы ее главные оси были параллельны индуцированным осям возбужденной электрооптической ячейки.

Под действием смещающего напряжения U_0 или пластинки с $\lambda/4$ на выходе системы модуляции устанавливается световой поток смещения, интенсивность которого определяется выражением:

$$I_{cm} = I_0 \sin^2 \frac{\delta_0}{2} = I_0 \sin^2 \frac{\pi}{4} = \frac{1}{2} I_0. \quad (10)$$

Если теперь к электрооптической ячейке подвести гармоническое модулирующее напряжение $U_m \sin \omega t$, то путем подстановки в (6) и (9) значений $U = U_0 + U_m \sin \omega t$ и соответствующих вычислений можно показать, что при $U_m \ll U_{\pi}$ относительная интенсивность светового потока будет меняться по закону изменения модулирующего напряжения соответственно в схемах с ячейками Керра и Погкельса:

$$\frac{I_K}{I_0} = \frac{1}{2} + 0,707 \pi \frac{U_m}{U_{\pi(K)}} \sin \omega t; \quad (11)$$

$$\frac{I_{\pi}}{I_0} = \frac{1}{2} + \frac{\pi}{2} \frac{U_m}{U_{\pi(n)}} \sin \omega t. \quad (12)$$

Из (11) и (12) можно определить глубину модуляции $m_{св}$ (отношение переменной составляющей светового потока к его постоянной составляющей), обусловленной действием пластинки с $\lambda/4$. Для схемы с ячейкой Керра имеем:

$$m_{св(K)} = \frac{I - 0,5 I_0}{0,5 I_0} = 2 \cdot 0,707 \pi \frac{U_m}{U_{\pi(K)}} \sin \omega t, \quad (13)$$

откуда амплитудное значение глубины модуляции

$$M_{св(K)} = 4,44 \frac{U_m}{U_{\pi(K)}} 100\% / 0. \quad (14)$$

Для схемы с ячейкой Погкельса выражения для глубины модуляции и ее амплитудного значения имеют вид:

$$m_{св(n)} = \frac{I - 0,5 I_0}{0,5 I_0} = \pi \frac{U_m}{U_{\pi(n)}} \sin \omega t; \quad (15)$$

$$M_{св(n)} = 3,14 \frac{U_m}{U_{\pi(n)}} 100\% / 0. \quad (16)$$

Расчеты показывают, что если $U_m/U_{\pi(K)} \leq 0,1$ или $U_m/U_{\pi(n)} \leq 0,16$ (т. е. $M_{св} \leq 45\% / 0$), то искажения переменной составляющей светового потока, обусловленные нелинейностью световых характеристик, в обоих случаях незначительны.

Рассмотренные принципы преобразования электрического напряжения в соответствующие изменения интенсивности светового потока и последующее преобразование его в фототок являются физической основой оптико-электронных методов измерения напряжения. Оптические и электрические схемы, конструктивные формы и параметры конкретных измерительных устройств, основанных на этих методах, могут быть самыми разнообразными в зависимости от их назначения, условий эксплуатации, примененных типов источников и приемников света, а также от предъявляемых к устройству требований по точности, широкополосности и надежности. Ниже рассмотрены некоторые принципиальные возможности оптико-электронных методов измерения, зависящие от свойств первичного преобразователя — электрооптической ячейки.

Ячейка Керра. Несмотря на широкое использование эффектов Керра и Погкельса для модуляции света в различных областях науки и техники, в настоящее время не существует стандартных ячеек, которые могли бы удовлетворить требованиям, предъявляемым к ним как к измерительным преобразователям в данной специальной области применения. Однако характеристики ячейки Керра могут быть заранее вычислены для любого режима. При этом экспериментально полученные данные весьма хорошо сходятся с теоретическими вычислениями. Всесторонний анализ работы ячейки Керра как технического прибора дан в [Л. 3] и может быть с успехом использован при разработке измерительных ячеек. Ниже перечислены основные особенности ячейки Керра, в которой электрооптической средой служит нитробензол.

Предел измерения по напряжению. Из зависимости оптической разности фаз от приложенного напряжения:

$$\delta_K = 2\pi B_K l E^2 = 2\pi B_K \frac{l}{d^2} U^2 = \pi \left(\frac{U}{U_{\pi(K)}} \right)^2$$

следует, что варьируя длину электродов ячейки l или расстояние между ними d (рис. 1, а), можно изменять чувствительность ячейки (значение δ_K при данном U). Очевидно, можно сконструировать ячей-

ку с регулируемым расстоянием между электродами, т. е. с регулируемым пределом измерения. Возможность получения требуемых значений δ_k при данном напряжении U за счет выбора конструктивных параметров l и d делает ячейку Керра наиболее подходящей для непосредственного измерения высоких и сверхвысоких напряжений.

Частотная характеристика ячейки Керра (зависимость разности фаз δ_k от частоты приложенного напряжения) совершенно прямолинейна (приблизительно до 10^9 гц), так как само явление Керра в жидкостях безынерционно. Пределная частота модуляции определяется мощностью, которая может быть рассеяна в ячейке, т. е. в конечном счете тангенсом угла потерь.

Температурный интервал работы ячейки Керра ограничивается снизу температурой затвердевания нитробензола $+5,6^\circ\text{C}$. С увеличением температуры постоянная Керра резко уменьшается. При сильном нагреве нитробензол разрушается. Поэтому верхним пределом температурного диапазона работы ячейки Керра следует считать температуру $50\text{--}60^\circ\text{C}$. В связи с большим температурным коэффициентом постоянной Керра, равным $\sim 1,2\%$ на 1°C , для обеспечения точных измерений необходимо стабилизировать температурный режим работы ячейки или вносить соответствующие поправки в результат измерения.

Допустимый угол расхождения лучей света в ячейке Керра может быть довольно большим. Он определяется из условия:

$$\beta \leq 2 \arcsin \frac{nd}{\sqrt{d^2 + l^2}},$$

где d — расстояние между электродами; l — размер электродов в направлении светового пучка; n — показатель преломления, равный примерно 1,56.

Спектральная характеристика прозрачности нитробензола позволяет осуществлять модуляцию света в видимой и близкой к инфракрасной областях спектра. Однако постоянная Керра обладает значительной дисперсией — зависимостью от длины волны света. Поэтому применение эффекта Керра для целей измерения возможно только в монохроматическом свете.

Емкость ячейки Керра зависит от параметров конденсатора. Очевидно, ее величина имеет значение и должна учитываться в случае измерения коротких импульсов напряжения.

Омическое сопротивление ячейки Керра определяется свойствами электрооптического вещества. Так, удельное сопротивление хорошо очищенного нитробензола достигает 10^{10} ом·см, а пробивная прочность имеет порядок 150 кВ/см.

Из приведенного анализа свойств ячейки Керра следует, что основными ее достоинствами являются практически неограниченный частотный диапазон и возможность выполнения на весьма высокие напряжения, вплоть до сотен киловольт.

К числу недостатков следует отнести температурную нестабильность. Кроме того, чаще всего применяемый в ячейках Керра нитробензол со временем мутнеет и ухудшает свои изоляционные свойства. Поэтому требуется периодическая его за-

мена или очистка, что при токсичности жидкости неудобно в эксплуатации.

Некоторые из возможных вариантов конструктивного выполнения измерительных высоковольтных ячеек Керра приведены в [Л. 4—6].

Ячейка Поккельса. Реальные параметры и характеристики ячеек Поккельса зависят от целого ряда обстоятельств: от количества и характера примесей в кристалле; от формы, размеров и взаимного расположения электродов; от толщины кристалла; от способа крепления кристалла; от окружающей температуры и т. д. В связи с этим ни один параметр ячейки Поккельса, определяющий ее измерительные качества, не может быть вычислен заранее с достаточной точностью и всякий раз подлежит экспериментальному определению.

Схема конструкции простейшей ячейки Поккельса показана на рис. 1,б. Основным элементом ячейки является пластинка кристалла 4 с толщиной l в направлении оптической оси z . На грани, перпендикулярные оси z , нанесены электроды. Поскольку условием работы ячейки Поккельса является совпадение направления распространения света с направлением электрического поля в кристалле, электроды должны быть прозрачными. При работе ячейки в полосе от постоянного тока до высоких частот наиболее эффективными являются кольцевые электроды, представляющие собой тонкий слой токопроводящего вещества, нанесенного непосредственно на светопропускающие грани кристалла. Чаще всего применяются золотые электроды, нанесенные на кристалл напылением в вакууме. Чтобы создать в кристалле электрическое поле, близкое к однородному, диаметр отверстия в электродах выбирается примерно на $30\text{--}40\%$ меньше, чем толщина пластинки.

Важными вопросами при конструировании ячеек Поккельса являются выбор размеров сечения кристалла, перпендикулярного оси z (основного сечения) и способ крепления кристалла. Это следует из того факта, что эффект Поккельса возможен только в кристаллах пьезоэлектриков. Следовательно, наряду с электрооптическим эффектом в кристалле параллельно осуществляется обратный пьезоэффект. В силу обратного пьезоэффекта при наложении электрического поля по оси z в кристалле возникают механические деформации, которые, в свою очередь, изменяют показатели преломления, вызывая упругооптический эффект. Таким образом, электрооптический эффект складывается из «истинного» и «ложного».

При приложении к кристаллу электрических полей низкой частоты соблюдаются условия свободного кристалла, и наблюдается суммарный электрооптический эффект. На частотах, совпадающих с основной частотой пьезоэлектрического резонанса и ее гармоник, наблюдаются выбросы на частотной характеристике электрооптической системы (пьезоволны). При частотах более высоких, чем основная резонансная частота колебаний кристалла, его деформация не успевает следовать за полем, кристалл перестает быть механически свободным, и имеет место истинный электрооптический эффект.

Частота первого механического резонанса кристалла зависит от размеров основного сечения и

составляет примерно 100 кгц на сантиметр длины стороны сечения. Чтобы получить линейную частотную характеристику ячейки, необходимо отодвинуть частоту первого механического резонанса за пределы верхней частоты рабочего диапазона уменьшением размеров основного сечения. Кроме того, можно демпфировать механические колебания кристалла на резонансных частотах. Это достигается механическим зажатием кристалла путем заливки его в изоляционную смолу.

Проведенные исследования позволили выявить следующие основные особенности измерительной ячейки Поккельса, в которой электрооптической средой является кристалл дигидрофосфата калия (КДР).

Предел измерения. Как следует из функции преобразования

$$\delta_n = \frac{2\pi}{\lambda} n_0^2 r_{63} E_z l = \frac{2\pi}{\lambda} r_{63} U = \pi \frac{U}{U_{\pi(n)}},$$

оптический сдвиг фаз δ_n зависит только от напряжения, подводимого к ячейке, и не зависит от геометрических размеров кристалла. Поэтому предельное значение U может выбираться из условия электрической прочности кристалла и на практике ограничивается несколькими киловольтами. Отсюда следует, что ячейка Поккельса пригодна для непосредственного измерения сравнительно низких напряжений.

Для измерения переменного напряжения, однако, предел может быть расширен до нескольких десятков киловольт путем наложения другой подходящей оптически прозрачной диэлектрической пластины, например из стекла, на пластину электрооптического кристалла и деления приложенного напряжения соответственно получаемым емкостям.

Чувствительность ячейки (отношение индуцированной разности фаз к напряжению, приложенному к ячейке) при данном значении напряжения может быть увеличена вдвое за счет пропускания светового пучка через ячейку дважды: в прямом и обратном направлениях. Эффект увеличения чувствительности может быть достигнут также, если ячейку выполнить из нескольких пластин, включаемых в электрическую цепь параллельно. При этом чувствительность по сравнению с однопластинчатой ячейкой возрастает во столько раз, сколько применено пластин.

Частотная характеристика ячейки Поккельса, т. е. зависимость индуцированной разности фаз от частоты приложенного напряжения, разделяется на три области.

1. Область низких частот — от постоянного тока до основной частоты пьезоэлектрического резонанса, которая определяется геометрическими размерами основного сечения кристалла. Частотная характеристика ячейки в этом диапазоне линейна.

2. Область частот, совпадающих с основной частотой пьезоэлектрического резонанса и ее гармоник. В этой области наблюдаются разные выбросы на частотной характеристике ячейки (пьезозвоны). Величину выбросов можно сделать незначительной путем механического зажатия кристалла.

3. Область высоких частот, больших основной резонансной частоты. Эта область характеризуется

уменьшением чувствительности ячейки примерно на 4% по сравнению с областью низких частот и простирается вплоть до 10^{10} гц. Частотная характеристика в этой области практически линейна.

Из сказанного можно сделать вывод, что при исследовании переходных процессов с помощью электрооптической ячейки Поккельса в выходном сигнале могут возникнуть искажения, степень которых зависит от присутствия в спектре исследуемого напряжения частот «пьезозвонов» и от механического состояния кристалла.

Спектральная характеристика ячейки позволяет получать модулированный свет в области спектра от 0,4 до 1,2 мкм. Зависимость чувствительности ячейки от длины волны света пренебрежимо мала, что позволяет использовать ячейку в монохроматическом свете.

Температурный диапазон работы ограничивается только сверху, так как при нагреве выше 100°С кристалл разрушается.

Время непрерывной работы ячейки в области частот до нескольких мегагерц — неограничено. В области более высоких частот ячейка может работать только в импульсном режиме во избежание диэлектрического перегрева кристалла.

Долговечность ячейки зависит от герметичности закупорки кристалла и от температурного режима работы. При хорошей герметизации и отсутствии перегревов кристалла срок службы ячейки практически не ограничен.

Мощность, потребляемая ячейкой, мала, так как проводимость кристалла незначительна (удельное сопротивление КДР примерно 10^{10} ом·см), а емкость ячейки, как правило, не превышает несколько единиц пикофард.

Допустимые условные расхождения светового пучка, проходящего через ячейку (угловая апертура ячейки), строго ограничены, так как при распространении света наклонно к оптической оси кристалла функции преобразования $\delta_n = f(U)$ и $I = f(\delta)$ искажаются из-за наличия естественного двулучепреломления. Ясно, что допустимый угол расхождения светового пучка тем меньше, чем больше толщина кристалла в направлении оси z . Исследования показали, что при толщине пластины около 10 мм условие линейной модуляции (12) при $M_{св} = 45\%$ сохраняется, если угловая апертура ячейки не превышает 30 мин.

Основными достоинствами ячейки Поккельса по сравнению с ячейкой Керра можно считать: практически неограниченный срок службы; возможность работы в монохроматическом свете и в широком температурном диапазоне.

Разработанный образец оптико-электронного трансформатора напряжения (ОЭТН) основан на рассмотренных выше принципах амплитудной модуляции света с помощью ячейки Поккельса. Структурная схема этого устройства приведена на рис. 2. Устройство состоит из двух конструктивно не связанных между собой частей: первичного электрооптического измерительного преобразователя I, устанавливаемого на стороне высокого напряжения и подключаемого к исследуемой цепи IV непосредственно или через делитель напряжения ПД, который не связан с землей; приемно-передающей аппа-

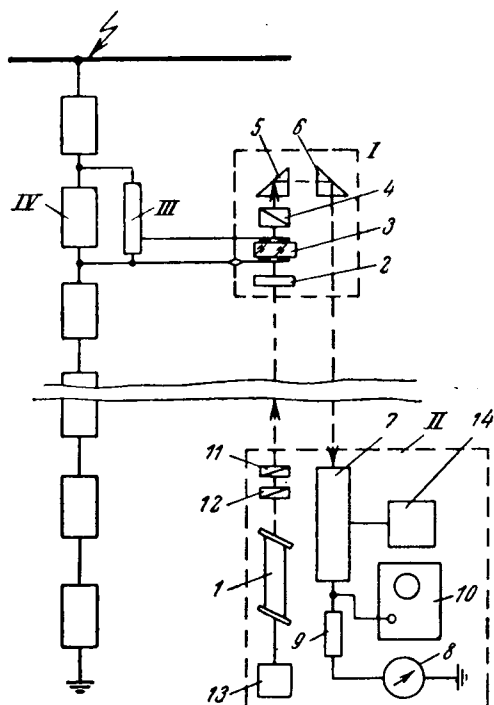


Рис. 2 Структурная схема опто-электронного трансформатора напряжения.

ратуры II, устанавливаемой в зоне потенциала земли и включающей в себя источник и приемник световых лучей, измерительные приборы и стабилизированные источники питания.

Расстояние между приемно-передающим блоком и первичным преобразователем может быть любым в пределах до 10 мм. Угол наклона оптической оси системы к горизонту регулируется в пределах $0 \div +60^\circ$.

В качестве источника света использован гелий — неоновый лазер непрерывного излучения, фотоприемником служит фотоэлектронный умножитель (ФЭУ). Электрооптическая ячейка выполнена из двух пластин КДР с размерами $4 \times 4 \times 10$ мм каждая.

Устройство работает следующим образом. Линейно поляризованный луч лазера 1 параллельным пучком передается по воздуху на сторону высокого напряжения в первичный преобразователь, содер-

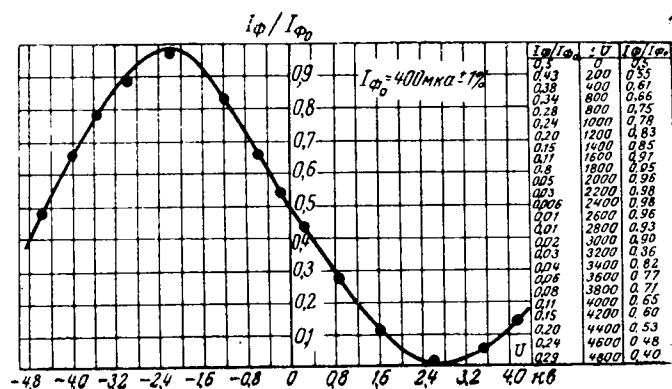


Рис. 3. Экспериментальная статическая характеристика опто-электронного трансформатора напряжения.



Рис. 4. Осциллограммы прямоугольного импульса на ячейке Поккельса (а) и на выходе ФЭУ (б) опто-электронного трансформатора напряжения. Метки времени — через 1 мксек.

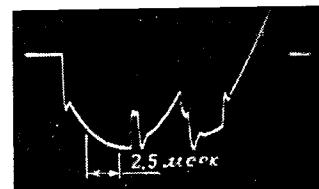


Рис. 5. Осциллограмма напряжения на тиристоре высоковольтного полупроводникового блока, полученная с помощью ОЭТН.

жащий последовательно расположенные четверть-волновую пластинку 2, ячейку Поккельса 3 и анализатор 4. Пройдя эти элементы, световой поток оказывается промодулированным по интенсивности в соответствии с законом изменения напряжения, приложенного к ячейке. Модулированный свет с помощью призм 5 и 6 возвращается к фотоприемнику 7 по направлению, параллельному световому пучку, падающему от источника света на датчик. Фотоприемник преобразует световой поток в пропорциональные значения фототока. Среднее значение фототока измеряется стрелочным микроамперметром 8, включенным в цепь анода фотумножителя 7 последовательно с нагрузочным сопротивлением 9. Напряжение с нагрузочного сопротивления подается на осциллограф 10. Питание лазера и ФЭУ осуществляется от высокостабилизированных выпрямителей 13 и 14. Настройка чувствительности устройства (установление оптимального рабочего режима) осуществляется регулировкой интенсивности света с помощью оптического attenuатора, установленного непосредственно за лазером. Attenuатор состоит из двух поляризаторов — подвижного 12 и неподвижного 11. Неподвижный поляризатор жестко связан с корпусом и обеспечивает постоянство направления поляризации рабочего пучка. Подвижный поляризатор может поворачиваться вокруг горизонтальной оси, вызывая изменение интенсивности рабочего потока по закону Малюса [Л. 8]. Градуировка производилась путем снятия статической характеристики (зависимости фототока от приложенного к ячейке напряжения) при постоянных значениях интенсивности светового потока и чувствительности ФЭУ. Экспериментальная статическая характеристика ОЭТН показана на рис. 3. На основании этой характеристики определены: напряжение линейной модуляции (предел измерения) $+U_{пред} = 880$ в, $-U_{пред} = 880$ в; глубина линейной модуляции $M_{св} = 50\%$; чувствительность (крутизна характеристики) $S = 0,225 \cdot 10^{-6}$ а/в.

Из рис. 3 видно, что в диапазоне изменения напряжений от -880 в до $+880$ в статическая характеристика ОЭТН линейна.

Разрешающая способность ОЭТН по частоте иллюстрируется рис. 4, где представлены осциллограммы входного (а) и выходного (б) прямоугольных импульсов, полученные с помощью двухлучевого электронного осциллографа. Анализ осциллограмм показывает, что импульс с крутизной

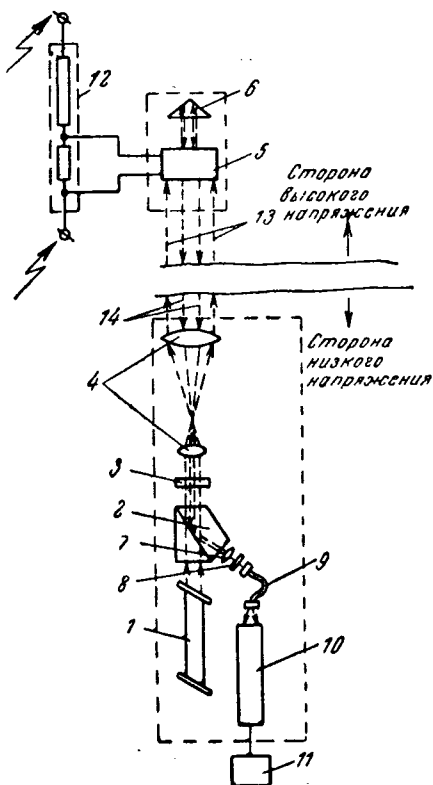


Рис. 6. Структурная схема опто-электронного трансформатора напряжения с двухпроходной ячейкой Поккельса.

1 — газовый лазер; 2 — поляризационная призма; 3 — фазовая пластинка ($\lambda/8$); 4 — телескопическая система; 5 — ячейка Поккельса; 6 — возвратно-отражающая призма (тетраздр); 7 — линза; 8 — светофильтр; 9 — световод; 10 — фотоумножитель; 11 — измерительный прибор; 12 — делитель напряжения; 13 и 14 — прямой (восходящий) и обратный (нисходящий) световые пучки.

фронта 1 мксек передан практически без искажений. Точность данного ОЭТН в силу примененных в нем методов амплитудной модуляции света и прямого преобразования световых сигналов в электрические зависит от величины погрешностей преобразования, обусловленных нестабильностью источника света и фотоприемника, а также влиянием внешних факторов.

Одним из самых действенных средств повышения точности измерения является введение в схему ОЭТН обратной электрооптической связи с автоматической коррекцией чувствительности. Такая мера позволяет значительно снизить требования к стабильности всех элементов схемы и обеспечить заданную точность измерения независимо от влияния внешних факторов.

На данном этапе задача ограничилась разработкой устройства для осциллографирования напряжения, когда возможные изменения чувствительности схемы могут быть легко скомпенсированы усилением выходного сигнала. Однако в устройстве предусмотрена возможность контроля нулевой точки и регулировки чувствительности, позволяющая измерять постоянные составляющие выходного сигнала с желаемой точностью.

Данная модель ОЭТН была применена для дистанционного осциллографирования напряжения на отдельных тиристорах высоковольтных выпрямительных блоков в условиях подстанции ВЛ постоянного тока. Датчик подключался непосредственно к тиристору, который находился под потенциалом порядка 60 кВ относительно земли. Осциллограмма напряжения на тиристоре приведена на рис. 5.

Другой вариант схемы ОЭТН представлен на рис. 6. В отличие от первого варианта в данной схеме восходящий и нисходящий световые потоки распространяются по одному и тому же оптическому пути, проходя таким образом через ячейку Поккельса дважды — в прямом и обратном направлениях. При этом электрооптический эффект удваивается, что приводит к увеличению чувствительности устройства в два раза по сравнению с однопроходным вариантом. Принцип действия такого устройства аналогичен предыдущему и описан в [Л. 7]. По сравнению с первой моделью ОЭТН данный тип более прост конструктивно, обладает высокой устойчивостью оптической связи блоков, разделенных воздушным промежутком. Результаты исследования модели ОЭТН на эффекте Поккельса практически доказали правильность исходных предположений и возможность создания опто-электронных трансформаторов напряжения, отвечающих самым различным требованиям практики.

Литература

1. Рывкин А. М., Особенности измерительной аппаратуры для линий электропередачи постоянного тока, «Вестник электропромышленности», 1960, № 4.
2. Катус Г. П. и др., Модуляция и отклонение оптического излучения, изд-во «Наука», 1967.
3. Тагер П. Г., Ячейка Керра, Гостехтеориздат, 1937.
4. Эттингер С. В. и Венеция А. Ц., Измерение импульсного высокого напряжения с помощью эффекта Керра, «Приборы для научных исследований», 1963, № 3.
5. Вунш Д. Ц. и Эртеза А., Устройство с ячейкой Керра для измерения высоковольтных импульсов, «Приборы для научных исследований», 1964, № 7.
6. Крамарник Р., Эффект Керра в находящемся под давлением CO_2 . Возможности использования электрооптического эффекта Керра для измерения высокого напряжения постоянного тока, «Rev. Roum. Phys.», т. 10, № 1, Бухарест, 1965.
7. Крастина А. Д. и др., Электрическое устройство для измерения и осциллографирования напряжений, Авторское свидетельство № 240836, «Бюллетень изобретений», 1969, № 13.
8. Ландсберг Г. С., Оптика, 1957.

[23.3.1970]



Измерение напряжения при коммутационных испытаниях высоковольтного аппарата с помощью трансформатора напряжения

Канд. техн. наук И. Б. БОЛОТИН

Ленинград

Напряжение на высоковольтном аппарате, подвергающемся испытанию на коммутационную способность, имеет специфическую форму, в которой можно различить три стадии: напряжение на электрической дуге, восстанавливающееся напряжение и напряжение промышленной частоты.

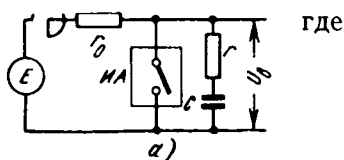
Напряжение на электрической дуге не является периодической функцией времени, хотя регулярно меняет знак с изменением полярности тока. Условно можно разбивать напряжение на дуге во времени на полупериоды, имея в виду, что начало и конец каждого полупериода соответствует полупериоду отключаемого тока. Форме напряжения в течение полупериода может в большей или меньшей степени соответствовать ломаная линия, что зависит от различных факторов и, в первую очередь, связано с тем, что дуга в камере гасится принудительно.

С точки зрения измерения электрическая дуга является источником бесконечно большой мощности, напряжение которого содержит спектр гармоник. Из-за формы напряжения трудно сказать что-либо определенное о величине амплитуды гармоник в зависимости от ее частоты. С ростом частоты гармоники амплитуда ее может как расти, так и уменьшаться.

Чаще всего имеет место случай, когда форма напряжения на дуге в каждом полупериоде не идентична, что объясняется изменяющимися условиями горения дуги (удлинение ее с ходом контактов, неравномерный обдув и т. д.).

При успешном отключении в один из переходов тока через нулевое значение дуга гаснет, и на дуге промежутке восстанавливается напряжение, соответствующее э. д. с. источника тока. Процесс восстановления напряжения зависит от схемы испытательной установки и может иметь аperiodический или колебательный характер. В частности, как показано в [Л. 1], при испытании по одной из наиболее распространенных схем выражение для восстанавливающегося напряжения имеет вид:

$$u_B = E_{1m} \left[\cos \omega t + e^{p_1 t} \left(\frac{p_1}{\omega_1} \alpha_1 \sin \omega_1 t - \cos \omega_1 t \right) \right], \quad (1)$$



где

$$\alpha_1 = \frac{r_0 - r}{r_0 + r};$$

$$p_1 = -\frac{1}{2} \frac{r + r_0}{L};$$

$$\omega_1^2 = \omega_0^2 - p_1^2. \quad (2)$$

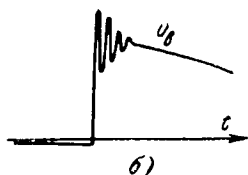


Рис. 1.

На рис. 1 приведена схема испытания и характер зависимости u_B от времени, иллюстрирующие выраже-

ния (1) и (2). Эти выражения далеко не всегда точно характеризуют процессы восстановления напряжения. В реальных сетях часто имеет место двухчастотный характер восстановления напряжения. Однако общий характер изменения напряжения на дуге промежутке (1) передает, и для анализа работы измерительных устройств, предназначенных для измерения восстанавливающегося напряжения, это выражение вполне пригодно. Практически нас интересует диапазон частот восстановления напряжения до десятков килогерц.

Напряжение промышленной частоты прикладывается к коммутационному аппарату либо до протекания тока (в случае испытаний на включающую способность), либо после того, как закончился процесс дугогашения (в случае испытаний на отключающую способность). Это напряжение соответствует напряжению холостого хода испытательной установки.

Одним из наиболее простых и удобных, широко распространенных устройств, предназначенных для измерения напряжений, является трансформатор напряжения. Работа трансформатора напряжения в электрических установках в нормальных для него режимах широко известна [Л. 2]. Однако представляется целесообразным проанализировать работу трансформатора напряжения и его погрешности при измерении напряжений указанной выше формы и оценить границы его применимости.

Работа трансформатора напряжения (ТН) при измерении напряжения на дуге. Как отмечено выше, напряжение на дуге представляет собой спектр гармоник. Поскольку напряжение на дуге всегда меньше номинального напряжения испытываемого выключателя (а значит, и номинального напряжения измерительного трансформатора), то амплитуды гармоник также, как правило, не превышают номинального напряжения. Это значит, что трансформатор напряжения, измеряющий напряжение на дуге, работает в режиме, далеком от насыщения, и что нелинейных искажений за счет роста намагничивающего тока не будет.

Поэтому представляется целесообразным рассмотреть особенности работы трансформатора напряжения при измерении синусоидальных напряжений повышенной частоты в условиях отсутствия насыщения сердечника. Погрешности ТН при работе на повышенной и эксплуатационной частотах отличаются друг от друга, так как динамическая проницаемость трансформаторной стали уменьшается с ростом частоты, что приводит к росту тока намагничивания. Однако определяющее влияние на рост погрешностей оказывают межвитковые и межобмоточные емкости.

При определении погрешностей трансформатора напряжения на промышленной частоте предполагается, что межвитковые и межобмоточные емкости столь малы, что их влиянием можно пренебречь.

На повышенных частотах влияние этих емкостей оказывается весьма ощутимым. При анализе этого влияния [Л. 3] можно воспользоваться эквивалентной схемой, приведенной на рис. 2, в которой межвитковые емкости в первичной и вторичной обмотках трансформатора учитываются соответственно емкостями $C_{1в}$ и $C_{2в}$, а емкости между обмотками — емкостями C_1 , C_2 , C_3 и C_4 .

На рис. 2,б представлена схема для весьма частого применения трансформатора напряжения, при котором оба зажима X и x заземлены. В этом случае $C_{1в}$ и C_1 включены параллельно первичной обмотке и нагружают источник измеряемого напряжения, но не влияют на погрешности ТН.

Емкости $C_{2в}$ и C_2 нагружают обмотку и могут быть учтены в сопротивлении нагрузки z_n вместо R_n . Емкость C_3 создает добавочный ток во вторичной обмотке и поэтому влияет на величину вторичного напряжения, и следовательно, на погрешность.

Относительная величина дополнительной погрешности γ_c , обусловленная наличием емкости C_3 , составит:

$$\gamma_c = j \frac{U_1 \omega C_3 z_2}{U_2} = j k_n \omega C_3 z_2,$$

где k_n — номинальный коэффициент трансформации ТН.

Емкостные связи, кроме рассмотренного выше влияния на погрешность, могут служить причиной резонансных явлений в трансформаторе напряжения.

Как показано в [Л. 7], скачок напряжения, приложенного к первичной обмотке, вызывает свободное колебание вторичной цепи с частотой ω_0 . Для этих колебаний первичную обмотку можно рассматривать как короткозамкнутую, так что индуктивность вторичной обмотки сводится к ее индуктивности рассеяния $L_{2с}$. Частота свободных колебаний определяется из выражения:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_{2с} C_{2\Sigma}}.$$

Емкость $C_{2\Sigma}$ представляет собой сумму собственных емкостей вторичной обмотки (т. е. емкостей относительно земли и емкостей вторичной обмотки относительно первичной) и дополнительной емкости соединительного кабеля.

Как указывалось выше, в реальных трансформаторах напряжения емкость на землю и между обмотками является распределенной. Однако на схеме распределенные емкости заменены эквивалентными концентрированными, вследствие чего собственные колебания сведены к основной гармонике.

Оценим значение резонансной частоты для НОМ-10. Экспериментально были получены значения $L_{s2} = 1,18 \cdot 10^{-3}$ гн и межобмоточная емкость 85 пф. Следует учитывать, что ко вторичной обмотке нагрузка подключается через соединительный кабель, обладающий значительной емкостью C_k . Поскольку расстояние между местом установки трансформатора напряжения и осциллографом обычно велико (десятки и сотни метров), величина этой емкости значительна и может оказывать су-

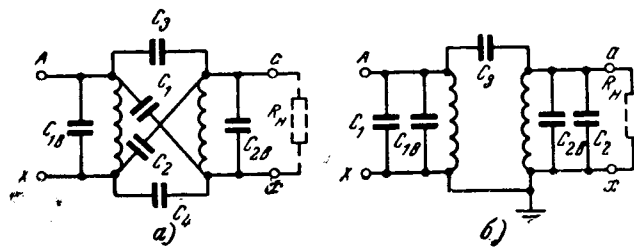


Рис. 2.

щественное влияние на работу трансформатора напряжения на повышенных частотах. Так, например, если НОМ-10 соединен с осциллографом кабелем длиной 150 м с погонной емкостью порядка 70 пф/м, то можно принять $C_{2\Sigma} = 10\,000$ пф. В этом случае собственная резонансная частота контура составит 46,3 кГц.

Таким образом, анализ показывает, что различные составляющие спектра частот, формирующие напряжение на дуге, будут передаваться трансформатором напряжения с различными погрешностями. В целом напряжение на дуге будет передаваться с искажениями, проявляющимися в сглаживании одних высших гармонических и усилении гармоник, близких к резонансным.

Работа трансформатора напряжения в переходных режимах. Наиболее распространенные переходные процессы первичной цепи, воздействующие на трансформатор напряжения при испытании аппаратуры, следующие: включение и отключение трансформатора напряжения на напряжение сети; спад напряжения от номинальной величины до напряжения короткого замыкания (напряжения на электрической дуге); восстановление напряжения от напряжения короткого замыкания до напряжения сети.

Литературы, посвященной рассмотрению этих процессов в трансформаторах напряжения, очень мало. Можно указать [Л. 4], где частично рассмотрены подобные вопросы.

Включение ТН на синусоидальное напряжение. Переходные процессы при включении ТН подобны таковым в силовых трансформаторах, где они проявляются, в главном образом, в виде апериодического намагничивающего тока с возможным в связи с этим удвоением максимума индукции в начале переходного процесса. Для анализа эквивалентную схему ТН представим упрощенным образом, пренебрегая индуктивностями рассеяния (рис. 3). На этой схеме $R'_{2с}$ представляет собой эквивалентное сопротивление, учитывающее приведенную к первичной стороне вторичную нагрузку $R'_{2н}$ и сопротивление потерь в стали R_0 :

$$R'_{2с} = \frac{R_0 R'_{2н}}{R_0 + R'_{2н}}.$$

Процессы в трансформаторе напряжения в соответствии с рис. 3 могут быть описаны следующим уравнением [Л. 5]:

$$\frac{d\Psi}{dt} + \frac{R_{ТН}}{L_{ТН}} \Psi = \frac{R_{ТН}}{r_1} U_m \sin \omega t, \quad (3)$$

где Ψ — потокосцепление магнитного потока в сердечнике с первичной обмоткой;

$$R_{TH} = \frac{r_1 R'_{20}}{r_1 + R'_{20}}.$$

Уравнение (3) — нелинейное, так как нелинейна зависимость Ψ от тока намагничивания. Однако член уравнения, который определяет нелинейность, является второстепенным по сравнению с другими членами уравнения, содержащими постоянные коэффициенты. Поэтому, полагая $L_{TH} = \text{const}$, в первом приближении, особенно при работе ТН в ненасыщенном режиме, мы не допускаем большой ошибки. Этот метод условной линеаризации уравнения цепи [Л. 5] позволяет свести нелинейное уравнение к линейному, найдя таким образом приближенное решение.

При отсутствии в момент включения в сердечнике остаточного потока наиболее интенсивный переходный процесс потокосцепления имеет вид:

$$\Psi = -\Psi_m \cos \omega t + \Psi_m e^{-\frac{t}{\tau_{TH}}}, \quad (4)$$

где

$$\tau_{TH} = \frac{L_{TH}}{R_{TH}} = \frac{L_{TH}(r_1 + R'_{20})}{r_1 R'_{20}}. \quad (5)$$

Поток в сердечнике имеет две составляющие: периодическую и аperiodическую, затухающую с постоянной времени τ_{TH} (в действительности τ_{TH} не является постоянной из-за непостоянства L_{TH} ; более правильным будет название «временная характеристика затухания»).

Вторичное напряжение определяется как производная от потокосцепления со вторичной обмоткой:

$$u_2 = -\left(\omega \Psi_{2m} \sin \omega t - \frac{\Psi_{2m}}{\tau_{TH}} e^{-\frac{t}{\tau_{TH}}} \right). \quad (6)$$

Так как $\omega \Psi_{2m} = U_{2m}$ — амплитуда периодической составляющей вторичного напряжения, то

$$u_2 = -U_{2m} \left(\sin \omega t - \frac{1}{\omega \tau_{TH}} e^{-\frac{t}{\tau_{TH}}} \right). \quad (7)$$

Таким образом, вторичное напряжение также имеет аperiodическую составляющую, которая обратно пропорциональна величине τ_{TH} .

Очевидно, что пока трансформатор напряжения остается в ненасыщенном режиме, L_{TH} и τ_{TH} велики и аperiodическая составляющая сравнительно мала.

При работе ТН в режиме насыщения L_{TH} и τ_{TH} малы, и коэффициент при нелинейном члене уравнения (3) возрастает. Начиная с некоторого значения, этот член перестает быть второстепенным, и тогда решение (4) будет несправедливо. Поэтому выражениями (4—7) следует пользоваться осмотрительно.

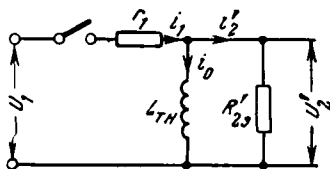


Рис. 3.

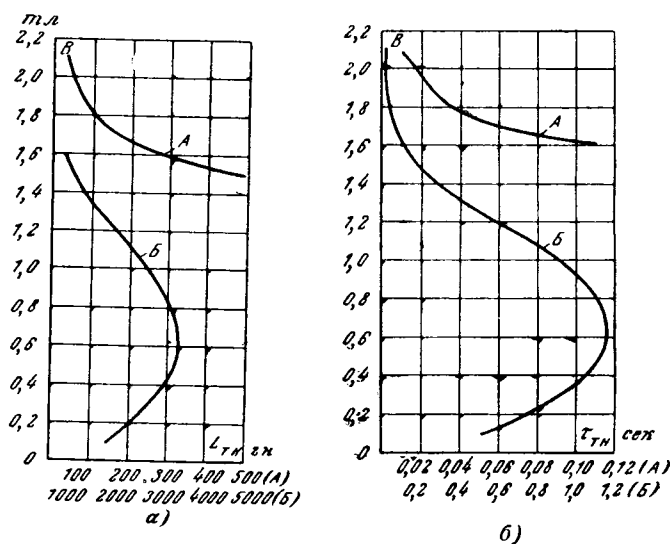


Рис. 4.

В [Л. 5] в качестве критерия применимости выражений (4—7) рекомендуется сравнивать величину τ_{TH} с периодом T . Если τ_{TH} мало по сравнению с T (в нашем случае $T = 0,02$ сек), то этими выражениями пользоваться нельзя.

На рис. 4 приведены в качестве примера зависимости L_{TH} и τ_{TH} в функции от значения индукции B в сердечнике трансформатора типа НОМ-10, вычисленные по выражению:

$$L_{TH} = \frac{\Psi}{I_0} = \frac{B \omega^2 S_{Fe} 10^{-8}}{\alpha \omega_0 l_{cp}}.$$

Параметры и обмоточные данные НОМ-10 взяты из [Л. 6].

Из рис. 4 видно, что с достаточной точностью можно пользоваться выражениями (4—7) вплоть до индукций в сердечнике порядка 1,7 тл.

На рис. 5 приведены временные диаграммы, иллюстрирующие процессы в трансформаторе напряжения при его включении на номинальное напряжение в случае насыщения сердечника.

На верхней диаграмме показаны первичное (u_1) и вторичное (u_2) напряжения. Заштрихованная зона характеризует искажение напряжения u_2 . Тут же изображена пунктиром аperiodическая составляющая во вторичном напряжении.

Вторая кривая — график изменения индукции в сердечнике. На той же оси справа помещена кусочно-аппроксимированная кривая намагничивания, показывающая моменты насыщения сердечника.

Нижняя кривая — график тока намагничивания, имеющий разрывы, уходящие в бесконечность в интервале насыщения.

Таким образом, кривая вторичного напряжения имеет искажение в начале первого полупериода в связи с аperiodической составляющей, а затем, после достижения насыщения в этом же и последующих полупериодах, — из-за большого тока намагничивания.

Следует иметь в виду, что упрощенное изображение схемы ТН на рис. 3 не учитывает наличие индуктивности рассеяния обмоток и емкостей меж-

ду ними, которые практически совершенно не сказываются на медленных переходных процессах.

Однако влияние этих элементов цепи может проявиться в виде быстрозатухающего высокочастотного переходного процесса, который может иметь место в связи с резонансными явлениями при включении. Собственная частота этого процесса определяется так, как это было рассмотрено выше, в разделе, посвященном измерению напряжения повышенной частоты.

Спад напряжения от номинальной величины до напряжения короткого замыкания. Короткое замыкание в силовой цепи испытательной схемы может производиться в любую фазу напряжения. Это зависит от необходимости аperiodической составляющей в испытательном токе.

Процессы в трансформаторе описываются уравнением (3), в правой части которого — напряжение короткого замыкания:

$$u = U_m^{(к.з)} \sin \omega t. \quad (8)$$

Решение уравнения в этом случае имеет вид:

$$\Psi = -\Psi_m^{(к.з)} \cos \omega t + Ae^{-\frac{t}{\tau_{TH}}}. \quad (9)$$

В момент короткого замыкания ($\omega t = \theta$) в сердечнике трансформатора, в общем случае, имеет место некоторый магнитный поток:

$$\Psi_0 = -\Psi_m \cos \theta. \quad (10)$$

Определив из (9) и (10) постоянную A , получим выражение для потокосцепления:

$$\Psi = -\Psi_m^{(к.з)} \cos \omega t - (\Psi_m \cos \theta - \Psi_m^{(к.з)}) e^{-\frac{t}{\tau_{TH}}}. \quad (11)$$

Соответственно выражение для вторичного напряжения имеет вид:

$$u_2 = -U_{2m}^{(к.з)} \left[\sin \omega t - \frac{1}{\omega \tau_{TH}} \times \right. \\ \left. \times \left(\frac{U_{2m}}{U_{2m}^{(к.з)}} \cos \theta - 1 \right) e^{-\frac{t}{\tau_{TH}}} \right], \quad (12)$$

где

$$U_{2m}^{(к.з)} = \omega \Psi_m^{(к.з)}; U_{2m} = \omega \Psi_m.$$

Сравнивая (8) и (12), видим, что дополнительная погрешность представляет собой медленно убывающую экспоненту, зависящую от отношения рабочего напряжения к напряжению короткого замыкания и от угла включения θ . Заменяя отношение вторичных напряжений отношением первичных, можем записать выражение для дополнительной погрешности измерения напряжения короткого замыкания:

$$\delta u_2^{(к.з)} = -\frac{1}{\omega \tau_{TH}} \left(\frac{U_m}{U_m^{(к.з)}} \cos \theta - 1 \right) e^{-\frac{t}{\tau_{TH}}}. \quad (13)$$

Оценим величину погрешности. При работе в режиме номинальных и пониженных значений индукций

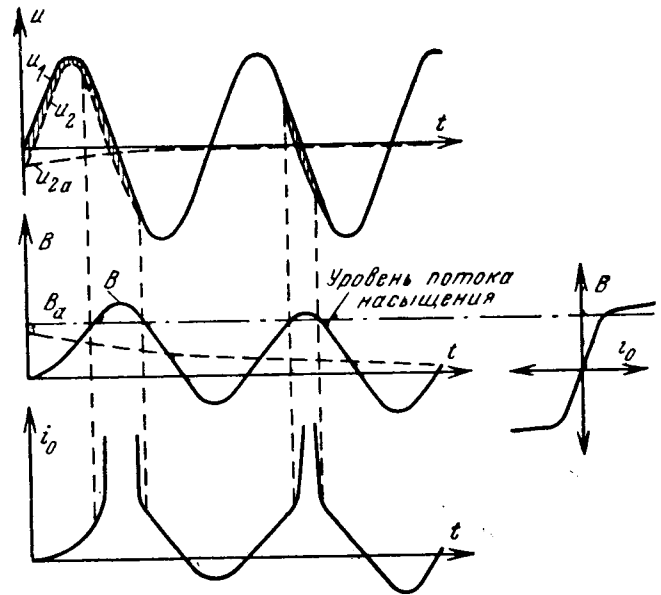


Рис. 5.

$\tau_{TH} = 0,5 \div 1,2$ сек. Обычно при испытаниях отношение $\frac{U_m}{U_m^{(к.з)}} = 20 \div 10$. Тогда при включении на короткое замыкание в интервале максимума индукции ($\cos \theta = 1$) получим:

$$\delta U_{2 \max} = -(0,121 \div 0,0238) e^{-\frac{t}{0,5 \div 1,2}},$$

т. е. погрешность может достигать 12%.

Следует иметь в виду, что в момент резкого спада первичного напряжения так же, как и в случае включения ТН, могут иметь место кратковременные, быстрозатухающие, высокочастотные колебания резонансного происхождения, которые накладываются на диаграмму вторичного напряжения, но на характер «медленного» переходного процесса не влияют.

Восстановление напряжения от напряжения на электрической дуге до номинальной величины. Для анализа упростим выражение (1) для восстанавливающегося напряжения, приняв на рис. 1 $r_0 = r$. Тогда оно принимает вид:

$$u_n = E_{1m} (\cos \omega t - e^{p_1 t} \cos \omega_1 t), \quad (14)$$

где

$$p_1 = -\frac{r}{L}; \omega_1^2 = \omega_0^2 - p_1^2.$$

Процессы в трансформаторе напряжения описываются уравнением, аналогичным (3):

$$\frac{d\Psi}{dt} + \frac{R_{TH}}{L_{TH}} \Psi = E_{1m}^* (\cos \omega t - e^{p_1 t} \cos \omega_1 t), \quad (15)$$

где

$$E_{1m}^* = \frac{R_{TH}}{r_1} E_{1m}. \quad (16)$$

Решение этого уравнения по методу условной линеаризации уравнения цепи имеет вид:

$$\Psi = Pe^{-\frac{t}{\tau_{\text{TH}}}} + \frac{E_{1m}^*}{\omega} \left[A \sin(\omega t + \varphi_1) - \frac{\omega}{\omega_1} B e^{p_1 t} \sin(\omega_1 t + \varphi_2) \right]. \quad (17)$$

Для вторичного напряжения получим:

$$u_2 = \frac{P}{k \tau_{\text{TH}}} e^{-\frac{t}{\tau_{\text{TH}}}} - \frac{E_{1m}^*}{k} \left[A \cos(\omega t + \varphi_1) - \frac{\omega_0}{\omega_1} B e^{p_1 t} \sin(\omega_1 t + \varphi_2 + \zeta_2) \right], \quad (18)$$

где Ψ_0 — остаточное потокосцепление в момент начала восстановления напряжения;

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1 &= \arctg \frac{1}{\omega \tau_{\text{TH}}}; \quad A = \frac{\omega \tau_{\text{TH}}}{\sqrt{1 + (\omega \tau_{\text{TH}})^2}} = \cos \varphi_1; \\ \varphi_2 &= \arctg \frac{1 + p_1 \tau_{\text{TH}}}{\omega_1 \tau_{\text{TH}}}; \\ B &= \frac{\omega_1 \tau_{\text{TH}}}{\sqrt{(1 + p_1 \tau_{\text{TH}})^2 + (\omega_1 \tau_{\text{TH}})^2}} = \cos \varphi_2; \\ \zeta &= \arctg \frac{\omega_1}{p_1}; \quad C = \frac{\omega \tau_{\text{TH}}}{1 + (\omega \tau_{\text{TH}})^2} = \sin \varphi_1 \cos \varphi_1; \\ k &= \frac{\omega_1}{\omega_2}; \quad D = \frac{\omega_1 \tau_{\text{TH}} (1 + p_1 \tau_{\text{TH}})}{(1 + p_1 \tau_{\text{TH}})^2 + (\omega_1 \tau_{\text{TH}})^2} = \sin \varphi_2 \cos \varphi_2; \\ P &= \Psi_0 - \frac{E_{1m}^*}{\omega} \left[C - \frac{\omega}{\omega_1} D \right]. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

Сравнение (14) и (18) показывает, что вторичное напряжение состоит из двух членов. Один из них, *периодический*, представляет собой выражение, подобное $u_{\text{в}}$, но уменьшенное в соответствии с коэффициентом трансформации в k раз и имеющее некоторые угловые и амплитудные погрешности. Второй член — некоторая аperiodическая функция, величина которой зависит от значения остаточного потока, имевшегося в сердечнике к моменту гашения дуги и появления восстанавливающегося напряжения.

Если в процессе измерения индукция в сердечнике не достигает насыщения, то значение τ_{TH} велико, а погрешность трансформации периодической составляющей эксплуатационной частоты мала. Практически уже при

$$\omega \tau_{\text{TH}} \geq 10 \quad (20)$$

амплитудная погрешность не превышает 0,5%. Угловая же погрешность определяется по выражению (19).

Периодическая составляющая высокой частоты ω_1 наложена на периодическую составляющую эксплуатационной частоты. Так как высокая частота обычно в 20—200 раз больше эксплуатационной, а амплитуды напряжения этих частот примерно одинаковы, то можно считать, что амплитуда

высокочастотной составляющей потока примерно во столько же раз меньше амплитуды потока, имеющего частоту 50 гц. Поэтому, если по основной гармонике индукция не достигает насыщения, то и высокочастотная гармоника в этом случае больших добавок не дает, и насыщение все же не достигается.

Отличие трансформации высокой частоты при подмагничивании постоянной или низкочастотной составляющей от трансформации ее при отсутствии всякого подмагничивания определяется тем, что перемагничивание сердечника на высокой частоте происходит по частному циклу. Это значит, что для высокой частоты следовало бы принять τ_{TH} меньшей величины при подмагничивании, чем без него. Соответственно это приводит к росту погрешности.

Однако следует иметь в виду, что на погрешность трансформации высокой частоты в условиях отсутствия насыщения и при подмагничивании больше влияют факторы, о которых мы говорили выше (емкости между первичной и вторичной обмотками, емкости кабеля, возможные феррорезонансные явления и т. д.). В первом приближении можно считать, что если резонансная частота трансформатора напряжения выше частоты восстанавливающегося напряжения, то при отсутствии насыщения ТН передает высокочастотную составляющую восстанавливающегося напряжения с дополнительными погрешностями.

Аperiodический член выражения (18) имеет небольшую величину, наложенную на периодическую составляющую. Поскольку значение τ_{TH} велико, то этот член медленно затухает и при расфигурке осциллограмм его легко отделить от синусоиды.

В том случае, когда к моменту восстановления напряжения остаточная индукция в сердечнике высока, в трансформаторе напряжения может наступать насыщение и кривые вторичного напряжения искажаются. При этом возможны большие погрешности. В этом случае, выражения (17) и (18) можно использовать лишь для качественной оценки процессов.

Процессы в трансформаторе напряжения в течение испытательного цикла. Процессы в трансформаторе напряжения, подобные рассмотренным выше, нередко имеют место при испытаниях выключателей, особенно в режиме автоматического повторного включения (АПВ).

Ниже приведен пример испытания выключателя, во время которого в сердечнике трансформатора напряжения наступает насыщение, что приводит к погрешностям трансформации.

Аппараты в силовой цепи работают в следующей последовательности: возбуждается ударный генератор на холостом ходу; включается защитный выключатель ЗВ; срабатывает включающий аппарат ВА, при испытании в цикле «0», или, если испытания проводятся в цикле «ВО», то включается испытуемый выключатель; отключается испытуемый выключатель и гасит электрическую дугу.

Оценим погрешности трансформатора напряжения на примере НОМ-10.

Пусть параметры силовой схемы будут: $E_1 = 10000$ в и $I_1 = 10$ ка (эффективные значения); $f_{\text{в}} = 3,0$ кгц; $\omega_1 = 1,88 \cdot 10^4$ сек⁻¹; $p_1 = -0,94 \cdot 10^4$ сек⁻¹.

Условно считаем, что уровень насыщения сердечника НОМ-10 соответствует индукции 1,7 тл.

Временные диаграммы процессов в трансформаторе напряжения НОМ-10, соответствующие такому циклу испытаний, приведены на рис. 6. Верхняя линия соответствует первичному напряжению u_1 . Момент включения защитного выключателя ЗВ отмечен вертикалью. В этот момент трансформатор напряжения подключается к генераторному напряжению. Через 0,01 сек, когда индукция в сердечнике достигла максимального значения, например 2,1 тл, включился ВА, замкнувший силовую цепь. Появился ток короткого замыкания с аperiodической составляющей. Первичное напряжение снижается до напряжения металлического короткого замыкания, которое затем переходит в напряжение на электрической дуге.

Индукция в сердечнике трансформатора напряжения с 2,1 тл затухает по некоторой кривой, изображенной третьей линией. Анализ показывает, что к моменту первого перехода тока короткого замыкания через нуль индукция в сердечнике снижается до 1,5 тл, а к третьему переходу тока через нуль — до 1,37 тл. На аperiodическую составляющую индукции наложена переменная составляющая небольшой амплитуды, зависящей от величины напряжения на дуге. Если напряжение на дуге u_d составляет величину не более $0,2U_{1m}$, то можно сказать, что во время горения дуги индукция в сердечнике практически все время не превосходит 1,6 тл. Следовательно, напряжение на дуге трансформируется с погрешностями, соответствующими выражению (13).

Во время третьего перехода тока через нуль происходит гашение электрической дуги. К трансформатору напряжения прикладывается восстанавливающееся напряжение. В этот момент в сердечнике имеет место, как указывалось выше, остаточная индукция $B=1,37$ тл, соответствующая $\tau_{TH}=0,33$ сек.

По графику рис. 4,6 при изменении индукции в пределах до 1,7 тл постоянная времени τ_{TH} изменяется в пределах 1,2—0,06 сек. При этом $\omega\tau_{TH}=378 \div 18,9$, что удовлетворяет выражению (20). Можно показать, что в этом случае угловые погрешности (19) находятся в пределах:

$$\varphi_1 = 0^\circ 09' \div 3^\circ 02'; \varphi_2 = -26^\circ 30' \text{ и } \varphi_2 + \varepsilon_2 \approx -\frac{\pi}{2}.$$

Относительное значение аperiodического члена выражения (18) составляет величину $1,18 \cdot 10^{-2} e^{-t/0,33}$, т. е. порядка 1,2%.

Поскольку в начальный момент индукция в сердечнике 1,37 тл намного меньше индукции насыщения, то высокочастотная составляющая трансформируется с дополнительной погрешностью, которая в нашем примере ($f_b=3,0$ кгц) составляет около 1%.

Высокочастотная составляющая быстро затухает, а периодическая составляющая эксплуатационной частоты трансформируется с большими искажениями. Максимальное значение индукции в сердечнике достигается примерно через 0,005 сек

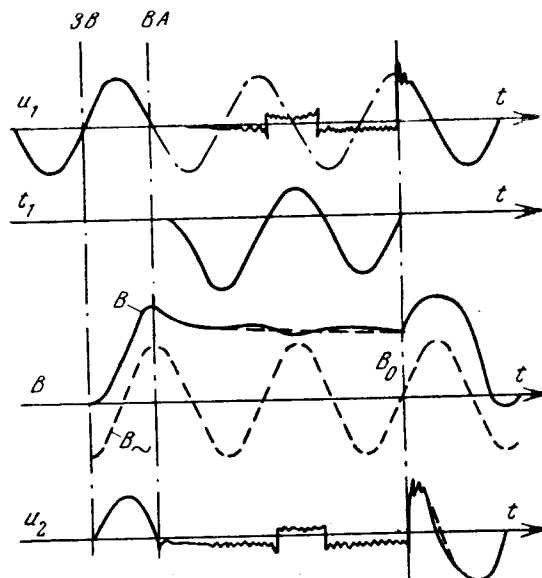


Рис. 6.

после начала восстановления напряжения. Величина ее по (17) могла бы достигнуть значения 2,45 тл. В действительности же таких значений индукции в сердечнике не может возникнуть, в первую очередь из-за того, что при этом очень большой ток намагничивания, протекая по сопротивлению первичной обмотки, вызвал бы большое падение первичного напряжения, что приводит к ограничению магнитного потока до индукции примерно 2,1 тл.

Временная диаграмма индукции может быть построена графо-аналитическим методом последовательных приближений. Форма кривой отличается от синусоидальной и имеет уплощенный вид. Соответственно и форма вторичного напряжения тоже искажена, как это можно видеть на первой снизу кривой рис. 6, где пунктиром показано, как должно изменяться вторичное напряжение при отсутствии насыщения. Разница между сплошной и пунктирной линиями определяет погрешность измерения.

Рассмотрение процессов в трансформаторах напряжения при измерении напряжений на высоковольтном аппарате во время коммутационных испытаний показывает, что применение их допустимо при соблюдении некоторых неперенных условий.

1. Для точного измерения напряжения эксплуатационной частоты индукция в сердечнике трансформатора напряжения в процессе всего цикла испытаний не должна достигать значений, соответствующих насыщению. Поэтому одним из мероприятий, исключающих насыщение, может быть применение трансформаторов напряжения более высокого номинала. Так, например, в испытательной схеме на 10 кВ вместо НОМ-10 целесообразно использовать НОМ-15.

2. Уменьшению остаточной индукции способствует и рациональный выбор момента подключения ТН к генератору. Так, в примере, соответствующем рис. 6, подключение ТН в момент максимума напряжения u_1 (замыкание ЗВ на 90° ранее,

чем это показано на рис. 6) приводит к снижению максимальной индукции примерно в два раза.

3. Удовлетворительная точность измерения восстанавливающегося напряжения трансформатором напряжения имеет место, когда частота восстанавливающегося напряжения не менее чем в два раза ниже резонансной частоты, соответствующей собственной частоте вторичного контура.

Напряжение на электрической дуге, как указывалось выше, содержит в спектре резонансные гармоники. В связи с этим точное измерение формы напряжения на дуге трансформатором напряжения невозможно. Однако запись напряжения на дуге прибором, имеющим ограниченный частотный диапазон, например, шлейфом магнитно-электрического осциллографа, вполне допустима. При этом передается общий характер напряжения на дуге со спектром гармоник примерно до $f=5$ кГц. На осциллографирование восстанавливающегося напряжения наличие цепи с магнитно-электрическим шлейфом не оказывает никакого влияния.

Вообще же, если в форме осциллографируемого напряжения имеют место скачки или высшие гармонические, частота которых соответствует резонансной и которые необходимо регистрировать, то в этом случае применять трансформатор напряжения не следует. Границу применимости ТН можно легко определить по самой осциллограмме напряжения, и если в ней есть частоты, близкие к резо-

нансной, следует применять для измерения делитель напряжения.

Нам представляется целесообразным с целью расширения частотного диапазона трансформаторов напряжения выполнять их конструкцию нерезонирующей, так, как это предлагается, например, в [Л. 7]. В этом случае ТН, обладающий рядом ценных свойств, получит еще одно — широкополосность и станет более универсальным измерительным высоковольтным устройством.

Литература

1. Крижанский С. М., К вопросу о регулировании скорости затухания восстанавливающегося напряжения в испытательных установках. «Электричество», 1962, № 2.
2. Арутюнов В. О., Электрические измерительные приборы и измерения, Госэнергоиздат, 1958.
3. Левин М. И., Любарская А. М., К вопросу расчета погрешностей трансформаторов напряжения, предназначенных для работы на повышенных частотах, Сб. «Вопросы общего электроприборостроения», Изд. АН УССР, 1960.
4. Gamilton F. L., Effect of transients in instrument transformers, The Reyrolle Review, 1958, № 172.
5. Нейман Л. Р., Демирчян К. С., Теоретические основы электротехники, том 2, изд-во «Энергия», 1967.
6. Дымков А. М., Трансформаторы напряжения, Госэнергоиздат, 1963.
7. Сиротинский Л. И., Техника высоких напряжений, ч. III, Госэнергоиздат, 1959.

[12.3.1970]



УДК 621.314.224.8

Оптико-электронные трансформаторы тока

В. В. АФАНАСЬЕВ, В. П. ЗУБКОВ и А. Д. КРАСТИНА

Ленинград

В настоящее время установлено, что обычные трансформаторы тока, основанные на принципе электромагнитной связи между первичным и вторичным током, на современном этапе развития высоковольтной техники достигли предела своих возможностей. Они не могут удовлетворять ряду новых требований, возникших в связи с переходом в энергетике к сверхвысоким напряжениям классов 750 кВ и выше [Л. 1].

Поиски приемлемых решений привели к созданию оптико-электронных методов измерения, основанных на использовании оптической связи между первичными и вторичными преобразователями измерительной системы.

Оптическая связь обладает целым рядом преимуществ по сравнению с электромагнитной связью, так как она обеспечивает: полную электрическую развязку первичной и вторичной электрических цепей; высокую разрешающую способность измерительных устройств по частоте; высокую точность и помехоустойчивость; возможность любого способа наложения информации на световой луч; высокую естественную изоляцию между звеньями, связанными световым лучом.

Основные обоснования выбора оптико-электронного метода, как основного для измерения тока сверхвысокого напряжения, сводятся к следующему.

1. От электромагнитных трансформаторов тока (ТТ) можно отказаться в том случае, если на выходе оптико-электронных трансформаторов тока (ОЭТТ) будет получена мощность, достаточная для управления устройствами защиты. В обычных ТТ выходная мощность потребляется непосредственно от сети высокого напряжения и может быть достаточно большой (в номинальном режиме 100 вА и более). Однако просто, надежно и экономично это достигается лишь для определенного диапазона изменения измеряемого тока и рабочего напряжения. При больших кратностях измеряемых токов и при сверхвысоких напряжениях преимущества ТТ в отношении мощности теряют свое значение, так как точность трансформаторов с ростом указанных параметров снижается, а сам аппарат становится неэкономичным.

В ОЭТТ для передачи информации с высокого потенциала на землю требуется незначительная мощность, а выходная мощность этого аппарата

обеспечивается автономным источником, расположенным на потенциале земли. Поэтому выходная мощность ОЭТТ не определяет его экономичность.

2. В электромагнитных ТТ при переходе к сверхвысоким напряжениям трудно получить способность точно отображать форму первичного тока вторичным в случае асимметричного короткого замыкания, так как передача постоянных составляющих быстро ограничивается насыщением и остаточной индукцией.

Намагничивающий ток, магнитное рассеивание, гистерезис и потери в железе обуславливают погрешности измерения, изменяющиеся с величиной измеряемого тока и вторичной нагрузки.

Оптико-электронная система измерения не имеет этих недостатков и при больших кратностях измеряемого тока способна обеспечить высокую точность измерения.

3. Изоляция электромагнитных трансформаторов тока сравнительно проста до 220 кВ. Выше этого напряжения трансформаторы становятся более сложными и дорогими.

Измерительные свойства ОЭТТ не зависят от напряжения между линией и землей. Действительно, информация световым лучом может быть передана на любые, практически необходимые расстояния; ОЭТТ не чувствительны к напряжению и токам соседних линий. При разработке практических устройств задача состоит в выборе изоляционного промежутка между первичной и вторичной сторонами устройства, обладающего необходимым запасом электрической прочности.

4. Электромагнитные трансформаторы не допускают больших токовых перегрузок.

Некоторые схемы ОЭТТ, например, основанные на эффекте Фарадея, допускают практически любые токовые перегрузки в силу цикличности эффекта.

5. ОЭТТ обеспечивают передачу сигналов в широком частотном диапазоне.

Приведенное сопоставление свойств электромагнитных ТТ и ОЭТТ говорит о перспективности последнего при переходе к измерениям тока сверхвысоких напряжений.

Физическую основу оптико-электронных методов измерения составляют процессы преобразования измеряемого (входного) электрического сигнала в световой и светового сигнала — в выходной электрический. Конкретные схемы преобразования отличаются друг от друга прежде всего способом воздействия измеряемого параметра на свойства светового луча (способом модуляции).

С этой точки зрения все известные оптико-электронные методы делятся на два класса: методы, основанные на способах внутренней модуляции излучения, и методы, основанные на способах внешней модуляции излучения.

Под внутренней модуляцией понимается воздействие измеряемого параметра на излучение в самом источнике света, под внешней — воздействие измеряемого параметра на излучение постоянной интенсивности вне самого источника.

Исходя из этой классификации, все оптико-электронные измерительные системы строятся по двум

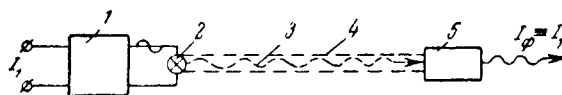


Рис. 1. Функциональная схема ОЭТТ, основанных на принципах внутренней модуляции света.

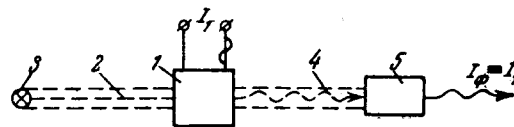


Рис. 2. Функциональная схема ОЭТТ, основанных на принципах внешней модуляции света.

основным функциональным схемам, показанным на рис. 1 и 2.

В схеме на рис. 1 используется внутренняя модуляция интенсивности излучения, при которой измеряемый параметр (ток, напряжение) через первичный преобразователь 1 (датчик тока) воздействует на источник света 2, вызывая соответствующие изменения интенсивности излучения. Модулированное таким образом излучение 3 по оптическому каналу связи 4 передается на фоточувствительный прибор 5, преобразующий световые сигналы в электрические. После соответствующего усиления электрические сигналы поступают на вход измерительного прибора или устройства автоматики.

В схеме на рис. 2 используется внешняя модуляция. Измеряемый параметр (ток или напряжение), воздействуя на модулятор 1, вызывает соответствующие изменения интенсивности светового потока 2, проходящего через него от внешнего источника света 3. Модулированный по амплитуде световой поток 4 с помощью фоточувствительного прибора 5 преобразуется в электрические сигналы. Мерой величины измеряемого параметра в обеих схемах является изменение фототока на выходе фотоприемника.

Внутренняя модуляция осуществляется изменением характера излучения света. В качестве источника света в последнее время используются полупроводниковые светодиоды когерентного и некогерентного излучения.

Род воздействия на излучение источника может быть различным, что определяет способ модуляции излучения источника. Допускается непосредственное воздействие током, пропорциональным измеряемому, т. е. модуляция по амплитуде; воздействие импульсами тока, частота следования которых пропорциональна измеряемому току, — частотно-импульсная и время-импульсная модуляция. Способ и вид модуляции определяет конструкцию и принципиальные схемы передающей и приемной аппаратуры, а также выходные характеристики ОЭТТ.

В настоящее время ведутся разработки оптико-электронных трансформаторов тока трех видов: с внешней амплитудной модуляцией, основанные на использовании эффекта Фарадея (ОЭТТФ); с внутренней частотно-импульсной модуляцией (ОЭТТД); с внутренней амплитудной модуляцией (ОЭТТА).

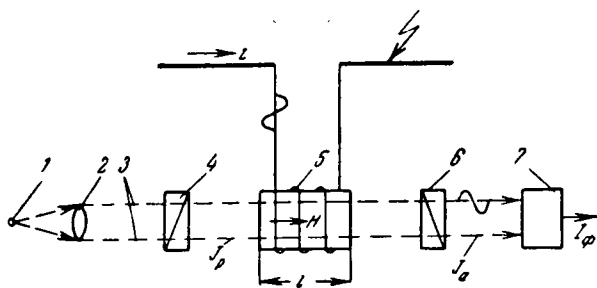


Рис. 3. Схема преобразования тока линии в фототок с помощью эффекта Фарадея.

Ниже рассмотрены принципы построения двух первых типов ОЭТТ.

Согласно современной теории измерительных устройств [Л. 3] процесс измерения, выполняемый любым измерительным устройством, состоит из ряда последовательных частных преобразований измеряемой величины, которые осуществляются отдельными узлами измерительных устройств — измерительными преобразователями. Одним из основных элементов ОЭТТ, основанного на принципе внешней амплитудной модуляции света, является первичный измерительный преобразователь, в котором реализуется магнитооптический эффект Фарадея.

Эффект Фарадея — поворот плоскости поляризации линейно поляризованного света, распространяющегося в веществе вдоль силовых линий магнитного поля. Угол θ , на который поворачивается плоскость поляризации, пропорционален напряженности магнитного поля H и пути l , пройденному светом в поле:

$$\theta = V l H, \quad (1)$$

где V — постоянная Верде, представляющая собой удельное магнитное вращение, равное углу поворота плоскости поляризации на единицу длины пути света в веществе и на единицу напряженности магнитного поля.

Если l выражено в метрах, H — в амперах на метр, угол поворота плоскости поляризации — в минутах, то удельное вращение будет измеряться в мин/а.

Постоянная Верде зависит от свойств вещества, от длины волны света и (обычно слабо) от температуры.

Знак угла θ зависит от знака H . Поэтому, если свет проходит в поле дважды (один раз в направлении силовых линий поля, а затем, после нормального отражения от зеркала, навстречу линиям), то величина θ удваивается.

Положительные значения V , наблюдаемые у большинства веществ, отвечают повороту плоскости поляризации света по часовой стрелке (для наблюдателя, смотрящего от источника света), если свет распространяется вдоль положительного направления линий магнитного поля.

Особенно большое значение имеет постоянная V для ферромагнитных веществ. В этом случае в (1) напряженность следует заменить индукцией B . Среди оптически прозрачных сред наибольшей по-

стоянной Верде обладают сероуглерод (жидкость) и некоторые сорта стекла (тяжелый флинт).

Из (1) ясно, что, помещая среду в переменное магнитное поле, можно получить переменную во времени величину угла поворота плоскости поляризации θ линейно поляризованного света, проходящего через эту среду. Преобразование угла поворота плоскости поляризации в соответствующие изменения интенсивности светового пучка осуществляется с помощью оптической схемы, показанной на рис. 3. Точечный источник света постоянной интенсивности I в комбинации с объективом 2 создает пучок параллельных лучей 3, которые проходят последовательно поляризатор 4, магнитооптическое вещество 5 и анализатор 6. Интенсивность светового потока фотоприемником 7 преобразуется в фототок I_f . На магнитооптическое вещество (ячейку Фарадея) воздействует магнитное поле, силовые линии которого параллельны направлению распространения света. Напряженность магнитного поля H пропорциональна создающему его току i .

Условия возникновения амплитудной модуляции света на основе зависимости (1) сводятся к следующему. При отсутствии магнитного поля ($i=0$, $H=0$) интенсивность света на выходе анализатора согласно закону Малюса [Л. 4] равна:

$$J_a = J_p \cos^2 \alpha, \quad (2)$$

где J_a — интенсивность светового потока на выходе анализатора;

J_p — интенсивность светового потока на выходе поляризатора;

α — угол между плоскостями поляризации поляризатора и анализатора.

При наложении магнитного поля H плоскость поляризации света, вышедшего из вращающей среды, повернется на угол $\theta = CH$, где $C = Vl$ — коэффициент пропорциональности.

Интенсивность света на выходе анализатора будет определяться выражением, полученным при подстановке в (2) угла $(\alpha + \theta)$:

$$J_a = J_p \cos^2(\alpha + \theta). \quad (3)$$

Для анализа процесса амплитудной модуляции произведем преобразование уравнения (3) следующим образом:

$$J_a = 0,5 J_p [1 + \cos 2(\alpha + \theta)]. \quad (4)$$

Наиболее интересными и простыми для анализа случаям будут следующие:

$$\alpha = 0^\circ; \quad J_a = 0,5 J_p (1 + \cos 2\theta); \quad (5)$$

$$\alpha = 45^\circ; \quad J_a = 0,5 J_p (1 - \sin 2\theta); \quad (6)$$

$$\alpha = 90^\circ; \quad J_a = 0,5 J_p (1 - \cos 2\theta). \quad (7)$$

Если управляющее магнитное поле изменяется по синусоидальному закону, то выражение для мгновенного значения угла поворота плоскости поляризации примет вид:

$$\theta = CH_m \sin \omega t = \theta_m \sin \omega t. \quad (8)$$

Здесь H_m и ω — амплитуда и круговая частота изменения напряженности магнитного поля соответственно; $\theta_m = CH_m$ — амплитудное значение угла поворота плоскости поляризации. Подставив (8) в (5) — (7) и разложив последние в ряд Фурье по функциям Бесселя, получим:

при $\alpha = 0^\circ$

$$J_a = 0,5J_p [1 + \cos(2\theta_m \sin \omega t)] = 0,5J_p [1 + j_0(2\theta_m) + 2j_2(2\theta_m) \cos 2\omega t + 2j_4(2\theta_m) \cos 4\omega t + \dots]; \quad (9)$$

при $\alpha = 45^\circ$

$$J_a = 0,5J_p [1 - \sin(2\theta_m \sin \omega t)] = 0,5J_p [1 - 2j_1(2\theta_m) \sin \omega t - 2j_3(2\theta_m) \sin 3\omega t - \dots]; \quad (10)$$

при $\alpha = 90^\circ$

$$J_a = 0,5J_p [1 - \cos(2\theta_m \sin \omega t)] = 0,5J_p [1 - j_0(2\theta_m) - 2j_2(2\theta_m) \sin 2\omega t - 2j_4(2\theta_m) \cos 4\omega t - \dots]. \quad (11)$$

Статические характеристики $\frac{J_a}{J_p} = f(\theta)$ схемы модуляции, рассчитанные по (5) — (7), представлены на рис. 4 кривыми 1—3 соответственно. Кривые 1'—3' изображают формы световых сигналов, описываемые уравнениями (9) — (11).

Из приведенных графиков и уравнений (9) и (11) следует, что в случае параллельных ($\alpha = 0^\circ$) и скрещенных ($\alpha = 90^\circ$) поляризаторов интенсивность света модулируется с частотой, равной удвоенной частоте переменного магнитного поля.

Найдем оптимальные соотношения, характеризующие процесс модуляции в случае $\alpha = 45^\circ$, который наиболее приемлем для построения линейного преобразователя. Анализ уравнения (10) показывает следующее. При отсутствии магнитного поля ($H = 0$) интенсивность света, выходящего из анализатора, на основании (2) равна половине интенсивности света, поступающего в анализатор (потери света на поглощение в оптической системе пренебрегаем):

$$J_a = 0,5J_p. \quad (12)$$

При наложении синусоидального магнитного поля в световом потоке, выходящем из анализатора, кроме постоянной составляющей, появится

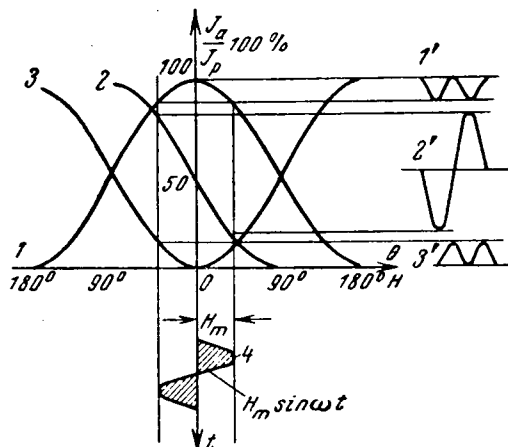


Рис. 4. Статические световые характеристики и формы световых сигналов.

переменная, содержащая основную гармонику и спектр высших частот.

При $|\theta_m| \ll 1$ уравнение (10) с достаточной точностью приближения может быть заменено выражением:

$$J_a = 0,5J_p \left\{ 1 - 2\theta_m \left[\left(1 - \frac{1}{2} \theta_m^2 + \dots \right) \sin \omega t - \frac{1}{6} \theta_m^2 \sin 3\omega t + \dots \right] \right\}. \quad (13)$$

Введем понятие «глубины световой модуляции» $M_{св}$, под которой будем понимать отношение изменения светового потока, вызванного действием модулирующего поля, к его постоянной составляющей при отсутствии управляющего поля:

$$M_{св} = \frac{J_a - 0,5J_p}{0,5J_p} = \frac{\Delta J_a}{0,5J_p}, \quad (14)$$

где ΔJ_a — переменная составляющая светового потока на выходе анализатора.

На основании (13) и (14) получим:

$$\frac{\Delta J_a}{0,5J_p} = M_{св} = -2\theta_m \left[\left(1 - \frac{1}{2} \theta_m^2 + \dots \right) \sin \omega t - \frac{1}{6} \theta_m^2 \sin 3\omega t + \dots \right]. \quad (15)$$

Здесь коэффициент $\frac{1}{2} \theta_m^2$ характеризует потери в амплитуде основной гармоники за счет нелинейности статической характеристики $J_a = f(\theta)$, а коэффициент $\frac{1}{6} \theta_m^2$ определяет собой амплитуду третьей гармоники в кривой выходного сигнала. Амплитуды остальных гармоник пренебрежимо малы.

В практических случаях всегда желательно получить максимальную глубину модуляции.

В соответствии с (15) зависимость амплитудных значений глубины световой модуляции $M_{св}$ от амплитуды угла поворота плоскости поляризации θ_m для отдельных гармоник описывается равенствами:

$$\left. \begin{aligned} M_{св m_1} &= -2\theta_m \left(1 - \frac{1}{2} \theta_m^2 \right) = -(2\theta_m - \theta_m^3); \\ M_{св m_3} &= 2\theta_m \frac{1}{6} \theta_m^2 = \frac{\theta_m^3}{3}. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

Выбор максимальной амплитуды глубины световой модуляции будет определяться допустимыми искажениями амплитуды основной гармоники за счет составляющей θ_m^3 в (16) и коэффициентом гармоники, вычисленным по формуле:

$$k_{2p+1} = \frac{M_{св m(1)}}{M_{св m(2p+1)}}, \quad (17)$$

где $(2p+1)$ — порядковый номер гармоники (p — любое целое число); $M_{св m(1)}$ и $M_{св m(2p+1)}$ — амплитудные значения глубины световой модуляции 1-й и $(2p+1)$ -й гармоник соответственно, вычисленные по (16). Анализ формул (16) и (17) показывает, что при $|\theta_m| \ll 1$ содержание высших гармоник в модулированном световом потоке пренебрежимо мало, и условие линейной модуляции на основании (15) запишется в виде:

$$M_{св, лнл} = 2\theta_m \sin \omega t \quad (18)$$

или

$$M_{\text{св.лин}} = 2CH_m \sin \omega t, \quad (19)$$

т. е. глубина модуляции светового потока пропорциональна напряженности поля $H = H_m \sin \omega t$.

Полагая напряженность поля пропорциональной току в линии i , выражение (19) можно представить в виде:

$$M_{\text{св.лин}} = 2Ck_i I_m \sin \omega t, \quad (20)$$

где

$$k_i = H/i.$$

Таким образом, при работе на линейном участке световой характеристики на основании выведенных соотношений интенсивность светового потока на выходе анализатора будет равна:

$$J_a = 0,5J_p + 0,5J_p 2Ck_i I_m \sin \omega t. \quad (21)$$

Наиболее точным методом измерения интенсивности света является фотоэлектрический метод. Он основан на использовании пропорциональной зависимости фототока I_Φ на выходе фоточувствительного прибора (фотоэлемента, фотоумножителя) от светового потока, освещающего фотокатод:

$$I_\Phi = k_\Phi J_a,$$

где k_Φ — коэффициент пропорциональности между световым потоком и фототоком.

На основании (21) получим:

$$I_\Phi = I_{\Phi 0} + I_{\Phi 0} k I_m \sin \omega t, \quad (22)$$

где $I_{\Phi 0} = k_\Phi 0,5J_p$ — постоянная составляющая фототока, обусловленная действием светового потока смещения, равного $0,5J_p$; $k = 2Ck_i$.

Принципиальная схема преобразования светового потока в фототок, приведенная на рис. 3, и уравнение (22), описывающее функциональную связь между элементами этой схемы, положены в основу принципиального устройства современных оптико-электронных трансформаторов тока, основанных на использовании эффекта Фарадея.

На рис. 5 показан один из известных [Л. 1] вариантов принципиального устройства ОЭТТ(Ф). Действие его сводится к следующему.

Свет от источника 1 параллельным пучком поступает на сторону высокого напряжения, где с помощью призм внутреннего отражения 2 меняет направление на противоположное и проходит последовательно через поляризатор 3 и первичную ячейку Фарадея 4. Под действием магнитного поля, создаваемого катушкой ω_1 при протекании через нее тока линии i_1 , плоскость поляризации светового пучка внутри стеклянного стержня ячейки Фарадея в соответствии с (1) поворачивается на угол θ , пропорциональный току i_1 . Затем пучок света проходит через вторичную ячейку Фарадея 5 и поступает в анализатор 6. Анализатор установлен так, что направления колебаний световых векторов в вышедших из него пространственно разделенных световых пучках составляют соответственно углы $\alpha = \pm 45^\circ$ с направлением поляризации света, поступающего в первичную ячейку. Разделенные лучи после анализатора поступают в фотоячейку 7. В этом случае сигналы на выходе фоточувствительных приборов будут изменяться соответственно (22),

Выходной сигнал дифференциального усилителя 8, в который поступают сигналы с фотоячеек, пропорционален разности фототоков.

Постоянные составляющие, обусловленные световыми потоками смещения, взаимно компенсируются. Следовательно, при условии линейности усилителя ток i_2 в выходной цепи усилителя также пропорционален току i_1 . Проходя по катушке ω_2 , он вызывает поворот плоскости поляризации света, проходящего через стеклянный стержень вторичной ячейки Фарадея в направлении, противоположном вращению в первичной ячейке, до тех пор, пока не уравнивает действие тока, то есть условие равновесия имеет вид:

$$i_1 \omega_1 = i_2 \omega_2.$$

Чтобы обеспечить управление усилителем, требуется наличие небольшой разности между первичными и вторичными ампер-витками. Эта небольшая разность соответствует намагничивающим ампер-виткам в обычном электромагнитном трансформаторе. Напряжение на нагрузке, пропорциональное току i_2 , является точным отображением измеряемого тока i_1 . Благодаря применению дифференциальной схемы и обратной электрооптической связи (метода компенсации) на коэффициент трансформации и на чувствительность устройства (т. е. на точность измерения) не влияют такие факторы, как изменение интенсивности светового потока, нестабильность фотодиодов, усилителя и др. Погрешность измерения не зависит также от величины измеряемого тока i_1 .

Оптико-электронные трансформаторы тока, основанные на принципах внутренней модуляции света и на эффекте Фарадея, представляют собой совокупность нескольких измерительных преобразователей, обеспечивающих преобразование и передачу информации о величине и форме тока с высокого потенциала на потенциал земли.

Решающую роль в обеспечении требуемых метрологических и технических характеристик играет выбор метода преобразования и формы представления информации. Решение этих вопросов определяет как структурно-функциональную схему всего ОЭТТ с внутренней модуляцией, так и влияние погрешностей отдельных измерительных преобразователей на результирующую погрешность всего прибора.

По форме представления информации преобразователи разделяются на аналоговые и цифровые [Л. 5].

Методы измерительных преобразований как при аналоговой, так и при цифровой форме представления информации весьма разнообразны. Однако с метрологической позиции, т. е. с точки зрения состава результирующей погрешности и зависимости ее от погрешностей отдельных преобразователей, методы измерительных преобразований разделяются на два основных вида, принципиально отличных друг от друга: метод прямого преобразования и метод уравнивающего преобразования [Л. 4].

Исходя из специфики условий работы разрабатываемого ОЭТТ (первичный датчик и ряд измерительных преобразователей размещаются на высоком потенциале) и учитывая, что в качестве канала

для передачи информации с высокого потенциала на землю используется оптический канал связи со светодиодом, ОЭТТ с внутренней модуляцией строится по методу прямого преобразования информации.

В данном случае использование метода прямого преобразования информации во много раз упрощает схему прибора и его конструкцию. При этом предъявляются жесткие требования к погрешности промежуточных измерительных преобразователей, так как в этом случае погрешность всего прибора определяется суммой этих погрешностей. Однако, если для ОЭТТ с внутренней модуляцией принять за основу метод уравнивающего преобразования, то это не снимет вопроса о выполнении ряда элементов с очень малыми погрешностями и высокой стабильностью коэффициентов преобразования. Как известно, в приборах следящего уравнивания погрешность цепи обратного преобразования является определяющей [Л. 6]. Из этого следует, что к измерительным преобразователям цепи обратного преобразования должны быть предъявлены очень жесткие требования по точности.

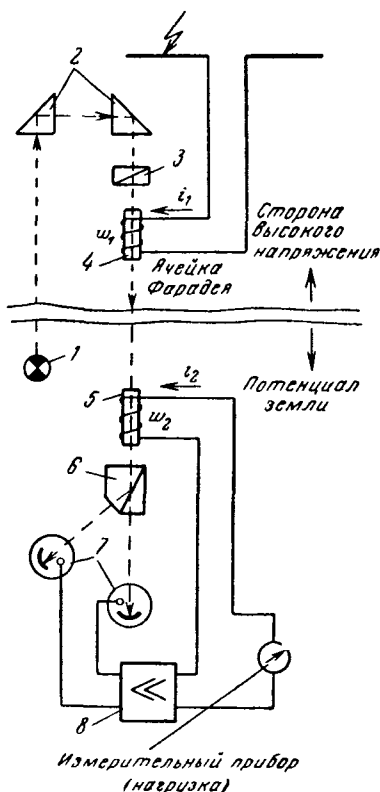
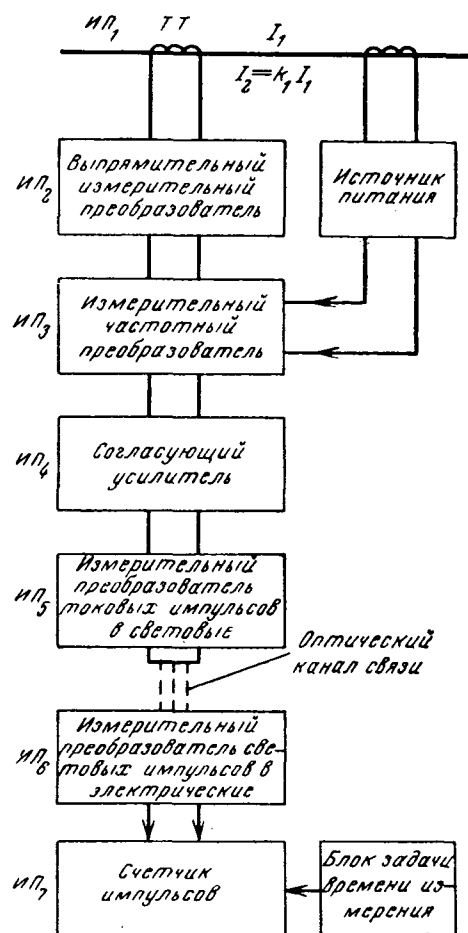


Рис. 5. Принципиальная схема ОЭТТ(Ф).

Рис. 6. Функциональная схема ОЭТТ(Д).



Как уже указывалось ранее, форма представления информации может быть аналоговой и цифровой (дискретной).

Аналоговая величина неудобна для запоминания. Для введения в цифровую машину аналоговая величина требует дополнительного преобразования аналог — код. При передаче измерительной информации на некоторые расстояния использование аналоговой величины крайне затруднено ввиду значительного влияния как самого канала передачи информации, так и помех.

При выборе формы представления измерительной информации следует также иметь в виду, что за последнее время и у нас в стране, и за рубежом быстро совершенствуются информационно-измерительные и управляющие системы, применение которых в энергетике обусловлено усложнением структуры электрических систем и увеличением объема входной информации.

В связи с этим измерительная техника вообще, и измерения в энергосистемах в частности, в ближайшем будущем должны решить следующие задачи:

- повышение точности и быстродействия измерений;
- осуществление полной автоматизации процесса измерений;
- выдача результатов измерений в кодированной

форме непосредственно информационно-измерительной и управляющей системам.

Все эти задачи нельзя решить, пользуясь только аналоговыми измерительными приборами.

Учитывая сказанное, в ОЭТТ(Д) за основную принята цифровая (дискретная) форма представления информации.

Известно, что при аналоговом выражении величины каждое очередное преобразование ведет к уменьшению точности (особенно при использовании метода прямого преобразования информации). С переходом к цифровому выражению величина погрешности не увеличивается при последующих преобразованиях. Это является одним из существенных преимуществ цифрового представления информации. Можно указать и целый ряд других преимуществ представления информации в дискретной форме по сравнению с аналоговой. Эти преимущества обеспечивают:

передачу информации по дальним каналам связи без внесения искажений;

запоминание информации на длительные интервалы времени;

выполнение любой математической обработки информации и построение более точных и универсальных вычислительных устройств;

визуальное наблюдение, регистрацию и воспроизведение информации в цифровой форме;

введение информации в вычислительную ма-

шину без дополнительного преобразователя аналог — код.

Для реализации всех этих преимуществ в ОЭТТ с внутренней модуляцией используется измерительный преобразователь аналоговой величины (тока линии электропередачи) в дискретную. Этот преобразователь расположен на высоком потенциале, т. е. как можно ближе к первичному измерительному преобразователю (датчику), чтобы все преимущества дискретной формы представления информации реализовать в полной мере.

Наиболее удобной величиной для кодирования и последующего измерения с автоматическим получением численного (кодированного) результата является частота. Поэтому в качестве измерительного преобразователя на высоком потенциале использован измерительный частотный преобразователь, в котором входная измеряемая величина x преобразуется в частоту следования импульсов напряжения (или тока) с частотой $f_x = kx$ и периодом повторения $T_x = 1/f_x$, где k — коэффициент преобразования.

Эти импульсы в дальнейшем подаются к счетчику импульсов через ключ только в течение точно установленного промежутка времени $T_{ц}$; тогда цифровое показание N счетчика за один цикл $T_{ц}$ будет равно:

$$N = \frac{T_{ц}}{T_x} = T_{ц} f_x = kx T_{ц}.$$

Следовательно, измеряемая величина преобразуется в дискретную форму — в число N . В качестве входной измеряемой величины в измерительном частотном преобразователе используется, как правило, постоянное напряжение. Поэтому перед этим преобразователем на высоком потенциале предусмотрен еще один измерительный преобразо-

ватель переменного тока в постоянное напряжение, т. е. выпрямительный измерительный преобразователь. Для облегчения решения вопросов стыковки измерительного канала ОЭТТ с высоковольтной линией и разработки в дальнейшем более универсальной конструкции и схемы ОЭТТ в качестве первичного датчика (первичного измерительного преобразователя) целесообразно использовать низковольтный согласующий трансформатор переменного тока, рассчитанный на работу в широком диапазоне изменения первичного измеряемого тока при практически накоротко замкнутой вторичной обмотке.

Согласно блок-схеме, приведенной на рис. 1, передающая и приемная части измерительного канала ОЭТТ(Д) состоит из нескольких измерительных преобразователей (рис. 6).

Кроме основных измерительных преобразователей, в ОЭТТД имеются блок питания, расположенный на высоком потенциале, и блок точной задачи времени измерения для счетчика импульсов.

Использование рассмотренных методов передачи информации в трансформаторах тока делает практически неограниченным верхний предел напряжений и позволяет создать измерительные устройства для сверхвысоких напряжений.

Литература

1. Новые методы измерения токов в линиях передачи энергии высокого напряжения, RGE, 1967, № 7—8, стр. 1045—1063.
2. Голодолинский Г. В., Применение эффекта Фарадея для измерения токов, «Электричество», 1956, № 8.
3. Новицкий П. В., Основы информационной теории измерительных устройств, изд-во «Энергия», 1968.
4. Ландсберг Г. С., Оптика, Гостехиздат, 1947.
5. Кончаловский В. Ю., Электрические измерительные преобразователи, изд-во «Энергия», 1967.
6. Орнадский П. П., Автоматические измерительные устройства, изд-во «Техника», 1965.

[12.3.1970]



УДК 621.316.5

О восстанавливающейся прочности между контактами электрических аппаратов

Н. А. ДОБРЯНСКАЯ

Донецк

Согласно исследованиям, проведенным разными авторами [Л. 1—4], зависимость восстанавливающейся прочности между контактами электрических аппаратов в функции времени подчиняется экспоненциальному закону. Для различных типов аппаратов параметры, определяющие экспоненту, различны. Так например, в [Л. 3] приведены результаты исследования восстанавливающейся прочности дугового промежутка для двух моделей воздушных выключателей.

Для конструкции дутогасительной камеры с соплом предложена следующая расчетная формула для определения восстанавливающейся прочности:

$$U_{в} = 50(1 - 0,9e^{-0,02t}), \text{ кВ}, \quad (1)$$

где t — время, мксек; 50 — постоянная, которая зависит от конструкции выключателя, напряжения и мощности отключения; 0,9 и — 0,02 — эмпирические коэффициенты.

Выполняя расчет по (1), получим при заданных t одно значение $U_{в}$.

Однако, как видно из экспериментальных данных, приведенных в [Л. 3], однозначная зависимость между t и $U_{в}$ имеет место только при $t=0$ и $t \rightarrow \infty$, т. е. в предельных случаях.

Для остальной области существования t связь между t и $U_{в}$ не однозначная.

Из данных эксперимента видно, что разброс восстанавливающейся прочности $U_{в}$ для отдельных моментов времени достигает значительной величины. Например, при $t=60$ мксек восстанавливающееся напряжение меняется от 33 до 44 кВ. Из (1) никаких сведений о величине этого разброса получить нельзя.

Построим модель процесса восстановления прочности между контактами аппарата, позволяющую учитывать неоднозначность этой зависимости.

Пусть в объеме газа между контактами имеется N ионизированных и неонизированных частиц. В момент t_0 число неонизированных частиц равно n_0 . Под n_0 следует понимать

либо число положительно ионизированных частиц, либо число отрицательных частиц. Так как объемный заряд в дуге отсутствует [Л. 1], а ионизация и деионизация происходит только с парой частиц, то, наблюдая за изменением числа частиц одного знака, можно проследить поведение частиц противоположного знака.

Считаем, что в момент нуля тока $t_0=0$ процессы ионизации отсутствуют, а происходит только деионизация столба дуги. Процесс деионизации определим как процесс гибели ионизированных частиц. Предположим, что если к моменту времени t в объеме имеется n ионизированных частиц, то вероятность осуществления деионизации за время $(t, t+\Delta t)$ будет равна $\mu_n \Delta t + O(\Delta t)$, где μ_n характеризует скорость деионизации и зависит от числа ионизированных частиц к моменту t ; $O(\Delta t)$ — малая величина порядка малости выше Δt .

Определим $P_n(t)$ — вероятность того, что в момент времени t число ионизированных частиц равно n , если в начальный момент $t_0=0$, число ионизированных частиц равно n_0 . Для этого рассмотрим два смежных интервала времени $(0, t)$ и $(t, t+\Delta t)$, где Δt мало, и определим $P_n(t+\Delta t)$ — вероятность того, что в момент $(t+\Delta t)$ число ионизированных частиц будет равно n . Эта вероятность может быть найдена как сумма вероятностей следующих взаимно исключающих друг друга событий: в момент t была $(n+1)$ ионизированная частица и произошла одна деионизация с вероятностью $\mu_{n+1} \Delta t + O(\Delta t)$; в момент t было n частиц и не произошло ни одной деионизации с вероятностью $1 - [\mu_n \Delta t + O(\Delta t)]$; в момент t было $(n+2)$ или более ионизированных частиц и произошло две или более деионизаций с вероятностью $O(\Delta t)$. Это означает, что

$$P_n(t+\Delta t) = P_{n+1}(t) \mu_{n+1} \Delta t + P_n(t) (1 - \mu_n \Delta t) + O(\Delta t). \quad (2)$$

Разделив левую и правую части уравнения (2) на Δt и переходя к пределу, получим систему дифференциальных уравнений, описывающих рассматриваемый процесс:

$$\left. \begin{aligned} P'_{n-1}(t) &= -\mu_{n-1} P_{n-1}(t) + \mu_n P_n(t); \\ P'_n(t) &= -\mu_n P_n(t) + \mu_{n+1} P_{n+1}(t); \\ P'_1(t) &= -\mu_1 P_1(t) + \mu_2 P_2(t); \\ P'_0(t) &= -\mu_0 P_0(t) + \mu_1 P_1(t). \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

В сокращенном виде эта система имеет вид:

$$P'_n(t) = -\mu_n P_n(t) + \mu_{n+1} P_{n+1}(t); \quad (n \leq n_0) \quad (3a)$$

при начальных условиях

$$P_n(0) = \begin{cases} 0, & n \neq n_0; \\ 1, & n = n_0. \end{cases} \quad (4)$$

В общем случае значение μ_n в (3) зависит от числа ионизированных частиц линейно или нелинейно. Кроме того, μ_n , например, может учитывать влияние давления и температуру деионизирующегося газа.

Для условий данной задачи, положив $\mu_n = \mu n$, решение системы уравнений (3) с учетом начальных условий (4) может быть записано в виде [Л. 5]:

$$P_n(t) = C_{n_0}^n e^{-\mu_0 \mu t} (e^\mu - 1)^{n_0 - nt}; \quad (n \leq n_0). \quad (5)$$

Зная распределение вероятностей числа ионизированных частиц $P_n(t)$, можно определить математическое ожидание и дисперсию числа этих частиц:

$$Mn(t) = n_0 e^{-\mu t}, \quad (6)$$

$$Dn(t) = n_0 e^{-\mu t} (1 - e^{-\mu t}). \quad (7)$$

Восстанавливающаяся прочность промежутка будет случайной величиной, пропорциональной числу неионизированных частиц, находящихся в промежутке. Следовательно, среднее значение U_n будет определяться выражением:

$$U_n = (N - n_0 e^{-\mu t}) k, \quad (8)$$

где k — коэффициент пропорциональности.

В момент времени, достаточно удаленный от начала процесса, в единице объема газа все N частицы будут деионизированы, и, следовательно,

$$U_{t \rightarrow \infty} = Nk. \quad (9)$$

Разделив (8) на (9), получим:

$$\frac{U_n}{U_{t \rightarrow \infty}} = 1 - \frac{n_0}{N} e^{-\mu t} = 1 - a e^{-\mu t}. \quad (10)$$

Так как в паузу тока число ионизированных частиц не может быть больше общего числа частиц, то имеем:

$$a = \frac{n_0}{N} \leq 1. \quad (11)$$

Разделив правую и левую часть (1) на $U_{t \rightarrow \infty} = 50$, получим:

$$\frac{U_n}{U_{t \rightarrow \infty}} = 1 - 0,9 e^{-0,02 t}. \quad (12)$$

Из (10) и (12) видно, что они аналогичны, причем выражение (10) дает математическое ожидание отношения $U_n/U_{t \rightarrow \infty}$. Следовательно, рассмотренная вероятностная модель процесса деионизации может быть применена для теоретического описания процесса восстановления прочности дугового промежутка. Исследование вероятностной модели для описания изменения восстанавливающейся прочности во времени позволяет оценивать дисперсию восстанавливающегося напряжения:

$$D(U_n) = A e^{-\mu t} (1 - e^{-\mu t}), \quad (13)$$

где A — коэффициент.

Из (13) видно, что дисперсия восстанавливающейся прочности зависит от времени. При $t=0$ и $t \rightarrow \infty$ дисперсия $D(U_n)=0$. Определим значение t , при котором $D(U_n)$ достигает максимума. Для этого, взяв производную по t от (13), получим:

$$t = \frac{\ln 2}{\mu}. \quad (14)$$

Найдем отношение $D(U_n)/D(U_n)_{\max} = K(t)$:

$$K(t) = e^{\ln 2 - \mu t} (1 - e^{-\mu t}) (1 - e^{-\ln 2})^{-1}. \quad (15)$$

Экспериментальные данные, приведенные в [Л. 3], не дают строгой функциональной зависимости восстанавливающейся прочности дугового промежутка U_n в функции от времени для воздушного выключателя. Повторное зажигание дуги может быть вызвано в рассматриваемом случае пробоем дугового промежутка при невысокой частоте восстанавливающегося напряжения цепи или тепловым пробоем при высокой частоте (в последнем случае наблюдается появление остаточного тока).

Для экспериментальных данных [Л. 3] определим значение $K_0(t)$ следующим образом: найдем максимальную величину рассеяния $U_n = f(t)$ и определим момент времени, при котором этот разброс наблюдается. Для моментов времени в интервале 0—150 мксек также находим величины рассеяния U_n . Величину $K_0(t)$ определяем как квадрат отношения значения рассеяния U_n в данный момент времени к максимальному значению рассеяния (табл. 1). Для значений времени из интервала 0—150 мксек вычислены теоретические значения $K(t)$ по (15) при $\mu=0,02$.

Как видно из значений $K(t)$ и $K_0(t)$, приведенных в табл. 1, $K(t)$ может быть использована для аппроксимации функции $K_0(t)$.

В качестве примера использования предложенной вероятностной модели процесса восстановления прочности проме-

Таблица 1

$t, \text{ мксек}$	0	10	25	35	50	75	100	125	150
$K(t)$	0	0,59	0,95	1	0,94	0,7	0,41	0,27	0,119
K_0	0	0,45	1	1	0,7	0,45	0,36	0,23	0,118

Таблица 2

t , мксек	0	25	50	75	100	150
Интервалы $U_{\min} - U_{\max}$ по [Л.3], кВ	0	16—33	32—43	40—49	43—52	45—53
Расчетное значение интервалов $U_{\min} - U_{\max}$, кВ	0	16,2—32,5	30,8—43,5	38,1—49,2	42,7—52,3	45—53

жутка найдем максимальное и минимальное значения, которые $U_{\text{в}}$ будет принимать при заданных t с вероятностью 0,997 (правило трех сигм). В табл. 2 приведены экспериментальные значения $U_{\text{в}} = f(t)$, характеризующие величину рассеяния [Л. 3], т. е. минимальное и максимальное значения восстанавливающейся прочности и расчетные значения: доверительный интервал $U_{\text{в min}} - U_{\text{в max}}$ для уровня вероятности 0,997.

Выводы. 1. Для уточненной характеристики процесса восстановления прочности промежутка может быть использована вероятностная модель, описываемая системой дифференциальных уравнений (3).

2. Для рассматриваемого процесса выражение (1) представляет собой математическое ожидание величины восстанавливающегося напряжения.

Литература

1. Залесский А. М., Электрическая дуга отключения, Госэнергоиздат, 1963.
2. Кукеков Г. А., Проектирование выключателей переменного тока высокого напряжения, Госэнергоиздат, 1961.
3. D. Th. J. ter Horst, Rutgers G. A. W., Bisht V. K., Highcurrent arc interruption and post — arc conductivity, CIGRE, 1960, № 106.
4. Burghardt J., Über den Einfluß der Lichtbogenlänge und den Lichtbogenverlustarbeit aber die Wiederverfestigung kurzer Wechselstromlichtbögen in Luft, ETZ—A, H. 1, Bd. 85, 1964.
5. Гихман И. И. и Скороход А. В., Введение в теорию случайных процессов, изд-во «Наука», 1965.

[12.3.1970]

◇ ◇ ◇

УДК 621.316.54.167.3

Синтетические испытания выключателей на напряжение 110 кВ и выше при токах отключения до 63 кА

Кандидаты техн. наук В. В. КАПЛАН, В. М. НАШАТЫРЬ и Э. И. ЯНЧУС

Ленинград

Схема для продления времени горения дуги и увеличения тока отключения. При испытании выключателей на синтетических схемах, либо на прямых при пониженном напряжении, необходимо искусственно увеличивать время горения дуги, так как при пониженном напряжении в цепи источника тока может произойти преждевременное ее гашение. Кроме того, для повышения испытательной мощности установки увеличивают амплитуду тока отключения (а также и для компенсации уменьшения тока под влиянием напряжения на дугах выключателей). Обе эти задачи могут быть решены с помощью предлагаемой схемы устройства, включаемого при испытаниях на прямых схемах с первичной либо со вторичной стороны трансформатора

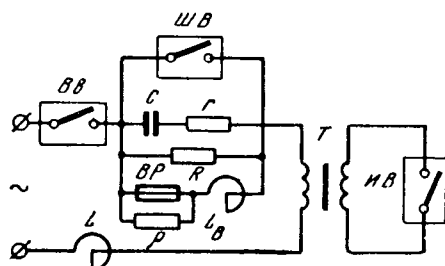


Рис. 1.

тора T (рис. 1). Аналогичное устройство включает-ся и в цепь тока отключения синтетической схемы.

Рассмотрим первоначально работу схемы при подключении только лишь конденсаторной батареи C , демпфирующего и шунтирующего сопротивлений r и R и шунтирующего выключателя $ШВ$. Перед опытом вспомогательный выключатель $ВВ$ и шунтирующий выключатель $ШВ$ отключены, а испытуемый выключатель $ИВ$ включен. Опыт начинается включением $ВВ$. Так как емкость C выбирается с таким расчетом, чтобы сопротивление $1/\omega C$ значительно превосходило индуктивное сопротивление цепи ωL (с учетом также индуктивности рассеяния трансформатора), то ток i_{C-R} в последовательной цепи в установившемся режиме будет опережать напряжение u источника э. д. с. цепи. Для того чтобы при включении $ВВ$ на батарее C не возникали повышенные напряжения и переходный процесс быстро затухал, включено демпфирующее сопротивление r . Сопротивление R включено для того, чтобы ток через испытуемый выключатель содержал активную составляющую, что позволяет регулировать угловой сдвиг между суммарным током и э. д. с. цепи и увеличивает мгновенное значение тока к моменту t_1 , когда замыкаются контакты $ШВ$. После момента t_1 в цепи остается только индуктивность L . Если бы ток

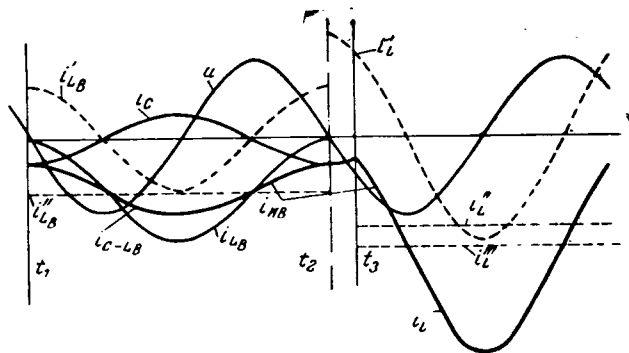


Рис. 2.

в цепи предварительно не протекал, то ток i_L при замыкании цепи в момент t_1 содержал бы периодическую составляющую i'_L и аperiodическую i''_L , причем $i'_L(t_1) = -i''_L(t_1)$. Фактически в момент t_1 в индуктивности проходил ток i_{C-R} , мгновенное значение которого при $t=t_1$ равно $i_{C-R}(t_1)$, ток i_L (при $t \geq t_1$) будет содержать еще и аperiodическую составляющую $i_{C-R}(t_1)$, а суммарная аperiodическая составляющая этого тока $i'''_L(t_1) = i_{C-R}(t_1) + i''_L(t_1)$.

Таким образом, ток в испытуемом выключателе i_{IB} (до момента t_1 , равный i_{C-R} , а после i_L), во-первых, в течение более длительного времени не проходит через нуль, в результате чего может быть предотвращено преждевременное гашение дуги в IB при прохождении в цепи этого тока, и, во-вторых, амплитуда тока увеличивается на значение, близкое к $i_{C-R}(t_1)$, т. е. на мгновенное значение тока через включенное устройство в момент его шунтирования.

Для дальнейшего увеличения длительности времени горения дуги в IB дополнительно подключается (рис. 1) еще одна параллельная ветвь со вспомогательным реактором L_B и отключающим устройством BP , в качестве последнего может быть использован трубчатый разрядник с плавкой вставкой между электродами. Ток в реакторе начинает проходить сразу после включения BB , плавкая вставка между электродами перегорает, а образующаяся дуга гаснет при первом переходе тока через нуль, разрывая цепь L_B .

В рассматриваемых процессах не учитывается влияние индуктивности цепи L , а также принято, что сопротивление R весьма велико, а сопротивление r мало, так что ток через ветви $C-r$ и R является почти чисто емкостным. Первоначально BB и $ШВ$ разомкнуты.

Опыт начинается включением BB в момент времени t_1 (рис. 2). При этом ток в цепи складывается из тока i_C через емкость C (точнее через ветви $C-r$, R) и тока i_{L_B} через индуктивность L_B . Поскольку в момент t_1 напряжение u проходит через нуль, ток i_{L_B} содержит аperiodическую составляющую i''_L , соответственно равную по абсолютной величине амплитуде периодической составляющей i'_L . Суммарный ток в последовательной цепи i_{C-L_B} равен сумме i_C и i_{L_B} .

В момент времени t_2 ток i_{L_B} проходит через нуль и дуга в BP гасится, размыкая цепь L_B . Поэтому при $t \geq t_2$ ток в последовательной цепи уже будет равен току i_C . В момент t_3 замыкаются контакты $ШВ$ и при $t \geq t_3$ процесс развивается так же, как и в предыдущем случае. Ток i_L содержит периодическую составляющую i'_L и аperiodическую составляющую i'''_L , которая складывается из аperiodической составляющей i''_L , равной мгновенному значению i'_L в момент t_3 , и из аperiodической составляющей, равной мгновенному значению тока i'_C в момент t_3 .

Таким образом, ток в испытуемом выключателе i_{IB} до момента t_2 равен i_{C-L_B} , на отрезке $(t_2-t_3) - i_C$,

а после этого — i_L , в течение еще более длительного времени не проходит через нуль, и тем самым предотвращается преждевременное гашение дуги в IB . Как и в предыдущем случае при этом увеличивается значение амплитуды тока отключения.

Для увеличения значения тока i_C после момента t_2 и тем самым дальнейшего увеличения времени горения дуги в IB параллельно BP включается активное сопротивление ρ . При этом в момент t_2 , когда гаснет дуга в BP , цепь L_B не прерывается, а из чисто индуктивной превращается в активно-индуктивную. Через эту цепь начнет проходить ток, содержащий преимущественно активную составляющую, которая суммируется с составляющей тока i_C .

Суммирование испытательных токов генераторов и колебательного контура. Для дальнейшего увеличения испытательного тока может быть использована схема совместной работы ударного генератора и колебательного контура, предложенная в [Л. 1], которая была усовершенствована и применена для синтетических испытаний (рис. 3). В схеме [Л. 1] параллельно испытуемому выключателю одновременно подключается как цепь синхронного генератора, так и колебательный контур Горева, благодаря чему в испытуемом выключателе суммируются токи обеих установок. Так как после гашения дуги в испытуемом выключателе обе установки оказываются соединенными последовательно, то на конденсаторной батарее колебательного контура могут возникнуть повышенные перенапряжения за счет ее перезарядки синхронным генератором. Поэтому в цепь вводится отключающее устройство, которое должно отключать одну из этих двух установок. Однако при этом возможны нарушения требуемой последовательности отключе-

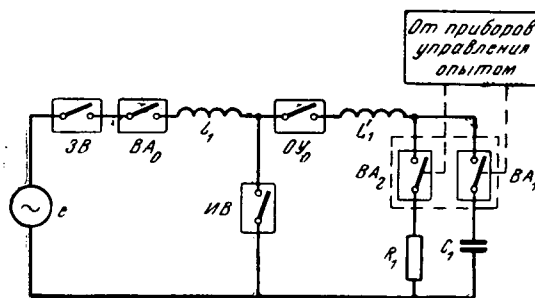


Рис. 3.

ния элементов цепи, а именно отключения колебательного контура (или ударного генератора) через время порядка сотен микросекунд после отключения испытуемого выключателя, что вызывает перенапряжения на батарее конденсаторов C и обуславливает выбор конденсаторов с соответствующим запасом по напряжению.

Опыт начинается включением включающих аппаратов BA_0 и BA_1 при предварительно замкнутых защитном выключателе $ЗВ$, испытуемом выключателе $ИВ$ и отключающем устройстве $ОУ$, благодаря чему через $ИВ$ протекает суммарный ток генератора и колебательного контура. После гашения дуги в $ИВ$ при переходе в нем тока через нуль в цепи может возникнуть, как указывалось, переходный процесс в батарее C_1 колебательного контура. При этом в цепи без применения сопротивления R_1 , в случае несвоевременного гашения дуги в $ОУ$ или $ЗВ$, на емкости C_1 возникают значительные перенапряжения, связанные с наложением переходного напряжения пониженной частоты на установившееся напряжение промышленной частоты, причем последнее может превышать зарядные напряжения на C_1 , если $L'_1 > L_1$, т. е. когда ток от колебательного контура меньше тока ударного генератора e .

Вместе с тем при включении в схему сопротивления R_1 соответствующей величины снижается установившееся напряжение на конденсаторе C_1 и демпфируется переходный процесс перезарядки, в результате чего опасные перенапряжения на C_1 не возникают. Если ввести в схему сопротивление R_1 с начала протекания отключаемого тока, то это существенно уменьшит его амплитудное значение. Для того чтобы это исключить, сопротивление R_1 можно подключать дополнительным включающим аппаратом BA_2 вблизи момента достижения током колебательного контура амплитудного значения в последний полупериод горения дуги в испытуемом выключателе. В этом случае команды на срабатывание BA_1 и BA_2 подаются со сдвигом во времени. В схеме рис. 3 отключающее устройство $ОУ$ используется как дополнительное защитное средство и в общем случае может не устанавливаться. Применение этой схемы при синтетических испытаниях пояснено ниже.

Увеличение испытательной мощности синтетической схемы снижением затухания тока повышенной частоты. При воспроизведении при испытаниях апериодической формы кривой восстанавливающегося напряжения, а также при испытании выключателей, дугогасительные разрывы которых шунтируются

средне- и малоомными сопротивлениями, параллельно испытуемому выключателю необходимо подключать сопротивления сравнительно небольшого значения, что обуславливает существенное затухание напряжения конденсаторной батареи синтетической схемы. Это приводит как к нарушению условий эквивалентности, так и к заметному снижению испытательной мощности. В [Л. 2] приведена схема, которая в этом случае позволяет провести эквивалентные испытания при ограниченной установленной мощности цепи высокого напряжения. В основном это достигается тем, что шунтирующие сопротивления включаются не параллельно испытуемому выключателю, а шунтируют реакторы цепи тока и цепи высокого напряжения, причем эти сопротивления подключаются к ним в определенные моменты времени. Однако при этом существенно затухает ток повышенной частоты, что приводит к необходимости увеличивать зарядное напряжение конденсаторной батареи и к соответствующему удорожанию испытательной установки. Поэтому в еще большей степени удастся увеличить испытательную мощность установки снижением затухания тока повышенной частоты колебательного контура цепи высокого напряжения в схеме рис. 4. Как и в обычных синтетических схемах, испытуемый выключатель $ИВ$ и отключающее устройство $ОУ$ включаются в цепь пониженного напряжения с источником U_0 и индуктивностью L_1 , причем эта цепь шунтируется активным сопротивлением R_1 . Контур высокого напряжения содержит конденсаторную батарею C_1 и C_2 и индуктивность L_2 . Емкости C_1 и C_2 заряжаются соответственно до напряжений U_1 и U_2 . Сопротивление R_2 через разрядник P_2 подключается параллельно контуру L_2-C_2 . Таким образом, если в схемах, содержащих лишь одну конденсаторную батарею, при протекании тока повышенной частоты к сопротивлению R_2 приложено полное напряжение цепи u , что вызывает соответствующую потерю энергии, предварительно сосредоточенной в батарее цепи высокого напряжения, то в схеме рис. 4 к сопротивлению приложено напряжение $u_1 < u$, поскольку $u = u_1 + u_2$, и соответственно будут значительно снижены потери энергии в сопротивлении R_2 , которые пропорциональны квадрату напряжения, что существенно повысит испытательную мощность установки. Вместе с тем, то обстоятельство, что после гашения дуги в $ИВ$ через это сопротивление начинает разряжаться емкость C_2 , снижая значение восстанавливающегося напряжения, позволяет приблизить форму кривой этого напряжения к форме напряжения реальной сети, в которой также в процессе восстановления напряжения на выключателе, шунтированном сопротивлением, происходит снижение амплитуды восстанавливающегося напряжения по сравнению с амплитудой э. д. с. сети. Восстанавливающееся напряжение в схеме рис. 4 будет суммироваться из постоянного напряжения u_1 (при пренебрежении собственным затуханием этого напряжения из-за утечек в батарее C_1) и затухающего напряжения на сопротивлении R_2 . Отношение $C_1/C_2 \approx u_2/u_1$ должно быть так выбрано, чтобы обеспечить требуемую амплитуду восстанавливающегося напряжения.

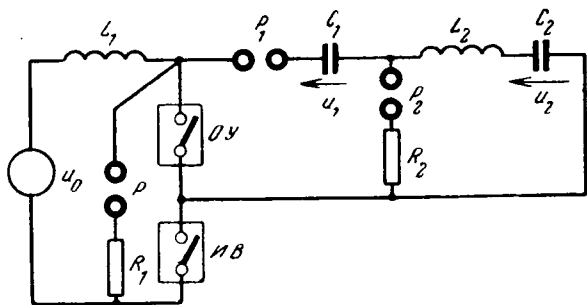


Рис. 4.

Включение сопротивления R_2 не нарушает условий эквивалентности, и процессы, обусловленные наличием напряжения на дуговом промежутке, вызывающие искажающие токи, оказываются одними и теми же независимо от способа подключения сопротивления R_2 . Действительно, при весьма быстрых процессах изменения напряжения на дуговом промежутке выключателя при подходе тока к нулю, конденсаторные батареи C_1 и C_2 значительной емкости можно считать как бы закороченными, и тогда сопротивление R_2 оказывается подключенным непосредственно параллельно реактору L_2 , что создает эквивалентные условия испытания.

Синтетическая испытательная установка (рис. 5) содержит все рассмотренные выше отдельные схемы, что позволяет значительно повысить ее испытательную мощность и продлить время горения дуги в испытуемом выключателе. Первоначально в схеме рис. 5 включающие аппараты BA_0 , BA_1 и BA_2 и шунтирующий выключатель $ШВ$ разомкнуты, а отключающие устройства $ОУ_0$, $ОУ$ и испытуемый выключатель $ИВ$ замкнуты. Конденсаторные батареи C_1 , C'_2 и C''_2 предварительно заряжены. Опыт начинается включением аппарата BA_0 с последующим отключением испытуемого выключателя (контакты $ОУ$ размыкаются одновременно с $ИВ$ либо несколько позднее). При этом через $ИВ$ проходит ток, определяемый в основном емкостью C_3 и сопротивлением R_2 . Как указывалось, при значениях этого тока, близких к максимуму, замыкается $ШВ$, и последующий ток определяется индуктивностью L_1 и фазой э. д. с. u_1 . После замыкания контактов $ШВ$ включается BA_1 , подключая параллельно $ИВ$ и $ОУ$ подпитывающую цепь колебательного контура (C_1 , L'_1 , R_1), что, как пояснено выше, обеспечивает сложение испытательных токов контура и генератора. Работа остальных коммутационных аппаратов этой цепи ясна из предыдущего.

В цепи высокого напряжения сопротивление R_{02} через разрядник P_2 подключается параллельно соединенным последовательно батарее C''_2 и индуктивности L_2 . Сопротивление R_{02} представляет собой пропорциональную часть сопротивления для регулирования кривой восстанавливающегося напряжения, или соответствующую часть шунтирующего сопротивления выключателя, либо в общем случае сопротивление, эквивалентное этим двум сопротивлениям. Разрядник P_1 подключается в такой момент времени, чтобы ток проходил через нуль в $ОУ$ (равного разности токов в цепи отключаемого тока и в цепи высокого напряжения) за 300—800 мксек до перехода через нуль тока в испытуемом выключателе $ИВ$. Разрядник P_2 может срабатывать либо одновременно с разрядником P_1 , либо в момент, близкий к моменту достижения амплитудного значения тока повышенной частоты в цепи высокого напряжения.

Кривая восстанавливающегося напряжения регулируется емкостями C_{01} , C_{02} , демпфирующими сопротивлениями r_{01} , r_{02} и шунтирующими сопротивлениями R_{01} и R_{02} . Если сопротивление R_{01} одновременно представляет собой часть шунтирующего сопротивления выключателя, то во избежание

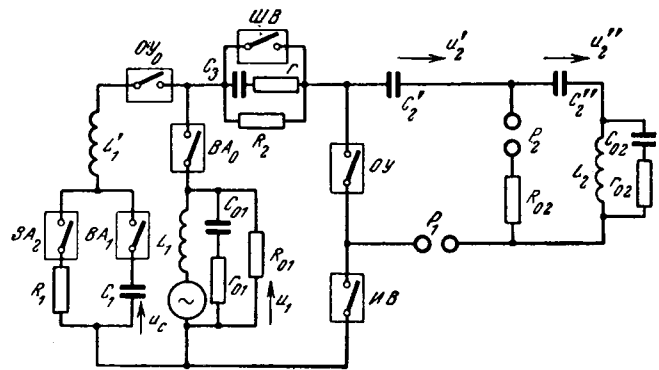


Рис. 5.

уменьшения амплитуды тока отключения оно может подключаться (после достижения током амплитудного значения) вспомогательным включающим аппаратом, не показанным на схеме.

Испытательная установка по принципиальной схеме рис. 5 была смонтирована на сетевой стенде ЛПИ, причем источником цепи тока отключения синтетической схемы являлась сеть 110 кВ Ленэнерго, подключение которой производилось через понижающие трансформаторы, снижающие напряжение сети до ~ 5 кВ. Вместе с тем номинальное напряжение конденсаторной батареи, используемой для подпитки, составляло 26 кВ, что не давало возможности эти два источника подключать параллельно, как показано на рис. 5. Поэтому подпитывающий колебательный контур также подключался через понижающий трансформатор. Сеть и колебательный контур включались в испытательную цепь через трехобмоточный трансформатор, все три обмотки которого соединялись последовательно по автотрансформаторной схеме. В качестве этого трансформатора использовались шесть, соединенных параллельно, однофазных трехобмоточных трансформаторов типа ОДТ мощностью 10 500 кВА каждый с напряжением обмоток 60, 34/21, 12/6,6 кВ. При этом сеть подключалась к трем последовательно соединенным обмоткам ($60,34 + 21,12 + 6,6 = 88,06$ кВ), а колебательный контур — к двум последовательно соединенным обмоткам ($21,12 + 6,6 = 27,72$ кВ). На испытательной установке проведено исследование отключающей способности одного разрыва подстанционного воздушного выключателя на ток отключения 63 кА.

Проведенные исследования показали, что настройка испытательной установки не связана с существенными дополнительными трудностями по сравнению с работой на обычной двухчастотной синтетической схеме, так как кроме ряда дополнительных статических элементов она содержит лишь несколько новых коммутационных аппаратов, к точности работы которых не предъявляется особых требований.

Литература

1. Шерман Я. Н., Установка для прямых испытаний высоковольтных аппаратов, «Электричество», 1959, № 7.
2. Каплан В. В. и Нашатырь В. М., Коммутационные испытания высоковольтных аппаратов, изд-во «Энергия», 1969.

(12.3.1970)

Влияние электродов на характеристики дугового разряда

Канд. физ.-матем. наук С. М. КРИЖАНСКИЙ

Ленинград

Уравнение энергетического баланса столба дуги является исходным при исследовании всех процессов в дуговых камерах выключателей. Однако представление об однородном по длине столбе дуги, лежащее в основе теории Майра — Касси, оказывается недостаточным для правильного описания процессов в реальных дугах конечной длины, опирающихся на электроды. Однородность столба по длине дуги существенно нарушается наличием продольного потока газа и охлаждающим влиянием электродов, причем возникающие приэлектродные падения потенциала составляют значительную долю полного падения напряжения на дуге. Эти факторы приводят к сильным изменениям всех величин (температуры, поля и т. д.) вдоль продольной оси разряда и в конечном счете определяют интегральные характеристики разряда (напряжение, на дуге, распределение потерь энергии и т. д.). Исследование влияния этих двух факторов на процессы в дуговом разряде необходимо проводить раздельно для выявления основных закономерностей. В настоящей статье излагаются результаты исследования охлаждающего влияния электродов для стационарного разряда без дутья.

В существующей теории дугового разряда считается [Л. 1], что приэлектродные области катодного и анодного падений напряжения разделяют столб и электроды и последние взаимодействуют лишь с этими узкими зонами, процессы в которых существенно отличны от протекающих в столбе. С точки зрения механизма перехода от плазмы к материалу электрода специфика процессов в приэлектродных зонах является безусловно определяющей. Однако для составления энергетического баланса и учета в нем потерь на электроды возможен другой подход, позволяющий отказаться от явного рассмотрения этих сложных процессов и основанный на следующих соображениях. На электродных площадках поддерживаются температуры порядка $(2-4) \cdot 10^3$ °K, а в столбе температуры достигают $(5-15) \cdot 10^3$ °K и более в зависимости от тока, среды и других условий существования дуги. Столь большой перепад температур приводит к значительным потокам тепла на электроды, которые существенно нарушают цилиндрическую симметрию в прилегающих к электродам областях столба. Практически потоки тепла на электроды вычисляют по приближенной формуле: $Q = i(\Delta U \mp \Phi)$, что не позволяет учесть условия разряда, так как значения приэлектродных падений напряжений ΔU определяются из опыта (Φ — работа выхода). При больших перепадах температур между столбом и электродами малая протяженность приэлектродных областей приводит к тому, что охлаждающее влияние электродов на столб распространяется на существенно большие расстояния (порядка мм) и тепловое взаимодействие столба и электродов представляется более существенным, чем это обычно учитывается. На это указывают и некоторые опытные данные распределения температуры дуги. С точки зрения

распределения температуры вдоль оси разряда приэлектродные зоны могут рассматриваться как тепловой пограничный слой с резким изменением температуры на малых расстояниях. Тогда тепловое взаимодействие между столбом и электродами может изучаться в первом приближении без учета кинетики процессов в приэлектродных зонах. Резкое снижение температуры и проводимости вблизи электродов должно привести к значительному росту напряженности поля для обеспечения постоянства полного тока разряда в приэлектродных зонах, что качественно соответствует наличию больших приэлектродных падений напряжения.

Реальные дуги в коммутационных аппаратах часто в длину не превышают нескольких сантиметров и влияние электродов на все характеристики дуги в этом случае может оказаться особенно существенным. Для получения решения, однозначно связанного с определяющими параметрами задачи (родом и давлением газа, током дуги, геометрией разрядного промежутка) применим метод [Л. 2], основанный на использовании уравнения энергетического баланса единицы объема столба дуги и позволяющий отказаться от введения в решение радиуса проводящего канала дуги, всегда носящего условный характер (например, как радиус, внутри которого протекает 99% тока). В неоднородном по длине столбе дуги охлаждающее влияние электродов приводит к изменению по длине радиуса проводящего канала и введение последнего в рассмотрение сильно осложнило бы решение.

Рассмотрим столб дугового разряда при постоянном давлении, расположенный по оси z' трубы радиуса r_0 , имеющий длину l_d между электродами. Учитывая как радиальные, так и осевые потоки тепла (без учета сил тяжести, и следовательно, конвекции) уравнение теплового баланса, а также закона Ома, запишутся в следующем виде:

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \lambda \frac{\partial T}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z'} \left(\lambda \frac{\partial T}{\partial z'} \right) + \sigma_c E_c^2 - Q_n = 0; \quad (1)$$

$$i = E_c(z') \int_0^{r_0} 2\pi r \sigma_c dr. \quad (2)$$

Здесь потери на излучение из единицы объема $Q_n(T)$ не учитывают реабсорбцию, а поле столба $E_c(z')$ предполагается постоянным по сечению. На стенке разрядной трубы будем считать заданной температуру, что вместе с ограниченностью температуры на оси приводит к условиям:

$$T(r_0, z') = T_0; \quad \frac{\partial T(0, z')}{\partial r} = 0. \quad (3)$$

Основную трудность представляет формулировка граничных условий на электродах. Фактические граничные условия для температуры в сечении торцов электродов должны учитывать различный ха-

рактен процессов на катоде и аноде, неполное заполнение торца опорными пятнами и зависимость площади пятен от тока, распределения температур по торцу и области между электродом и стенкой и т. п. Строгий учет всех эффектов затруднителен и для расчета теплового взаимодействия между электродом и столбом, можно ограничиться приближенными условиями. Примем, что температура в центре электродных площадок катода и анода равна температурам плавления материала электродов, тогда температуру в сечениях торцов электродов можно аппроксимировать выражением:

$$T(r, z') = T_0 + (T_v - T_0) \psi_v \left(\frac{r}{r_0} \right), \quad (4)$$

где индекс $v = k$, a указывает на принадлежность к катоду или аноду; T_v — значения температуры в центре электродных площадок; $\psi_v \left(\frac{r}{r_0} \right)$ — заданные функции, монотонно спадающие от оси к стенке с профилем, определяемым характером процессов на электроде. ($\psi_v(0) = 1$; $\psi_v(1) = \psi'_v(0) = 0$). Такое задание граничных условий в плоскости торцов электродов приемлемо для электродов без принудительного охлаждения. Возможно задание граничных условий другого вида, разных на аноде и катоде.

Решение (1) — (4) затрудняется нелинейностью и немонотонностью зависимостей тепло- и электропроводности и излучения от температуры. Для исключения зависимости $\lambda(T)$ вместо температуры вводится неизвестная функция $S = \int_0^T \lambda dT$.

При этом задача примет вид:

$$\frac{\partial^2 S}{\partial z'^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial S}{\partial r} \right) + \tau_c(S) E_c^2 - Q_n(S) = 0; \quad (5)$$

$$i = E_c(z') \int_0^{r_0} 2\pi r \tau_c dr; \quad (6)$$

$$S(r_0, z') = S_0; \quad \frac{\partial S(0, z')}{\partial r} = 0; \quad (7)$$

$$S(r, z') = S_0 + (S_v - S_0) \varphi_v \left(\frac{r}{r_0} \right). \quad (8)$$

Приближенное решение уравнения в частных производных (5) было получено как и в нестационарном случае [Л. 2] в виде

$$y = \frac{S - S_0}{S_*} = a(z) \varphi(x), \quad (9)$$

где y — безразмерная неизвестная; $z = \frac{2z'}{l_k}$; $x = \frac{r}{r_0}$ — безразмерные координаты задачи; S_* — базисное значение.

Новая неизвестная $a(z)$ определяет распределение температуры вдоль оси разряда, а функция $\varphi(x)$ задана, удовлетворяет (7) и определяет распределение температуры по радиусу, известное из решений для безэлектродного бесконечно длинного дугового столба. С достаточной точностью можно принять $\varphi(x) = J_0(\mu_1, x)$. Подставляя (9) в (5), (6) в (8) и усредняя уравнение (5) и граничные условия (8)

по сечению, получим для определения $a(z)$ краевую задачу для обыкновенного дифференциального уравнения

$$\delta_1 \frac{d^2 a}{dz^2} = a - \frac{1}{\sigma(a) \gamma} + \beta_1 \bar{Q}(a); \quad a(\pm 1) = a_*; \quad (10)$$

где

$$\bar{\sigma}(a) = \int_0^1 \sigma x dx; \quad \bar{Q} = \int_0^1 Q x dx; \quad \sigma = \frac{\sigma_c}{\sigma_*};$$

$$Q = \frac{Q_n}{Q_*}; \quad \beta_1 = \frac{Q_* r_0^2}{S_* \gamma}; \quad \gamma = |\varphi'(1)|;$$

$$\alpha_v = \frac{(S_v - S_0) m_{v1}}{S_* m_1};$$

$$\delta_1 = \frac{4r_0^2 m_1}{l_k^2 \gamma}; \quad m_{nv} = \int_0^1 \varphi_v^n x dx;$$

$$m_n = \int_0^1 \varphi^n x dx; \quad \frac{i^2}{S_* \sigma_* 4\pi^2 r_0^2} = 1,$$

а σ_* и Q_* определяются через S_* после введения конкретных зависимостей $\sigma_c(S)$ и $Q_n(S)$.

Уравнение (10) не содержит независимой переменной и интегрируется в квадратурах. Однако получающиеся зависимости для $a(z)$ сложны и получаются в неявном виде. Поэтому расчеты проводились численно на ЦВМ.

Приведем некоторые результаты расчетов для азота при атмосферном давлении и температурах меньших $15 \cdot 10^3$ К. При этих условиях можно принять: $\sigma_c = \sigma_n (S - S_0)^n$; $n = 2$; $\sigma_2 = 0,9 \cdot 10^{-8}$ CGSE; $\sigma_* = \sigma_2 S_*^2$. Температуру в центре электродных площадок примем равной $T_k = T_a = 3700^\circ$ С, а $\varphi_k \equiv \varphi_a \equiv \varphi \equiv J_0(\mu_1, x)$. Для более четкого выявления влияния электродов потери на излучение сначала не учитывались. Распределение

температуры, поля $E = \frac{E_c}{E_*}$, потенциала $U = \int_{-1}^z E dz$ ($U^* =$

$= E_* l_k$; $E_* = \left(\frac{2\pi}{\sigma_* r_0^2 i} \right)^{1/3}$) вдоль оси столба отчетливо выявило наличие пограничных слоев вблизи электродов. При отношении диаметра трубы к длине дуги $\frac{2r_0}{l_k} \approx 1$ резкое снижение температуры начинается на расстоянии около $(0,1 - 0,15) l_k$ от электродов и с ростом тока крутизна спада температуры увеличивается. При удлинении столба дуги отношение $\frac{2r_0}{l_k} \rightarrow 0$ и

ширина пограничного слоя ∇l уменьшается так же, как уменьшается охлаждающее влияние электродов на столб. При сближении электродов их охлаждающее влияние все увеличивается и значительно снижается температура в столбе.

Пограничный слой по полю E выражен гораздо сильнее, чем по температуре. Изменение значений напряженности поля от центральных областей столба, где оно определяется формулой $E = \frac{1}{a_m m_n}$ (a_m — максимальное значение $a(z)$ к значению

на электродах) меняется на несколько порядков. Зависимость напряженности поля от тока дуги в центральных областях стол-

ба — падающая $E_0 \sim \frac{1}{r_0} \left(\frac{i}{r_0} \right)^{-\frac{1}{3}}$, а вблизи электродов — возрастающая $E_v \sim \frac{i}{r_0^2}$. Это объясняется тем, что темпера-

тура и проводимость столба вдали от электродов определяются током разряда и увеличиваются вместе с ростом тока. Вблизи электродов температура определяется их материалом и его температурой плавления и слабо зависит от тока. Поэтому для обеспечения интегральной проводимости столба в приэлектродных зонах напряженность поля должна увеличиваться с током почти линейно. Это приводит к появлению в кривой вольт-амперной характеристики помимо падающей ветви также и возрастающей, причем минимум кривой зависит от геометрии разрядного промежутка, т. е. отношения $\frac{2r_0}{l_d}$.

Вольт-амперную характеристику можно аппроксимировать выражением $U_* = U_* \left[U_0 + U_1 \delta_1^m \left(\frac{i}{r_0} \right)^n \right]$, причем для условий расчета $U_0 = 2,26$; $U_1 = 2,56$; $m = 0,587$; $n = 0,417$. Полученное уравнение дает значения напряжения на дуге, хорошо согласующиеся с наблюдаемыми на опыте для соответствующих условий.

Кривая распределения потенциала вдоль оси прямолинейна в центральной части с резкими отклонениями вблизи электродов. Продолжая прямолинейную часть до электродов, можно отсечь приэлектродные падения напряжения, составляющие значительную часть от полного напряжения на дуге, увеличивающуюся с сокращением длины дуги. Поток тепла на электроды для не очень коротких дуг ($\frac{2r_0}{l_d} \leq 1$) определяют

ся формулой:

$$Q = 2\pi r_0 S_v \sqrt{\gamma m_1} \times \\ \times \sqrt{1 + \frac{1}{\alpha_1^3} \left(\frac{i}{r_0} \right)^2 + \frac{3}{\alpha_1^2} \left(\frac{i}{r_0} \right)^{4/3}}; (\alpha_1 = 0,883)$$

и составляют значительную (до 75% при $2r_0/l_d \sim 1$) часть джоулева тепла, выделяющегося в дуговом промежутке. Эта доля немонотонно зависит от тока дуги и уменьшается при учете потерь на излучение.

Предложенный в настоящей статье способ учета охлаждающего влияния электродов на процессы в столбе позволяет рассчитать характеристики разряда, существенные для расчета дуговых камер выключателей. При этом отказ от рассмотрения кинетической картины процессов в приэлектродных зонах при расчете этих интегральных характеристик не приводит к большим ошибкам. В этом убеждает как анализ физической картины, положенной в основу предложенного метода, так и анализ результатов, хорошо согласующихся с опытными данными.

Литература

1. Финкельнбург В. и Меккер Г., Электрические дуги и термическая плазма, Изд-во иностр. лит., 1961.
2. Крижанский С. М., ЖТФ, т. 35, 1965, вып. 10.

[12.3.1970]



УДК 621.316.54.06

Влияние шунтирующих дуговой промежутков емкостей и сопротивлений на отключающую способность

Канд. техн. наук А. М. БРОНШТЕЙН и инж. С. Д. ЯНБУХТИНА

Москва

Еще несколько лет назад шунтирование дуговых промежутков сопротивлением или емкостью рассматривалось главным образом с точки зрения влияния последних на скорость восстановления напряжения.

В последние годы начали обращать внимание и на то влияние, которое эти элементы оказывают на

процесс отключения в период перед переходом тока через нуль.

Одной из причин влияния шунтирующих элементов на отключающую способность в преднулевой период является смещение «естественного» момента перехода тока в дуговом промежутке через нуль, приводящее к увеличению промежутка времени τ между моментом перехода тока через нуль и началом восстановления напряжения. Чем больше τ , тем больше успевает деионизироваться и охладиться остаточный столб дуги к моменту начала восстановления напряжения, и тем больше вероятность успешного гашения дуги.

Настоящая статья посвящена экспериментальному определению зависимости величин τ от значений отключаемого тока и величин шунтирующих элементов и оценке влияния величины τ на отключающую способность дугового промежутка. Исследования проводились на дугогасящем устройстве с односторонним продольным воздушным дутьем при диаметре сопла 25 мм (рис. 1). Отключающая способность этого устройства при давлении сжатого воздуха в баке 9 атм равна 10 000 а при восстанавливаемом напряжении 30 кВ и частоте собственных колебаний 2,5 кГц.

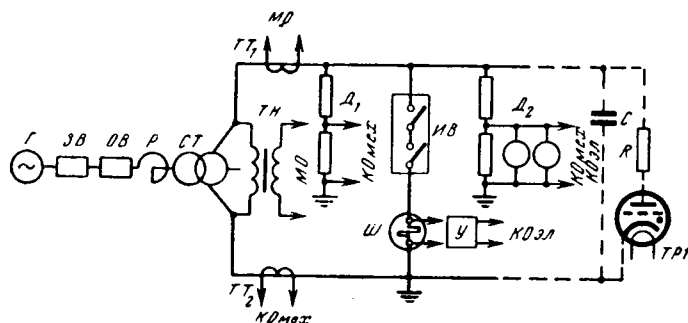


Рис. 1. Принципиальная схема испытаний.

Г — ударный генератор; ЗВ — защитный выключатель; ОВ — оперативный выключатель; Р — реакторы; ТН — однофазные повысительные трансформаторы; ТН — трансформатор напряжения; ТТ — трансформатор тока; ИВ — испытуемый выключатель; С — шунтирующая емкость; R — шунтирующее сопротивление; ТРИ — тиратрон.

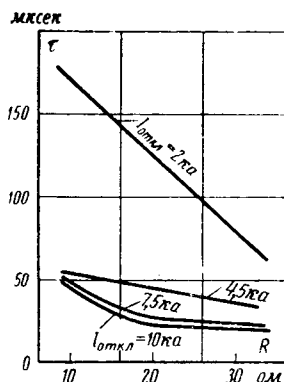


Рис. 2. Зависимость среднеарифметических значений τ от величины шунтирующих сопротивлений (для токов 2; 4,5; 7,5; 10 ка и $p=9$ ати).

рался приблизительно за 100 мксек до перехода тока через нуль, регистрировались напряжение на дуге и ток через дуговой промежуток и шунтирующий элемент (скорость развертки 6—10 мксек в мм).

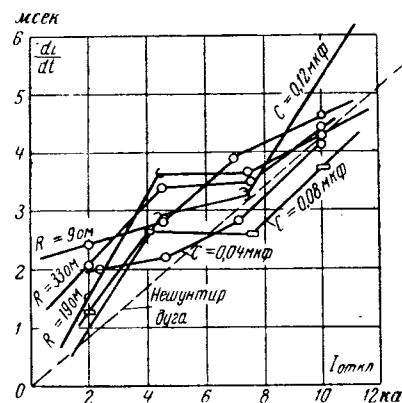
Для регистрации токов в дуговом промежутке и шунтирующем элементе использовались омические шунты с малым индуктивным сопротивлением (Ш) и соответствующие усилители постоянного тока с ограничителями величин входного напряжения (У). Для регистрации напряжения на дуговом промежутке использовался омический делитель с ограничителями величин выходного сигнала (Д₂).

Для определения значения τ при заданном шунтирующем элементе и отключаемом токе проводились от 3 до 11 опытов. Были приняты специальные меры для исключения постоянной составляющей в токе короткого замыкания и обеспечения одинаковой длительности горения дуги. Несмотря на все принятые меры для соблюдения одинаковых условий опыта разброс полученных значений τ был достаточно велик; максимальные значения τ в некоторых сериях опытов почти в два раза превышали минимальные значения (рис. 2).

В таблице приведены значения τ при разных отключаемых токах и значениях шунтирующей емкости.

В обоих случаях для одних и тех же шунтирующих элементов с увеличением отключаемого тока среднее значение τ уменьшается; однако, начиная с 7,5 ка и более влияние величины отключаемого тока становится все менее заметным. При одном и том же значении отключаемого тока чем больше сопротивление, тем меньше τ и наоборот, чем больше емкость, тем больше τ . Однако при токах отключения выше 7,5 ка эти зависимости становятся

Рис. 3. Зависимость скорости изменения тока в дуговом промежутке вблизи нуля при разных шунтирующих элементах от величины отключаемого тока. dI/dt в а/мксек.



слабо выраженными. Это объясняется тем, что при шунтировании сопротивлением величина τ растет при увеличении падения напряжения на дуге, а при шунтировании емкостью — с увеличением скорости изменения напряжения на дуге вблизи нуля тока. Например, при отключении тока 4,5 ка и шунтирующей емкости 0,08 мкф скорость изменения напряжения на дуге, в момент, когда мгновенное значение отключаемого тока составляет 50 а, равна 17,0 в/мксек при давлении в баке 5 ати, а при давлении 9 ати — 23,0 в/мксек. Соответственно при увеличении давления от 5 до 9 ати среднее значение τ увеличивается от 18 мксек до 20 мксек.

При больших отключаемых токах напряжение на дуге и скорость его изменения очень слабо зависят от действующего значения этого тока. Поэтому значение τ для отключаемых токов 7,5 и 10 ка при шунтировании сопротивлением и емкостью мало отличаются друг от друга.

Поскольку шунтирование дугового промежутка приводит к принудительному изменению момента перехода тока через нуль, оно кроме изменения величины τ должно также влиять на скорость изменения тока вблизи перехода тока через нуль.

Полученные в процессе исследования осциллограммы на КОЭЛ позволяют также определить скорость изменения тока в окрестности перехода тока в дуговом промежутке через нуль.

Для получения сравнительных данных по осциллограммам были определены среднеарифметические скорости изменения тока при мгновенном значении тока 50 а для разных отключаемых токов и разных значений шунтирующих сопротивлений и емкостей (рис. 3).

Для сравнения на рис. 3 нанесена расчетная скорость изменения тока в предположении, что дуговой промежуток замкнут накоротко (получена по выраже-

Отключаемый ток, ка	C = 0,04 мкф				C = 0,08 мкф				C = 0,12 мкф			
	Количество опытов	$\tau_{ср}$, мксек	τ_{max} , мксек	τ_{min} , мксек	Количество опытов	$\tau_{ср}$, мксек	τ_{max} , мксек	τ_{min} , мксек	Количество опытов	$\tau_{ср}$, мксек	τ_{max} , мксек	τ_{min} , мксек
2	10	30	40	15,6	13	28,5	53,4	8,7	18	39	71,0	23,5
4,5	6	18,0	21,5	13,65	7	20	26,7	10,2	14	23	30,6	14,4
7,5	4	11,5	12,8	9,3	3	11,8	12,6	10,2	5	15	17,7	11,1
10	5	10	13,6	9,3	10	12,8	18,8	9,5	4	12,5	17,8	10

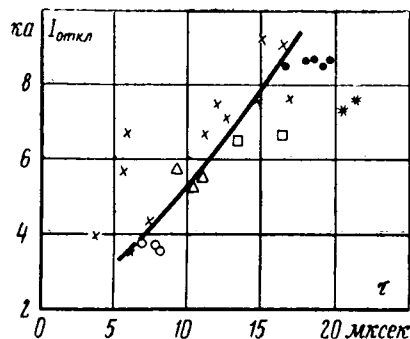


Рис. 4. Зависимость тока отключения от τ .
 $\times$ — отказы; $\bullet$ — $R=19$ Ом; $*$ — $R=33$ Ом;
 $\square$ — $R=44$ Ом; $\triangle$ — $R=68$ Ом; $\circ$ — без шунтирующего сопротивления.

нию $\left. \frac{di}{dt} \right|_{t \approx 0} = \omega \bar{V} I_{\text{откл}}$. Как видно из рис. 3 в по-

давляющем большинстве опытов, по крайней мере при токах отключения до 9 ка и имевших место условий опыта, скорость изменения тока в области перехода его через нуль при шунтировании дугового промежутка сопротивлением и емкостью получается выше расчетной «естественно» скорости изменения тока. Это обстоятельство естественно ухудшает условия гашения дуги.

Таким образом, шунтирование дугового промежутка создает в преднулевой период, с одной стороны, облегчающие условия для гашения дуги из-за увеличения τ , а с другой стороны, ухудшающие — из-за увеличения скорости изменения тока в области перед переходом тока через нуль.

Так как оценить влияние каждого из указанных факторов в отдельности затруднительно, то была сделана попытка определить общее влияние шунтирующего элемента в преднулевой период на отключающую способность. Для получения таких опытных данных необходимо было исключить влияние этого элемента в области после перехода тока через нуль. С этой целью нами были предложена схема шунтирования дугового промежутка емкостью или сопротивлением, последовательно с которыми включается вентильный прибор. В качестве такого вентильного прибора был выбран тиратрон со средним значением тока 40 а и обратным напряжением 15 кВ. Исследования проводились на том же отключающем устройстве при давлении сжатого воздуха в баке 5 атм и в той же схеме с неизменной частотой собственных колебаний 34 кГц.

Размыкание контактов дугового промежутка осуществлялось так, что дуга возникала в ту полярность тока, когда тиратрон был в проводящем состоянии, т. е. пока горела дуга, тиратрон был открыт и, следовательно, к дуговому промежутку параллельно был подключен шунтирующий элемент (в данном случае сопротивление). В момент перехода тока через нуль полярность на промежутке и тиратроне меняется на противоположную, тиратрон запирается и сопротивление отключается.

Из построенной по полученным данным на рис. 4 зависимости $I_{\text{откл}} = f(\tau)$, следует, что величина отключаемого тока изменяется почти пропорционально значениям τ . Величина отключаемого тока регулировалась изменением возбуждения генератора, что в свою очередь приводило к изменению восстанавливающегося напряжения. Для проверки влияния величины этого напряжения на ход зависимости $I_{\text{откл}} = f(\tau)$ опыты при токах 3600—4200 а были

проведены при том же напряжении возбуждения, что и опыты при токах 8600—9200 а и при соответственно увеличенном сопротивлении реакторов (собственная частота отключаемой цепи при этом стала равна 18 кГц). Как видно, эти точки хорошо вписались в полученную зависимость $I_{\text{откл}} = f(\tau)$ (см. рис. 4).

Здесь следует еще заметить, что в этих опытах выключатель шунтировался сопротивлением, последовательно с которым включалось сопротивление тиратрона в динамическом режиме. Динамическое сопротивление при малых токах имеет порядок нескольких десятков Ом и может колебаться в довольно значительных пределах. Эти колебания динамического сопротивления приводят к увеличенному разбросу значений τ . Однако это обстоятельство не может сказаться на характере граничной кривой $I_{\text{откл}} = f(\tau)$, поскольку каждая пара значений I и τ определялись по осциллограммам.

Зависимость на рис. 4 подтверждает, что влияние шунтирующего элемента в области до перехода тока в дуговом промежутке через нуль существенно сказывается на увеличении его отключающей способности.

Небольшое видоизменение примененной схемы позволило также получить и другую весьма интересную характеристику дугогасящего устройства этого выключателя, а именно — измерить скорость нарастания электрической прочности дугового промежутка после отключения определенного тока.

С этой целью выключатель через тиратрон шунтировался различными сопротивлениями, причем полярность выбиралась такой, чтобы во время горения дуги тиратрон мог запирается и открывался при восстановлении напряжения. Таким образом, шунтирующее сопротивление было отключено от цепи при горении дуги и подключалось с началом восстановления напряжения. При разных значениях этого сопротивления изменялись скорость восстановления напряжения и момент наступления повторного зажигания дуги. Опыты производились при отключаемом токе 8,5 ка ($f_0 = 34$ кГц) и давлении сжатого воздуха в баке выключателя 5 атм. При каждом шунтирующем сопротивлении делалось от 3 до 7 опытов и по каждой осциллограмме измерялись значения напряжения повторного зажигания $U_{\text{пр}}$ и время τ_1 от момента прекращения тока в промежутке до возникновения повторного зажигания.

Все полученные точки нанесены на рис. 5 и по ним проведены две граничные кривые (сплошными

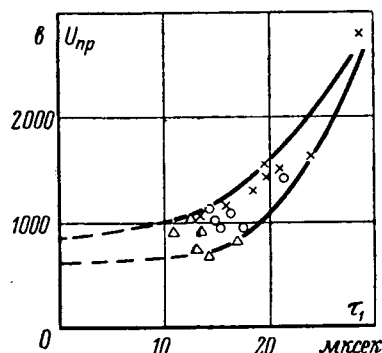


Рис. 5. Зависимость последодуговой прочности от τ_1 .
 $\times$ — $R=78$ Ом, $n=6$;
 $\circ$ — $R=110$ Ом, $n=5$; $\triangle$ — $R=157$ Ом, $n=7$.

линиями), определяющие зону разброса прочности дугового промежутка в пределах времен $\tau_1 = 10$ —30 мксек.

Согласно определению Слепая за прочность дугового промежутка можно принять то напряжение, которое будучи приложено к нему не вызывает изменение его проводимости, т. е. за прочность дугового промежутка в процессе горения дуги следует принять напряжение на дуге. Принимая в соответствие с этим положением прочность дугового промежутка в момент перехода тока через нуль равной пику гашения и нанеся эти точки на ординату $\tau_1 = 0$, можно проэкстраполировать кривые в область $\tau_1 = 0 \div 10$ мксек (пунктирные линии).

Из полученной зависимости видно, что для данных конкретных условий опыта средняя скорость нарастания прочности за время $\tau_1 = 0 \div 10$ мксек составляет менее 10 в/мксек, в диапазоне $\tau_1 = 10 \div 20$ мксек — около 50 в/мксек, а в диапазоне 20—28 мксек — 150 в/мксек.

При другом отключаемом токе и при других значениях давления количественные значения скорости роста прочности естественно будут другие, но качественно картина останется такой же. У воздушного выключателя в первые несколько микросекунд после перехода тока через нуль скорость роста прочности дугового промежутка весьма мала; она начинает заметно нарастать спустя 5—10 мксек после перехода тока через нуль. Поэтому шунтирование дуги емкостью или сопротивлением может оказать весьма заметное действие и в преднулевой период, если оно обеспечивает сдвиг момента перехода тока через нуль (τ) на время 10 мксек и более.

Численный расчет значений τ может быть произведен, если для данного отключающего устройства и тока отключения известны или представляется возможным рассчитать напряжение на дуге и скорость его изменения вблизи перехода тока через нуль.

[12.3.1970]



УДК 621.316.542.064.241.027.3

Влияние торможения потока газа в выхлопной части дутьевой системы дугогасителя на параметры дуги

Г. А. КУКЕКОВ, Г. С. КАПЛАН и Л. С. ВЕТЮКОВА

Ленинград

У дугогасителей воздушных выключателей высокого напряжения отвод горячего ионизированного воздуха из сопловой части, где происходит горение и гашение дуги, в атмосферу осуществляется через специальные каналы и устройства, составляющие выхлопную часть дутьевой системы.

При определенных конструктивных формах исполнения и размерах в выхлопной части искусственно создаются условия течения горячего газа, при которых происходит охлаждение и деионизация газа, а также уменьшение крутизны фронта акустической волны на выхлопе камеры во время отключения. Вместе с тем в процессе течения газа в выхлопной части может возникать противодействие, вызывающее торможение потока в сопловой части дугогасителя. Это ухудшает условия охлаждения и гашения электрической дуги, так как расход холодного воздуха, поступающего к месту гашения дуги уменьшается [Л. 1 и 2]:

$$G_{\Sigma} = w_1 F_1 \gamma_1 = A \frac{F_1 \gamma_1 (P_1 - P_2)}{U_d I_m \sin \omega t}, \quad (1)$$

где F_1 — сечение отверстия дутьевого сопла; γ_1 — весовая плотность холодного воздуха; P_1 — давление холодного воздуха на входе в сопло; P_2 — противодействие выхлопной части; I_m — амплитуда тока дуги; U_d — напряжение на дуге.

Противодавление P_2 в объеме выхлопной части зависит от параметров поступающего горячего газа, а также от условий наполнения и истечения, которые во многом определяются конструкцией этой части дугогасителя. Для системы одностороннего продольного дутья при гашении электрической дуги переменного тока в первом приближении противодействие

$$P_2 = P_{2x} + P_{2r}, \quad (2)$$

где составляющая P_{2x} при течении холодного воздуха в дутьевой системе без электрической дуги (в рассматриваемом случае при переходе тока через нуль), а составляющая P_{2r} обусловлена нагреванием потока воздуха электрической дугой в сопловой части дутьевой системы.

В пределах каждого полупериода тока дуги теплосодержание горячего воздуха, поступающего из дутьевого сопла в объем выхлопной части

$$h_r \approx \frac{U_d I_m \sin \omega t}{G_1} = \frac{B}{(P_2 - P_1)} (1 - \cos 2\omega t), \quad (3)$$

где

$$B = \frac{U_d I_m^2}{2 A F_1^2 \gamma_1}.$$

Точный анализ и расчет процессов торможения в дутьевых системах с выхлопной частью, тем бо-

лее анализ влияния этих процессов на параметры и характеристики гасимой дуги затруднителен. Более рациональным является исследование этих процессов опытным путем на моделях дутьевых систем, у которых эффект торможения потока в выхлопной части создается посредством дросселирующих шайб, имитирующих эквивалентные условия торможения прототипа. Описание и результаты таких исследований приводятся ниже. Анализировались газодинамические процессы в дутьевой системе, имеющей выхлопную часть с заданными геометрическими параметрами и влияние течения газа в дутьевой системе на параметры и характеристики дуги при ее горении.

Исследования проводились на модели дутьевой системы с односторонним продольным дутьем, представленной на рис. 1. Модель имеет коническое дутьевое сопло с диаметром горловины d_c ; выхлопная часть представляет собой трубу с внутренним диаметром d_0 , в которой устанавливалась на расстоянии l_0 от горловины сопла дроссельная шайба с различными диаметрами отверстий $d_{ш}$. Дутьевое сопло в плоскости горловины имеет плоский разъем; плоскости разреза образуют узкую смотровую щель шириной 0,5 мм, через которую производилось фотографирование короткого участка дуги на фильмовую развертку через специальную оптическую систему. Для измерения давления перед соплом и за ним установлены датчики давления, включенные в схему измерительного моста. Для измерения градиента напряжения на участке ствола дуги, расположенном в горловине сопла, применялся метод

сдвоенного зонда, для чего в полусоплах дутьевой системы установлены изолированные вольфрамовые

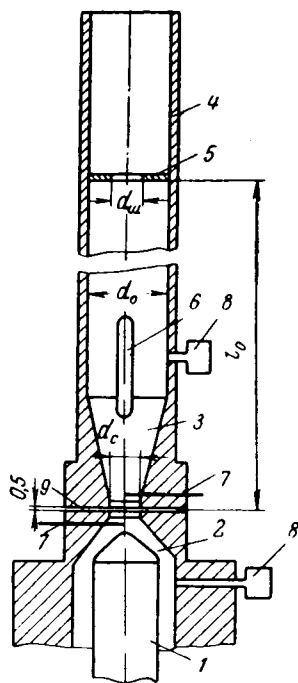


Рис. 1. Исследуемая модель дутьевой системы.

1 — неподвижный контакт; 2 — входная часть дутьевого сопла; 3 — диффузор дутьевого сопла; 4 — выхлопная труба; 5 — дросселирующая шайба; 6 — дугоулавливающий электрод; 7 — сдвоенный зонд; 8 — датчик давления; 9 — смотровое щелевое отверстие.

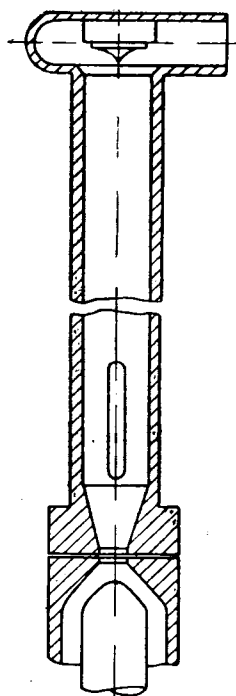


Рис. 2. Модель дутьевой системы дугогасителя.

стержни, включенные в измерительную схему. Длина дуги в пределах дутьевого сопла ограничивалась оконечностью сплошного контакта и дугоулавливающим электродом. В качестве источника мощности применен колебательный контур проф. А. А. Горева с частотой 50 гц, в котором при начальном напряжении на емкости $U_{co}=10$ кв амплитуда первой полуволны тока равна 1 200—1 400 а.

Для оценки влияния дуги на характер изменения давления в камере дугогасителя P_1 и в объеме выхлопной части за дутьевым соплом были также проанализированы давления P_{1x} и P_{2x} , полученные при продувке дутьевой системы холодным воздухом без дуги при соответствующих условиях торможения и исходных давлениях в камере дугогасителя. Исследования показали, что при свободной продувке (без дроссельной шайбы) холодного воздуха противодавление P_{2x} очень мало и в рассматриваемых случаях составляет 0,1—1,0 ати. При дросселировании (шайба с диаметром отверстия $d_{ш}=d_c$), противодавление значительно возрастает и составляет значительную долю давления в камере. В процессе течения воздуха при отсутствии дуги давление в камере и в объеме выхлопной части практически не меняется.

Электрическая дуга существенно изменяет картину изменений давлений. В первой половине полупериода противодавление увеличивается, имея форму импульса. В случае значительного дросселирования потока шайбой амплитуда противодавления достигает значений, близких или превосходящих давление P_1 в камере дугогасителя; перепад давления снижается настолько, что процесс течения через сопло переходит в подкритический режим. При этом создаются условия не только «закупорки» сопла, которые возможны при критической продувке сопла с дугой непосредственно в атмосферу, но также и обратного течения горячего воздуха из дутьевого сопла в камеру дугогасителя.

Во всех рассматриваемых случаях к концу полупериода противодавление P_2 достигает примерно таких значений, которые соответствуют случаю продувки данной системы холодным воздухом без дуги, т. е. к концу полупериода процесс течения воздуха через сопло происходит при критическом (над критическом) режиме. Последнее имеет определенное значение в оценке условий охлаждения остаточного ствола дуги в околонулевой области тока. В результате опытов установлено, что в процессе течения газа в выхлопной части дугогасителя в конце полупериода в камере дугогасителя создается некоторое повышение давления в конце полупериода, что может положительно влиять на процесс восстановления электрической прочности промежутка при прохождении тока через нуль.

При исследованиях было найдено, что с уменьшением расстояния l_0 эффект торможения, вызываемый дугой, несколько снижается, а перепад давления увеличивается.

Данные о диаметре участка ствола дуги, расположенного в горловине, получены микрофотометрической обработкой фотограммы разрезки поперечника короткого участка дуги, расположенного в плоскости горловины. Из этих данных видно, что диаметр дуги резко увеличивается при $d_{ш} \leq 1,5 d_c$.

Кроме рассмотренных выше, проводились также исследования на модели дутьевой системы дугогасителя, изображенной на рис. 2 и данные сравнивались. Сравнение показало, что характер протекания газодинамических процессов в модели рис. 2 при горении дуги, при прочих одинаковых условиях примерно такой же, как и в дутьевой системе со свободным выхлопом через дутьевую трубу (без дроссельной шайбы).

Выводы. 1. Исследование газодинамических процессов на геометрически подобных моделях дутьевых систем позволяет установить характер протекания сложных газодинамических процессов в них при наличии электрической дуги, при заданных фиксированных условиях дросселирования потока в выхлопной части.

2. Торможение потока газа в выхлопной части

дутьевой системы влияет на параметры дуги, в частности на значение диаметра ствола дуги и на характер изменения напряжения и градиента напряжения на дуге.

Торможение в выхлопной части дутьевой системы рассматриваемого типа, вызываемое сопротивлением дроссельной шайбы с диаметром отверстия $d_{ш} \geq 1,5d_c$ не влияет отрицательно на процессы горения и гашения дуги при сохранении прочих равных условий.

Литература

1. Кукеков Г. А., Проектирование выключателей переменного тока высокого напряжения, Госэнергоиздат, 1961.
2. Кукеков Г. А., Характеристики процесса истечения воздуха, в дугогасителе воздушного выключателя, «Электричество», 1964, № 6.

[12.3.1970]



УДК 621.3.066.6:66.017

Дугостойкость металлокерамических контактных материалов

Инженеры М. А. ЖАВОРОНКОВ и Б. А. МАРЕК

Москва

С целью сравнительной ориентировочной оценки эксплуатационных качеств контактных материалов в МЭИ проводились их испытания на дугостойкость после многократного отключения тока. Критерием дугостойкости являлось изменение веса и объема материала контактов после определенного числа циклов возникновения дуги на контактных поверхностях.

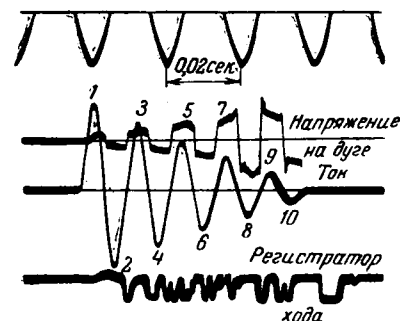
Источником тока служила высоковольтная конденсаторная батарея емкостью 1 800 мкф, разряжаемая через реактор на испытуемый объект. Ток разряда регулировался напряжением заряда батареи. Процесс разряда начинается для размыкающихся, но еще замкнутых контактов при срабатывании управляемого воздушного промежутка. Контакты испытывались в одном и том же разрядном колебательном цикле, характеризуемом осциллограммой (рис. 1), полученной на шлейфовом осциллографе.

Ток разряда записывался с помощью трансформатора тока, напряжение на дуге — с помощью емкостного делителя напряжения и усилителя. Скорость размыкания и дистанция расхождения контактов фиксировались с помощью регистратора хода. Контакты расходились на расстояние 20 мм со средней скоростью около 1 м/сек.

Испытания проводились на макете маломасляного выключателя ВМГ-133 в трансформаторном масле. Розеточная контактная система выключателя была переделана на торцевую.

Контакты выполнялись в виде цилиндров диаметром 20 мм, высотой 10 мм с медными конусными наконечниками.

Необходимое контактное давление получалось за счет трения в конусных соединениях контактов со свечой и стаканом розетки. Каждая пара подвергалась 150 циклам разряда, после каждых 50 циклов проводились измерения потерь веса и объема (метод гидростатического взвешивания) и измерения контактного сопротивления по методу амперметра-вольтметра при пропускании тока 20 а и при давлениях 10—40 кг.



N N п/п	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
I, Ka (ампл.)	3,7	2,7	2,4	2,1	1,8	1,5	1,15	0,95	0,7	0,5
U _д в	25	33	40	52	65	75	90	140	115	100

Рис. 1.

Исследовались металлокерамические композиции с тугоплавкой составляющей на основе воль-

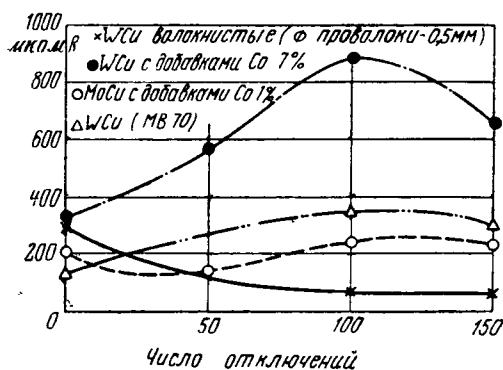


Рис. 2.

фрама W и молибдена Mo и легкоплавкой меди Cu: MoCu (70% Mo по объему) с добавками Co (1, 3, 5, 7 и 10%) и без них WCu (70% W по объему) с добавками Co (1, 3, 5, 7%) и без них.

Также сравнительным исследованиям подвергались композитные или волокнистые материалы, представляющие собой скелет из непрерывных вольфрамовых волокон диаметром 0,3 и 0,5 мм, с наполнителем — медью. Волокна в контактах расположены перпендикулярно к их рабочей поверхности. Процентное содержание W (по объему) в этих контактах 50 и 70%.

Результаты испытаний на дугостойкость представлены в таблице.

Изменение веса и объема материала контактов в функции числа циклов отключения

Композиция		ΔР и ΔV парных контактов, г и см³		
Основы	Добавки, %	n = 50	n = 100	n = 150
WCu с добавками Co	0	2,270	4,071	7,875
		0,192	0,414	0,484
	1	2,338	5,246	8,796
		0,097	0,473	0,550
	3	3,576	7,156	10,939
		0,188	0,388	0,642
	5	2,894	5,382	8,147
		0,147	0,347	0,601
	7	2,393	5,051	7,650
		0,100	0,211	0,496

♦ ♦ ♦

Продолжение

Композиция		ΔР и ΔV парных контактов, г и см³		
Основы	Добавки, %	n=50	n=100	n=150
MoCu с добавками Co	0	1,634	3,508	5,543
		0,078	0,249	0,438
	1	1,633	3,551	5,180
		0,125	0,240	0,401
	3	1,810	3,926	6,188
		0,189	0,331	0,530
	5	2,933	6,428	10,995
Волокнистые WCu		0,306	0,639	1,003
	7	2,712	6,193	9,793
		0,250	0,540	0,885
	10	4,450	7,694	10,509
		0,290	0,593	0,877
	(50 % объема: диаметр проволоки — 0,5 мм)	2,347	4,091	6,548
		0,014	0,219	0,328
Волокнистые WCu	(50 % объема: диаметр проволоки — 0,3 мм)	1,916	3,532	5,594
		0,043	0,123	0,257
	(70 % объема: диаметр проволоки — 0,5 мм)	0,703	2,79	5,843
		+0,024	0,154	0,297
Волокнистые WCu	(70 % объема: диаметр проволоки — 0,3 мм)	1,303	3,930	6,835
		+0,088	0,323	0,344

На рис. 2 показано изменение контактного сопротивления в функции числа циклов отключения (нажатие 36 кГ).

Уменьшение контактного сопротивления у лучшего материала из группы волокнистых материалов WCu (70% W по объему, диаметр проволоки 0,5 мм) объясняется характером износа этих контактов, при котором медь поднимается по капиллярам, образованным тугоплавким скелетом, и растекается по поверхности контакта.

Проведенные исследования показали, что при многократных отключениях токов в несколько килоампер волокнистые металлокерамические контакты имеют преимущество перед обычной металлокерамикой MB70; улучшенные показатели имеют композицию MoCu (70% Mo по объему) с добавкой Co 1%.

[12.3.1970]

УДК 621.316.542.064.241.027.3

Электрическая прочность дугового промежутка при электромагнитном гашении дуги в элегазе

Доктор техн. наук А. М. ЗАЛЕССКИЙ, канд. техн. наук А. И. ПОЛТЕВ
и инж. Д. А. ЧАНКВЕТАДЗЕ

Ленинград

Дугогасительная способность выключателя определяется в значительной мере характером нарастания электрической прочности межконтактного промежутка после перехода тока через нуль. Кривая прочности дугового промежутка определяется значением отключаемого тока, характером и интенсивностью воздействия на дугу среды, в которой она

горит, конструкциями электродов и дугогасительного устройства и другими параметрами.

Некоторые из них влияют на количество плазмы, оставшейся в межконтактном промежутке, к моменту перехода тока через нуль. От объема остаточной плазмы при неизменных прочих условиях зависит скорость нарастания электрической проч-

ности дугового промежутка, ибо прочность промежутка, находящегося в каком-либо предварительно ионизированном газе, увеличивается по мере уменьшения концентрации электронов. Если число электронов в процессе восстановления напряжения на контактах выключателя не превышает 10^9 в см^3 , то обеспечивается надежное гашение дуги после перехода тока через нуль.

Количество оставшейся к моменту перехода тока через нуль плазмы и скорость ее исчезновения существенно зависят от среды, где горит дуга. В [Л. 1—4] отмечается большое влияние на дугогасительную способность элегаза термохимических процессов, происходящих в нем. При высокой температуре элегаз диссоциирует на одно- и двухатомные газы. Диссоциация, как видно из рис. 1, начинается уже при сравнительно низких температурах порядка 1000° К . Особенно интенсивно она идет при температуре $2000\text{—}2100^\circ \text{ К}$, где наблюдается максимум теплоемкости C_p , и уже при температуре около 4000° К диссоциация элегаза в основном заканчивается. При этой и более высоких температурах пространство, в котором горит дуга, заполнено атомами фтора, серы с небольшим содержанием двухатомных соединений. Максимумы в кривых удельной теплоемкости элегаза и воздуха объясняются затратой энергии на диссоциацию.

В рассматриваемых условиях отношение удельной теплоемкости C_p и теплопроводности λ постоянно, т. е.

$$C_p/\lambda = \text{const.} \quad (1)$$

Поэтому характеристики C_p и λ являются сходными, а их зависимости от температуры можно считать идентичными. На рис. 1, кроме того, показаны кривые проводимости. Сравнение кривых $C_p(T)$ и $\sigma(T)$ показывает, что в области температур, где проводимость створа дуги резко возрастает и приобретает существенное значение, кривая теплопроводности элегаза имеет минимум. Этим определяется своеобразный характер распределения температуры по сечению дуги, показанный на рис. 1, б.

Кривые $T(r)$ в элегазе имеют два характерных участка: низкотемпературное основание и высокотемпературное ядро. Наибольшая температура основания, равная примерно 2000° К , соответствует максимуму теплопроводности элегаза. Высокая теплопроводность в указанной области температур обеспечивает незначительный перепад температуры по радиусу, а низкая теплопроводность ядра — крутой наклон кривой. Поскольку заметная проводимость появляется при температуре свыше 4000° К почти весь ток дуги в элегазе проходит по ядру.

Скорость исчезновения этого ядра определяется параметром θ :

$$\theta = c\pi r_0^2, \quad (2)$$

где c — постоянная; r_0 — радиус ядра дуги.

При уменьшении тока и при подходе его к нулевому значению диаметр дуги сокращается, что вызывает очень быстрое уменьшение параметра θ , который в области нуля тока достигает значения $1\text{—}2 \text{ нсек}$. Такой характер изменения параметра θ обеспечивает чрезвычайно малую термическую инерционность створа дуги, и поэтому к моменту

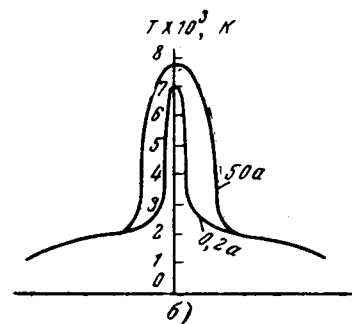
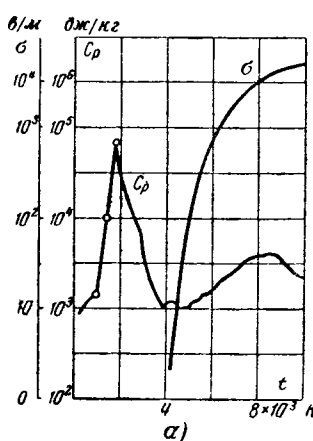


Рис. 1. Зависимость C_p и σ от температур (а); распределение температуры по радиусу дуги в элегазе (б).

перехода тока через нуль в дуговом промежутке останется очень малое количество плазмы. В момент перехода тока через нуль проводимость этой плазмы очень быстро уменьшается вследствие захвата электронов атомами фтора и его соединениями.

После перехода тока через нуль рост электрической прочности промежутка, подготовленного благоприятным течением термохимических процессов, ускоряется еще и захватом электронов в момент перехода тока через нуль вследствие электроотрицательных свойств самого элегаза. Приведенное рассмотрение процессов, происходящих в дуговом промежутке, предполагает, что они дополнены внешним соответствующим конвективным теплопроводом. Вследствие этого электрическая прочность дугового промежутка и практическая нечувствительность элегазовых выключателей к скорости нарастания восстанавливающегося напряжения, в том числе и в случае неудаленных коротких замыканий, быстро увеличивается.

Совершенно очевидно, что при неизменной степени воздействия на дугу количество плазмы, оставшейся в межконтактном промежутке к моменту перехода тока через нуль, будет зависеть от амплитуды отключаемого тока. Так как при ее возрастании скорость изменения тока для соответствующих моментов времени на спадающей ветви синусоиды тока будет больше, термическое запаздывание скажется сильнее, поэтому межконтактный промежуток к моменту перехода тока через нуль сохранит большую проводимость.

Однако в некоторых аппаратах, например в масляных и автогазовых выключателях, увеличение отключаемого тока сопровождается ростом дугогасительной способности. Аналогичная картина наблюдается и при электромагнитном гашении. Протекание отключаемого тока по катушке вызывает появление аксиального магнитного поля, под действием которого дуга, горящая между электродами, перемещается по кольцевому зазору между ними. Увеличение отключаемого тока вызывает рост напряженности магнитного поля и, следовательно, скорости перемещения дуги. Это, в свою очередь, приводит к усилению теплоотвода от дуги. Поэтому в камере с электромагнитным гашением дуги ухудшения дугогасительной способности с ростом отключаемого тока может и не происходить.

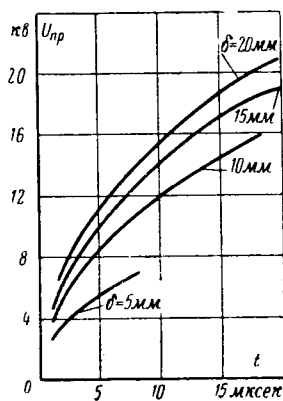


Рис. 2. Нарастание электрической прочности во времени при различных зазорах при $\omega = 50$.

двухэлектродного разрядника. Дугогасительное устройство заключено внутри бакелитового цилиндра, герметически закрытого с двух сторон металлическими фланцами. К одному из них приварен тубус со смотровым окном для фотографирования дуги посредством сверхскоростного фоторегистратора.

Для создания вакуума в камере, заполнения и контроля давления предусмотрены вентили, вакуумметр и манометр.

В [Л. 4] показано существенное влияние на дугогасительную способность конструкции кольцевых дугогасительных контактов. Они должны быть неразрезными. При этом вследствие реакции короткозамкнутого кольца кривая скорости дуги сдвинута относительно кривой тока. Последующие исследования показали, что этот сдвиг, а следовательно, и дугогасительная способность устройства зависит от соотношения активного сопротивления контактного кольца r и его индуктивного сопротивления ωL . Оптимальным оказалось равенство этих параметров, т. е. $\omega L = r$, при котором обнаруживается максимум начальной скорости нарастания электрической прочности промежутка.

Исследования проводились на колебательном контуре А. А. Горева при амплитудном значении тока промышленной частоты 1250 а и напряжении 10,5 кВ. В процессе исследований изменялось расстояние между кольцевыми электродами, число витков и частота колебаний восстанавливающегося напряжения. Давление оставалось неизменным и равным 1 ата. Для регистрации восстанавливающегося напряжения применялся компенсированный емкостно-омический делитель напряжения и электронный осциллограф. При данном зазоре δ и числе витков ω изменением значения шунтирующей емкости вызывали появление повторных пробоев в различные моменты времени и при различных значениях напряжения. Каждая из экспериментальных точек представляет среднее значение пробивного напряжения промежутка из 18—20 опытов. По полученным экспериментальным данным построены кривые нарастания электрической прочности промежутков различной величины после перехода тока через нуль. Одно из полученных таким образом

В макете исследуемого дугогасительного устройства однослойная катушка имела отпайки, с помощью которых можно было устанавливать число витков соответственно равным 50, 40, 30 и 20.

При всех изменениях числа витков контактная система оставалась в середине катушки, причем наружный кольцевой и внутренний контакты закреплялись концентрично. Зажигание дуги при экспериментах производилось через отверстие в кольцевом контакте с помощью миниатюрного

семейств кривых для $\omega = 50$ приведено на рис. 2. На рис. 3 приведены кривые скорости нарастания электрической прочности межконтактного промежутка в зависимости от расстояния между контактами и времени после перехода тока через нуль, полученные в результате графического дифференцирования кривых, изображенных на рис. 2.

Анализ приведенных результатов показывает, что скорость нарастания напряжения существенным образом зависит от значения межконтактного промежутка, увеличиваясь с возрастанием последнего. Особенно сильно влияние значения межконтактного промежутка ощущается в начальные моменты времени после перехода тока через нуль. Так, применяя метод выравнивания кривых, приведенных на рис. 3, и экстраполируя прямые в области меньших времен, получаем значения скорости для $t = 0,5$ мксек.

Для промежутков 5, 10, 15 и 20 мм эти значения соответственно равны 2,3; 4,25; 5,5 и 6,25 кВ/мксек. Таким образом, первоначально быстрое увеличение начальной скорости при возрастании промежутка в дальнейшем замедляется и, по видимому, достигает насыщения при определенном значении зазора. При малых зазорах восстанавливающаяся электрическая прочность составляет сравнительно большой процент от прочности «холодного» промежутка. При возрастании промежутка отношение $\frac{u_n}{u_{хол}}$ снижается, стремясь при значительных зазорах к некоторому постоянному (для данного t) значению. Для данного же зазора наибольшая скорость нарастания восстанавливающегося напряжения отмечается в начале процесса. В последующем скорость нарастания электрической прочности промежутка уменьшается, асимптотически приближаясь к некоторому минимальному значению.

Кривые нарастания электрической прочности межконтактного промежутка после перехода тока через нуль спрямляются, если их построить в логарифмических координатах:

$$\lg U_{пр} = \lg A + k \lg t, \quad (3)$$

где

$$A = (3,75 + 0,01\omega) \lg \delta - 0,5 \quad (4)$$

— эмпирический коэффициент, зависящий от зазора и числа витков;

$$k = 0,45 - 0,0039\omega \quad (5)$$

— эмпирический коэффициент, зависящий от числа витков.

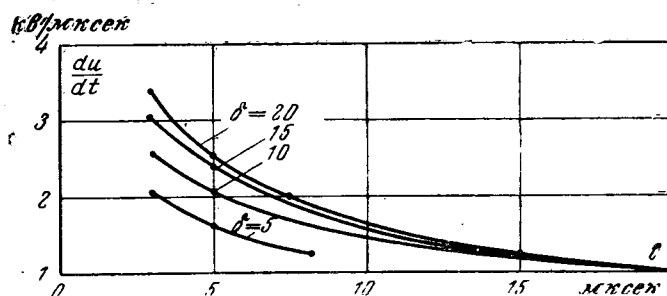


Рис. 3. Скорости нарастания электрической прочности в зависимости от времени после перехода тока через нуль при $\omega = 50$. (Масштаб по оси ординат уменьшен в 2 раза.)

Таким образом, нарастание электрической прочности промежутка после перехода тока через нуль описывается уравнением:

$$U_{\text{пр}} = [(3,75 + 0,01\omega) \lg \delta - 0,5] t^{(0,665 - 0,0039\omega)}. \quad (6)$$

Вычисленные по этой формуле значения электрической прочности хорошо согласуются с экспериментальными данными, причем большая сходимость наблюдается для максимальных (в пределах эксперимента) значений ω , δ и t . При уменьшении этих параметров расхождение возрастает и достигает 10—15%.

Анализ, проведенный с применением формулы (6) показывает, что увеличение зазора свыше 30—40 мм нецелесообразно, так как при дальнейшем его возрастании приращение прочности для заданного значения t становится несущественным. Изменение числа витков в исследованных пределах, т. е. от 20 до 50 вызывает (при прочих равных условиях) некоторое возрастание электрической прочности промежутка. В указанном диапазоне и следует, по-видимому, выбирать число витков, поскольку уменьшение числа витков ниже 20 быстро уменьшает прочность. Такое изменение прочности промежутка от числа витков объясняется характером зависимости $H(\omega)$.

Напряженность магнитного поля в центре катушки

$$H = Ia, \quad (7)$$

где a — функция геометрических размеров и числа ее витков. Обе последние величины влияют на напряженность магнитного поля H , однако в разных направлениях. Поэтому для катушки следует брать провод прямоугольного сечения с намоткой на ребро, чтобы на минимальной длине разместилось большое число витков.

Литература

1. Frind G., Über das Abklingen von Lichtbogen «Zeitschrift für Angewandte Physik», 1960, vol. 12.
2. Battaglia D., L. Hexafluorure De Soufre, Nouveau Mogan, D'Extinction De L'arc Dan Les Disjoncteurs a Haute Tension, Bull. S. F. F. Sth Series 1962, vol. III, № 34.
3. Jto T., Miyamoto T., Kamatoni A., Arc Quenching Phenomena in SF₆ Gas, Mitsubischi Denki Giho, 1965, vol. 39.
4. Полтев А. И. и др., Электромагнитное гашение дуги в элегазе, «Электричество», 1967, № 3.
5. Залесский А. М. и др., Дугогасительное устройство коммутационных аппаратов, Авторское свидетельство № 190453, «Бюлл. изобр.», 1967, № 2.

[12.3.1970]



УДК 621.316.54:621.314.632.4

Исследования макета вентильно-механического отключающего устройства высокого напряжения

Канд. техн. наук А. М. БРОНШТЕЙН и инж. Ю. Н. ИОФФЕ

Москва

Уже несколько десятков лет вносятся предложения о создании вентильно-механических выключателей высокого напряжения. Примером тому могут быть исследования проф. Ю. В. Буткевича, выполненные в середине 30-х годов на макете высоковольтного выключателя, у которого шунтирование дугогасящих контактов осуществлялось специальным ртутным вентилем.

Однако возможность осуществления таких конструкций стала практической реальностью с появлением силовых кремниевых вентилях. Наиболее простая принципиальная схема такого выключателя приведена на рис. 1. Во включенном состоянии ток протекает последовательно через дугогасящие контакты 1 и контакты отделителя 3. Размыкание контактов 1 происходит при полярности тока, соответствующей проводящему направлению для шунтирующего вентиля 2. При этом ток в течение некоторого времени коммутации t_k переходит в цепь вентиля 2 и протекает по ней до естественного перехода через нуль. За это время (t_d) происходит деионизация промежутка между контактами 1 и формирование его электрической прочности. После перехода тока в вентиле через нуль протекание его

прекращается ввиду односторонней проводимости вентиля 2 и начинает восстанавливаться напряжение, которое вентиль 2 и контактный промежуток 1 при успешной работе устройства должны выдерживать. После этого размыкаются контакты 3, промежуток между которыми за время не более 5 мсек должен набрать электрическую прочность, достаточную, чтобы выдержать восстанавливающееся напряжение.

Исследование процесса отключения вентильно-механическим выключателем, проводившееся в 1967—1968 гг., включало:

определение неизвестной в то время перегрузочной способности силовых полупроводниковых вентилях при длительности протекания тока в течение одного полупериода промышленной частоты, так как при принятой схеме выключателя (рис. 1) это наибольшая возможная длительность; исследование распределения

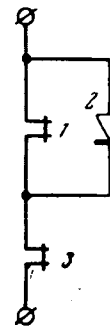


Рис. 1. Принципиальная схема вентильно-механического выключателя.

тока и напряжения при параллельном и последовательном соединении вентилях в режиме токовой перегрузки и восстановления обратного напряжения; исследование процесса коммутации тока из цепи контактов 1 в цепь вентиля 2.

В задачу этих исследований не входила разработка конкретных аппаратов и синхронизирующих устройств, а также определение их необходимых характеристик в зависимости от конкретных параметров выключателя.

Исследование перегрузочной способности проводилось на вентилях с номинальным средним током 200 а и допустимым обратным напряжением 700—800 а, изготовленных разными предприятиями по различным технологиям (см. таблицу).

Тип вентиля	Количество испытанных вентилях	Пределы разрушающих токов, а	Многokrратно выдерживаемый ток, а
ВК-200	8	4 800—6 800	—
ВКД-200 (ВК2-200)	4	7 700—8 800	6 000
ПВК-200	3	7 200—8 000	—
ВК-2-200	17	7 800—9 300	6 500
ВК4-200	9	8 300—9 800	7 000

Вентили ВК-200 были изготовлены по сплавной технологии, все остальные — по диффузионной.

Исследования проводились по схеме, общепринятой для испытания выключателей на отключающую способность, состоявшую из ударного генератора ТИ-2,5, понижительного трансформатора, воздушных реакторов для регулирования тока, выключателя и защитного выключателя. Последние два аппарата с помощью прибора автоматического управления (ПАУ) управлялись таким образом, чтобы исключить постоянную составляющую в токе и обеспечить протекание одного полного полупериода тока по испытываемому вентилю. Обратное восстанавливающееся напряжение с испытываемого вентиля снималось с помощью вспомогательного встречно-параллельно включенного вентиля.

В процессе опытов осциллографировались прямой ток и прямое падение напряжения на испытываемом вентилю. В таблице приведена сводка результатов исследований вентилях на перегрузочную способность.

Исследования показали, что при длительности тока в один полупериод промышленной частоты вентилях, изготовленные по сплавной технологии разрушаются при амплитуде тока 4 800—6 800 а, изготовленные по диффузионной технологии — 7 800—10 000 а.

Внутри указанных Вологодская областная универсальная научная библиотека

пределов разрушающих токов наблюдаются более узкие зоны, зависящие от особенностей технологических процессов изготовления вентилях на разных предприятиях.

Анализ полученных данных и визуальный контроль испытанных вентилях показали, что разрушение их в виде локальных прожогов кремниевых структур наступает вследствие нагрева *pn*-переходов значительно выше допустимых температур, причем момент разрушения наступает приблизительно через 2 мсек после максимума тока.

Теоретический расчет температуры нагрева *pn*-перехода, проведенный при ряде допущений, подтвердил наличие весьма высоких температур *pn*-переходов при перегрузках, а также указанное выше смещение максимума температуры. Расчетным путем было также установлено, что при амплитуде тока перегрузки 6—7 ка температура *pn*-перехода при подходе тока к нулю равна 160—180°С.

Эти расчетные данные совпали с соответствующими измерениями. По полученным в процессе исследований перегрузочной способности экспериментальным данным были построены прямые вольт-амперные характеристики вентилях, часть которых приведена на рис. 2.

Как видно из рис. 2 падение напряжения на вентилях, изготовленных по сплавной технологии, больше чем на вентилях, изготовленных по диффузионной технологии, что приводит к более быстрому их нагреву и выходу из строя при меньшем токе перегрузки (см. таблицу). Из кривых рис. 2 также следует, что при токах перегрузки диффузионных вентилях более 6 ка начинается ускоренный рост падения напряжения, что приводит к увеличению выделяющейся в *pn*-переходе тепловой энергии и приближению к разрушающей температуре. Таким образом, падение напряжения на вентилю при токах, близких к предельным, определяет его перегрузочную способность. Между падением напряжения на вентилю при номинальных нагрузках и его предельной перегрузочной способности такой связи установить не удалось. Непосредственно перед разрушением вентиля от тока перегрузки было зарегистрировано, что падение напряжения на нем начинает резко увеличиваться и имеет место сильное искажение формы этой кривой.

При исследованиях было также установлено, что многократное воздействие на вентилях токов перегрузки не приводит к ухудшению их характеристик и появлению кумулятивных эффектов в случае, если амплитуда тока перегрузки не превышает 75% от значения разрушающего тока. Контроль характеристик вентилях проводился до и после опытов с перегрузочными токами путем измерения падения напряжений при номинальных токах и токах перегрузки, а также проверкой классификационных характеристик.

В реальных условиях работы выключателя, вслед за переходом тока через нуль к нему прикладывается обратное восстанавливающееся напряжение, величина и скорость нарастания которого зависят, как от параметров цепи, так и от характеристик самого отключающего устройства. Проверка влияния параметров обратного восстанавливающегося напряжения на предельно допустимый пред-

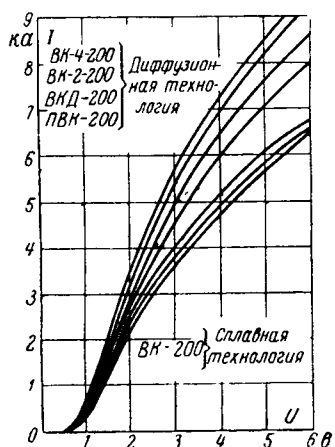


Рис. 2. Усредненные вольт-амперные характеристики силовых полупроводниковых кремниевых вентилях.

шествующий ток перегрузки была проведена в той же схеме без вспомогательного шунтирующего вентиля. В этом случае при нормированной амплитуде восстанавливающегося напряжения для испытуемого вентиля скорость нарастания его не превышала нескольких десятков вольт в микросекунду. Большие скорости восстановления напряжения были получены в схеме с ударным генератором ТИ-12 без понижающего трансформатора, при этом были получены скорости до 150 в/мксек. Нормированная величина первого пика восстанавливающегося напряжения была принята равной максимально допустимому обратному напряжению вентиля (700—800 в).

Было установлено, что изменение скорости восстановления в указанных выше пределах не оказывает какого-либо влияния на предельные перегрузочные токи вентиляей.

В 1967 году, когда были начаты исследования, практически освоенными параметрами силовых кремниевых вентиляей были: средний длительный ток нагрузки 200—300 а при амплитудном значении обратного напряжения до 1000 в. В настоящее время эти параметры увеличились; средний ток вырос до 500 а при том же обратном напряжении, а также появились вентили на ток 100—160 а и обратное напряжение до 2000 в (амплитудное значение). Однако и при таких параметрах отдельных вентиляей создание вентильно-механического отключающего устройства даже на относительно невысокие параметры, например на 10 кВ с отключаемым током 20 кА, потребует последовательно-параллельного соединения вентиляей. Поэтому исследование распределения тока и напряжения между отдельными вентилями в условиях перегрузки по току и восстановления напряжения представляет определенный интерес.

Известно, что при номинальных нагрузках ток между параллельными вентилями распределяется неравномерно, что объясняется, в первую очередь, неидентичностью их вольт-амперных характеристик. При исследовании распределения тока в режиме перегрузок вентили собирались в схеме по три параллельно, причем комплектование вентиляей в тройках производилось с учетом максимального разброса их вольт-амперных характеристик. Измерение тока в отдельных вентилях производилось двумя способами: малоиндуктивными шунтами с сопротивлением 0,001 ома и воздушными трансформаторами тока, сигнал с которых подавался на интегрирующие усилители. В обоих случаях регистрация токов велась на шлейфовом осциллографе. Воздушные трансформаторы тока практически не влияют на естественное распределение токов.

Проведенные исследования показывают, что, например, при общем токе 21 кА, токи в отдельных вентилях отличались не более, чем на $\pm 10\%$ от тока при равномерном делении при измерении с помощью шунтов и на $\pm 15\%$ — при измерении с помощью воздушных трансформаторов тока. Таким образом, при больших перегрузках распределение токов между параллельно включенными вентилями происходит достаточно благоприятно, что не требует принятия специальных мер для его улучшения.

Значительно хуже происходит распределение

восстанавливающегося напряжения между последовательно включенными вентилями. Исследование распределения производилось на двух последовательных цепочках из шести вентиляей каждая, причем комплектование их производилось с учетом максимального разброса обратных характеристик вентиляей. Регистрация восстанавливающегося напряжения на отдельных вентилях после токов перегрузки велась на многолучевом осциллографе с помощью высокоомных делителей напряжения.

Как и следовало ожидать, напряжение между вентилями распределялось весьма неравномерно. Как показал предварительный расчет, равномерного распределения в установившемся режиме можно достигнуть при шунтировании каждого вентиля в цепочке сопротивлением около нескольких десятков килоом. Опыты подтвердили, что при шунтирующем сопротивлении 20 ком в этом режиме удается получить практически равномерное распределение напряжения.

В переходном режиме восстановления напряжения из-за разного времени запираания отдельных вентиляей цепочки распределения меняется в течение переходного процесса. Кроме общеизвестных причин неравномерного деления напряжения в многоразрывном выключателе, в этом случае существенное влияние оказывает индивидуальная зависимость барьерной емкости $p\text{-}n$ -переходов вентиляей от обратного напряжения. Эта зависимость меняется примерно от 4000 пф при малых напряжениях до десятков и менее пикофард при номинальном напряжении, т. е. в переходном режиме восстановления напряжения эта емкость является функцией как напряжения, так и времени. Шунтирование каждого вентиля в цепочке емкостью 0,05 мкф улучшило распределение напряжения в переходном режиме; практически равномерное деление напряжения удалось получить при величине шунтирующей емкости 0,25 мкф и частоте восстанавливающегося напряжения до 50 кГц.

Исследование процесса перехода тока с контактов (рис. 1 и 7) на шунтирующий вентиль проводилось как теоретически (см. приложение), так и экспериментально. Процесс перехода тока представляет собой весьма сложное физическое явление и зависит: от динамических вольт-амперных характеристик дуги на контактах 1 и вентиляей, от их

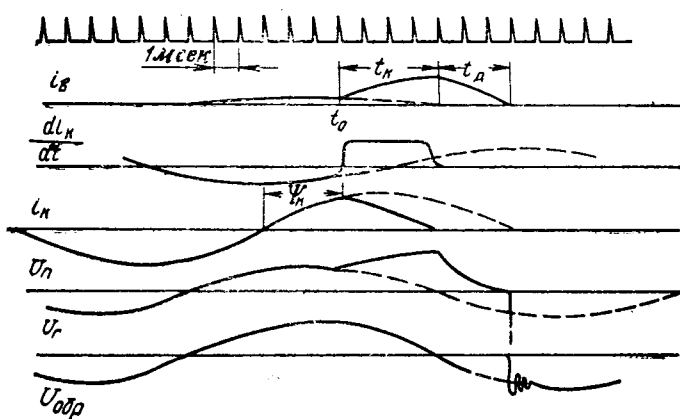


Рис. 3. Стилизованная осциллограмма процесса отключения тока.

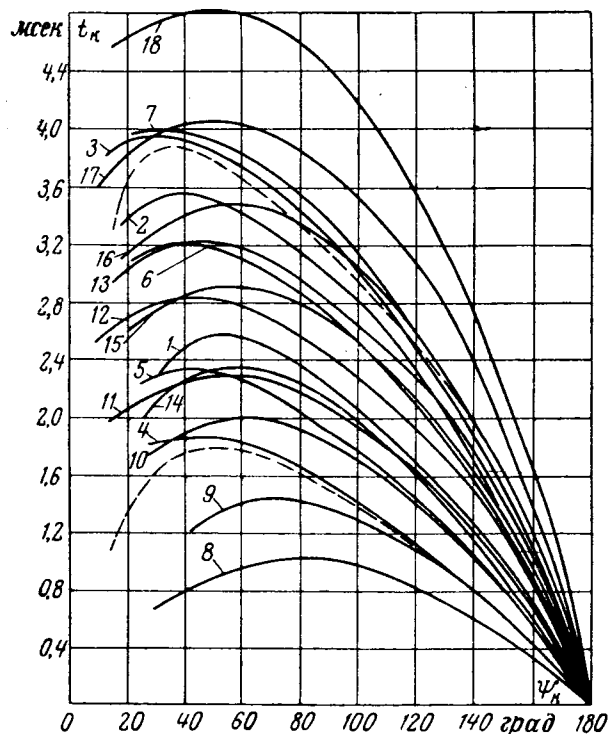


Рис. 4. Зависимость времени коммутации t_k от момента размыкания контактов 1 (пунктиром даны расчетные кривые для 6 последовательных вентилях и токов размыкания 2000 а и 6 000 а).

1 — 4 500 а; 2 — 6 500 а; 3 — 8 500 а; для четырех последовательных вентилях; 4 — 2 300 а; 5 — 3 000 а; 6 — 4 500 а; 7 — 6 100 а для шести вентилях; 8 — 2 000 а; 9 — 3 000 а; 10 — 4 000 а; 11 — 5 000 а; 12 — 7 000 а; 13 — 8 000 а; для двух вентилях при давлении 9 атм; 14 — 2 500 а; 15 — 4 000 а; 16 — 5 000 а; 17 — 6 500 а; 18 — 8 000 а для двух вентилях при давлении 7 атм.

количества в последовательной цепочке, от активных и индуктивных сопротивлений параллельных цепочек и их соотношений, от фазы тока в момент размыкания контактов 1. Экспериментальное исследование проводилось при шунтировании вентиля контактами, свободно расходящимися на открытом воздухе и в потоке сжатого воздуха (контакты отделителя и дугогасящие контакты выключателя ВОВ-25-4).

Стилизованная осциллограмма процесса отключения вентиляно-механического устройства приведена на рис. 3. До момента t_0 размыкания контактов 1 основной ток цепи протекает через них. Лишь при больших токах небольшая часть его протекает через шунтирующую вентиляльную цепь. В момент t_0 на контактах 1 образуется дуга коммутации, так как ток не может мгновенно перейти в цепь вентиля. Этому соответствует скачок напряжения на параллельных цепях, которое с течением времени нарастает более плавно по мере удлинения дуги между расходящимися контактами. Этому же моменту t_0 соответствует начало процесса постепенного перехода тока на вентиль 2. Как видно из осциллограммы рис. 3, скорость изменения тока в цепи контактов $\frac{di_k}{dt}$ резко возрастает и остается почти постоянной в течение всего процесса коммутации t_k .

Спустя время t_k , ток i_k через контакты 1 прекращается, а ток i_v в вентиле продолжает изме-

няться по синусоидальному закону до его перехода через нуль. После перехода тока через нуль на вентиле восстанавливается обратное напряжение. Интересно отметить, что в течение всего отрезка времени t_k напряжение u_n на параллельных ветвях (на контакте 1 и вентиле 2, рис. 1) определяется, в основном, динамической вольт-амперной характеристикой дуги на контактах 1. Как только ток в цепи контактов 1 прекращается, напряжение u_n снижается и на участке t_d определяется уже только вольт-амперной характеристикой вентиля. Так как это напряжение относительно невысоко, то создаются облегченные условия для деионизации промежутка между контактами 1.

Представление о временах коммутации t_k и их зависимости от мгновенного значения тока в момент размыкания контактов 1 и фазы размыкания контактов ψ дают кривые на рис. 4.

Эти зависимости получены при 2, 4 и 6-ти последовательно включенных вентилях и шунтировании их контактами, свободно размыкающимися в воздухе.

Из рис. 4 следует, что время коммутации t_k при увеличении угла ψ сначала возрастает, достигает максимума при $\psi=40-60$ эл. град., а потом начинает падать. При прочих равных условиях, чем больше мгновенное значение тока в момент размыкания контактов, тем больше время коммутации.

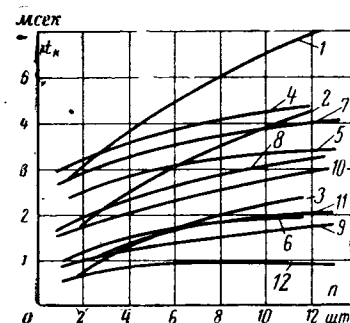
С увеличением количества последовательно включенных вентилях время коммутации увеличивается. Представление о зависимости времен коммутации t_k от количества последовательно включенных вентилях при разных мгновенных значениях тока в момент размыкания контактов и при разных углах ψ дают кривые на рис. 5.

Из приведенных данных следует, что вентиляно-механическим отключающим устройством можно производить отключение токов в несколько тысяч ампер без дуги или с очень малой длительностью горения дуги на контактах 1, если угол размыкания контактов лежит вблизи перехода тока через нуль на нарастающей или спадающей части полуволны тока. В первом случае увеличивается время обтекания вентиля током, но при этом увеличивается и время t_d . Во втором случае уменьшается время обтекания вентиля током, но при этом уменьшается и время t_d .

Увеличение времени обтекания вентиля током приводит к повышению температуры кремниевой структуры и, следовательно, к снижению возможной перегрузочной способности, а уменьшение времени обтекания увеличивает предельную амплиту-

Рис. 5. Зависимость времени коммутации t_k от числа последовательно включенных вентилях.

1 — 8 000 а; 2 — 4 000 а; 3 — 2 000 а при $\psi=30$ эл. град; 4 — 8 000 а; 5 — 4 000 а; 6 — 2 000 а при $\psi=60$ эл. град; 7 — 8 000 а; 8 — 4 000 а; 9 — 2 000 а при $\psi=90$ эл. град; 10 — 8 000 а; 11 — 4 000 а; 12 — 2 000 а при $\psi=135$ эл. град (значения токов даны в момент размыкания контактов 1 схемы рис. 1).



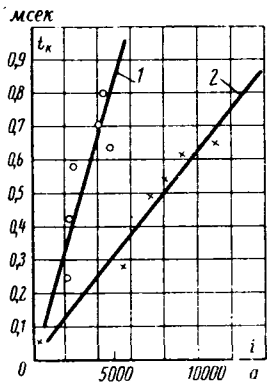


Рис. 6. Зависимость времени коммутации от условий горения дуги (один шунтирующий вентиль $\psi \approx 110$ эл. град.).

возможно большим сопротивлением и прочностью дугового промежутка после перехода тока через нуль должна восстанавливаться возможно быстрее.

На рис. 6 приведена зависимость времени коммутации t_k от величины тока в момент размыкания контактов для случаев, когда их размыкание происходит просто в воздухе (1) и в потоке газа (2) при давлении 9 атм. Как видно, в последнем случае при размыкаемом токе 5 ка значение t_k вдвое меньше, чем для контактов размыкающихся просто в воздухе.

Приложение. Вопрос о коммутации тока в цепи, состоящей из двух параллельно соединенных контактов при отключении одного из них, уже рассматривался ранее некоторыми авторами. В схеме вентильно-механического аппарата вместо одного из параллельных контактов включен полупроводниковый вентиль. Эквивалентная схема для расчета приведена на рис. 7. Учитывая крайнюю сложность расчета схемы с двумя нелинейными элементами (дуга и вентиль), при расчете были введены следующие допущения: переходный процесс в параллельных ветвях не влияет на величину и закономерность изменения общего тока; параметры элементов, входящих в схему, остаются постоянными во время переходного процесса; напряжение на дуге принимается постоянным и равным средней величине за время процесса коммутации; вольт-амперная характеристика вентилей аппроксимируется прямой линией вида $y = ax + b$ на участке этой характеристики от 2 до 7 ка. Ошибка такой аппроксимации не превышает 5%; до момента размыкания контактов ток через шунтирующий вентиль не проходит.

Система уравнений для схемы рис. 7 имеет вид:

$$u_n = L_1 \frac{di_1}{dt} + r_1 i_1 + u_d + M_{12} \frac{di_2}{dt} + M_{01} \frac{di_0}{dt}; \quad (\text{П-1})$$

$$u_n = L_2 \frac{di_2}{dt} + r_2 i_2 + u_n + M_{12} \frac{di_1}{dt} + M_{02} \frac{di_0}{dt}; \quad (\text{П-2})$$

$$i_0 = i_1 + i_2. \quad (\text{П-3})$$

Введя обозначения:

$$L_0 = L_1 + L_2 - 2M_{12}; \quad L_{00} = L_1 + M_{01} - M_{02} - M_{12};$$

$$r = r_1 + r_2; \quad i_0 = I_m \sin(\omega t + \psi),$$

где ψ — начальная фаза, соответствующая $t = 0$, приравняв правые части уравнений (П-1) и (П-2) и проведя необходимые преобразования, получим:

$$\frac{di_2}{dt} + \frac{r}{L_0} i_2 + \frac{u_n}{L_0} = I_m \frac{\sqrt{r_1^2 + L_{00}^2 \omega^2}}{L_0} \sin(\omega t + \psi + \alpha) + \frac{u_d}{L_0}, \quad (\text{П-4})$$

где

$$\alpha = \arctg \frac{L_{00} \omega}{r_1}.$$

Уравнение (П-4) представляет собой нелинейное неоднородное уравнение первого порядка, которое может быть преобразовано с учетом принятого допущения

$$u_n = u_n + r_n i_2, \quad (\text{П-5})$$

где u_n — напряжение при $i = 0$ или отрезок, отсекаемый на оси ординат выбранной аппроксимирующей прямой; r_n — угловой коэффициент или динамическое сопротивление,

к виду:

$$\frac{di_2}{dt} + \frac{r + r_n}{L_0} i_2 = I_m \frac{\sqrt{r_1^2 + L_{00}^2 \omega^2}}{L_0} \sin(\omega t + \psi + \alpha) + \frac{u_d - u_n}{L_0}. \quad (\text{П-6})$$

Решение этого уравнения после преобразований имеет вид:

$$i_2(t) = I_m \sqrt{\frac{r_1^2 + L_{00}^2 \omega^2}{(r + r_n)^2 + L_0^2 \omega^2}} \sin(\omega t + \psi + \alpha - \chi) + \frac{u_d - u_n}{r + r_n} + C e^{-\frac{r + r_n}{L_0} t}, \quad (\text{П-7})$$

где

$$\chi = \arctg \frac{\omega L_0}{r + r_n}.$$

Определив C из начального условия $i_2(0) = 0$ и выполнив преобразования, имеем окончательное выражение для тока в цепи вентилей в переходном режиме:

$$i_2(t) = I_m \sqrt{\frac{r_1^2 + L_{00}^2 \omega^2}{(r + r_n)^2 + L_0^2 \omega^2}} \sin(\omega t + \psi + \alpha - \chi) + \frac{u_d - u_n}{r + r_n} - \left[I_m \sqrt{\frac{r_1^2 + L_{00}^2 \omega^2}{(r + r_n)^2 + L_0^2 \omega^2}} \sin(\psi + \alpha - \chi) + \frac{u_d - u_n}{r + r_n} \right] e^{-\frac{r + r_n}{L_0} t}. \quad (\text{П-8})$$

Полученное выражение можно упростить, если, заведомо введя небольшую погрешность, принять:

$$\alpha \approx \chi; \quad \omega t + \psi; \quad e^{-\frac{r + r_n}{L_0} t} \approx 1 - \frac{r + r_n}{L} t.$$

Проведя подстановки и преобразования, получим:

$$i_2(t) = \frac{r + r_n}{L_0} \left(I_m \sqrt{\frac{r_1^2 + L_{00}^2 \omega^2}{(r + r_n)^2 + L_0^2 \omega^2}} \sin \psi + \frac{u_d - u_n}{r + r_n} \right) t. \quad (\text{П-9})$$

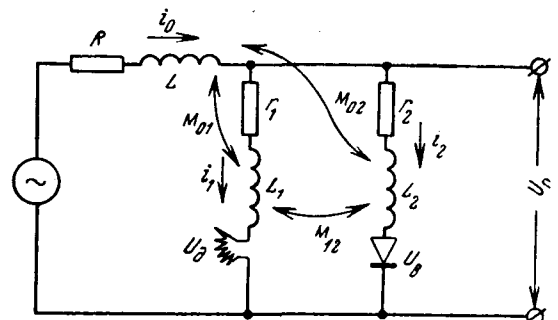


Рис. 7. Расчетная схема вентильно-механического выключателя.

С учетом (П-3) ток дуги будет изменяться по аналогичному закону (кроме случая весьма малых значений ψ).

Используя (П-2) и заменяя $i_1 = i_0 - i_2$, имеем:

$$u_n = L_2 \frac{di_2}{dt} + r_2 i_2 + u_a + M_{12} \frac{di_0}{dt} - M_{12} \frac{di_2}{dt} + M_{02} \frac{di_0}{dt}. \quad (\text{П-10})$$

После преобразований и группировки получим:

$$u_n = u_n + \frac{(r_2 + r_n)(u_n - u_n)}{r + r_n} + I_m \omega (M_{12} + M_{02}) \cos(\omega t + \psi) + I_m \sqrt{\frac{r_1^2 + L_{00}^2 \omega^2}{(r + r_n)^2 + L_0^2 \omega^2}} \times \times \sqrt{\omega^2 (L_2 - M_{12}) + (r_2 + r_n)^2} \sin(\omega t + \psi + \alpha - \alpha + \beta) + \left[I_m \sqrt{\frac{r_1^2 + L_{00}^2 \omega^2}{(r + r_n)^2 + L_0^2 \omega^2}} \sin(\psi + \alpha + \alpha) + + \frac{u_n - u_n}{r + r_n} \right] \left[\frac{(r + r_n)(L_2 - M_{12})}{L_0} - - (r_2 + r_n) \right] e^{-\frac{r+r_n}{L_0} t}, \quad (\text{П-11})$$

где

$$\beta = \arctg \frac{\omega (L_2 - M_{12})}{r_2 + r_n}.$$

Значительный интерес представляет оценка возможного времени переходного процесса. Для этого воспользуемся начальным условием $i_1(t_k) = 0$:

$$i_1 = i_0 - i_2 = I_m \sin(\omega t_k + \psi) - - I_m \sqrt{\frac{r_1^2 + L_{00}^2 \omega^2}{(r + r_n)^2 + L_0^2 \omega^2}} \sin(\omega t_k + + \psi + \alpha - \alpha) - \frac{u_n - u_n}{r + r_n} + + \left(I_m \sqrt{\frac{r_1^2 + L_{00}^2 \omega^2}{(r + r_n)^2 + L_0^2 \omega^2}} \sin(\psi + \alpha - \alpha) + + \frac{u_n - u_n}{r + r_n} \right) e^{-\frac{r+r_n}{L_0} t_k} = 0. \quad (\text{П-12})$$

Обозначив

$$A = \sqrt{\frac{r_1^2 + L_{00}^2 \omega^2}{(r + r_n)^2 + L_0^2 \omega^2}}; \quad B = \frac{u_n - u_n}{r + r_n}; \quad C = A \sin \psi; \quad D = \frac{r + r_n}{L_0}.$$

и приняв, что $\alpha \approx \chi$ и деля обе части (П-12) на I_m , после преобразования получаем:

$$\sin(\omega t_k + \psi) (1 - A) + (B + C) e^{-\frac{r+r_n}{L_0} t_k} - \frac{B}{I_m} = 0. \quad (\text{П-13})$$

Это трансцендентное уравнение относительно t_k в общем виде не решается. Оно было решено численным методом при двух переменных величинах: I_m и ψ . В результате были получены кривые, приведенные на рис. 4 пунктиром.

[12.3.1970]



УДК 621.316.542:537.523.001.24

Характеристики ствола дуги в щелевом канале

М. Е. ЗАРУДИ

Москва

Для оценки дугогасительной способности камер с узкими плоскими щелями необходимо знать характеристики ствола дуги, заполняющей канал.

Расчет характеристик и распределений температур по сечению ствола стационарной дуги постоянного тока при относительно высоком давлении $p_0 \geq 10^5$ н/м², горящей в узком $h \gg 2x_0$ щелевом канале (рис. 1), при условии соблюдения локального термодинамического равновесия связан с решением уравнения энергии:

$$\frac{d}{dx} \left[\lambda(T, p_0) \frac{dT}{dx} \right] + \sigma(T, p_0) E^2 - u(T, p_0) = 0. \quad (1)$$

Здесь $\lambda(T, p_0)$, $\sigma(T, p_0)$ и $u(T, p_0)$ — соответственно коэффициент теплопроводности, электропроводность и излучение из единицы объема прозрачной части спектра дуги, нелинейно зависящие от температуры T и давления p_0 .

В (1) входит полный коэффициент теплопроводности, включающий в себя составляющую кондуктивной теплопроводности и диффузионную составляющую, ответственную за перенос энергии диссоциации и ионизации. При $p_0 \gg 10^5$ н/м², когда в дуге

существенны процессы поглощения энергии излучения, их можно приближенно учитывать введением составляющей лучистой теплопроводности:

$$\lambda_R = 4D_R a_R T^3,$$

где D_R — коэффициент диффузии излучения по Росселанду; a_R — постоянная Стефана Больцмана [Л. 1].

Ствол дуги предполагается однородным по длине и высоте канала, а напряженность E из условия потенциальности электрического поля имеет только составляющую z , не зависящую от координат x и y .

В качестве граничных условий примем условия первого рода:

$$\left(\frac{dT}{dx} \right)_{x=0} = 0; \quad (2)$$

$$T_{x=x_0} = T_c, \quad (3)$$

где T_c — постоянная температура на стенке.

Задача заключается в том, чтобы по известным нелинейным зависимостям $\lambda(T, p_0)$, $\sigma(T, p_0)$ и $u(T, p_0)$ найти, зависящие от E и x_0 , распределения темпе-

ратур $T(x)$, плотностей тепловых потоков $P_T(x) = -\lambda \frac{dT}{dx}$, плотностей потоков излучения $P_{\text{и}} = \int_0^x u(x) dx$, плотностей тока $\delta(x) = \sigma(x) E$, а также интегральные характеристики — настил тока (величину тока на единицу высоты) $\frac{I}{h} = 2 \int_0^{x_0} \delta(x) dx$, среднюю плотность тока $\delta_{\text{ср}} = \frac{I_m}{2x_0 h} = \frac{1}{x_0} \int_0^{x_0} \delta(x) dx$, вольт-амперную характеристику.

Расчетные и экспериментальные характеристики дуги в щелевом канале впервые получены в [Л. 2 и 3]. Задача в [Л. 2] решалась в приближении канальной модели $T(x) = \text{const}$ исходя из граничных условий третьего рода в предположении линейной зависимости $\sigma(T)$. Температура на границе проводящей области дуги T_c устанавливалась из физических соображений $\sigma(T_c) \approx 0$.

В [Л. 4] решение уравнения энергии (1) с граничными условиями (2) и (3) и с учетом нелинейного характера зависимостей $\sigma(T)$, $\lambda(T)$ и $u(T)$ было найдено с точностью до неизвестной осевой температуры $T_m = T_{x=0}$, а для исключения T_m использовался принцип минимума в форме $\frac{dE}{dT_m} = 0$.

В настоящей статье для решения уравнения (1) принцип минимума не привлекается. В качестве нулевого приближения берется решение при линейных аппроксимациях, близкое к решению [Л. 2], а для вычисления последующих приближений, связанных с учетом нелинейных свойств плазмы, используется идея малого параметра — метод Пуанкаре [Л. 5].

Введем функцию $S = \int_{T_c}^T \lambda(T, p_0) dT$ и относительную половину ширины канала $\rho = \frac{x}{x_0}$. Тогда (1) и граничные условия (2) и (3) примут вид:

$$\frac{d^2 S}{d\rho^2} + x_0^2 [\sigma(S, p_0) E^2 - u(S, p_0)] = 0, \quad (4)$$

$$\left(\frac{dS}{d\rho} \right)_{\rho=0} = 0; \quad (5)$$

$$S_{\rho=1} = 0. \quad (6)$$

Для получения решения нулевого приближения $S_0(\rho)$ — порождающего решения, заменим в (4) нелинейные зависимости $\sigma(S, p_0)$ и $u(S, p_0)$ в интересующем нас интервале температур $T_c \div T_m$ (или $0 \div S_m$) линейными: $\sigma = \alpha_{10} S$ и $u = \alpha_{20} S$ (рис. 2).

Коэффициенты α_{10} и α_{20} характеризуют наклоны секущих кривых $\sigma(S, p_0)$ и $u(S, p_0)$ для какого-либо фиксированного значения S .

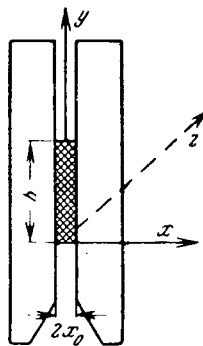


Рис. 1. Расчетная модель дуги в щелевом канале.

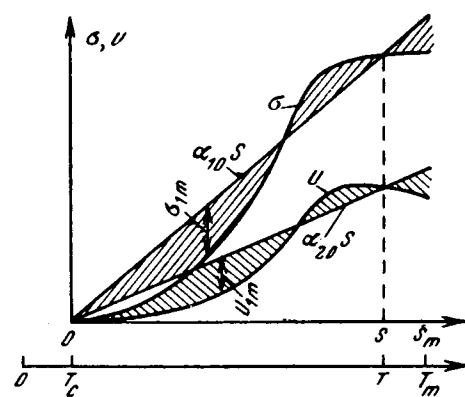


Рис. 2. Температурные зависимости электропроводности и объемного излучения.

Получим порождающее линейное уравнение вида:

$$\frac{d^2 S_0}{d\rho^2} + x_0^2 (\alpha_{10} E_0^2 - \alpha_{20}) S_0 = 0. \quad (7)$$

Его решение с учетом граничных условий (5) и (6) имеет вид:

$$S_0(\rho) = S_{m0} \cos \frac{\pi}{2} \rho, \quad (8)$$

где

$$S_{m0} = S_{\rho=0} = S(0);$$

$$E_0 = \left[\left(\frac{\pi}{2} \right)^2 \frac{1}{\alpha_{10} x_0^2} + \frac{\alpha_{20}}{\alpha_{10}} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (9)$$

Величина напряженности поля E_0 для каждого фиксированного значения x_0 и S , а следовательно, α_{10} и α_{20} , как видно из (9), не зависит от осевого значения $S(0) = S_{m0}$. Уравнение (7) удовлетворяется при произвольной амплитуде S_{m0} , что является следствием замены нелинейных зависимостей σ и u линейными.

В действительности ввиду нелинейного характера зависимостей $\sigma(S, p_0)$ и $u(S, p_0)$ профиль $S(\rho)$ и значение $S(0)$ зависят от E_0 и только при вполне определенных значениях $S(0)$ удовлетворяется нелинейное уравнение (4). Чтобы найти эти значения, представим (4) в виде

$$\frac{d^2 S}{d \left(\frac{\pi}{2} \rho \right)^2} + S = \varphi_1(S), \quad (10)$$

где

$$\varphi_1(S) = \frac{x_0^2}{\left(\frac{\pi}{2} \right)^2} [\sigma_1(S, p_0) E_0^2 - u_1(S, p_0)];$$

$$\sigma_1(S) = \alpha_{10} S - \sigma(S, p_0) \text{ и } u_1(S) = \alpha_{20} S - u(S, p_0).$$

Здесь $\sigma_1(S)$ и $u_1(S)$ являются функциями отклонения заданных зависимостей от линейных (заштрихованы на рис. 2).

При относительно малых максимальных значениях функций отклонения, что можно оценить по отношениям $\frac{|\sigma_{1m}|}{\sigma_m}$ и $\frac{|u_{1m}|}{u_m}$, решение уравнения (4) в извест-

ном смысле мало отличается от решения уравнения (8) и поэтому его можно искать в виде ряда:

$$S = S_0 + vS_1 + v^2S_2 + \dots = S_0 + \sum_1^n v^n S_n, \quad (11)$$

где $S_1, S_2 \dots S_n$ — составляющие высших приближе-

ний такие, что $\left| \frac{\sum_1^n v^n S_n}{S_0} \right| \ll 1$, а v — символ малости,

численное значение которого примем в дальнейшем равным единице. Это позволит приписывать v в качестве коэффициента к малым членам.

Подставляя ряд (11) в правую часть (10) и разлагая $\varphi_1(S)$ в ряд Тейлора в окрестности S_0 , получим:

$$\begin{aligned} \varphi_1(S) = & \varphi_1(S_0) + v \left(\frac{\partial \varphi_1}{\partial S} \right)_{S_0} S_1 + v^2 \left(\frac{\partial^2 \varphi_1}{\partial S^2} \right)_{S_0} S_2 + \\ & + \frac{v^3}{2!} \left(\frac{\partial^3 \varphi_1}{\partial S^3} \right)_{S_0} S_3 + \dots \end{aligned} \quad (12)$$

Если после подстановки (11) и (12) в (10) приравнять соответствующие коэффициенты их разложений по v , учтя при этом, что $\varphi_1(S)$ имеет порядок v , то получим взамен (10) последовательность линейных уравнений с правыми частями вида:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2 S_0}{d \left(\frac{\pi}{2} \rho \right)^2} + S_0 &= 0, \\ \frac{d^2 S_1}{d \left(\frac{\pi}{2} \rho \right)^2} + S_1 &= \varphi_1(S_0), \\ \frac{d^2 S_2}{d \left(\frac{\pi}{2} \rho \right)^2} + S_2 &= \left(\frac{\partial \varphi_1}{\partial S} \right)_{S_0} S_1, \\ &\dots \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Составляющие высших приближений S_n подчиняются тем же граничным условиям, что и S_0 , а именно:

$$\left(\frac{dS_n}{d\rho} \right)_{\rho=0} = 0; \quad S_n|_{\rho=1} = 0.$$

Для определения уравнения, из которого можно найти амплитуду S_{m0} , разложим $\varphi_1(S_0)$ в ряд Фурье по функциям $\cos n \frac{\pi}{2} \rho$, где $n = 1, 3, 5, \dots$, ибо четные гармоники не удовлетворяют граничным условиям. (Заметим, что это обстоятельство накладывает соответствующее ограничение на характер аппроксимирующих функций $\sigma(S, \rho_0)$ и $u(S, \rho_0)$ при аналитическом решении.)

В результате получим уравнение первого приближения:

$$\begin{aligned} \frac{d^2 S_1}{d \left(\frac{\pi}{2} \rho \right)^2} + S_1 &= C_1(S_{m0}) \cos \frac{\pi}{2} \rho + \\ &+ C_3(S_{m0}) \cos 3 \frac{\pi}{2} \rho + \dots = \sum_{n=1,3,5,\dots} C_n(S_{m0}) \times \\ &\times \cos n \frac{\pi}{2} \rho. \end{aligned} \quad (14)$$

Здесь $C_n(S_{m0})$ — коэффициенты ряда Фурье, зависящие от S_{m0} , определяются выражениями:

$$C_n(S_{m0}) = 2 \int_0^1 \varphi_1 \left(S_{m0} \cos \frac{\pi}{2} \rho \right) \cos n \frac{\pi}{2} \rho d\rho. \quad (15)$$

Общее решение уравнения (14) имеет вид:

$$\begin{aligned} S_1(\rho) = & S_{m1} \cos \frac{\pi}{2} \rho + \frac{C_1(S_{m0})}{2} \left(\frac{\pi}{2} \rho \right) \sin \frac{\pi}{2} \rho + \\ & + \sum_{n=3,5,\dots} \frac{C_n(S_{m0})}{1-n^2} \cos n \frac{\pi}{2} \rho. \end{aligned} \quad (16)$$

Решение (16) удовлетворяет граничным условиям при $C_1(S_{m0}) = 0$. Поэтому уравнение, определяющее амплитуду S_{m0} , будет иметь вид:

$$C_1(S_{m0}) = 2 \int_0^1 \varphi_1 \left(S_{m0} \cos \frac{\pi}{2} \rho \right) \cos \frac{\pi}{2} \rho d\rho = 0. \quad (17)$$

Аналогично запишем уравнение, из которого можно найти поправку S_{m1} амплитуды S_{m0} :

$$2 \int_0^1 \left(\frac{\partial \varphi_1}{\partial S} \right)_{S_0} S_1 \cos \frac{\pi}{2} \rho d\rho = 0. \quad (18)$$

В результате решение уравнения первого приближения (16) полностью определено.

Этот процесс расчета можно продолжить и далее. В каждом последующем приближении уточняется не только амплитуда основной гармоники, но и распределение (профиль) $S(\rho)$. Заметим, что только амплитуда S_{m0} определяется нелинейным уравнением (17). Все последующие поправки амплитуды $S_{m1}, S_{m2} \dots$ находятся из линейных алгебраических уравнений, ибо в правые части уравнений высших приближений (13) $S_1, S_2 \dots$ входят в первой степени. Полное решение уравнения (4) с учетом $v=1$ имеет вид:

$$S = S_0 + S_1 + S_2 + \dots \quad (19)$$

Как известно, теория Пуанкаре не дает общих методов оценки остаточных членов ряда. Поэтому расчет можно закончить на том члене, в котором поправка амплитуды мала по сравнению с S_{m0} . Практически приемлемая точность для нашего случая обеспечивается в первом и даже нулевом приближении.

Для получения аналитического решения необходимо выбрать подходящие функции, аппроксимирующие нелинейные зависимости $\sigma(S, \rho_0)$ и $u(S, \rho_0)$.

Таковыми функциями могут быть степенные полиномы с целыми и дробными показателями, показательные полиномы и др. Однако наиболее удобно выполнить аппроксимацию полиномами с целыми нечетными степенями, ибо в этом случае все коэффициенты ряда Фурье (15) и поправки амплитуд в высших приближениях можно вычислить непосредственно по тригонометрическим формулам.

Чтобы воспользоваться этим преимуществом, заменим функции $\sigma(S, \rho_0)$ и $u(S, \rho_0)$ полиномами вида:

$$\begin{aligned} \sigma = & \alpha_1 S + \beta_1 S^3 + \gamma_1 S^5 + \dots; \quad u = \alpha_2 S + \beta_2 S^3 + \\ & + \gamma_2 S^5 + \dots \end{aligned} \quad (20)$$

в которых коэффициенты $\alpha_1, \beta_1, \gamma_1, \dots, \alpha_2, \beta_2, \gamma_2, \dots$ могут быть подобраны заранее каким-либо известным способом, например, методом наименьших квадратов.

Для реальных зависимостей $\sigma(S, p_0)$ и $u(S, p_0)$ (рис. 2) характерными являются соотношения: $\alpha_1, \alpha_2, \beta_1$ и $\beta_2 > 0$; γ_1 и $\gamma_2 < 0$. Последнее обеспечивает уменьшение σ и u в области высоких температур.

Ограничимся трехчленными полиномами. Для этого случая, как следует из (10), имеем:

$$\varphi_1(S) = \alpha S + \beta S^3 + \gamma S^5, \quad (21)$$

где

$$\alpha = -\frac{x_0^2}{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2} [(\alpha_{10} - \alpha_1) E_0^2 - (\alpha_{20} - \alpha_2)];$$

$$\beta = \frac{x_0^2}{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2} (-\beta_1 E_0^2 + \beta_2);$$

$$\gamma = \frac{x_0^2}{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2} (-\gamma_1 E_0^2 + \gamma_2).$$

Здесь $\alpha > 0$; $\beta < 0$; $\gamma > 0$, а E_0 определяется выражением (9).

Соответственно получим:

$$\begin{aligned} \varphi_1(S_0) = & C_1(S_{m0}) \cos \frac{\pi}{2} \rho + C_3(S_{m0}) \cos \frac{3\pi}{2} \rho + \\ & + C_5(S_{m0}) \cos \frac{5\pi}{2} \rho, \end{aligned} \quad (22)$$

где

$$C_1(S_{m0}) = \alpha S_{m0} + \frac{3}{4} \beta S_{m0}^3 + \frac{5}{8} \gamma S_{m0}^5;$$

$$C_3(S_{m0}) = \frac{1}{4} \beta S_{m0}^3 + \frac{5}{16} \gamma S_{m0}^5;$$

$$C_5(S_{m0}) = \frac{1}{16} \gamma S_{m0}^5.$$

Возможные значения амплитуды S_{m0} определяются уравнением $C_1(S_{m0}) = 0$:

$$S_{m0(1)} = 0, S_{m0(2,3)} =$$

$$= \left[-\frac{3}{5} \frac{\beta}{\gamma} \pm \left(\frac{9}{25} \frac{\beta^2}{\gamma^2} - \frac{8}{5} \frac{\alpha}{\gamma} \right)^{\frac{1}{2}} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (23)$$

Первый корень уравнения $S_{m0(1)} = 0$ означает, что дуга не горит. Второй и третий корни уравнения соответствуют двум режимам горения дуги: на падающем ($S_{m0(3)}$) и восходящем ($S_{m0(2)}$) участках характеристики $E(S_{m0})$ (рис. 3).

Режимы горения дуги возможны не при всех значениях E . Минимальное значение $E_{\min}$ (рис. 3) соответствует режиму с амплитудой

$$S_{m0E_{\min}} = \left(-\frac{3}{5} \frac{\beta}{\gamma} \right)^{\frac{1}{2}}.$$

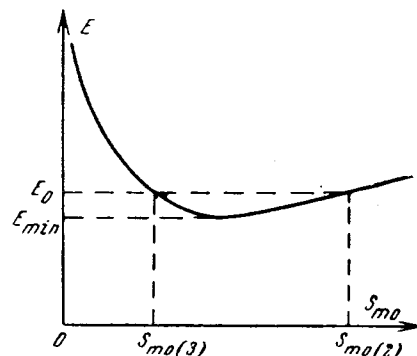
Этот режим приблизительно наступает вблизи точки перегиба кривой $\sigma(S, p_0)$.

Первую амплитудную поправку S_{m1} можно найти из (18):

$$S_{m1} = \frac{\frac{C_3(S_{m0})}{8} \left(\frac{3}{4} \beta S_{m0}^2 + \frac{25}{16} \gamma S_{m0}^4 \right) + \frac{C_5(S_{m0})}{24} \frac{5}{16} \gamma S_{m0}^4}{\alpha + \frac{7}{4} \beta S_{m0}^2 + \frac{25}{8} \gamma S_{m0}^4}.$$

(24)

Рис. 3. Зависимость напряженности электрического поля от максимального значения функции S_{m0} .



Полное решение этого уравнения в первом приближении имеет вид:

$$\begin{aligned} S = S_0 + S_1 = & (S_{m0} + S_{m1}) \cos \frac{\pi}{2} \rho - \\ & - \frac{C_3(S_{m0})}{8} \cos \frac{3\pi}{2} \rho - \frac{C_5(S_{m0})}{24} \cos \frac{5\pi}{2} \rho. \end{aligned} \quad (25)$$

Для режимов с относительно малыми осевыми температурами, которым соответствуют амплитуда $S_{m0(3)}$, поправка S_{m1} и $C_3(S_{m0}) < 0$, и, следовательно, как видно из (25), профили $S(\rho)$ будут более «острые», чем $S_0(\rho)$.

Для режимов с относительно большими температурами (амплитуды $S_{m0(2)}$), поправка S_{m1} и $C_3(S_{m0}) > 0$ и профили $S(\rho)$ будут более «плоские», чем $S_0(\rho)$.

Полученное решение (25) позволяет для каждого значения E_0 получить в первом приближении распределение $S(\rho)$ и соответствующие осевые (максимальные) значения функций $S_m = S(0) = S_{m0} + S_{m1} - \frac{C_3(S_{m0})}{8} -$

$-\frac{C_5(S_{m0})}{24}$, найти распределения температур $T(\rho)$,

$\sigma(\rho)$ и $u(\rho)$, используя зависимости $S(T, p_0)$, $\sigma(S, p_0)$ и $u(S, p_0)$, а также определить для каждого E_0 и $S(0)$ настил тока $\frac{I_m}{h}$, среднюю плот-

ность тока $\delta_{ср}$, распределения плотностей тепловых потоков $P_T(\rho)$ и потоков излучения $P_{\text{из}}(\rho)$ и их максимальные значения.

Для оценки точности решения первого приближения проведем в качестве примера расчет характеристик ствола дуги в области относительно малых температур, для которой излучением можно пренебречь [$u(S, p_0) \approx 0$], а зависимость $\sigma(S, p_0)$ достаточно точно аппроксимируется одночленной степенной функцией вида $\beta_1 S^q$, где $q > 1$. (Приближенно функцией такого же вида, но с $q < 1$ можно аппроксимировать зависимость $\sigma(S, p_0)$ и в области больших температур.) При этих условиях уравнение энергии (4) имеет точное решение.

Действительно, в этом случае можно записать первый интеграл уравнения (4) в виде

$$\frac{1}{2} \left(\frac{dS}{dx} \right)^2 + \frac{1}{q+1} \beta_1 E^2 S^{q+1} = \frac{1}{q+1} \beta_1 E^2 S_m^{q+1}, \quad (26)$$

где

$$S_m = S(0)$$

или

$$\left(\frac{d\eta_S}{dx}\right)^2 = \frac{2}{q+1} \beta_1 E^2 S_m^{q-1} (1 - \eta_S^{q+1}), \quad (27)$$

где $\eta_S = \frac{S}{S_m}$ — относительный профиль, не зависящий от S_m при заданном q .

Разделяя переменные и интегрируя, с учетом $\eta_S(x_0) = 0$ и $\eta_S(0) = 1$ получим:

$$E = \left(\frac{q+1}{2\beta_1}\right)^{\frac{1}{2}} \frac{1}{x_0 S_m^{\frac{q-1}{2}}} \int_0^1 (1 - \eta_S^{q+1})^{-\frac{1}{2}} d\eta_S =$$

$$= \left(\frac{q+1}{2\beta_1}\right)^{\frac{1}{2}} \frac{1}{x_0 S_m^{\frac{q-1}{2}}} \frac{\pi_1 q}{2}, \quad (28)$$

где $\frac{\pi_1 q}{2}$ — обозначение определенного интеграла, значение которого выражается гамма-функциями вида:

$$\frac{\pi_1 q}{2} = \frac{V\pi}{q+1} \frac{\Gamma\left(\frac{1}{q+1}\right)}{\Gamma\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{q+1}\right)}.$$

Формула (28) показывает, что между E и S_m при условии аппроксимации $\sigma(S, p_0)$ функцией $\beta_1 S^q$ существует однозначная связь; при $q > 1$ зависимость $E(S_m)$ — падающая, при $q < 1$ — возрастающая.

Соответственно получим:

$$P_{T_m} = -2 \left(\frac{dS}{dx}\right)_{x=x_0} = 2 \frac{\pi_1 q}{2} \frac{S_m}{x_0}; \quad (29)$$

$$\delta_{cp} = \frac{I_m}{2x_0 h} = \left(\frac{2\beta_1}{q+1}\right)^{\frac{1}{2}} \frac{S_m^{\frac{q+1}{2}}}{x_0}; \quad (30)$$

$$Ex_0^{\frac{2q}{q+1}} \delta_{cp}^{\frac{q+1}{2}} = \left(\frac{q+1}{2\beta_1}\right)^{\frac{1}{q+1}} \frac{\pi_1 q}{2}. \quad (31)$$

Относительный профиль определяется интегральным уравнением:

$$\eta_S(\rho) = 1 - \frac{\int_0^\rho \eta_S^q(z) (\rho - z) dz}{\int_0^1 \eta_S^q(z) (1 - z) dz}. \quad (32)$$

Для воздуха и азота по данным [Л. 6 и 7] при $T_m \leq (7 \div 8) 10^3$ °К и $p_0 = 10^5$ н/м²; $q \approx 3$ и $\beta_1 \approx 2,1 \times 10^{-5} \left[\frac{1}{\text{ом} \cdot \text{см}} \right] \left[\frac{\text{см}^3}{\text{вт}^3} \right]$.

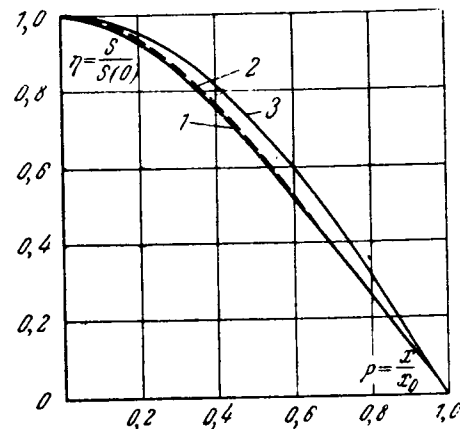
Для $q = 3$ по (28) ÷ (31) находим:

$$S_m = \frac{1,85}{\beta_1^{\frac{1}{2}} Ex_0}; \quad P_{T_m} = 2,1,31 \frac{S_m}{x_0};$$

$$\delta_{cp} = \left(\frac{\beta_1}{2}\right)^{\frac{1}{2}} \frac{S_m^2}{x_0}; \quad \delta_{cp} = \frac{2,42}{\beta_1^{\frac{1}{2}} x_0^3 E^2}. \quad (33)$$

Сравним зависимости (33) с аналогичными, полученными методом малого параметра.

Рис. 4. Относительные распределения потенциалов плотности теплового потока для азотной и воздушной дуги. 1 — точное решение; 2 — решение методом малого параметра в первом приближении; 3 — в нулевом приближении.



Для получения характеристик этим методом определим наклоны секущих в функции S выражением:

$$\alpha_{10} = \frac{\sigma(S, p_0)}{S} = \beta_1 S^2. \quad (34)$$

Согласно (9) получим:

$$Ex_0 = \frac{\pi}{2} \frac{1}{\beta_1^{\frac{1}{2}} S}. \quad (35)$$

Соответственно имеем:

$$\varphi_1(S_0) = C_1(S_{m0}) \cos \frac{\pi}{2} \rho + C_3(S_{m0}) \cos 3 \frac{\pi}{2} \rho, \quad (36)$$

где

$$C_1(S_{m0}) = S_{m0} - \frac{3}{4} \frac{\beta_1}{\alpha_{10}} S_{m0}^3; \quad C_3(S_{m0}) = -\frac{1}{4} \frac{\beta_1}{\alpha_{10}} S_{m0}^3.$$

Из условия $C_1(S_{m0}) = 0$ находим амплитуду S_{m0} (исключая $S_{m0} = 0$):

$$S_{m0} = \left(\frac{4}{3} \frac{\beta_1}{\alpha_{10}}\right)^{\frac{1}{2}} = \left(\frac{4}{3}\right)^{\frac{1}{2}} S \quad (37)$$

и, следовательно,

$$C_3(S_{m0}) = -\frac{S_{m0}}{3}.$$

Поправка амплитуды основной гармоники из условия (18) равна

$$S_{m1} = \frac{S_{m0}}{48}.$$

Полное решение в первом приближении имеет вид:

$$S = S_{m0} \left(\frac{47}{48} \cos \frac{\pi}{2} \rho + \frac{1}{24} \cos 3 \frac{\pi}{2} \rho \right); \quad (38)$$

$$S_m = S(0) = \frac{49}{48} S_{m0} \approx 1,175 S_{m0}. \quad (39)$$

Учитывая формулу (39), получим из (35) и (38):

$$S_m = \frac{1,85}{\beta_1^{\frac{1}{2}} Ex_0}; \quad P_{T_m} = \frac{2}{x_0} \left(\frac{dS}{d\rho} \right)_{\rho=1} = 2 \frac{41}{48} \frac{\pi}{2} \frac{S_{m0}}{x_0} =$$

$$= 2,1,31 \frac{S_{m0}}{x_0};$$

$$\delta_{cp} = \frac{P}{2x_0 E} = \frac{0,71 \beta_1^{\frac{1}{2}} S_m^2}{x_0}; \quad \delta_{cp} = \frac{2,42}{\beta_1^{\frac{1}{2}} x_0^3 E^2}. \quad (40)$$

Повышение устойчивости сверхмощных турбогенераторов с помощью управляемых реакторов

Г. В. МИХНЕВИЧ, А. Е. РАЗДИН, В. М. ФИАЛКОВ и А. Н. КУРОЧКИН

Москва

Расширение пределов статической устойчивости энергосистем при наличии мощных турбогенераторов можно обеспечить за счет улучшения характеристик элементов регуляторов возбуждения [Л. 1]. Более сложным оказывается выбор средств повышения динамической устойчивости. При реализации предлагаемых в настоящее время решений возникает ряд трудностей: увеличение быстродействия релейной защиты и выключателей делает необходимым создание нового класса коммутационной аппаратуры [Л. 2]; аварийное регулирование паровых турбин требует значительного увеличения быстродействия регуляторов турбин; аварийная разгрузка турбин станции, работающей в энергосистеме, усложняет процесс ресинхронизации [Л. 3].

Исследования последних лет [Л. 4—7] показывают, что для повышения пределов устойчивой работы сложных энергосистем могут использоваться регулируемые статические компенсирующие устройства.

В настоящее время из указанного класса устройств наиболее подготовлены к практическому применению управляемые реакторы с вращающимся магнитным полем.

Управляемые реакторы обладают рядом преимуществ, из которых в первую очередь следует отметить значительно большее быстродействие системы регулирования относительно системы регулирования возбуждения синхронных машин, а также возможность использования емкостного эффекта линии для увеличения пределов статической и динамической устойчивости.

Система регулирования управляемого реактора позволяет обеспечить малоинерционное регулирование напряжения на шинах станции и тем самым

изменять эквивалентные параметры электропередачи в нужном направлении.

В статье излагаются результаты исследований по повышению статической и динамической устойчивости сверхмощных турбогенераторов с помощью управляемых реакторов и требования к системе автоматического регулирования.

Статические характеристики. Исследование системы с управляемым реактором целесообразно проводить путем сопоставления ее с системой, которая включает обычные нерегулируемые шунтовые реакторы. Схемы сопоставляемых систем изображены на рис. 1.

Выполненные исследования показывают, что в ряде случаев для линий 500 и 750 кВ благодаря значительной величине поперечной проводимости нет необходимости устанавливать дополнительные конденсаторные батареи. В этом случае наиболее очевидно экономическое преимущество новой схемы регулирования реактивной мощности.

При замене нерегулируемых шунтовых реакторов на управляемые изменяются статические характеристики линии электропередачи. Появляется принципиальная возможность разгрузить турбогенератор за счет уменьшения выдаваемой им реактивной мощности и увеличить его активную мощность, поскольку управляемый реактор позволяет использовать емкостный эффект линии. Возможное при этом уменьшение э. д. с. генератора не оказывает существенного влияния на устойчивость электропередачи.

Апериодический предел статической устойчивости можно характеризовать значением частной производной активной мощности по углу передачи при постоянстве э. д. с. Рассмотрим значение синхронизирующих моментов для обеих схем.

Из сравнения (40) и (33), полученных для $q=3$, видно, что решение в первом приближении по методу малого параметра практически совпадает с точным. Ошибку в определении относительного профиля $\eta_s(\rho) = \frac{S(\rho)}{S(0)}$ из (38) по сравнению с точным решением (32) можно непосредственно оценить из рис. 4.

В заключение отметим, что если зависимости $\lambda(T, \rho_0)$, $\sigma(T, \rho_0)$ и $u(T, \rho_0)$ известны приближенно, то в общем случае при расчете характеристик дуги методом малого параметра можно ограничиться нулевым приближением. Точность такого решения, по-видимому, имеет тот же порядок, что и точность решения по принципу минимума [Л. 3, 4], и качественно с ним совпадает.

Литература

1. Бай-Ши-И, Динамика излучающего газа, изд-во «Мир», 1968.
2. Кукеков Г. А., Вольт-амперная характеристика дуги, охлаждаемой в щелевом канале, ЖТФ, вып. 11, 1956, т. XXVI.
3. Кукеков Г. А., Вольт-амперная характеристика дуги, охлаждаемой в щелевом канале, Труды ЛПИ им. Калинина, 1958, № 195.
4. Курков С. А., Стационарная электрическая дуга в узкощелевой камере, ЖТФ, вып. 2, 1968, т. XXXVIII.
5. Андронов А. А., Витт А. А. и Хайкин С. Э., Теория колебаний, Физматгиз, 1959.
6. Uhlenbusch I., Z. Phys., 179, 347, 1964.
7. Yos I. M., AVCO Tech. Memo, No RAD-TM-63-7, 1963.

[16.2.1970]



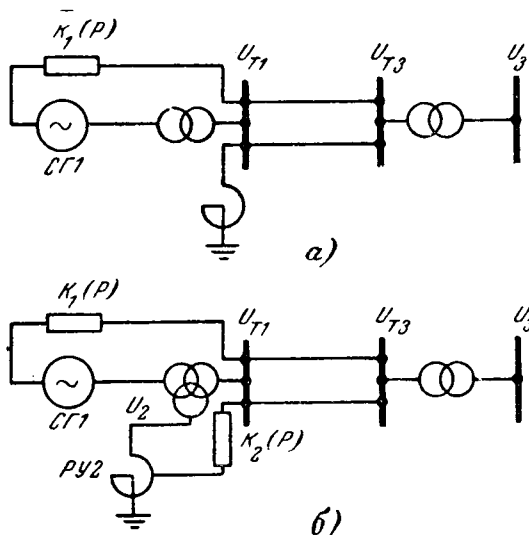


Рис. 1. Схема электропередачи обычного исполнения (а) и с управляемым реактором (б).

Для схемы, изображенной на рис. 1, а, уравнение мощности записывается следующим образом:

$$P_1 = \frac{E_1^2}{z_{11}} \sin \alpha_{11} + \frac{E_1 U_2}{z_{12}} \sin (\delta_{12} - \alpha_{12}) + \frac{E_1 U_3}{z_{13}} \sin (\delta_{13} - \alpha_{13}). \quad (1)$$

Отсюда синхронизирующий момент

$$S_1 = \frac{\partial P_1}{\partial \delta_{12}} = \frac{E_1 U_2}{z_{12}} \cos (\delta_{12} - \alpha_{12}) + \frac{E_1 U_3}{z_{13}} \cos (\delta_{13} - \alpha_{13}). \quad (2)$$

В (1) и (2) используются общепринятые обозначения [Л. 8].

Для схемы, изображенной на рис. 1, б, уравнение мощности

$$P_1 = \frac{E_1^2}{z_{11}} \sin \alpha_{11} + \frac{E_1 U_2}{z_{12}} \sin (\delta_{12} - \alpha_{12}) + \frac{E_1 U_3}{z_{13}} \sin (\delta_{13} - \alpha_{13}) \quad (3)$$

и, соответственно, уравнение синхронизирующего момента

$$S_2 = \frac{\partial P_1}{\partial \delta_{12}} = \frac{E_1 U_2}{z_{12}} \cos (\delta_{12} - \alpha_{12}) \frac{\partial \delta_{12}}{\partial \delta_{13}} + \frac{E_1 U_3}{z_{13}} \cos (\delta_{13} - \alpha_{13}), \quad (4)$$

где δ_{12} — угол смещения вектора э. д. с. E_1 относительно вектора напряжения U_2 на зажимах управляемого реактора.

Собственные и взаимные сопротивления, углы, э. д. с. и напряжения в уравнениях (1) — (4) для схем, изображенных на рис. 1, в общем случае имеют разную величину.

В системе с нерегулируемым реактором при $r=0$ S_1 меняет свой знак при $\delta_{13}=90^\circ$. В системе с управляемым реактором изменение знака синхронизирующего момента S_2 происходит при значительно большей величине угла δ_{13} (рис. 2). Можно сделать заключение, что система с управляемым реактором обеспечивает значительно больший

запас по величине синхронизирующего момента. Как показали расчеты статической устойчивости и эксперименты на электродинамической модели, при использовании управляемого реактора статическая устойчивость электропередачи, как правило, может быть обеспечена без введения производных на генераторе и управляемом реакторе до предела, определяемого из условия постоянства напряжения на отправном конце линии электропередачи ($U_{T1} = \text{const}$). Введение производных, как будет показано ниже, необходимо по условиям обеспечения интенсивного демпфирования колебаний и увеличения предела динамической устойчивости.

Вид статических характеристик для передачи с управляемым реактором определяется системой автоматического регулирования.

В принципе возможна схема, в которой э. д. с. турбогенератора остается постоянной и функция регулирования реактивной мощности полностью осуществляется управляемым реактором. Однако в этом случае необходимо иметь реактор большой мощности, поскольку он должен скомпенсировать поперечную проводимость линии и реактивную мощность турбогенератора при малых нагрузках. Минимально необходимая величина э. д. с. турбогенераторов при наличии управляемого реактора определяется ограничением величины его внутреннего угла, который во всех режимах не должен быть больше 90° . По условиям надежности турбогенератор должен снабжаться регулятором возбуждения. Наиболее целесообразно на турбогенераторе осуществлять основное регулирование в функции тока статора.

На рис. 2 изображены статические характеристики, полученные при регулировании турбогенератора в функции тока статора с ограничением и управляемого реактора в функции отклонения напряжения. Регулирование реактивной мощности до номинального режима осуществляется изменением э. д. с. турбогенератора. При дальнейшем увеличении передаваемой мощности функция регулирования осуществляется управляемым реактором.

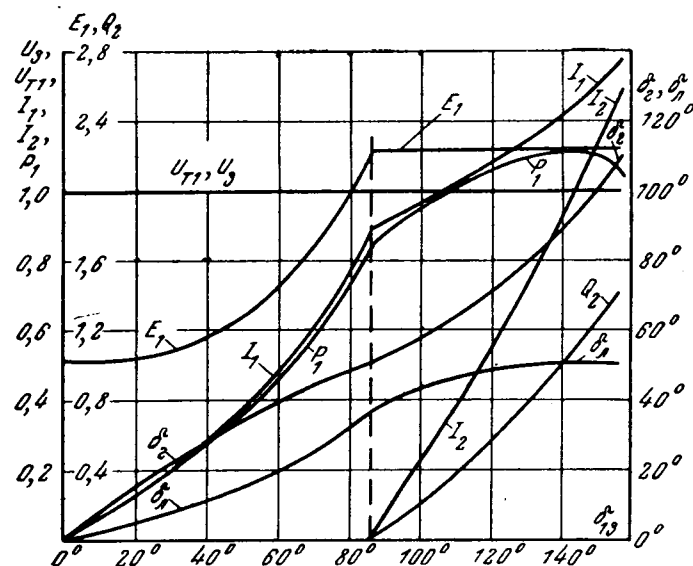


Рис. 2. Статические характеристики электропередачи с управляемым реактором.

В этом случае установленная мощность управляемого реактора определяется так же, как и обычно го шунтового реактора.

Статическая устойчивость. Сравнительный анализ статической устойчивости для нескольких вариантов системы электропередачи (рис. 1) был выполнен на аналоговых вычислительных машинах (АВМ) и на электродинамической модели. Исследование на АВМ проводилось на основе уравнений, приведенных в [Л. 8]. Особенностью системы с управляемым реактором является взаимодействие регуляторов, устанавливаемых на турбогенераторе и управляемом реакторе. Это взаимодействие оказывает существенное влияние на выбор структуры системы регулирования.

В результате анализа многосвязной системы автоматического регулирования турбогенератор — управляемый реактор были выявлены основные закономерности, свойственные исследуемой системе.

Взаимодействие регуляторов, установленных на турбогенераторе и реакторе, оказывает существенное влияние на выбор структуры системы автоматического регулирования. На рис. 3 изображены области устойчивости, полученные при регулировании возбуждения турбогенератора в функции отклонения напряжения на его зажимах. Они построены для трех значений передаваемой мощности P_n : 0,6; 0,85 и 1,0. При уменьшении передаваемой мощности наблюдается резкое уменьшение предельно допустимых значений коэффициента регулирования по первой производной K'_2 .

Рассматривая согласно [Л. 8] сигнал отклонения напряжения генератора ΔU_1 как сложный сигнал, можно написать:

$$\Delta U_1 = \frac{\partial U_1}{\partial \delta_{1s}} \Delta \delta_{1s} + \frac{\partial U_1}{\partial E_1} \Delta E_1 + \frac{\partial U_1}{\partial U_2} \Delta U_2, \quad (5)$$

где U_1 и U_2 — напряжения на зажимах генератора и реактора.

Уменьшение размеров областей устойчивости объясняется относительно большой величиной производной $\partial U_1 / \partial U_2$ по сравнению с производной $\partial U_1 / \partial E_1$. Соотношение между величинами этих производных в первую очередь зависит от величины реактивности связи между точками включения турбогенератора и управляемого реактора. Было установлено, что введение производных на турбогенераторе не оказывает влияния на размеры областей устойчивости в плоскости $K'_2 K''_2$.

Эффективность управляемого реактора в отношении увеличения предела динамической устойчивости обусловлена использованием на нем производных; поэтому на турбогенераторах исключается использование быстродействующей системы регулирования возбуждения в функции отклонения напряжения. При включении управляемых реакторов на передающем конце электропередачи целесообразно осуществлять основное регулирование возбуждения турбогенераторов в функции тока статора. В этом случае не наблюдается резкого снижения верхнего предельного значения коэффициента регулирования по первой производной на управляемом реакторе.

Учитывая вышеизложенное, в качестве основного варианта системы автоматического регулирования рассматривалось регулирование возбуждения

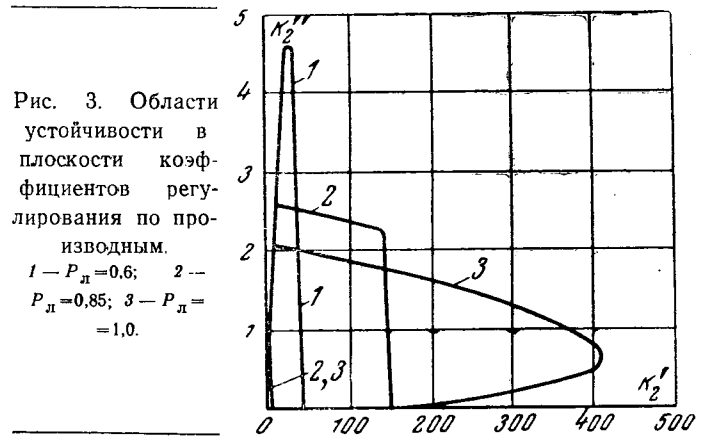


Рис. 3. Области устойчивости в плоскости коэффициентов регулирования по производным.
1 — $P_n=0,6$; 2 — $P_n=0,85$; 3 — $P_n=1,0$.

турбогенератора в функции тока статора и управляемого реактора в функции отклонения напряжения. На рис. 4 изображена схема автоматического регулирования турбогенератора и управляемого реактора, которая была реализована на электродинамической модели.

В результате сравнительного анализа статической устойчивости двух схем, изображенных на рис. 1, было установлено преимущество схем с управляемым реактором. При отсутствии управляемого реактора теоретически можно достичь предела мощности по линии, но из-за смещения областей устойчивости в плоскости коэффициентов регулирования по производным возникают затруднения в обеспечении устойчивости системы при единой настройке регулятора. При использовании управляемого реактора система оказывается устойчивой во всех режимах без введения производных. На рис. 5 изображены области устойчивости в плоскости коэффициентов регулирования по производным полного угла передачи на управляемом реакторе. Приведенные кривые получены в предположении равенства нулю удельных демпферных коэффициентов. Начало координат принадлежит области устойчивости. Этот эффект объясняется увеличением синхронизирующего момента системы при наличии регулируемого управляемого реактора и согласуется с результатами ранее приведенного анализа синхронизирующих моментов.

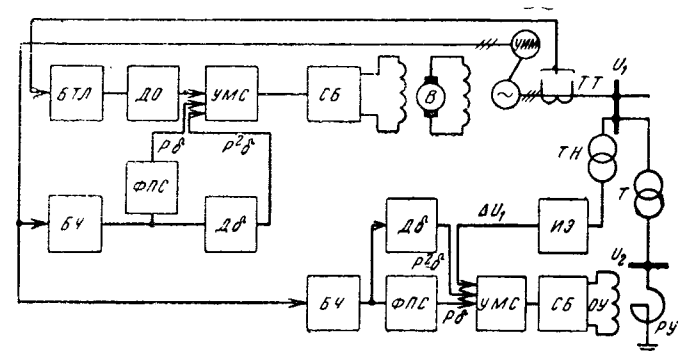


Рис. 4. Блок-схема автоматического регулирования турбогенератора и управляемого реактора.

ТТ — трансформатор тока; БТЛ — блок тока линии; ДО — диодный ограничитель; БЧ — блок частоты; ФПС — фильтр постоянной составляющей; M_2 — дифференциатор; УМС — суммирующий магнитный усилитель; СБ — силовой блок; В — возбудитель; ТН — трансформатор напряжения; ИЗ — измерительный блок; ОУ — обмотка управления; УИМ — углоизмерительная машина.

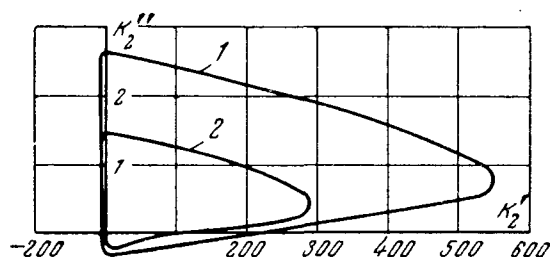


Рис. 5. Области устойчивости в плоскости коэффициентов регулирования по производным.
1 — $\delta_d = 52^\circ$; 2 — $\delta_d = 85^\circ$.

Поскольку для увеличения предела динамической устойчивости и интенсивности демпфирования колебаний необходимо введение производных, то, кроме производных угла передачи, были рассмотрены возможности использования производных тока статора турбогенератора и его напряжения. При использовании указанных сигналов на 2—3 порядка уменьшаются верхние предельные значения коэффициентов по производным, и в результате снижается эффективность систем регулирования.

Причиной резкого уменьшения областей устойчивости являются большие по абсолютной величине значения структурных коэффициентов a'_{22} и a''_{22} [Л. 8].

Динамическая устойчивость. При замене нерегулируемых шунтовых реакторов управляемыми появляется возможность активного воздействия на движение роторов турбогенераторов. Повышение предела динамической устойчивости обеспечивается за счет увеличения синхронизирующего момента в предаварийном режиме и активного воздействия на движение роторов турбогенераторов путем надлежащего закона изменения напряжения на шинах станции.

Исследование динамической устойчивости проводилось на ЦВМ и на электродинамической модели. Для исследования на ЦВМ использовалась методика, изложенная в [Л. 9].

Величина установленной мощности реактора оказывает существенное влияние на предел динамической устойчивости. Минимальная установленная мощность реактора определяется режимом одностороннего включения линии под напряжение. Определенная таким образом мощность может быть недостаточной по условиям обеспечения заданного уровня динамической устойчивости. В этом случае параллельно реактору можно включить конденсаторную батарею и соответственно увеличить установленную мощность управляемого реактора.

Увеличение предела динамической устойчивости будет тем больше, чем больше ток управления реактора в предаварийном режиме. Если он равен нулю, то реактор практически не оказывает влияния на движение ротора и на величину предела динамической устойчивости. На эту величину существенное влияние также оказывает система автоматического регулирования реактора. Механизм ее воздействия на поведение роторов турбогенераторов можно проследить по кривым, изображенным на рис. 6. Здесь приведены расчетные кривые изменения угла передачи δ_{13} , напряжения на сборных

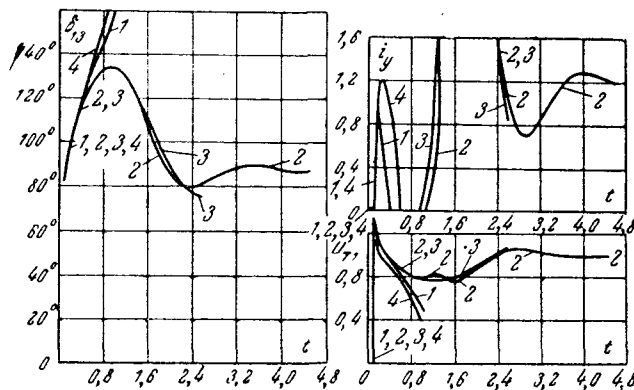


Рис. 6. Переходный процесс при регулировании управляемого реактора в функции производных.

1 — отсутствие регулирования по производным ($K'_2 = K''_2 = 0$); 2 — регулирование только в функции первой производной угла передачи ($K'_2 = 10$; $K''_2 = 0$); 3 — регулирование в функции первой и второй производной угла передачи ($K'_2 = 10$; $K''_2 = 2,0$); 4 — регулирование в функции только второй производной угла передачи ($K'_2 = 0$; $K''_2 = 2,0$).

шинах станции U_{T1} и тока управления реактора i_y при трехфазном коротком замыкании на шинах станции. Кривые построены для четырех различных вариантов регулирования управляемого реактора в функции производных. Во всех случаях осуществлялось регулирование реактора по отклонению напряжения U_{T1} ($K_{U_2} = 40$).

В период короткого замыкания напряжение U_{T1} и ток управления реактора падают до нуля. После отключения короткого замыкания из-за емкостного эффекта линии напряжение U_{T1} возрастает скачком до величины больше номинального значения. Скачок напряжения вызывает появление тока управления реактора (кривая 1 на рис. 6). Вследствие инерционности элементов системы регулирования этот процесс затягивается и способствует более интенсивному снижению напряжения U_{T1} , которое, в свою очередь, приводит к уменьшению тормозного момента и к нарушению устойчивости.

При введении первой производной угла передачи (кривая 2 на рис. 6) удается снять появление броска тока управления в первый период после отключения короткого замыкания. В результате сохраняется более высокий уровень напряжения и обеспечивается динамическая устойчивость.

Вторая производная после отключения короткого замыкания оказывается меньше нуля. Поэтому она увеличивает бросок тока управления (кривая 4 на рис. 6) по сравнению с тем случаем, когда производные отсутствовали (кривая 1). С точки зрения увеличения предела динамической устойчивости введение второй производной на управляемом реакторе нецелесообразно. Но как следует из кривой 3 на рис. 6, отрицательное воздействие второй производной может быть скомпенсировано с помощью первой.

На рис. 7 изображена осциллограмма переходного процесса, полученная на электродинамической модели при трехфазном коротком замыкании при введении первой производной на реакторе.

Для количественной оценки эффективности управляемого реактора как средства повышения динамической устойчивости были выполнены расчеты предела динамической устойчивости для конкретной энергосистемы, схема которой приведена на

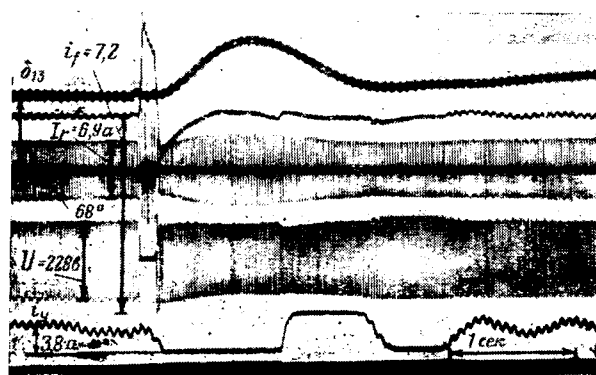


Рис. 7. Осциллограмма переходного процесса.

рис. 1. Энергосистема включала станцию мощностью 1 200 Мвт (4×300 Мвт), работающую на шины бесконечной мощности через линию электропередачи 500 кВ протяженностью 540 км. Энергосистема характеризовалась следующими основными параметрами: $x_d=2,0$; $x'_d=0,268$; $J=6$ сек; $T_{do}=6$ сек; реактивное сопротивление линии $x_L=0,45$, емкостная мощность линии $Q_L=0,71$.

В послеаварийном режиме отключалась одна цепь.

За базисные величины приняты: $S_6=1\,410$ Мва, $U_6=500$ кВ.

Для обычной системы регулирования, изображенной на рис. 1,а, рассматривались турбогенераторы с регулятором сильного действия. В новой системе регулирования (рис. 1,б) предполагалось, что турбогенераторы передающей станции регулируются только в функции тока, либо в функции тока и производных режимных величин. В аварийных режимах предусматривалась релейная форсировка возбуждения. Регулирование реактора осуществлялось с помощью регулятора сильного действия с ионной системой управления.

Результаты расчетов динамической устойчивости приведены в таблице. В числителе указаны значения передаваемой мощности P_n , при которых устойчивость сохраняется, в зна-

P_n	Q_p	Q_6	T_n , сек	t_{Φ} , сек	K'_1	K''_1	K'_2	ΔP_1 , %	ΔP_2 , %
0,65/0,68	—	—	0,02	—	4,4	0,8	—	—	10,0
0,64/0,65	0,578	—	0,30	—	—	—	—	—3,0	7,0
0,65/0,68	0,578	—	0,30	0,40	—	—	—	—	10,0
0,68/0,7	0,578	—	0,30	—	—	—	10,0	3,0	13,0
0,71/0,73	0,578	—	0,30	0,40	—	—	10,0	7,5	18,2
0,77/0,79	0,719	0,141	0,30	0,40	—	—	10,0	15,5	28,0
0,82/0,84	0,578	—	0,02	—	10,0	2,0	10,0	24,0	—

менателе — нарушается. Кроме того, в таблице приведены следующие величины: установленная мощность управляемого реактора (Q_p) и дополнительной конденсаторной батареи, включаемой параллельно реактору (Q_6), постоянная времени возбуждателя (T_n), время форсировки (t_{Φ}) и коэффициенты регулирования по производным. Пределы динамической устойчивости в 1-й строке таблицы получены при регулировании турбогенератора передающей станции в функции отклонения напряжения и производных полного угла передачи (рис. 1,а). Остальные строки относятся к новой схеме регулирования. Увеличение пределов динамической устойчивости дано по сравнению с обычной системой регулирования турбогенераторов при ионном (ΔP_1 %) и при электромагнитном возбудителе (ΔP_2 %).

Как следует из таблицы, применение новой схемы с управляемым реактором повышает предел динамической устойчивости электропередачи на 7% по сравнению со схемой с электромагнитной системой возбуждения. Введение при этом на турбогенераторе релейной форсировки обеспечивает повышение предела динамической устойчивости до 10%.

При введении первой производной на управляемом реакторе удается увеличить предел динамической устойчивости на 13% (строка 4).

Значение ΔP_2 может быть несколько увеличено за счет релейной форсировки возбуждения генераторов передающей станции. При совместном действии релейной форсировки и первой производной на управляемом реакторе предел динамической устойчивости новой схемы регулирования по сравнению с обычной увеличивается на 18,2%.

Повышение предела динамической устойчивости может быть получено либо подключением параллельно реактору дополнительной батареи конденсаторов, либо путем замены на генераторах передающей станции электромагнитной системы возбуждения и релейной форсировки ионной системой возбуждения с регулятором сильного действия. Предельные значения передаваемой мощности P_n для этих случаев приведены соответственно в 6-й и 7-й строках таблицы.

Экспериментальное подтверждение реализации приведенных выше расчетных данных было получено на электродинамической модели.

Выводы. 1. Автоматически управляемый реактор — эффективное средство повышения пределов статической и динамической устойчивости. Он позволяет компенсировать отрицательный эффект, обусловленный ухудшением параметров современных сверхмощных турбогенераторов. Одним из преимуществ новой системы регулирования является использование емкостного эффекта линии для повышения устойчивости.

2. Структура системы автоматического регулирования комплекса турбогенератор — реактор в функции отклонения режимных величин определяется условиями обеспечения статической устойчивости, а в функции производных режимных величин — динамической устойчивости.

Литература

1. Розанов М. Н. и др., Статическая устойчивость мощных турбогенераторов при работе с АРВ сильного действия, сб. «Регулирование возбуждения и устойчивость мощных синхронных генераторов», Информстандартэлектро, 1967.
2. Соколов Н. И. и др., Исследование на вычислительной машине непрерывного действия параллельной работы крупных турбогенераторов, «Электричество», 1963, № 10.
3. Юрганов А. А. и др., Повышение устойчивости мощных турбогенераторов с помощью совместного регулирования возбуждения турбогенератора и мощности паровой турбины, сб. «Регулирование возбуждения и устойчивость мощных синхронных генераторов», Информстандартэлектро, 1967.
4. Веников В. А. и Жуков Л. А., Регулирование режима электрических систем и дальних электропередач и повышение их устойчивости с помощью управляемых статических ИРМ, «Электричество», 1967, № 6.
5. Либкинд М. С. и Михневич Г. В., Улучшение режима и повышение пропускной способности передач переменного тока с помощью управляемых ферромагнитных устройств, «Электричество», 1969, № 3.
6. Михневич Г. В. и Фялков В. М., Устройство для регулирования реактивной мощности в энергосистемах, Авторское свидетельство № 228771, «Бюлл. изобр.», 1968, № 32.
7. Friedlander E., Jones K., Saturated Reactors for Long Distance Bulk Power Lines, Electrical Review. 27 June 1969.
8. Михневич Г. В. и Фялков В. М., Система автоматического регулирования управляемых реакторов, «Электричество», 1965, № 12.
9. Михневич Г. В. и Чесаченко В. Ф., Исследование на ЭЦВМ динамической устойчивости электропередачи с промежуточным управляемым реактором, Известия АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1967, № 3.

[4.7.1969]



Разделение плоскости настроечных параметров АРВ сильного действия синхронной машины

Канд. техн. наук И. В. ЛИТКЕНС

Московский энергетический институт

При уточненных расчетах (с учетом самораскачивания) статической устойчивости автоматически регулируемых электрических систем рекомендуется [Л. 1] выделять область статической устойчивости в плоскости настроечных параметров автоматического регулятора возбуждения (АРВ). При таком подходе плоскость настроечных параметров АРВ разделяется на две области (устойчивости, неустойчивости), все параметры внутри каждой из которых равноценны. Для уточнения поведения системы внутри области устойчивости (при малых отклонениях) и вблизи ее границы рекомендуется строить кривые равного затухания и разделять границу на опасные и безопасные участки [Л. 1 и 2]. Дальнейшему расширению представлений о поведении реальной нелинейной системы внутри области (при больших отклонениях, вызванных любыми возмущающими факторами) и особенно вне области при значительном отдалении от ее границы способствует введение понятий теории нелинейных колебаний: устойчивость равновесия при любых начальных условиях, устойчивость в ограниченной области начальных условий, автоколебания и неустойчивость при любых начальных условиях [Л. 3]. В настоящей статье предлагаются математические методы разделения плоскости настроечных параметров АРВ сильного действия на области различных динамических свойств и выясняются особенности поведения синхронной машины при настройке АРВ внутри соответствующей области. Методы основываются на отыскании приближенных периодических решений нелинейных дифференциальных уравнений и оценке их устойчивости. В соответствии с этими методами плоскость настроечных параметров АРВ сильного действия разделяется (рис. 1) на четыре зоны. Зона устойчивости равновесия I и зона устойчивости в ограниченной области начальных условий I_a лежат внутри области статической устойчивости. При настройке АРВ в зоне I равновесное состояние электрической системы устойчиво при всех начальных отклонениях, вызванных любыми возмущающими факторами, не превышающими критического значения. Критическое значение начального

отклонения угла (или скольжения) определяется [Л. 4—6] в плоском сечении фазового пространства сепаратриссой. При начальных отклонениях, не выходящих за сепаратриссу, все переходные процессы затухают. Чем больше область фазовой плоскости, ограниченная сепаратриссой, тем выше уровень динамической устойчивости электрической системы при равных аварийных ситуациях. Значение критического начального отклонения внутри зоны I постоянно. В этом смысле будем считать, что множество настроечных параметров АРВ, лежащих внутри зоны I равнозначно с точки зрения уровня динамической устойчивости. Зона I_a характеризуется наличием одного неустойчивого периодического решения (неустойчивого предельного цикла). При начальных отклонениях, меньших амплитуды неустойчивого периодического решения, переходные процессы в электрической системе затухнут; при больших начальных отклонениях возможно нарушение устойчивости синхронных машин. Амплитуды неустойчивых периодических решений уменьшаются по мере приближения к границе области статической устойчивости. Часть границы, вблизи которой проходит линия равной малой амплитуды неустойчивого периодического решения, является опасной границей. При настройках АРВ в зоне I_a равновесное состояние электрической системы устойчиво в малом, но неустойчиво в большом; уровень динамической устойчивости, оцениваемый вышеопределенным способом, ниже, чем при настройке АРВ в зоне I и уменьшается по мере приближения к опасной границе области статической устойчивости. С этой точки зрения выбор настройки АРВ внутри зоны I более благоприятен, чем внутри зоны I_a .

Плоскость настроечных параметров АРВ, лежащих вне области статической устойчивости, делится на зону автоколебаний II и зону синхронной неустойчивости III . При настройке в зоне III происходит нарушение устойчивости параллельной работы синхронных машин при любых начальных условиях. Зона II автоколебаний в зависимости от значения амплитуды колебания угла делится на две части: зону IIa , в которой амплитуды колебания угла настолько малы, что они не ухудшают качество электрической энергии¹, и $IIб$ — где амплитуды колебания угла значительны и вызывают недопустимые с точки зрения нормальной работы электрической системы колебания всех режимных параметров (напряжения и мощности, тока ротора и статора синхронной машины).

Автоколебания в зоне IIa назовем электромагнитными, имея в виду, что амплитуды колебаний в электромагнитных контурах системы регулирова-

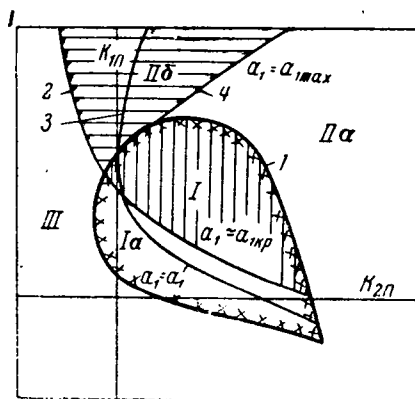


Рис. 1. Разбиение плоскости настроечных параметров АРВ на зоны.

I — граница области статической устойчивости; 2 — линия равной амплитуды периодического решения ($a_1 \approx a_{кр}$); 3 , 4 — линии равной амплитуды периодического решения ($a_1^{(1)}$, a_1^{max}).

¹ Практически безопасная граница, определяемая по методике [Л. 2], лежит между зонами I и IIa .

ния возбуждения велики, т. е. превышают линейные участки статической характеристики силового блока АРВ [Л. 7]. Электромагнитные колебания, не ухудшая качества электрической энергии, меняют среднюю точку колебаний, т. е. все режимные параметры электрической системы. Они обуславливают новый, квазистационавшийся режим, который должен обладать необходимым запасом устойчивости и допустимым уровнем напряжения на выводах синхронной машины. Это определяется амплитудой колебаний и нелинейной, в общем случае несимметричной, характеристикой силового блока АРВ.

Математический метод разделения плоскости настроечных параметров АРВ сильного действия на области различных динамических свойств покажем на примере электрической системы, состоящей из неявнополюсной синхронной машины, связанной реактивным сопротивлением с приемной системой бесконечной мощности.

Запишем нелинейные дифференциальные уравнения такой системы при введенных обозначениях (приложение I):

$$\ddot{\delta} + \beta \dot{\delta} + \omega_0^2 (1 + e_q) \sin \delta = \omega_0^2 \sin \delta_0; \quad (1)$$

$$\dot{e}_q + \lambda e_q - \mu \dot{\delta} \sin \delta = \lambda F(e); \quad (2)$$

$$\dot{e}_{qe} + \lambda_1 e_{qe} = \lambda_1 \sum_{\Pi} \frac{\lambda_{2\Pi}}{\frac{d}{dt} + \lambda_{2\Pi}} [K_{0\Pi} (\Pi - \Pi_{00}) + K_{1\Pi} \dot{\Pi} + K_{2\Pi} \ddot{\Pi}]. \quad (3)$$

Будем искать периодические решения уравнений (1) — (3) в одночастотном приближении [Л. 4 — 6]

$$\delta = \sum_{-1}^1 \xi_n e^{j\omega n t} = a_0 + a_1 \sin(\omega t + \varphi_a);$$

$$e_q = \sum_{-1}^1 \eta_n e^{j\omega n t} = b_0 + b_1 \sin(\omega t + \varphi_b);$$

$$e_{qe} = \sum_{-1}^1 \zeta_n e^{j\omega n t} = c_0 + c_1 \sin(\omega t + \varphi_c).$$

Все нелинейные зависимости, входящие в уравнения (1) — (3), запишем также в виде периодических функций [Л. 4 — 6]

$$\sin \delta = \sum_n S_n e^{j\omega n t}; \quad \cos \delta = \sum_n C_n e^{j\omega n t};$$

$$e_q \sin \delta = \sum_n U_n e^{j\omega n t}; \quad \dot{\delta} \sin \delta = - \sum_n j\omega n C_n;$$

$$F(e) = \sum_n F_n e^{j\omega n t}; \quad \Pi = \sum_n \Pi_n e^{j\omega n t},$$

где S_n, C_n являются функцией ξ_n , F_n — функцией ζ_n , $U_n = \sum_{n'} \eta_{n'} S_{n-n'}$.

Подставив периодические решения в уравнения (1) — (3) и приравняв коэффициенты при экспонентах $e^{j\omega n t}$, получим систему уравнений для постоянных и периодических составляющих.

Систему уравнений для постоянных составляющих удобно записать так

$$\sin a_0 = \frac{\sin \delta_0 + B}{(1 + F_0) I_0(a_1)}. \quad (4)$$

Из уравнения (4) определяются зависимость $a_0(a_1)$ и критические значения $a_{0кр}$, $a_{1кр}$, ограничивающие условия существования [Л. 5 и 6] периодических решений.

Здесь $I_0(a_1)$ — функция Бесселя, F_0 — постоянная составляющая на выходе нелинейной функции ограничения $F(e)$ силового блока АРВ (приложение I), коэффициент B — сложная функция частоты и параметров регулирования. При определении функции $a_0(a_1)$ коэффициентом B можно в первом приближении пренебречь, так как его влияние мало.

Запишем систему уравнений для 1-й гармоники

$$\left. \begin{aligned} \xi_1 [-\omega^2 + j\beta\omega + \omega_0^2 (1 + F_0) \tilde{S}_1] + \omega_0^2 (\eta_1 S_0 + \eta_{-1} \tilde{S}_2) &= 0; \\ \eta_1 (j\omega + \lambda) + \xi_1 j\omega \mu \tilde{C}_1 &= \lambda F_1; \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

$$\zeta_1 (j\omega + \lambda_1) = \lambda_1 \sum_{\Pi} \frac{\lambda_{2\Pi}}{j\omega + \lambda_{2\Pi}} (K_{0\Pi} + j\omega K_{1\Pi} - \omega^2 K_{2\Pi}) \Pi, \quad (6)$$

где коэффициенты $S_0, \tilde{S}_1, \tilde{C}_1, \tilde{S}_2$ являются функциями a_0, a_1 (приложение I). Системы уравнений (4) — (6) взаимосвязаны, что является характерной особенностью периодических решений нелинейных систем, для которых несправедлив принцип суперпозиции.

Из системы уравнений (4) — (6) определим все семь неизвестных (a_0 , амплитуды a_1, b_1, c_1 , фазы φ_b, φ_c и частоту ω ; фазу φ_a можно принять за ось отсчета). В частности можно построить в плоскости настроечных параметров АРВ линии равных амплитуд колебаний угла δ , определить устойчивость периодических решений и решить задачу разделения этой плоскости на зоны I, Ia, IIa, IIб, III, характеризующие разные динамические свойства автоматически регулируемой электрической системы.

Построение линий равных больших амплитуд колебаний угла. Для наглядности рассуждений представим систему уравнений (5) и (6) для случая ре-

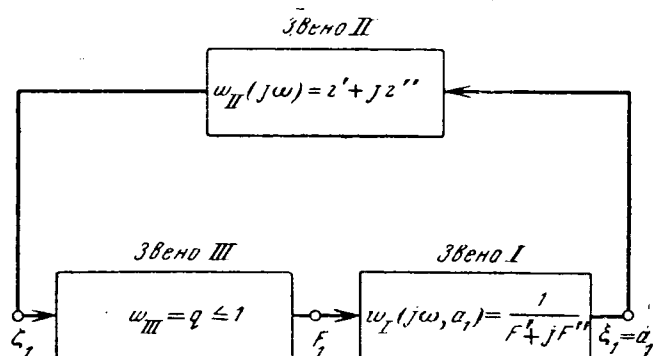


Рис. 2. Приведенная структурная схема автоматически регулируемой электрической системы в режиме больших колебаний.

гулирования возбуждения по углу δ и его производным в виде замкнутой структурной схемы (рис. 2), состоящей из приведенной нелинейной части системы — эквивалентное звено I, приведенной линейной части системы — звено II, нелинейности ограничения силового блока АРВ — звено III. На входе и выходе этих звеньев приложены комплексные амплитуды (за ось отсчета принята ξ_1 , в силу чего $\varphi_a = 0$, $\xi_1 = a_1$).

Четыре комплексных уравнения (5) определяют по заданной амплитуде a_1 комплексную амплитуду $F_1 = a_1(F' + jF'')$ на входе эквивалентного звена I, где функции F' и F'' имеют вид (вывод дан в приложении II):

$$\left. \begin{aligned} F' &= \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \left(\frac{1}{\vartheta_0 \sin a_0} + \frac{\beta}{\lambda} \frac{1}{\vartheta_1 \sin a_0} \right) - \\ &\quad - \operatorname{ctg} a_0 \frac{\vartheta_1}{\vartheta_0} (1 + F_0); \\ F'' &= \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^3 \frac{\omega_0}{\lambda \vartheta_0 \sin a_0} - \frac{\omega}{\omega_0} \left[\frac{\omega_0}{\lambda} \frac{\vartheta_1}{\vartheta_0} (1 + F_0) \operatorname{ctg} a_0 + \right. \\ &\quad \left. + \frac{\beta}{\omega_0} \frac{1}{\vartheta_1 \sin a_0} + \omega_0 \mu \vartheta_1 \sin a_0 \right], \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где

$$\vartheta_1 = \frac{2I_1(a_1)}{a_1}; \quad \vartheta_0 = 2 \left[I_0(a_1) - \frac{I_1(a_1)}{a_1} \right] -$$

комбинации бесселевых функций.

Уравнения (7) описывают нелинейный объект регулирования — нагруженную синхронную машину в режиме больших колебаний. По аналогии с линейной системой отношение выходной величины к входной при фиксированной амплитуде a_1 назовем комплексным коэффициентом усиления эквивалентного нелинейного звена

$$w_I(j\omega, a_1) = \frac{a_1}{F_1} = \frac{1}{F'(j\omega, a_1) + jF''(j\omega, a_1)}. \quad (8)$$

Частотная характеристика, построенная на плоскости F', F'' по выражениям (7) при фиксированном a_1 представляет собой инверсную амплитудно-

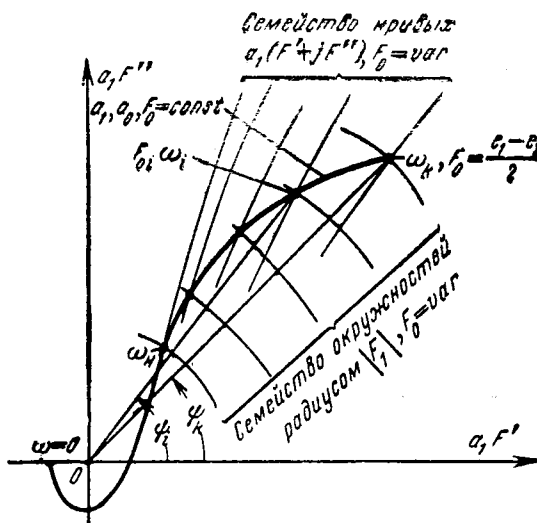


Рис. 3. Графо-аналитический метод определения частот ω_n

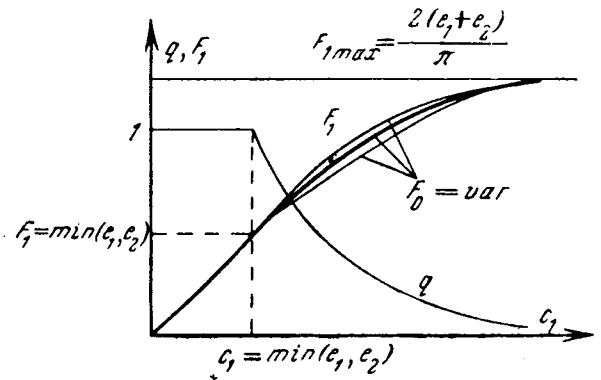


Рис. 4. Зависимости коэффициента гармонической линейаризации q и F_1 от c_1 .

фазовую частотную характеристику эквивалентного нелинейного звена I (рис. 3):

$$F'(\omega, a_1) + jF''(\omega, a_1) = \frac{1}{w_I(j\omega, a_1)}. \quad (9)$$

Уравнение (6), описывающее поведение системы возбуждения и регулирования в режиме малых колебаний, определяет отношение выходной к входной величине приведенной линейной части системы, т. е. комплексный коэффициент усиления звена II.

$$\begin{aligned} w_{II}(j\omega) &= \frac{\zeta_1}{a_1} = z' + jz'' = \\ &= \frac{\lambda_1 \lambda_2}{(j\omega + \lambda_1)(j\omega + \lambda_2)} (K_{08} + j\omega K_{18} - \omega^2 K_{28}). \end{aligned} \quad (10)$$

Коэффициент усиления звена III (коэффициент гармонической линейаризации нелинейности ограничения) вычисляется по формуле [Л. 3].

$$\left. \begin{aligned} q &= \frac{F_1}{\xi_1} = f_2(d_1) + f_2(d_2), \\ \text{где} \\ f_2(d) &= \frac{1}{\pi} (\arcsin d + d \sqrt{1 - d^2}); \\ d_1 &= \frac{e_1 - c_0}{c_1}; \quad d_2 = \frac{|e_2| + c_0}{c_1}, \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

где e_1 и e_2 соответствуют потолочным значениям напряжения форсировки и расфорсировки на выходе силового элемента АРВ (приложение I).

Фазы входной и выходной величин звена III равны.

Коэффициент усиления звена III зависит главным образом от амплитуды входной величины

$$c_1 = |\zeta_1| = a_1 |w_{II}(j\omega)|, \quad (12)$$

которая является функцией амплитуды колебания угла δ , настройки АРВ и частоты. С увеличением частоты при фиксированном значении a_1 выходная величина звена II растет и при некотором значении частоты $\omega = \omega_n$ амплитуда c_1 достигает значения $c_1 = \min(e_1, e_2)$, при котором «начинается ограничение» (рис. 4). Максимальное значение $|F_1|_{\max}$, к которому стремится амплитуда выходной величины звена III при неограниченном возрастании амплитуды его входной величины ($c_1 \rightarrow \infty$)

$$|F_1|_{\max} = \frac{2(e_1 + e_2)}{\pi}. \quad (13)$$

Если амплитуда колебаний на входе звена III не достигает «начала ограничения», то коэффициент усиления этого звена равен единице. При этом выходная величина II равна входной величине звена I и справедливо соотношение

$$z' + jz'' = F' + jF''.$$

При заданном значении a_1 и соответствующем ему a_0 и $F_0 = c_0 = K_{03}(a_0 - \delta_0)$ значения F' и F'' , а следовательно, и z' , z'' определены формулами (7).

Зафиксировав значения z' и z'' , выразим через них коэффициенты K_{13} и K_{23} , приравняв в отдельности действительную и мнимую части уравнения (10)

$$\left. \begin{aligned} K_{13} &= \frac{\omega_0}{\omega} \left[z' \left(\frac{\omega}{\lambda_1} + \frac{\omega}{\lambda_2} \right) + z'' \left(1 - \frac{\omega^2}{\lambda_1 \lambda_2} \right) \right]; \\ K_{23} &= \left(\frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \left[K_{03} + z'' \left(\frac{\omega}{\lambda_1} + \frac{\omega}{\lambda_2} \right) - z' \left(1 - \frac{\omega^2}{\lambda_1 \lambda_2} \right) \right]. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

По формулам (14) можно вычислить искомую линию равных амплитуд периодических решений $K_2(\omega, a_1)$, $K_1(\omega, a_1)$ на плоскости настроечных параметров АРВ. Заметим, что эта линия (кривая 2 на рис. 5) не будет совпадать с границей области статической устойчивости (кривая 1 на рис. 5).

Особенность построения линии равных амплитуд a_1 при учете нелинейности ограничения связана с тем, что каждой точке линии $a_1 = \text{const}$ соответствует свое значение ω , K_{13} , K_{23} , а следовательно, и c_1 , q , F_0 , a_0 . Чтобы исключить зависимость c_1 , q , F_0 , a_0 от настройки АРВ, будем судить о параметрах нелинейности ограничения по значению амплитуды $|F_1|$ на выходе звена III, являющейся одновременно амплитудой входа звена I, равной

$$|F_1| = |F' + jF''| a_1.$$

Тогда частота ω_n , соответствующая началу ограничения, может быть найдена графически. Для этого нужно обратить внимание, что при этой частоте модуль входной величины звена I численно равен потолочному значению ограничения:

$$|F_1| = \min(e_1, e_2).$$

Точка пересечения инверсной амплитудно-фазовой частотной характеристики $a_1(F' + jF'')$ и окружности радиусом $\min(e_1, e_2)$ определит частоту ω_n (рис. 3).

В ряде случаев удобнее строить амплитудно-частотную (или логарифмическую амплитудно-частотную) характеристику $|F' + jF''|$ и пересекать ее прямой линией $\frac{\min(e_1, e_2)}{a_1}$. (Заметим, что амплитудно-частотная характеристика имеет максимум, который обычно лежит ниже, чем прямая $\frac{\min(e_1, e_2)}{a_1}$, иначе таких точек пересечения будет три.)

На плоскости $K_2 K_1$ частоте ω_n соответствует точка $K_2(\omega_n)$, $K_1(\omega_n)$ (рис. 5). Начиная с этой частоты, выходная величина звена II и входная величина звена I связаны через коэффициент усиления

звена III следующей зависимостью

$$|F' + jF''| = q |z' + jz''|. \quad (15)$$

Начиная с частоты $\omega \geq \omega_n$, линия $K_2(\omega, a_1)$, $K_1(\omega, a_1)$ начнет отклоняться от линии, построенной без учета ограничения. При фиксированном значении a_1 с увеличением частоты растет амплитуда $|F_1|$. Частоту, при которой амплитуда на входе звена I достигает значения

$$|F_1| = \frac{2(e_1 + e_2)}{\pi}, \quad (16)$$

обозначим ω_k (частота, соответствующая «концу ограничения»). Так как $|F_1| = |F_1|_{\max}$ при $c_1 \rightarrow \infty$, то при приближении к частоте ω_k , z' и z'' (15), а следовательно, и K_{13} , K_{23} (14) стремятся к бесконечности. При этом линия равных амплитуд периодического решения $K_2(\omega, a_1)$, $K_1(\omega, a_1)$ в плоскости настроечных параметров АРВ существенно отклоняется от своего линейного (по звену III) приближения и стремится (рис. 5) к асимптоте, которая определяется следующим образом.

С помощью уравнений (14) составим отношение:

$$\begin{aligned} \frac{K_{13}}{\frac{\omega}{\omega_0} K_{23} - \frac{\omega_0}{\omega} K_{03}} &= \frac{\frac{\omega}{\lambda_1} + \frac{\omega}{\lambda_2} + \left(1 - \frac{\omega^2}{\lambda_1 \lambda_2}\right) \frac{z''}{z'}}{\left(\frac{\omega}{\lambda_1} + \frac{\omega}{\lambda_2}\right) \frac{z''}{z'} - \left(1 - \frac{\omega^2}{\lambda_1 \lambda_2}\right)} = \\ &= -\frac{\text{tg } \psi + \text{tg } \psi_0}{1 - \text{tg } \psi \text{ tg } \psi_0} = -\text{tg } (\psi + \psi_0), \end{aligned} \quad (17)$$

где

$$\text{tg } \psi = \frac{z''}{z'} = \frac{F''}{F'}, \quad \text{tg } \psi_0 = \left(\frac{\omega}{\lambda_1} + \frac{\omega}{\lambda_2} \right) \left(1 - \frac{\omega^2}{\lambda_1 \lambda_2} \right)^{-1}.$$

При $\omega = \omega_k$, $\text{tg } (\psi + \psi_0)$ равен постоянной величине. Поэтому линия $K_1(K_2)$ имеет асимптотой прямую

$$K_{13} = \text{tg } (\psi + \psi_0) \left(\frac{\omega_0}{\omega_k} K_{03} - \frac{\omega_k}{\omega_0} K_{23} \right).$$

Значения ω_k и $\text{tg } \psi(\omega_k)$ можно найти графически. Для этого в плоскости aF' , aF'' , начиная с частоты $\omega = \omega_n$, строим (рис. 3) участок инверсной амплитудно-фазовой частотной характеристики звена I, вычислим F' и F'' по формулам (7).

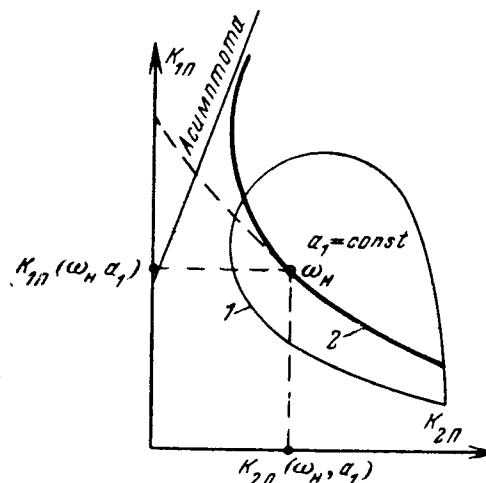


Рис. 5. Приближенный метод построения линии равной амплитуды колебания угла δ .

Значения a_0 и F_0 , входящие в них, определяются по формулам

$$F_0 = \frac{e_1 - e_2}{2};$$

$$a_0 = \arcsin \frac{\sin \delta_0}{\left(1 + \frac{e_1 - e_2}{2}\right) I_0(a_1)}, \quad (18)^*$$

полученным при условии «полного ограничения» [Л. 5]. Точка пересечения построенного участка частотной характеристики окружностью радиусом $\frac{2(e_1 + e_2)}{\pi}$ определит (рис. 3) значение ω_K , а угол наклона прямой, проведенной из начала координат в точку ω_K , определит угол:

$$\varphi_K = \arctg \frac{F''}{F'}.$$

Отметив на линии $K_1(K_2)$, построенной без ограничения, точку ω_H и проведя асимптоту, можно путем графической интерполяции приближенно провести продолжение линии равной амплитуды периодического решения на участке $\omega_H - \omega_K$.

В случае необходимости можно численно построить этот участок более точно. Для этого нужно использовать либо численные графические зависимости F_1, q, F_0 от c_1 и c_0 (рис. 4), либо приближенные аналитические выражения:

$$F_1 = \frac{2(e_1 + e_2)}{\pi} - B(c_0) \left(\frac{e_1 - e_2}{2} - F_0 \right);$$

$$F_0 = \frac{e_1 - e_2}{2} + \frac{e_1 + e_2}{2\pi c_1} (e_2 - e_1 + 2c_0), \quad (19)$$

где

$$c_0 = K_{08}(a_0 - \delta_0);$$

$$B(c_0) = \frac{(e_2 + c_0)^3 + (e_1 - c_0)^3}{[(e_2 + c_0)^2 - (e_1 - c_0)^2]^2}.$$

Формулы (19) справедливы при относительно больших c_1 , когда выполняются условия [Л. 6] «сильного ограничения».

Особенности построения участка линии равной амплитуды a_1 в диапазоне частот $\omega_H - \omega_K$ заключаются в том, что в этом диапазоне частот при фиксированном a_1 величины F_0 и a_0 изменяются с изменением частоты (так как c_1 является функцией частоты), следовательно, однозначной частотной характеристики $F'(F'')$ нет. Вместе с тем F_1 тоже является функцией частоты и поэтому для фиксированного a_1 нет однозначной окружности с радиусом $|F_1| = \text{const}$.

Один из возможных графо-аналитических способов построения участка кривой $K_1(K_2)$ равной амплитуды a_1 в диапазоне частот $\omega_H - \omega_K$ состоит в следующем. Задаемся рядом дискретных значений $F_0^{(i)}$, лежащих в диапазоне между $F_0^{(1)} = K_{08}(a_0 - \delta_0)$ и $F_0^{(2)} = \frac{e_1 - e_2}{2}$ и соответствующих началу и концу ограничения, и вы-

числяем по формуле (4) ряд значений $a_0^{(i)}$ (при заданном a_1). Строим (рис. 3) семейство кривых $a_1 F'(a_1 F'')$, рассчитываемых по формулам (7), подставляя заданное значение $F_0^{(i)}$, $a_0^{(i)}$ и меняя частоту от ω_H до ω_K . Строим семейство окружностей радиусом $|F_1| = \text{const}$, где F_1 вычисляем по формуле (19), подставляя заданное значение $F_0^{(i)}$ и $c_0^{(i)} = K_{08}(a_0^{(i)} - \delta_0)$. Пересечение кривых и окружностей с одинаковым индексом i определяет точку кривой на плоскости $a_1 F', a_1 F''$ и соответствующие ей модуль $|F_1|_i$, частоту ω_i и фазу ψ_i . Каждой точке $a_1 F'$ и $a_1 F''$ соответствует точка z', z'' , которая находится таким образом:

$$z'_i = q_i |F_1|_i \cos \psi_i;$$

$$z''_i = q_i |F_1|_i \sin \psi_i,$$

где модуль $|F_1|_i = \sqrt{F'^2_i + F''^2_i}$ и угол ψ_i находим из рис. 3, а $q_i = \frac{F_1}{c_1}$ — из численных графических зависимостей (рис. 4) между F_1 и c_1 .

Зная ω_i, z'_i, z''_i , рассчитываем по формулам (14) точку $K_{13}(\omega_i, z'_i, z''_i), K_{23}(\omega_i, z'_i, z''_i)$ кривой равной амплитуды a_1 периодического решения на плоскости настроечных параметров АРВ.

Построение линии переменных амплитуд a_1 , равных критическим значениям. Построенная линия равной амплитуды колебаний $a_1 = a_{1кр} = \text{const}$ делит плоскость настроечных параметров АРВ на зоны I, Ia, II и III в случае, когда значение $a_{1кр}$ не зависит от этих параметров. Практически это предположение справедливо лишь в случаях, когда амплитуда колебаний c_1 в системе возбуждения не достигает ограничения, т. е. на участке линии $a_1 = \text{const}$ от $0 < \omega < \omega_H$.

По мере «вхождения» ограничения $a_{1кр}$ меняется. Значение $a_{1кр}^{(2)}$ при полном ограничении может сильно отличаться от значения $a_{1кр}^{(1)}$ при отсутствии ограничения. Следовательно, начиная от ω_H , линия I равной амплитуды $a_1 = a_{1кр}^{(1)}$ будет отклоняться от линии 2 $a_1 = a_{1кр} = \text{const}$ (рис. 5). В первом приближении это можно учесть вычислением асимптоты, к которой стремится линия $K_1(K_2)$ при $\omega \rightarrow \omega_K$ для значения $a_{1кр}^{(2)}$. Для этого ω_K и $\psi(\omega_K)$ определяются по участку инверсной частотной характеристики звена I, рассчитанной для $a_{1кр}^{(2)}$.

Разделение зоны II на зоны IIa и IIб производится линией равных малых амплитуд ($a_1 \ll 1$) колебаний угла δ . Обычно значение достижимых с точки зрения качества электрической энергии колебаний угла лежит в пределах справедливости линеаризации по первому приближению всех нелинейных функций, зависящих от угла. Тогда система уравнений (5) несколько упрощается (в структурной схеме остается только нелинейность ограничения силового блока АРВ). Построение этих линий производится несколько проще. Начиная с малых частот до частоты $\omega = \omega_H$, линия малых амплитуд колебаний угла совпадает с границей области статической устойчивости. Начиная с частоты ω_H , эта

* Пренебрежение коэффициентом B при переходе от формулы (4) к (18) существенно облегчает построение, поскольку оно исключает зависимость a_0, a_1 от ω и коэффициентов регулирования. Практически это не очень существенно, так как ω_K обычно близко к ω_H .

линия отклоняется от границы области и стремится при $\omega \rightarrow \omega_k$ к асимптоте, определение которой было описано выше.

Условия устойчивости периодических решений². Проведенное разделение плоскости настроечных параметров АРВ на зоны I, Ia, II и III будет справедливо, если линии равных амплитуд, лежащей внутри области статической устойчивости, соответствуют неустойчивым периодическим решениям, а линии, лежащей вне области, — устойчивым решениям. Для определения устойчивости периодических решений представим систему уравнений [Л. 5 и 6] в следующем виде [Л. 6]:

$$-\omega^2 + j\omega\beta_a(\omega, a_0, a_1) + \omega_a^2(\omega, a_0, a_1) = 0. \quad (20)$$

Здесь ω_a — эквивалентная собственная частота колебаний, а β_a — эквивалентный коэффициент затухания электромеханических колебаний, являющиеся сложными функциями частоты и амплитуды колебаний. Это уравнение получено для периодических решений, рассматриваемых как равновесное состояние системы путем замены всех переменных через a_0 и a_1 . Для определения устойчивости периодических решений, положив амплитуду и фазу колебаний угла медленно меняющимися функциями времени, получим характеристическое уравнение второго порядка, которое определяет условие устойчивости в виде неравенства

$$\frac{\partial \beta_a(a_1)}{\partial a_1} > 0. \quad (21)$$

Поясним этот критерий устойчивости. Уравнение (20) показывает, что свободные периодические решения с амплитудой a_1 и частотой $\omega = \omega_a$ возможны, если $\beta_a = 0$. С уменьшением амплитуды колебаний условие $\beta_{a, \min} = 0$ означает наличие пары комплексных корней характеристического уравнения линейной системы на комплексной оси плоскости корней. При условии расположения остальных корней характеристического уравнения в левой полуплоскости выполнение $\beta_{a, \min} = 0$ соответствует расположению настроечных параметров АРВ на периодической границе области статической устойчивости. Рассмотрение зависимости β_a от a_1 для периодических решений, соответствующих зоне I ($\beta_{a, \min} > 0$) и зоне II ($\beta_{a, \min} < 0$), показывает, что зона II является областью автоколебаний, так как условия устойчивости (21) для этого случая выполняются. В зоне Ia периодические решения неустойчивы. Здесь имеет место неустойчивый предельный цикл, являющийся типичным случаем ограничения области начальных условий, при котором равновесное состояние устойчиво.

Экспериментальная проверка методики разделения плоскости настроечных параметров АРВ на области различных динамических свойств и особенностей поведения синхронной машины при настройке в каждой области проводилась на математической и физической моделях и в реальной электрической системе. Получено удовлетворительное совпадение результатов.

Приложение I. Принятые обозначения:

δ — угол положения продольной оси ротора синхронной машины относительно напряжения шин приемной системы;

$\beta = \frac{D}{T_J}$ — коэффициент демпфирования, обусловленный механическими потерями и электромагнитными переходными процессами в демпферных контурах ротора;

$\omega_0^2 = \frac{E_{q0}U}{T_J x_{d\Sigma}}$ — собственная частота колебаний ненагруженной нерегулируемой синхронной машины;

$e_q = \frac{E_q - E_{q0}}{E_{q0}}$, $e_{qe} = \frac{E_{qe} - E_{q0}}{E_{q0}}$ — относительные приращения э. д. с., вызванных свободными токами в обмотке возбуждения и вынужденными токами, обусловленными действием АРВ;

$$\lambda = \frac{1}{T'_d}, \quad \lambda_1 = \frac{1}{T_e}, \quad \lambda_{2П} = \frac{1}{T_{рП}},$$

$$\mu = \frac{U}{E_{q0}} \frac{x_d - x'_d}{x'_{d\Sigma}},$$

где T'_d , T_e , $T_{рП}$ — постоянные времени обмотки возбуждения синхронной машины, замкнутой на внешнее сопротивление, возбудителя и АРВ (по каналу параметра регулирования П);

$K_{0П}$, $K_{1П}$, $K_{2П}$ — коэффициенты регулирования по отклонению и первой и второй производным режимного параметра П;

$F(e)$ — нелинейная функция, характеризующая потолочные ограничения напряжения силового блока АРВ — возбудителя при форсировке и расфорсировке возбуждения, равная

$$F(e) = e_{qe} \text{ при } -e_2 < e < e_1;$$

$$F(e) = e_1 \text{ при } e > e_1;$$

$$F(e) = e_2 \text{ при } e \leq -e_2,$$

где

$$e_1 = \frac{E_{qe \text{ пот}}^+ - F_{q0}}{E_{q0}}, \quad e_2 = \frac{|E_{qe \text{ пот}}^- - E_{q0}|}{E_{q0}}$$

потолочные значения относительного приращения вынужденной составляющей э. д. с., обусловленной действием АРВ;

F_0 , F_1 — постоянная составляющая и амплитуда 1-й гармоники на выходе нелинейности $F(e)$;

$$F_0 = \frac{e_1 - e_2}{2} - c_1 [f_1(d_1) - f_1(d_2)];$$

$$f_1(d) = \frac{1}{\pi} (d \arcsin d + \sqrt{1 - d^2}),$$

где d_1 , d_2 определяются из (11).

Приложение II. Вывод выражений коэффициентов F' и F'' . Запишем уравнения (5) и сопряженные им (для $n = -1$).

$$\xi_1 (-\omega^2 + j\beta\omega) + \omega_0^2 [\xi_1 S_1 (1 + F_0) + \eta_1 S_0 + \eta_{-1} S_2] = 0;$$

$$\xi_{-1} (-\omega^2 - j\beta\omega) + \omega_0^2 [\xi_{-1} S_{-1} (1 + F_0) + \eta_{-1} S_0 + \eta_1 S_2] = 0;$$

$$\eta_1 (\lambda + j\omega) + \xi_1 j\omega C_1 = \lambda \xi_1 (F' + jF'');$$

$$\eta_{-1} (\lambda + j\omega) - \xi_{-1} j\omega C_1 = \lambda \xi_{-1} (F' - jF'').$$

Из совместного решения двух первых уравнений получим:

$$\eta_1 + \eta_{-1} = 2a_1 \left[\frac{1}{S_0 + S_2} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 - \frac{S_1 (1 + F_0)}{S_0 + S_2} \right];$$

$$\eta_1 - \eta_{-1} = j2a_1 \beta \frac{\omega}{\omega_0^2} \frac{1}{S_0 - S_2}.$$

Используя эти выражения при совместном решении двух вторых уравнений, получим искомые функции (7). В (7) использованы коэффициенты разложения нелинейных функций в ряд Фурье и их комбинации:

$$S_0 = J_0(a_1) \sin a_0; \quad S_1 = \frac{2J_1(a_1)}{a_1} \cos a_0;$$

$$S_2 = J_2(a_1) \sin a_0; \quad C_1 = -\frac{2J_1(a_1)}{a_1} \sin a_0;$$

² Более подробный вывод приведен в [Л. 8].

$$\frac{1}{S_0 + \varepsilon_2} = \frac{1}{\frac{2J_1(a_1)}{a_1} \sin a_0} = \frac{1}{\vartheta_1 \sin a_0};$$

$$\frac{1}{S_0 - \varepsilon_2} = \frac{1}{2 \left[J_0(a_1) - \frac{J_1(a_1)}{a_1} \right] \sin a_0} = \frac{1}{\vartheta_0 \sin a_0};$$

$$\frac{\varepsilon_1}{S_0 - \varepsilon_2} = \frac{2 \frac{J_1(a_1)}{a_1}}{2 \left[J_0(a_1) - \frac{J_1(a_1)}{a_1} \right]} \operatorname{ctg} a_0 = \frac{\vartheta_1}{\vartheta_0} \operatorname{ctg} a_0;$$

$$\frac{\varepsilon_1}{S_0 + \varepsilon_2} = \operatorname{ctg} a_0.$$

Литература

1. Методика расчетов устойчивости автоматизированных электрических систем, под ред. В. А. Веникова, изд-во «Высшая школа», 1966.
2. Литкенс И. В. и Васин В. П., Работа электриче-

ских систем с АРВ сильного действия вблизи границы области устойчивости, «Электричество», 1964, № 6.

3. Попов Е. П. и Пальтов И. П., Приближенные методы исследования нелинейных автоматических систем, Физматгиз, 1960.

4. Литкенс И. В., Большие колебания в электрических системах, Известия АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1967, № 5.

5. Литкенс И. В., Большие колебания синхронной машины при учете переходных процессов в контурах ротора, Известия АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1968, № 4.

6. Литкенс И. В., Определение запаса статической устойчивости послеаварийного режима и пути его увеличения, «Электричество», 1969, № 4.

7. Веников В. А. и Литкенс И. В., Использование режима электромагнитных колебаний для повышения устойчивости электрических систем, Доклады на II Всесоюзном научно-техническом совещании по устойчивости и надежности энергосистем СССР, изд-во «Энергия», 1969.

8. Литкенс И. В., Критерии устойчивости автоматически регулируемой электрической системы при больших колебаниях, Доклады научно-технической конференции по итогам научно-исследовательских работ за 1968—1969 г., Секция электроэнергетическая, МВ ССО СССР, Изд. МЭИ, 1969.

[22.1.1970]



УДК 621.316:518.5

Расчет сложных замкнутых электрических сетей 330—750 кВ методом узловых проводимостей

Канд. техн. наук Я. Ф. КУЗЬМИН и инж. А. А. ВАНАГ

Рижский политехнический институт

Замкнутые электрические сети сверхвысоких напряжений удобно рассчитывать матричными методами, однако известные методы [Л. 1] для подобных расчетов не применимы. В ниже приводимой методике расчета отдельные линии сетей выражены уравнениями четырехполюсников, причем независимо от того, по какой схеме замещения определяются коэффициенты четырехполюсника.

Схема электрической сети может быть описана матрицей соединений Π или Π_0 [Л. 2]. Так, для схемы сети рис. 1

$$\Pi_0 = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -1 & -1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & -1 & -1 \end{vmatrix}.$$

Эту матрицу соединений разобьем на две, выделив в отдельные матрицы элементы с положительными и соответственно отрицательными единицами:

$$\Pi_0 = \Pi'_0 + \Pi''_0, \quad (1)$$

где

$$\Pi'_0 = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & -1 & -1 \end{vmatrix};$$

$$\Pi''_0 = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}.$$

Первый закон Кирхгофа в матричной форме для данных условий запишем в виде:

$$\Pi'_0 \dot{I}_{t-1} + \Pi''_0 \dot{I}_{t-2} = \dot{I}_n, \quad (2)$$

где $\dot{I}_{t-1}$ — столбцевая матрица токов в начале линий; $\dot{I}_{t-2}$ — столбцевая матрица токов в конце линий; $\dot{I}_n$ — столбцевая матрица токов нагрузки.

Выразим в (2) токи в начале и конце линии через напряжения в узлах [Л. 3]:

$$\begin{vmatrix} \dot{I}_{t-1} \\ \dot{I}_{t-2} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} Y_{t-11} & Y_{t-12} \\ Y_{t-21} & Y_{t-22} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \dot{U}_s \\ \dot{U}_b \end{vmatrix}, \quad (3)$$

где

$$Y_{t-11} = \frac{D_t}{B_t}; \quad Y_{t-12} = -\frac{1}{B_t}; \quad Y_{t-21} = \frac{1}{B_t}; \quad Y_{t-22} = -\frac{A_t}{B_t}; \quad (4)$$

$\dot{U}_s$ — напряжение узла s сети, принятое за начальное для соответствующей линии; $\dot{U}_b$ — напряжение узла b сети, принятое за конечное для линии; A_t, B_t, D_t — коэффициенты четырехполюсника для линии i .

Коэффициенты четырехполюсников выражаются гиперболическими функциями.

Решая (2) и (3), после преобразований (см. приложение) получим:

$$Y \dot{U} = \dot{I}_n, \quad (5)$$

где Y — квадратная матрица коэффициентов узловых проводимостей. Ранг матрицы равен числу узлов в сети.

Напишем матрицу Y для сети, изображенной на рис. 1. Направление токов принято произвольно.

$$Y = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & y_{13} & y_{14} \\ y_{21} & y_{22} & y_{23} & y_{24} \\ y_{31} & y_{32} & y_{33} & y_{34} \\ y_{41} & y_{42} & y_{43} & y_{44} \end{bmatrix}, \quad (6)$$

где

$$\left. \begin{aligned} y_{11} &= Y_{a-22} + Y_{d-22}; & y_{31} &= 0; \\ y_{12} &= Y_{a-21}; & y_{32} &= Y_{b-21}; \\ y_{13} &= 0; & y_{33} &= Y_{b-22} + Y_{e-22}; \\ y_{14} &= Y_{d-21}; & y_{34} &= Y_{c-21}; \\ y_{21} &= Y_{d-21}; & y_{41} &= Y_{d-21}; \\ y_{22} &= -Y_{a-11} - Y_{b-11} + & y_{42} &= Y_{e-21}; \\ &+ Y_{e-22}; & & \\ y_{23} &= Y_{b-21}; & y_{43} &= Y_{c-21}; \\ y_{24} &= Y_{e-21}; & y_{44} &= -Y_{c-11} - \\ & & & - Y_{d-11} - Y_{e-11}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Элементы симметричной матрицы (6), расположенные по главной диагонали, определяются как сумма проводимостей линий, подключенных к данному узлу. При этом для линий, направленных к узлу, проводимость принимается с индексами 22 со знаком «+» (направление тока к узлу). Соответственно для линий с принятым направлением тока от узла принимаются индексы 11 и со знаком «-». Остальные элементы этой матрицы принимаются с индексами «0», если соответствующие узлы непосредственно не связаны между собой хотя бы одной линией.

Отметим, что $Y_{s-b} = Y_{i-21}$, если узел s связан непосредственно линией i с узлом b .

Уравнение, аналогичное (5), рассмотрено в [Л. 4], где из системы уравнений исключен балансирующий узел. В дальнейших выводах балансирующий узел нами используется для корректного развития решения.

Выразим напряжение в отдельных узлах сети через токи нагрузки:

$$\dot{U} = Y^{-1} \dot{I}_H = Z \dot{I}_H. \quad (8)$$

Обратная матрица Y^{-1} может быть определена на ЦВМ по любой стандартной программе (например, методом Жордана, Гауса). Уравнение (8) не может быть решено непосредственно, так как ток в балансирующей точке $\dot{I}_6$ неизвестен. Этот ток для данной сети не может быть определен как сумма токов нагрузки в остальных узлах:

$$\dot{I}_6 \neq \dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C + \dots$$

Такое положение создается из-за поперечных проводимостей в каждой линии. Существуют методы расчетов сетей, в которых эти поперечные проводимости переносятся по концам линий, после чего их можно представить задающими токами и объединить с токами нагрузки. Методика таких расчетов приводится в [Л. 1 и 5]. Предложенный метод расчета не содержит ряд допущений, обычно применяемых в указанных работах.

Для определения тока $\dot{I}_6$ уравнение (8) может быть разбито на блоки таким образом, чтобы ток и напряжение балансирующего узла были выделе-

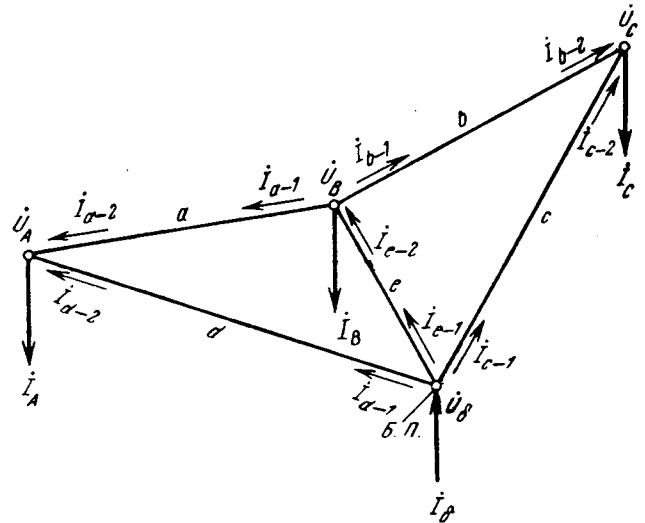


Рис. 1.

ны из общей матрицы (9). Это удобно потому, что напряжение балансирующего узла обычно задано.

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_A \\ \dot{U}_B \\ \dot{U}_C \\ \vdots \\ \dot{U}_h \\ \dot{U}_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} & z_{13} & \dots & z_{1h} \\ z_{21} & z_{22} & z_{23} & \dots & z_{2h} \\ z_{31} & z_{32} & z_{33} & \dots & z_{3h} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_{h1} & z_{h2} & z_{h3} & \dots & z_{hh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_A \\ \dot{I}_B \\ \dot{I}_C \\ \vdots \\ \dot{I}_h \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_{10} \\ z_{20} \\ z_{30} \\ \vdots \\ z_{h0} \\ z_{00} \end{bmatrix} \dot{I}_6. \quad (9)$$

Тогда:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_A \\ \dot{U}_B \\ \dot{U}_C \\ \vdots \\ \dot{U}_h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} & z_{13} & \dots & z_{1h} \\ z_{21} & z_{22} & z_{23} & \dots & z_{2h} \\ z_{31} & z_{32} & z_{33} & \dots & z_{3h} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_{h1} & z_{h2} & z_{h3} & \dots & z_{hh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_A \\ \dot{I}_B \\ \dot{I}_C \\ \vdots \\ \dot{I}_h \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_{10} \\ z_{20} \\ z_{30} \\ \vdots \\ z_{h0} \end{bmatrix} \dot{I}_6; \quad (10)$$

$$\dot{U}_6 = \begin{bmatrix} z_{01} & z_{02} & z_{03} & \dots & z_{0h} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_A \\ \dot{I}_B \\ \dot{I}_C \\ \vdots \\ \dot{I}_h \end{bmatrix} + z_{00} \dot{I}_6. \quad (11)$$

Значение и направление напряжения балансирующего узла примем заданными. Тогда ток балансирующего узла

$$\dot{I}_6 = \frac{\dot{U}_6}{z_{00}} - \frac{1}{z_{00}} \begin{bmatrix} z_{01} & z_{02} & z_{03} & \dots & z_{0h} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_A \\ \dot{I}_B \\ \dot{I}_C \\ \vdots \\ \dot{I}_h \end{bmatrix}. \quad (12)$$

То же в сокращенных обозначениях:

$$\dot{I}_6 = \frac{\dot{U}_6}{z_{00}} - K_I \dot{I}_H, \quad (13)$$

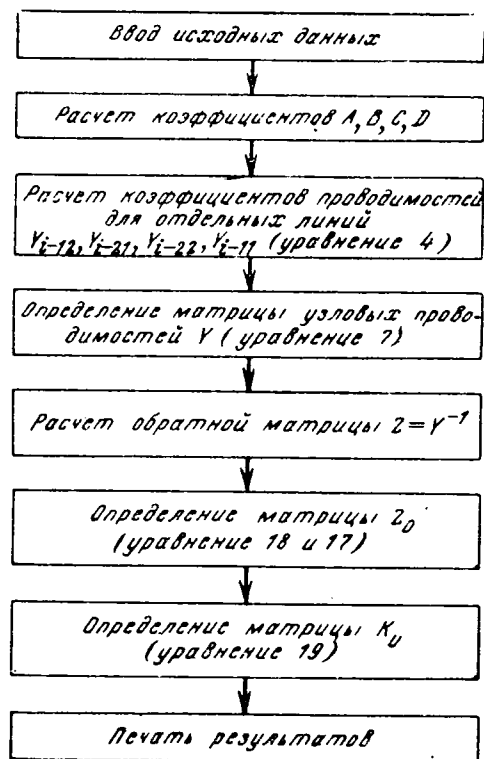


Рис. 2.

где K_i — строчная матрица отношений коэффициентов влияния.

Подставляя (12) в (10), запишем:

$$\begin{pmatrix} \dot{U}_A \\ \dot{U}_B \\ \dot{U}_C \\ \vdots \\ \dot{U}_h \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} z_{11} & z_{12} & z_{13} & \dots & z_{1h} \\ z_{21} & z_{22} & z_{23} & \dots & z_{2h} \\ z_{31} & z_{32} & z_{33} & \dots & z_{3h} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ z_{h1} & z_{h2} & z_{h3} & \dots & z_{hh} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \\ \vdots \\ I_h \end{pmatrix} - \frac{1}{z_{00}} \begin{pmatrix} z_{10} \\ z_{20} \\ z_{30} \\ \vdots \\ z_{h0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \\ \vdots \\ I_h \end{pmatrix} + \frac{\dot{U}_0}{z_{00}} \quad (14)$$

После ввода новых обозначений получим матричное уравнение для определения напряжений в узлах:

$$\dot{U} = Z_0 \dot{I}_n + K_U \dot{U}_0, \quad (15)$$

где

$$Z_0 = \begin{pmatrix} z_{11} & z_{12} & z_{13} & \dots & z_{1h} \\ z_{21} & z_{22} & z_{23} & \dots & z_{2h} \\ z_{31} & z_{32} & z_{33} & \dots & z_{3h} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ z_{h1} & z_{h2} & z_{h3} & \dots & z_{hh} \end{pmatrix} - \frac{1}{z_{00}} \begin{pmatrix} z_{10} \\ z_{20} \\ z_{30} \\ \vdots \\ z_{h0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z_{01} & z_{02} & z_{03} & \dots & z_{0h} \end{pmatrix} - \quad (16)$$

матрица коэффициентов влияния тока узловых точек на соответствующее узловое напряжение; отдельные элементы этой матрицы определяются выражением:

$$z_{0ik} = z_{ik} - \frac{z_{i0} z_{0k}}{z_{00}}; \quad (17)$$

$$K_U = \begin{pmatrix} z_{10} \\ z_{20} \\ z_{30} \\ \vdots \\ z_{h0} \end{pmatrix} \frac{1}{z_{00}} \quad (18)$$

столбцевая матрица отношений коэффициентов влияния.

Коэффициенты влияния z_{0ik} могут быть найдены не только аналитически (17), но и экспериментально на модели электрических систем [Л. 4].

Для определения матрицы Z_0 и K_U может быть применен алгоритм, показанный на рис.2.

Токи в отдельных линиях сети определяются по уравнению (3) после определения напряжений в узлах.

Выводы. 1. Метод узловых проводимостей с указанной выше спецификой применим для расчета замкнутых сетей, отдельные линии которых имеют большую протяженность.

2. Согласование напряжений в узлах с токами нагрузки может быть произведено любым методом, обычно применяемым для таких решений, например, методом, рассмотренным в [Л. 1].

Приложение. В качестве исходного принимаем выражение (2):

$$\Pi'_0 \dot{I}_{t-1} + \Pi''_0 \dot{I}_{t-2} = \dot{I}_n$$

или в развернутом виде:

$$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & -1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{a-1} \\ I_{b-1} \\ I_{c-1} \\ I_{d-1} \\ I_{e-1} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{a-2} \\ I_{b-2} \\ I_{c-2} \\ I_{d-2} \\ I_{e-2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \\ I_D \\ -I_0 \end{pmatrix}.$$

Заменим токи в линиях согласно уравнению (3), тогда

$$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & -1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Y_{a-11} \dot{U}_B + Y_{a-12} \dot{U}_A \\ Y_{b-11} \dot{U}_B + Y_{b-12} \dot{U}_C \\ Y_{c-11} \dot{U}_0 + Y_{c-12} \dot{U}_C \\ Y_{d-11} \dot{U}_0 + Y_{d-12} \dot{U}_A \\ Y_{e-11} \dot{U}_0 + Y_{e-12} \dot{U}_B \end{pmatrix} +$$

$$+ \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Y_{a-21} \dot{U}_B + Y_{a-22} \dot{U}_A \\ Y_{b-21} \dot{U}_B + Y_{b-22} \dot{U}_C \\ Y_{c-21} \dot{U}_0 + Y_{c-22} \dot{U}_C \\ Y_{d-21} \dot{U}_0 + Y_{d-22} \dot{U}_A \\ Y_{e-21} \dot{U}_0 + Y_{e-22} \dot{U}_B \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \\ I_D \\ -I_0 \end{pmatrix}.$$

Полученное матричное уравнение перепишем в виде системы уравнений:

$$\begin{aligned}(Y_{a-22} + Y_{d-22}) \dot{U}_A + Y_{a-21} \dot{U}_B + Y_{d-21} \dot{U}_C &= I_A; \\ -Y_{a-12} \dot{U}_A + (-Y_{a-11} - Y_{b-11} + Y_{e-22}) \dot{U}_B - \\ -Y_{b-12} \dot{U}_C + Y_{e-21} \dot{U}_C &= I_B;\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}Y_{b-21} \dot{U}_B + (Y_{b-22} + Y_{e-22}) \dot{U}_C + Y_{e-21} \dot{U}_C &= I_C; \\ -Y_{d-12} \dot{U}_A - Y_{e-12} \dot{U}_B - Y_{e-12} \dot{U}_C - \\ - (Y_{e-11} + Y_{d-11} + Y_{e-11}) \dot{U}_C &= -I_6.\end{aligned}$$

То же в матричной форме и с учетом, что $Y_{21} = -Y_{12}$:

$$\begin{pmatrix} Y_{a-22} + Y_{d-22} & Y_{a-21} & 0 & Y_{d-21} \\ Y_{a-21} & (-Y_{a-11} - Y_{b-11} + Y_{e-22}) & Y_{b-21} & Y_{e-21} \\ 0 & Y_{b-21} & (Y_{b-22} + Y_{e-22}) & Y_{e-21} \\ Y_{d-21} & Y_{e-21} & Y_{e-21} & (-Y_{e-11} - Y_{d-11} - Y_{e-11}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{U}_A \\ \dot{U}_B \\ \dot{U}_C \\ \dot{U}_6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \\ -I_6 \end{pmatrix}.$$

Литература

1. Мельников Н. А., Электрические сети и системы, изд-во «Энергия», 1969.
2. Кузьмин Я. Ф., Расчет коэффициентов распределения токов в сложных электрических сетях методом обратной матрицы, Ученые записки Рижского политехнического института, вып. 4, т. IX, 1963.
3. Веников В. А., Дальние электропередачи, Госэнергоиздат, 1960.

4. Фазылов Х. Ф., Методы режимных расчетов электрических систем, изд-во «Наука» Уз. ССР, Ташкент, 1964.

5. Холмский В. Г. и Шербина Ю. В., Точный расчет режима работы замкнутой электрической сети методом обратной матрицы проводимостей, Доклады 4-й межвузовской конференции по применению физического и математического моделирования в различных отраслях техники, сб. 2, 1962.

[29.3.1970]

УДК 621.311.001.24

Использование метода ветвей и границ в некоторых энергетических оптимизационных задачах

Доктор техн. наук И. М. МАРКОВИЧ и инж. А. И. ЛАЗЕБНИК

Энергетический институт им. Г. М. Кржижановского

При решении оптимизационных задач значительное распространение получил метод ветвей и границ [Л. 1—3], применяемый обычно для комбинаторных задач дискретной оптимизации. Этот метод может быть применен также и для решения некоторых непрерывных многоэкстремальных задач, в частности, для задач с невыпуклой сепарабельной целевой функцией и для задач, у которых целевая функция задана на невыпуклой области.

В настоящей статье рассмотрены некоторые возможные области применения указанного метода для решения оптимизационных задач в области энергетики. Рассмотрим сначала применение метода ветвей и границ для комбинаторных экстремальных задач, т. е. задач, заключающихся в определении минимума (максимума) некоторой функции, заданной на некотором множестве комбинаций. В качестве таких комбинаций могут рассматриваться, например, сочетания некоторых элементов, совокупности значений дискретных параметров и т. д.

Этот метод является одним из наиболее общих подходов к задаче оптимизации и представляет собой хорошо организованный поиск в множестве всех возможных решений. Суть его заключается в следующем. Множество всех возможных комбинаций Q разбивается на несколько подмножеств, которые в свою очередь разбиваются на еще более мелкие подмножества.

Такой процесс разбиения множества возможных комбинаций удобно изображать с помощью ветвления дерева решений (рис. 1), каждая вершина которого изображает или множество всех комбинаций (начальная вершина дерева), или некоторое подмножество комбинаций, или, наконец, какую-либо конкретную комбинацию (конечные вершины дерева).

Таких деревьев может быть много, в зависимости от выбираемых принципов ветвления. Сначала дерево решений состоит только из одной начальной вершины, соответствующей полному множеству комбинаций. В процессе ветвления образуются новые вершины дерева, причем на каждом этапе объединение всех подмножеств, соответствующих висячим вершинам дерева, т. е. вершинам, связанным с деревом одним только ребром, представляет собой полное множество комбинаций.

Если продолжать этот процесс ветвления до конца, то в итоге будет получена совокупность всех конечных вершин дерева, каждая из которых соответствует только одной конкретной комбинации. Если для каждой из таких конечных вершин определить значение целевой функции и выбрать наименьшее ее значение, то это соответствовало бы полному перебору всех возможных комбинаций.

Чтобы избежать полного перебора и существенно ускорить решение задачи, в данном методе для каждого подмножества комбинаций (каждой вершины дерева решений) определяют нижнюю границу (оценку) значений целевой минимизируемой функции, что во многих задачах может быть осуществлено достаточно просто. При этом, если для некоторой вершины нижняя граница больше (или равна) значения целевой функции для одной из уже рассмотренных конкретных комбинаций, то дальнейшее ветвление из

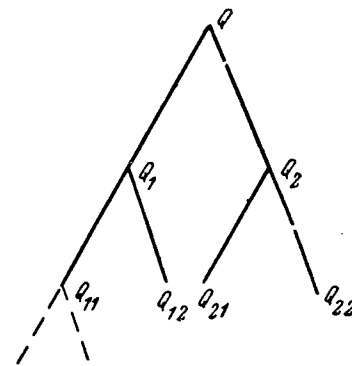


Рис. 1.

этой вершины нецелесообразно, так как в подмножестве комбинаций, соответствующем данной вершине, не может быть комбинаций с меньшим значением целевой функции.

Таким образом, сразу может быть отброшено без рассмотрения целое подмножество комбинаций, что, естественно, упрощает поиск оптимального решения. Следовательно, метод ветвей и границ представляет собой как бы метод полного перебора и, таким образом, обеспечивает нахождение глобального экстремума, но при этом перебираются не все конкретные комбинации в отдельности, число которых может быть чрезмерно большим, а целые подмножества комбинаций, число которых будет значительно меньшим.

Основные задачи при практическом применении данного метода сводятся к определению целесообразных принципов ветвления для построения дерева решений и к выбору метода определения нижней границы для отдельных подмножеств. Все эти задачи взаимосвязаны и решаются совместно при выборе алгоритма для конкретного применения метода ветвей и границ с учетом всех специфических особенностей задачи. Чем точнее нижняя граница, тем в общем случае длительнее ее расчет, но зато понадобится рассмотреть меньшее число подмножеств. С другой стороны, применяя более простые нижние оценки, не требующие большого числа вычислений, можно просмотреть больше ветвей дерева решений за то же время. Эффективность применения рассматриваемого метода к конкретным задачам будет зависеть от того, удастся ли для данной задачи построить достаточно хорошие нижние границы, определение которых не требовало бы слишком большого количества вычислений. Эффективность метода также зависит от выбора того или иного способа ветвления множества возможных решений на подмножества.

На каждом этапе для очередного ветвления целесообразно выбирать всякую вершину с наименьшим значением нижней границы, так как при ином порядке ветвления подмножество комбинаций, соответствующее этой вершине, все равно не может быть отброшено на последующих этапах. Если процесс ветвления доходит до некоторой конечной вершины, то для соответствующей конкретной комбинации может быть вычислено точное значение целевой функции. Конкретные комбинации в некоторых задачах могут образовываться также и на других этапах расчета. Наилучшая из всех рассмотренных к данному этапу конкретных комбинаций запоминается. Процесс решения оканчивается, если на некотором этапе значение целевой функции для этой наилучшей комбинации оказывается ниже (или равно) значений нижних границ для всех висячих вершин дерева решений. Если не требовать нахождения комбинации, соответствующей точному значению глобального минимума, то процесс решения можно оканчивать, когда разность между значением целевой функции для наилучшего варианта и значениями нижних границ для всех висячих вершин становится меньше ϵ , где ϵ — значение допустимой погрешности. При этом процесс решения значительно ускоряется.

Выбор на каждом шаге процесса для очередного

ветвления вершины с наименьшим значением нижней границы обеспечивает наименьшее по сравнению с другими стратегиями ветвления количество вычислений, требующихся для решения задачи. Однако такая стратегия ветвления требует запоминания всего дерева решений, которое для задач большого объема может стать чрезмерно большим. Другая стратегия ветвления, требующая хранения значительно меньшего количества информации хотя и за счет некоторого увеличения общего объема вычислений, состоит в том, что ветвление до тех пор, пока это возможно, производится вдоль одной ветви дерева. При этом необходимо помнить лишь минимальное количество информации, определяемое количеством вершин в одной ветви дерева.

Метод ветвей и границ появился сравнительно недавно, и поэтому вычислительный опыт по его применению пока еще невелик. В тех случаях, когда удастся построить достаточно хороший способ определения нижней границы, могут быть решены задачи сравнительно большой размерности. Однако обычно трудоемкость метода быстро возрастает с ростом размерности задачи, поэтому для задач высокой размерности указанный метод не может обеспечить нахождение точного решения задачи. Если в силу ограничения времени процесс решения не удастся довести до конца, то в качестве приближенного решения задачи может быть принято наилучшее решение, полученное к данному этапу вычислений. Как показывает опыт применения этого метода, обычно сравнительно быстро находятся решения с достаточно хорошими значениями целевой функции, более того, часто быстро находится даже оптимальное решение, но вычисления приходится продолжать, чтобы убедиться в оптимальности этого решения. Поэтому применение метода ветвей и границ для приближенного решения задач достаточно большой размерности также является перспективным.

Другим возможным подходом к решению задач большой размерности является применение такого метода в сочетании с каким-либо приближенным методом решения. При этом приближенный метод позволяет быстро получить достаточно хорошую верхнюю границу оптимального решения, позволяющую уже на первых этапах решения производить эффективное отсечение бесперспективных подмножеств. С другой стороны, метод ветвей и границ позволяет выделить подмножества с минимальной нижней границей, в которых наиболее вероятно определение близких к оптимальному решений с помощью приближенного метода.

Рассмотрим практический пример применения рассматриваемого метода для комбинаторной задачи.

Сетевая задача. Имеется n узлов с заданной генерацией электрической мощности или ее потреблением. Задан полный граф сети, соединяющей узлы генерации и потребления. Для каждой дуги графа заданы приведенные затраты, зависящие от максимума передаваемой мощности:

$$Z_{ij} = \begin{cases} 0 & \text{при } P_{ij} = 0; \\ a_{ij} + b_{ij}P_{ij} & \text{при } P_{ij} > 0, \end{cases} \quad (1)$$

где Z_{ij} — приведенные затраты по ветви; P_{ij} — максимальная передаваемая мощность по ветви; a_{ij} и b_{ij} — постоянные.

Требуется найти оптимальную сеть, т. е. сеть с минимальным значением приведенных затрат:

$$Z_{\text{сум}} = \sum_{ij} Z_{ij}(P_{ij}), \quad (2)$$

где суммирование распространяется на все ветви заданного графа.

При этом ограничения имеют форму равенств:

$$\sum_j P_{ij} - \sum_i P_{ji} = P_i \quad (i = 1, 2, \dots, n), \quad (3)$$

где P_i — узловая мощность, заданная для каждого узла.

Можно показать, что оптимальным решением этой задачи является сеть без контуров, т. е. минимум функции (2) при условии (3) достигается на некотором дереве полного графа сети [Л. 4]. Следовательно, можно считать, что целевая функция задачи задана на множестве всех возможных деревьев, которые могут быть образованы из полного графа сети. При этом задача становится комбинаторной и возможными комбинациями являются всевозможные деревья полного графа сети. Решение этой задачи известными методами, например [Л. 4], приводит лишь к одному из локальных минимумов целевой функции. Метод ветвей и границ позволяет определить глобальный минимум. При применении рассматриваемого метода для этой задачи ветвление можно производить, например, следующим образом. Множество всех возможных деревьев разбивается на непересекающиеся подмножества, представляющие собой совокупности деревьев, при построении которых некоторые ветви должны быть обязательно использованы, а использование некоторых других ветвей запрещено. Нижняя граница для этих подмножеств может быть построена так. Для каждой комбинации (дерева) целевая функция

$$F = \sum (a_{ij} + b_{ij}P_{ij}) = \sum a_{ij} + \sum b_{ij}P_{ij}, \quad (4)$$

где суммирование ведется по всем ветвям, входящим в данное дерево.

Рассмотрим слагаемые формулы (4) и найдем отдельно $\min_{Q_i} \sum a_{ij}$ и $\min_{Q_i} \sum b_{ij}P_{ij}$ среди всех деревьев, входящих в некоторое подмножество Q_i . Эти задачи сравнительно легко решаются. Первая задача — это построение кратчайшей связывающей сети, а вторая — линейная транспортная задача в сетевой постановке. Очевидно, что

$$\min_{Q_i} \sum (a_{ij} + b_{ij}P_{ij}) \geq \min_{Q_i} \sum a_{ij} + \min_{Q_i} \sum b_{ij}P_{ij}, \quad (5)$$

и, следовательно, в качестве нижней границы для подмножества может быть принята

$$НГ = \min_{Q_i} \sum a_{ij} + \min_{Q_i} \sum b_{ij}P_{ij}. \quad (6)$$

Вначале определяют нижнюю границу для всего

множества Q , т. е. для начальной вершины дерева решений.

Если при этом случайно окажется, что $\min_Q \sum a_{ij}$ и $\min_Q \sum b_{ij}P_{ij}$ соответствуют одному и тому же де-

реву множества Q , то для этого дерева значение целевой функции совпадает с нижней границей и, следовательно, задача решена.

Если же эти деревья разные, то производят ветвления из начальной вершины на два подмножества A и B (рис. 2) по такому принципу: A — подмножество деревьев, в которых обязательно имеется некоторая ветвь a , а B — подмножество, в которое входят деревья, не содержащие ветвь a . Для обоих подмножеств определяют нижнюю границу. Находят вершину с наименьшим значением нижней границы среди всех висячих вершин на данном этапе ветвления (A и B). Из вершины с минимальной нижней границей таким же образом производят дальнейшее ветвление. Для конечных вершин дерева решений (соответствующих единственному дереву) значение нижней границы всегда совпадает с действительным значением целевой функции. Поэтому, если на каком-либо этапе среди всех висячих вершин наименьшее значение нижней границы имеет некоторая конечная вершина, то задача решена.

Практически в этой задаче более удобным для реализации оказывается другой принцип ветвления, описанный в [Л. 5].

Наибольшая сеть, для которой была решена задача такого типа с помощью метода ветвей и границ на ЦВМ «Урал-2» [Л. 5], представляла собой полный граф с 13 узлами и 78 ветвями. Число возможных деревьев, которое пришлось бы рассмотреть при полном переборе, составляет для такой сети $13^{11} \approx 2 \cdot 10^{12}$. При применении же указанного метода число действительно рассмотренных вариантов было примерно 10^4 , что потребовало около часа машинного времени, причем оптимальный вариант был найден фактически через 10 мин, а остальные 50 мин были затрачены на доказательство его оптимальности.

Кроме комбинаторных задач метод ветвей и границ может быть применен также и для решения некоторых непрерывных многоэкстремальных задач. В качестве примера рассмотрим сетевую задачу, аналогичную приведенной выше, но в которой приведенные затраты на линию выражаются не в виде линейной неоднородной функции, а могут иметь совершенно произвольный вид. Если затраты для всех линий являются выпуклыми функциями, то это выпуклая транспортная задача, для решения которой существуют весьма эффективные методы [Л. 6 и 7]. Если же для всех или части линий затраты являются невыпуклыми функциями, то может быть применен следующий метод решения [Л. 8], при котором исходная невыпуклая задача сводится к решению последовательного ряда выпуклых транспортных задач. Вначале заменим каждую стоимостную функцию $Z_{ij}(P_{ij})$ выпуклой функцией $Z_{ij}^0(P_{ij})$, для которой выполняется условие:

$$Z_{ij}^0(P_{ij}) \leq Z_{ij}(P_{ij}). \quad (7)$$

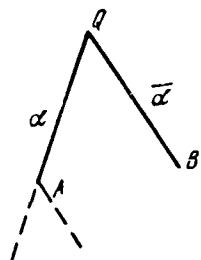


Рис. 2.

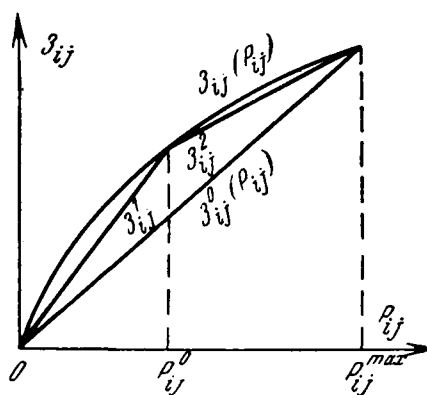


Рис. 3.

В качестве $Z^0_{ij}(P_{ij})$ целесообразно принять наибольшую выпуклую функцию, для которой выполняется условие (7) при всех допустимых значениях P_{ij} (рис. 3).

Затем решается вспомогательная выпуклая задача, заключающаяся в минимизации функции

$$Z^0_{\text{сум}} = \sum_{ij} Z^0_{ij}(P_{ij}) \quad (8)$$

при условии (3).

Обозначим оптимальное решение вспомогательной задачи через $\bar{P}_0 = \{P^0_{ij}\}$, а соответствующее ему минимальное значение функции (8) через $Z^0_{\text{сум}}(\bar{P}_0)$.

В силу условия (7) $Z^0_{\text{сум}}(\bar{P}_0)$ может служить нижней границей для всех допустимых решений исходной задачи.

Если выполняется равенство $Z^0_{\text{сум}}(\bar{P}_0) = Z_{\text{сум}}(\bar{P}_0)$, т. е. значения исходной и вспомогательной задач в точке $\bar{P}_0$ совпадают, то $\bar{P}_0$ является оптимальным решением исходной задачи. Если же $Z_{\text{сум}}(\bar{P}_0) > Z^0_{\text{сум}}(\bar{P}_0)$, то величина $w = Z_{\text{сум}}(\bar{P}_0) - Z^0_{\text{сум}}(\bar{P}_0)$ может служить верхней оценкой для отклонения $Z_{\text{сум}}(\bar{P}_0)$ от глобального минимума. Если $w \leq \epsilon$, где ϵ — значение допустимой погрешности, то процесс решения может быть закончен.

Если $w > \epsilon$, то переходят к следующему этапу решения. Ветвление дерева решений в этом случае ведется так: область всех возможных решений задачи разбивается на две подобласти, в каждой из которых строится вспомогательная выпуклая задача.

Для построения этих задач выбирают линию, для которой разность $[Z_{ij}(P^0_{ij}) - Z^0_{ij}(P^0_{ij})]$ принимает наибольшее значение, и строят две новые выпуклые функции $Z^1_{ij}(P_{ij})$ и $Z^2_{ij}(P_{ij})$ (рис. 3), заданные соответственно для значений P_{ij} , меньших и больших P^0_{ij} . Эти функции нигде не превышают значения $Z_{ij}(P_{ij})$ и дают более близкое приближение к последней по сравнению с функцией $Z^0_{ij}(P_{ij})$.

В первой из новых вспомогательных задач стоимостная функция этой ветви задается функцией

$Z^1_{ij}(P_{ij})$, а во второй — $Z^2_{ij}(P_{ij})$. Для остальных линий стоимостные функции не меняются. Решения этих задач определяют нижнюю границу для соответствующих подобластей. Затем выбирают подобласть с меньшим значением нижней границы и из нее аналогичным образом производят дальнейшие ветвления. Для оптимальных решений всех вспомогательных задач вычисляют значение целевой функции исходной задачи и выбирают наименьшее из этих значений. Процесс решения заканчивается, если на очередном этапе решения для всех висячих вершин дерева решений (для всех подобластей, на которые разбита область возможных решений) выполняется условие:

$$Z_{\text{сум}}(\bar{P}_{\text{опт}}) - НГ \leq \epsilon, \quad (9)$$

где $P_{\text{опт}}$ — наилучшее решение из всех, рассмотренных к данному этапу.

Метод ветвей и границ может быть применен также для решения задач на невыпуклой (например, разрывной) области. В этом случае необходимо предварительно расширить область задания до выпуклой, включающей в себя область задания в исходной задаче. Затем строятся вспомогательные задачи для определения нижней границы во всей расширенной области и так же, как и выше, производится процесс ветвления. В качестве примера применения метода ветвей и границ для таких задач рассмотрим задачу оптимизации распределения нагрузки между параллельно включенными агрегатами с выбором оптимального состава агрегатов [Л. 9].

Для простоты сначала рассмотрим эту задачу без учета влияния потерь в сетях и пусковых расходов.

Пусть имеется n агрегатов с расходными характеристиками:

$$B_j(P_j) = \begin{cases} 0 & \text{при } P_j = 0; \\ \tilde{B}_j(P_j) & \text{при } P_j^{\min} \leq P_j \leq P_j^{\max}, \end{cases} \quad (10)$$

где $\tilde{B}_j(P_j)$ — выпуклая функция.

Требуется минимизировать функцию

$$F(\bar{P}) = \sum_{j=1}^n B_j(P_j) \quad (11)$$

при условии

$$\sum_{j=1}^n P_j = P_{\Sigma}, \quad (12)$$

где P_{Σ} — заданная суммарная нагрузка.

Область задания функций $B_j(P_j)$ разрывна ($P_j = 0$ или $P_j^{\min} \leq P_j \leq P_j^{\max}$). Расширим область задания до выпуклой, т. е. для каждого j возьмем непрерывный отрезок $0 \leq P_j \leq P_j^{\max}$, и заменим каждую функцию $B_j(P_j)$ наибольшей выпуклой функцией $B^0_j(P_j)$, заданной на отрезке $0 \leq P_j \leq P_j^{\max}$ и удовлетворяющей условию:

$$B^0_j(P_j) \leq B_j(P_j) \text{ при } P_j = 0 \text{ и } P_j^{\min} \leq P_j \leq P_j^{\max}. \quad (13)$$

Для построения такой функции $B_j^0(P_j)$ из начала координат проведем касательную к кривой $\tilde{B}_j(P_j)$ (рис. 4) и в качестве $B_j^0(P_j)$ возьмем функцию, изображаемую отрезком этой касательной и частью кривой $\tilde{B}_j(P_j)$, т. е.

$$B_j^0(P_j) = \begin{cases} \frac{B_j^*}{P_j^*} P_j & \text{при } 0 \leq P_j \leq P_j^*; \\ \tilde{B}_j(P_j) & \text{при } P_j^* \leq P_j \leq P_j^{\max}, \end{cases} \quad (14)$$

где P_j^* и B_j^* — координаты точки касания.

Эта функция является нижней границей для затрат по данному агрегату.

Далее решается вспомогательная задача, заключающаяся в минимизации функции

$$F_0(P) = \sum_{j=1}^n B_j^0(P_j) \quad (15)$$

при условии (12).

Эта задача является обычной задачей оптимального распределения нагрузок между агрегатами с выпуклыми расходными характеристиками, для решения которой существуют достаточно хорошие методы (например, метод «относительных приростов»).

Решение этой задачи определяет нижнюю границу для всех возможных составов агрегатов. Если в полученном решении нагрузка каждого агрегата либо равна нулю, либо больше P_j^* , то значения целевых функций исходной и вспомогательной задач совпадают и полученное распределение нагрузок является оптимальным. Одновременно получается и оптимальный состав агрегатов (агрегаты с нулевой нагрузкой отключены, а остальные агрегаты включены).

Если же нагрузка какого-то l агрегата лежит в интервале $0 < P_l < P_l^*$, то переходим к следующему этапу решения¹. Ветвление дерева решений производим при этом следующим образом. Область изменения нагрузки этого агрегата разбивается на две части, первая из которых представляется точкой $P_l = 0$, а вторая — интервалом $P_l^{\min} \leq P_l \leq P_l^{\max}$.

Расходная характеристика для первого участка $B_l = 0$, а для второго — $B_l = B_l(P_l)$. Для остальных агрегатов области изменения нагрузки и расходные характеристики не меняются. Решают две новые вспомогательные задачи, из которых первая определяет нижнюю границу для всех возможных составов агрегатов с отключенным l агрегатом, а вторая — для всех составов с включенным l агрегатом.

Дальнейшие ветвления производятся аналогичным образом.

Поскольку в каждой вспомогательной задаче для всех агрегатов, кроме, быть может, одного, значения функций $B_j(P_j)$ и $B_j^0(P_j)$ совпадают, построенные выше нижние границы выбора состава являются достаточно точными, что позволяет решать задачи при

¹ Алгоритм решения вспомогательной задачи можно построить так, чтобы только один агрегат имел нагрузку, лежащую в интервале $0 < P_j < P_j^*$.

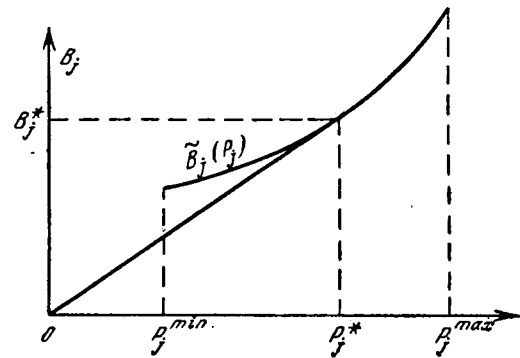


Рис. 4.

большом числе агрегатов. Метод ветвей и границ для решения этой задачи оказывается значительно эффективнее других точных методов ее решения, например метода динамического программирования.

Описанный алгоритм может быть применен и для выбора оптимального состава агрегатов с учетом потерь в сетях. Для этого необходимо только ввести учет потерь в каждую вспомогательную задачу, т. е. воспользоваться для решения этих задач обычными программами оптимального распределения нагрузок с учетом потерь в сетях при фиксированном составе агрегатов.

Этот метод пригоден также и для решения задачи при невыпуклых расходных характеристиках агрегатов $B_j(P_j)$ [Л. 10]. В этом случае задача также сводится к решению последовательного ряда вспомогательных задач оптимального распределения нагрузок между агрегатами с некоторыми фиктивными выпуклыми расходными характеристиками.

Пусковые расходы при выборе состава агрегатов можно учесть, если их зависимость от длительности простоя агрегатов может быть приближенно представлена в виде линейной функции $B_j^{\text{пуск}} = a_j t_j^{\text{пр}}$. В этом случае задача может быть сведена [Л. 11] к рассмотренной выше задаче выбора оптимального состава агрегатов без учета пусковых расходов, если расходные характеристики (10) заменить характеристиками вида

$$B_j(P_j) = \begin{cases} a_j & \text{при } P_j = 0; \\ \tilde{B}_j(P_j) & \text{при } P_j^{\min} \leq P_j \leq P_j^{\max}. \end{cases} \quad (16)$$

Тогда фиктивная выпуклая функция

$$B_j^0(P_j) = \begin{cases} a_j + \frac{B_j^* - a_j}{P_j^*} P_j & \text{при } 0 \leq P_j \leq P_j^*; \\ \tilde{B}_j(P_j) & \text{при } P_j^* \leq P_j \leq P_j^{\max}, \end{cases} \quad (17)$$

где P_j^* и B_j^* — координаты точки касания прямой, проведенной из точки $(P_j = 0, B_j = a_j)$ к кривой $\tilde{B}_j(P_j)$.

В остальном алгоритм решения задачи не меняется.

Таким образом, при линейных пусковых затратах, которые обычно происходят при длительности простоя, не превышающей 16—18 ч, их учет не сказывается на трудоемкости решения.

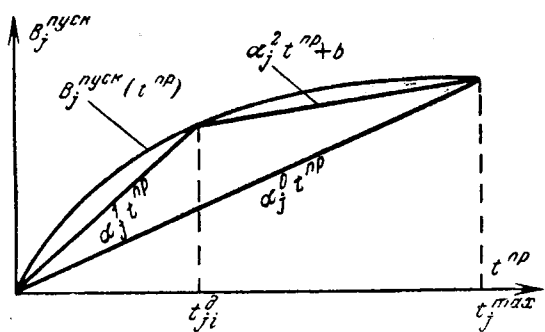


Рис. 5.

Метод ветвей и границ может быть использован и для решения задачи и при нелинейной зависимости пусковых расходов от длительности простоя, хотя решение задачи при этом значительно осложняется.

Зависимость пусковых затрат от длительности простоя $B_j^{пуск}(t_{пр})$ обычно имеет вид выпуклой вверх кривой (рис. 5). Для большинства агрегатов можно указать максимально возможную длительность простоя (продолжительность соответствующего спада нагрузки), для остальных агрегатов это значение может быть принято равным продолжительности расчетного периода T . Пусть максимально возможная длительность простоя j -го агрегата равна t_j^{max} . Проведем прямую $\alpha_j^0 t_j^{пр}$ из начала координат через точку $B_j^{пуск}(t_{ji}^{пр})$ (рис. 5). Эта прямая при всех допустимых значениях длительности простоя лежит ниже кривой $B_j^{пуск}(t_{пр})$, а при $t_{пр} = 0$ и $t_{пр} = t_j^{max}$ совпадает с ней. Решим задачу оптимизации состава агрегатов для каждого момента времени расчетного периода, считая пусковые затраты линейными и приняв коэффициент линейной функции для j -го агрегата $\alpha_j = \alpha_j^0$. Полученное суммарное значение целевой функции для всего расчетного периода может служить нижней границей значения глобального минимума исходной задачи. Если в полученном решении для всех агрегатов действительная длительность каждого простоя равна либо 0, либо t_j^{max} , то действительное значение целевой функции совпадает с нижней границей и полученный состав агрегатов является оптимальным. Если же действительная длительность i -го простоя j -го агрегата t_{ji}^d лежит между 0 и t_j^{max} , то величина $\sum_{ji} [B_j^{пуск}(t_{ji}^d) - \alpha_j^0 t_{ji}^d]$ представляет собой отклонение действительного значения целевой функции от своей нижней границы. Если значение этой величины меньше допустимой погрешности, то решение окончено. В противном случае производим ветвление следующим образом. Выберем агрегат, у которого для одного из его останова разность $[B_j^{пуск}(t_{ji}^d) - \alpha_j^0 t_{ji}^d]$ имеет наибольшее значение, и решим две новые вспомогательные задачи. В первой из этих задач будем считать длительность i -го останова j -го агрегата меньше или равной t_{ji}^d , а во второй будем считать эту длительность больше t_{ji}^d .

Разобьем область изменения $t_j^{пр}$ на два отрезка $[0, t_{ji}^d]$ и $[t_{ji}^d, t_j^{max}]$ и на каждом из этих отрезков проведем прямую, проходящую через граничные точки кривой $B_j^{пуск}(t_j^{пр})$ (рис. 5). Пусть уравнение первой прямой будет $\alpha_j^1 t_j^{пр}$, а второй — $\alpha_j^2 t_j^{пр} + b$. Тогда в первой из вспомогательных задач для i -го останова j -го агрегата положим $\alpha_j = \alpha_j^1$, во второй задаче положим $\alpha_j = \alpha_j^2$ и к целевой функции прибавим b . Решение этих задач может служить нижней границей для соответствующих подмножеств сочетаний агрегатов. Производя аналогичным образом дальнейшие ветвления, можно построить алгоритм решения задачи при нелинейных пусковых затратах.

Время, необходимое для решения задачи, будет определяться количеством агрегатов, для которых зависимость пусковых затрат от длительности простоя имеет существенно нелинейный характер. К таким агрегатам относятся обычно лишь те агрегаты, которые могут быть остановлены на длительный срок (например, более суток). Число таких агрегатов обычно невелико, так как для большей части агрегатов можно заранее сказать, что они должны находиться в работе, по крайней мере, в час суточного максимума нагрузки и, следовательно, для них можно принять линейную зависимость пусковых расходов.

Литература

1. Литл Дж. и др., Алгоритм для решения задачи о коммивояжере, «Экономика и математические методы», вып. 1, 1965.
2. Корбут А. А. и Финкельштейн Ю. Ю., Дискретное программирование, изд-во «Наука», 1969.
3. Бурков В. Н. и Ловецкий С. Е., Методы решения экстремальных комбинаторных задач, Известия АН СССР, «Техническая кибернетика», 1968, № 4.
4. Маркович И. М. и Шарнопольский Б. П., Об одной возможности использования обобщенной транспортной задачи для определения оптимальной электрической сети, Известия АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1967, № 5.
5. Лазебник А. И., Применение метода ветвей и границ для выбора оптимальной электрической сети, Известия АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1969, № 2.
6. Ермольев Ю. М. и Мельник И. М., Экстремальные задачи на сети, изд-во «Наукова думка», 1968.
7. Хранович И. Л., Решение транспортной задачи выпуклого программирования методом поочередного изменения элементов сети из сопротивлений, сб. «Вопросы радиоэлектроники», серия «Электронная вычислительная техника», вып. 2, 1965.
8. Лазебник А. И., Решение многоэкстремальных транспортных сетевых задач на АВМ, сб. «Вопросы радиоэлектроники», серия «Электронная вычислительная техника», вып. 4, 1969.
9. Лазебник А. И., Применение ветвей и границ для выбора оптимального состава агрегатов ТЭС, «Оптимизация режимов работы тепловых электрических станций с применением вычислительной техники», Тезисы докладов научно-технического совещания, сб. 1, Киев, 1969.
10. Лазебник А. И., Распределение нагрузок между турбоагрегатами с учетом участков с падающей характеристикой относительных природных, «Оптимизация режимов работы тепловых электрических станций с применением вычислительной техники», Тезисы докладов научно-технического совещания, сб. 1, Киев, 1969.
11. Лазебник А. И., Определение затрат на топливо с учетом пусков и остановов агрегатов, «Электричество», 1970, № 5.

Определение математического ожидания числа аварийных отключений систем электроснабжения

Канд. техн. наук Ю. Б. ГУК и инж. Р. М. РУДАКОВА

Ленинград

Аварийные отключения линий электропередачи являются случайными событиями, и их появление зависит от многих климатических и эксплуатационных факторов. Поток этих событий обладает свойствами отсутствия последствия и ординарности, т. е. является нестационарным пуассоновским потоком. Такой поток в первом приближении часто рассчитывают по формулам простейшего потока, используя один параметр — среднее значение интенсивности аварийных отключений, так как это значение за год достаточно постоянно. Однако опыт эксплуатации показывает, что повреждаемость линий электропередачи при неблагоприятной погоде на порядок выше среднего значения, что приводит к увеличению вероятности совпадения аварийных повреждений и, следовательно, к увеличению математического ожидания числа аварийных отключений систем электроснабжения, состоящих из двух или более параллельных воздушных линий (ВЛ). Оценим математическое ожидание числа аварийных отключений систем из нескольких ВЛ с учетом нестационарности потока повреждений, вызываемых метеорологическими условиями, и без учета ее.

Расчет производится при следующих допущениях и условиях.

Закон распределения времени между повреждениями, длительностей восстановления повреждений и плановых отключений как при обычной, так и при различных видах неблагоприятной погоды — экспоненциальный. Количество приработочных и износных отказов не учитывается. ВЛ повреждаются независимо от времени эксплуатации и состояния. Модели таких отказов соответствуют экспоненциальному распределению [Л. 1].

Длительности времени обычной и неблагоприятной погоды также распределены экспоненциально.

Возможность отключения оставшихся линий от перегрузки при аварийных отключениях других линий не учитывается.

Рассматривая два вида неблагоприятной погоды (гроза, гололед) считаем, что в одну половину года возможно появление грозы (апрель — сентябрь), а в другую — гололеда (октябрь — март).

Используем методику [Л. 2] со следующими дополнениями.

Учитываются два вида неблагоприятной погоды (гроза и гололед). Объединение их в один вид скрыло бы эффект увеличения совпадения повреждений при том виде неблагоприятной погоды, который характеризуется наибольшей длительностью.

Рассматривается возможность наложения повреждения при гололеде одной линии на плавку гололеда на другой линии.

Учитывается возможность совпадения повреждения одной ВЛ во время грозы при выведенной в ремонт другой. В то же время принимается, что линия никогда не выводится в плановый ремонт, если ожидается гололед.

При расчете длительности аварии параллельной группы линий вследствие совпадения повреждения одной линии с плановым отключением другой учитывается, что при повреждении второй линии есть возможность ввести первую линию из планового ремонта раньше, чем закончится восстановление второй линии (срок аварийной готовности заявки). Время ввода первой линии при аварийном отключении второй принято равным половине среднего времени аварийного отключения этой линии.

Эти дополнения приводят к усложнению расчетных формул.

Обозначим:

- $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$ — интенсивность устойчивых повреждений ВЛ при обычной погоде, повреждений/год;
- $\lambda'_1, \lambda'_2, \dots, \lambda'_n$ — интенсивность устойчивых повреждений ВЛ при грозах, повреждений/год;
- $\lambda''_1, \lambda''_2, \dots, \lambda''_n$ — интенсивность устойчивых повреждений ВЛ при гололеде, повреждений/год;
- $n_1, n_2, \dots, n_n$ — интенсивность плановых отключений ВЛ, отключений на плановый ремонт/календарный год;
- $n''_1, n''_2, \dots, n''_n$ — интенсивность отключений ВЛ для плавки гололеда, отключений для плавки гололеда/календарный год;
- $t_1, t_2, \dots, t_n$ — длительность восстановления повреждения, год/повреждение;
- $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n$ — длительность планового отключения, год/отключение;
- $\tau''_1, \tau''_2, \dots, \tau''_n$ — длительность плавки гололеда, год/плавку;
- N' — математическое ожидание длительности периода обычной погоды в первую половину года, характеризующуюся возможностью появления гроз;
- N'' — математическое ожидание длительности периода обычной погоды во вторую половину года, характеризующуюся возможностью появления гололеда;
- S' — математическое ожидание длительностей гроз;
- S'' — математическое ожидание длительности гололеда.

Тогда математическое ожидание числа аварийных отключений системы, состоящей из двух параллельных линий, включает в себя следующие составляющие:

1. Начальное повреждение произошло при обычной погоде в грозовую половину года; второе повреждение — тоже при обычной погоде. Количество повреждений = (часть времени, когда наблюдается обычная погода) $\times$ (количество повреждений

в обычную погоду ВЛ1) $\times$ (вероятность того, что гроза не начнется во время ремонта ВЛ1) $\times$ (вероятность повреждения ВЛ2 во время ремонта ВЛ1) + (член, дающий такую же вероятность при повреждении первой ВЛ2):

$$\frac{N'}{N' + S'} \left[\lambda_1 \left(1 - \frac{t_1}{N'} \right) (\lambda_2 t_1) + \lambda_2 \left(1 - \frac{t_2}{N'} \right) (\lambda_1 t_2) \right]. \quad (1)$$

2. Начальное повреждение произошло при обычной погоде в грозовую половину года; второе повреждение произошло при грозе. Количество повреждений = (часть времени, когда наблюдается обычная погода) $\times$ (количество повреждений в обычную погоду ВЛ1) $\times$ (вероятность того, что гроза начнется во время ремонта ВЛ1) $\times$ (вероятность повреждения ВЛ2 при этой грозе) + (член, дающий аналогичную вероятность при повреждении первой ВЛ2):

$$\frac{N'}{N' + S'} \left[\lambda_1 \left(\frac{t_1}{N'} \right) \lambda'_2 \frac{S' t_1}{S' + t_1} + \lambda_2 \left(\frac{t_2}{N'} \right) \lambda'_1 \frac{S' t_2}{S' + t_2} \right]. \quad (2)$$

3. Начальное повреждение произошло при грозе; второе также при грозе. Количество повреждений = (ожидаемое число гроз в год) $\times$ (вероятность того, что ВЛ1 повредится при грозе) $\times$ (вероятность того, что ВЛ2 повредится до конца грозы) + (член, дающий аналогичную вероятность при повреждении первой ВЛ2):

$$\frac{1}{N' + S'} [(S' \lambda'_1) (S' \lambda'_2) + (S' \lambda'_2) (S' \lambda'_1)] = \frac{2S'^2}{N' + S'} \lambda'_1 \lambda'_2. \quad (3)$$

4. Начальное повреждение произошло при грозе; второе при обычной погоде. Количество повреждений = (ожидаемое число гроз в год) $\times$ (вероятность того, что ВЛ1 повредится при грозе) $\times$ (вероятность того, что ВЛ2 не повредится во время этой грозы) $\times$ (вероятность повреждения ВЛ2 во время ремонта ВЛ1) + (член, дающий аналогичную вероятность при повреждении первой ВЛ2):

$$\frac{1}{N' + S'} [(S' \lambda'_1) (1 - S' \lambda'_2) (\lambda_2 t_1) + (S' \lambda'_2) (1 - S' \lambda'_1) (\lambda_1 t_2)]. \quad (4)$$

Соответственно в другую половину года, связанную с возможностью появления гололеда, имеем:

5. При обычной погоде:

$$\frac{N''}{N'' + S''} \lambda_1 \left(1 - \frac{t_1}{N''} \right) (\lambda_2 t_1) + \lambda_2 \left(1 - \frac{t_2}{N''} \right) (\lambda_1 t_2). \quad (5)$$

6. Первое повреждение при обычной погоде; второе при гололеде:

$$\frac{N''}{N'' + S''} \lambda_1 \left(\frac{t_1}{N''} \right) \left(\lambda''_2 \frac{S'' t_1}{S'' + t_2} \right) + \lambda_2 \left(\frac{t_2}{N''} \right) \left(\lambda''_1 \frac{S'' t_2}{S'' + t_2} \right). \quad (6)$$

7. Оба повреждения при гололеде:

$$\frac{1}{N'' + S''} [(S'' \lambda''_1) (S'' \lambda''_2) + (S'' \lambda''_2) (S'' \lambda''_1)]. \quad (7)$$

8. Первое повреждение при гололеде; второе при обычной погоде:

$$\frac{1}{N'' + S''} [(S'' \lambda''_1) (1 - S'' \lambda''_2) (\lambda_2 t_1) + (S'' \lambda''_2) (1 - S'' \lambda''_1) (\lambda_1 t_2)]. \quad (8)$$

9. ВЛ1 выведена в плановый ремонт при обычной погоде; ВЛ2 повредилась при обычной погоде. Количество повреждений = (часть времени, когда наблюдается обычная погода) $\times$ (количество отключений на текущий ремонт ВЛ1) $\times$ (вероятность того, что гроза не начнется во время ремонта ВЛ1) $\times$ (вероятность повреждения ВЛ1) + (член, дающий аналогичную вероятность при повреждении ВЛ1 при выведенной в ремонт ВЛ2) + (то же в другую половину года):

$$\frac{1}{2} \left\{ \frac{N'}{N' + S'} \left[n_1 \left(1 - \frac{\tau_1}{N'} \right) \lambda_2 \tau_1 + n_2 \left(1 - \frac{\tau_2}{N'} \right) \lambda_1 \tau_2 \right] + \frac{N''}{N'' + S''} (n_1 \lambda_2 \tau_1 + n_2 \lambda_1 \tau_2) \right\}. \quad (9)$$

10. ВЛ1 выведена в плановый ремонт при обычной погоде; ВЛ2 повредилась при грозе. Количество повреждений = (часть времени, когда наблюдается обычная погода) $\times$ (количество отключений на текущий ремонт ВЛ1) $\times$ (вероятность того, что гроза начнется во время ремонта ВЛ1) $\times$ (вероятность повреждения ВЛ2 при этой грозе) + (член, дающий аналогичную вероятность при повреждении ВЛ1 при выведенной в ремонт ВЛ2):

$$\frac{N'}{N' + S'} \left[n_1 \left(\frac{\tau_1}{N'} \right) \lambda'_2 \frac{S' \tau_1}{S' + \tau_1} + n_2 \left(\frac{\tau_2}{N'} \right) \lambda'_1 \frac{S' \tau_2}{S' + \tau_2} \right]. \quad (10)$$

11. ВЛ1 выведена для плавки гололеда; ВЛ2 повредилась при гололеде. Количество повреждений = (количество отключений для плавки гололеда ВЛ1) $\times$ (вероятность того, что ВЛ2 повредится до окончания плавки гололеда) + (член, дающий другую вероятность):

$$n''_1 \tau''_1 \lambda''_2 + n''_2 \tau''_2 \lambda''_1. \quad (11)$$

Суммируя (1) — (11), получим выражение для н. с. числа аварийных отключений системы из двух параллельных ВЛ:

$$\begin{aligned} a = & \frac{1}{2} \left\{ \frac{N'}{N' + S'} \lambda_1 \lambda_2 \left[\left(1 - \frac{t_1}{N'} \right) t_1 + \left(1 - \frac{t_2}{N'} \right) t_2 \right] + \right. \\ & + \frac{N'}{N' + S'} \left(\lambda_1 \frac{t_1}{N'} \lambda'_2 \frac{S' t_1}{S' + t_1} + \lambda_2 \frac{t_2}{N'} \lambda'_1 \frac{S' t_2}{S' + t_2} \right) + \\ & + \frac{2S'^2}{N' + S'} \lambda'_1 \lambda'_2 + \frac{1}{N' + S'} [S' \lambda'_1 (1 - S' \lambda'_2) \lambda_2 t_1 + \\ & + S' \lambda'_2 (1 - S' \lambda'_1) \lambda_1 t_2] \left. \right\} + \frac{1}{2} \left\{ \frac{N''}{N'' + S''} \lambda_1 \lambda_2 \left[\left(1 - \frac{t_1}{N''} \right) t_1 + \right. \right. \\ & + \left. \left(1 - \frac{t_2}{N''} \right) t_2 \right] + \frac{N''}{N'' + S''} \left(\lambda_1 \frac{t_1}{N''} \lambda''_2 \frac{S'' t_1}{S'' + t_2} + \right. \\ & + \left. \lambda_2 \frac{t_2}{N''} \lambda''_1 \frac{S'' t_2}{S'' + t_2} \right) + \frac{2S''^2}{N'' + S''} \lambda''_1 \lambda''_2 + \\ & + \frac{1}{N'' + S''} [S'' \lambda''_1 (1 - S'' \lambda''_2) \lambda_2 t_1 + S'' \lambda''_2 (1 - \\ & - S'' \lambda''_1) \lambda_1 t_2] \left. \right\} + \frac{1}{2} \left\{ \frac{N'}{N' + S'} \left[n_1 \lambda_2 \tau_1 \left(1 - \frac{t_1}{N'} \right) + \right. \right. \\ & + n_2 \lambda_1 \tau_2 \left(1 - \frac{t_2}{N'} \right) \left. \right] + \frac{N''}{N'' + S''} (n_1 \lambda_2 \tau_1 + n_2 \lambda_1 \tau_2) \left. \right\} + \\ & + \frac{1}{2} \left[\frac{N'}{N' + S'} \left(n_1 \frac{\tau_1}{N'} \lambda'_2 \frac{S' \tau_1}{S' + \tau_1} + n_2 \frac{\tau_2}{N'} \frac{S' \tau_2}{S' + \tau_2} \right) \right] + \\ & + n''_1 \tau''_1 \lambda''_2 + n''_2 \tau''_2 \lambda''_1. \quad (12) \end{aligned}$$

Произведем расчет математического ожидания числа аварийных отключений системы из двух параллельных ВЛ 110 кВ длиной по 100 км для двух вариантов:

а) при грозовой интенсивности 60 ч/год и числом дней с гололедом в году 10;

б) при грозовой интенсивности 20 ч/год и отсутствием гололеда.

Для расчетов необходимы данные о повреждаемости ВЛ при различных видах неблагоприятной погоды, интенсивности выводов ВЛ для плавки гололеда и средней длительности отключений для плавки и ряд других данных, отсутствующих в литературных источниках. Были статистически обработаны многолетние эксплуатационные данные ряда энергосистем, расположенных в климатических условиях, отличающихся различной интенсивностью гроз и гололеда.

Полученные исходные данные для расчетов приведены в табл. 1.

В табл. 2 показан порядок расчета и приведены численные значения каждой составляющей математического ожидания числа аварийных отключений системы из двух параллельных ВЛ.

Как следует из табл. 2, наибольшую часть числа аварийных отключений системы дают для линий, проходящих в гололедных районах, совпадения аварийных повреждений при гололеде; для линий, не проходящих в гололедных районах—совпадения повреждений одной ВЛ с плановым отключением другой, что полностью подтверждается практикой работы энергосистем.

При расчете системы, состоящей из более чем двух параллельных ВЛ, две параллельные ВЛ заменяются одной эквивалентной линией со следующими параметрами:

$$\lambda_l = \lambda_1 \lambda_2 \left[\left(1 - \frac{t_1}{N'}\right) t_1 + \left(1 - \frac{t_2}{N''}\right) t_2 \right] + \frac{S'}{2N'} \left(\lambda_1 \frac{t_1}{N'} \lambda_2' \frac{S't_1}{S'+t_1} + \lambda_2 \frac{t_2}{N''} \lambda_1' \frac{S't_2}{S'+t_2} \right) + \frac{S''}{2N''} \left(\lambda_1 \frac{t_1}{N''} \lambda_2'' \frac{S''t_1}{S''+t_1} + \lambda_2 \frac{t_2}{N''} \lambda_1'' \frac{S''t_2}{S''+t_2} \right); \quad (13)$$

$$\lambda'_l = \frac{1}{2} (2S'^2 \lambda_1' \lambda_2' + \lambda_1 \lambda_2' t_1 + \lambda_2 \lambda_1' t_2); \quad (14)$$

$$\lambda''_l = \frac{1}{2} (2S''^2 \lambda_1'' \lambda_2'' + \lambda_1 \lambda_2'' t_1 + \lambda_2 \lambda_1'' t_2); \quad (15)$$

$$n_l = n_1 \lambda_2 \tau_1 + n_2 \lambda_1 \tau_2 + n''_1 \tau''_1 \lambda''_2 + n''_2 \tau''_2 \lambda''_1; \quad (16)$$

$$t_l = \frac{t_1 t_2}{t_1 + t_2};$$

$$\tau_l = \left(\frac{n_1 \lambda_2 \tau_1 + n''_1 \tau''_1 \lambda''_2}{n_1 \lambda_2 \tau_1 + n''_1 \tau''_1 \lambda''_2 + n_2 \lambda_1 \tau_2 + n''_2 \tau''_2 \lambda''_1} \right) \times \left(\frac{t_2 \frac{\tau_1}{2}}{t_2 + \frac{\tau_1}{2}} \right) + \left(\frac{n_2 \lambda_1 \tau_2 + n''_2 \tau''_2 \lambda''_1}{n_1 \lambda_2 \tau_1 + n''_1 \tau''_1 \lambda''_2 + n_2 \lambda_1 \tau_2 + n''_2 \tau''_2 \lambda''_1} \right) \times \left(\frac{t_1 \frac{\tau_2}{2}}{t_1 + \frac{\tau_2}{2}} \right). \quad (18)$$

Таблица 1

Обозначение параметра	Единица измерения	Вариант	
		I	II
λ	Повреждений/год обычной погоды	0,48	0,48
λ'	Повреждений/год грозовой деятельности	15,3	15,3
λ''	Повреждений/год с гололедом	19,5	—
n	Отключений на плановый ремонт/календарный год	17,5	17,5
n''	Отключений для плавки гололеда/календарный год	7	—
t	Год/повреждение	$1,4 \cdot 10^{-3}$	$1,4 \cdot 10^{-3}$
τ	Год/отключение	$1,3 \cdot 10^{-3}$	$1,3 \cdot 10^{-3}$
τ''	Год/плавку	$0,288 \cdot 10^{-3}$	—
N'	Год	$24,65 \cdot 10^{-3}$	$49,77 \cdot 10^{-3}$
N''	"	$78,8 \cdot 10^{-3}$	0,5
S'	"	$0,35 \cdot 10^{-3}$	$0,23 \cdot 10^{-3}$
S''	"	$4,6 \cdot 10^{-3}$	—

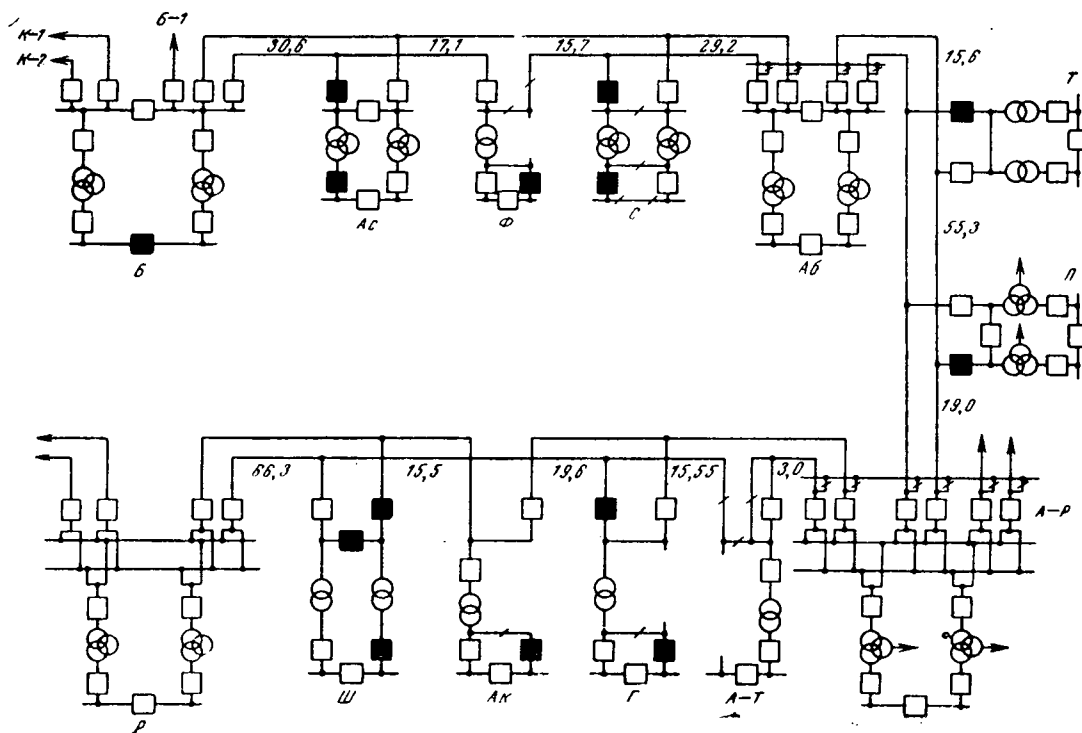
Таблица 2

Вид комбинации повреждений, приводящих к аварийному отключению системы из двух параллельных ВЛ	Математическое ожидание числа аварийных отключений 10^{-3}	
	1	2
Повреждение обеих ВЛ при обычной погоде в половину года, связанную с возможностью появления гроз	0,298	0,312
Повреждение одной ВЛ при обычной погоде, другой при грозе	0,118	0,041
Повреждение обеих ВЛ при грозе	1,15	0,25
Повреждение одной ВЛ при грозе, другой при обычной погоде	0,143	0,047
$\Sigma 1 - 4$	1,709	0,65
Повреждение обеих ВЛ при обычной погоде в половину года, связанную с возможностью появления гололеда	0,298	0,322
Повреждение одной ВЛ при обычной погоде, другой при гололеде	0,17	—
Повреждение обеих ВЛ при гололеде	96,5	—
Повреждение одной ВЛ при гололеде, второй при обычной погоде	0,654	—
$\Sigma 5 - 8$	97,622	0,322
$\Sigma 1 - 8$	99,331	0,972
Плановый ремонт одной ВЛ, повреждение другой при обычной погоде	20,4	21,4
Плановый ремонт одной ВЛ, повреждение другой при грозе	3,8	2,35
Плавка гололеда на одной из линий, повреждение другой при гололеде	40,4	—
$\Sigma 9 - 11$	64,6	23,75
$\Sigma 1 - 11$	163,931	24,722

Расчеты, подобные тем, что приведены в табл. 2, для трех ВЛ дают математическое ожидание числа аварийных отключений системы для первого варианта $a_{III} = 9,47 \cdot 10^{-3}$.

Для расчетов математического ожидания числа аварийных отключений тех же систем из параллельных ВЛ без учета нестационарности потока повреждений определяем средние значения интенсивности повреждений:

$$\lambda_{cp} = \lambda (1 - t' - t'') + \lambda' t' + \lambda'' t'' = \lambda t + \lambda' t' + \lambda'' t'', \quad (19)$$



где t , t' и t'' — относительные длительности обычной погоды, гроз и гололеда, принятые в предыдущих расчетах.

Для I варианта

$$\lambda_{\text{срI}} = 0,48 \left(1 - \frac{60}{8760} - \frac{10}{365} \right) + 15,3 \frac{60}{8760} + 19,5 \frac{10}{365} = 1,1.$$

Для II варианта

$$\lambda_{\text{срII}} = 0,48 \left(1 - \frac{20}{8760} \right) + 15,3 \frac{20}{8760} = 0,515.$$

Математическое ожидание числа аварийных отключений системы из двух параллельных ВЛ без учета нестационарности потока повреждений определится по формуле:

$$a = \lambda_1 t_1 \lambda_2 + \lambda_2 t_2 \lambda_1 + n_1 \tau_1 \lambda_2 + n_2 \tau_2 \lambda_1. \quad (20)$$

Для I варианта

$$a_I = (1,1 \cdot 1,4 \cdot 10^{-3} \cdot 1,1) 2 + [(17,5 \cdot 1,3 \cdot 10^{-3} + 7 \cdot 0,29 \cdot 10^{-3}) 1,1] 2 = 3,4 \cdot 10^{-3} + 54,6 \cdot 10^{-3} = 58,0 \cdot 10^{-3}.$$

Для II варианта

$$a_{II} = (0,515 \cdot 1,4 \cdot 10^{-3} \cdot 0,515) 2 + (17,5 \cdot 1,3 \cdot 10^{-3} \times 0,515) 2 = 0,744 \cdot 10^{-3} + 23,4 \cdot 10^{-3} = 24,14 \cdot 10^{-3}.$$

Для системы из трех параллельных линий (условия I варианта)

$$a_{III} = 0,62 \cdot 10^{-3}.$$

Таким образом, для ВЛ, проходящих в гололедных районах, пренебрежение нестационарностью потока повреждений приводит к занижению математического ожидания числа аварийных отключе-

ний параллельной системы из двух параллельных ВЛ в 2,83 раза, из трех параллельных ВЛ — в 15,3 раза; для ВЛ, проходящих в районах с отсутствием гололеда и невысокой интенсивностью гроз, — в 1,025 раза.

Для оценки точности рассмотренного метода были собраны данные за 10 лет эксплуатации конкретного участка сети 110 кВ, изображенного на рисунке. Расчетное значение математического ожидания числа аварийных отключений системы за 10 лет составляет 7,6; по данным эксплуатации — 8,0.

Выводы. 1. Приведенные расчетные формулы позволяют определить математическое ожидание числа аварийных отключений систем, состоящих из двух и более ВЛ с учетом нестационарности потока повреждений, вызываемой метеорологическими условиями.

2. В результате статистической обработки данных об аварийных и плановых отключениях ВЛ получена исходная информация, позволяющая производить числовые расчеты математического ожидания количества аварийных отключений.

3. Для систем из параллельных ВЛ, проходящих в гололедных районах или районах с высокой грозовой интенсивностью, пренебрежение нестационарностью потока повреждений приводит к серьезным ошибкам.

Литература

1. Гнеденко Б. В. и др., Математические методы в теории надежности, изд-во «Наука», 1965.
2. Power System Reliability, I — Measures of Reliability and Methods of Calculation, D. P. Gaver, F. E. Montmeat, A. D. Patton IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, № 7, 1964.

[22.12.1969]



Переходные режимы работы трансформаторов тока при смешанной нагрузке¹

В. В. ИЛЬНИЧНИН

Москва

Условия протекания переходного процесса в трансформаторах тока во многом зависят от характера их вторичной нагрузки. В статье делается попытка раскрыть особенности переходных режимов работы трансформаторов тока при смешанной (активно-индуктивной) нагрузке, выявить то качественно новое, что может внести индуктивный характер нагрузки, а также определить те условия, при которых применение упрощенных методов расчетов переходных процессов в трансформаторах тока с замкнутым магнитным сердечником ограничено.

Принятые допущения. В СССР разработана достаточно точная методика расчетов переходных процессов в трансформаторах тока [Л. 1 и 2], основанная на учете частных кривых намагничивания стали сердечников трансформатора тока. Однако на практике зачастую отказываются от ее применения не только ввиду значительных затрат труда, но и неоднозначности магнитных характеристик. Поэтому в последние годы уделялось много внимания как упрощению расчетов процессов в трансформаторах тока, так и упрощенному моделирова-

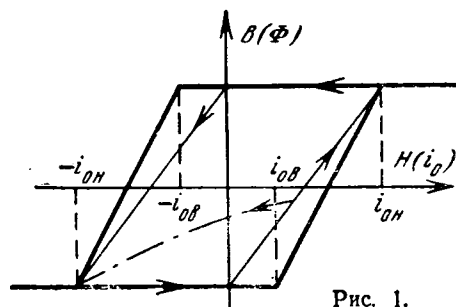


Рис. 1.

нию кривой намагничивания. Однако использование однозначных характеристик намагничивания и создание на их основе упрощенных методов расчетов [Л. 3—5] может встретить возражения при индуктивном характере нагрузки трансформатора тока. Для иллюстрации этого положения, а также для выявления основных особенностей процессов в трансформаторах тока при смешанной нагрузке в дальнейших расчетах принимается во внимание возможность намагничивания сердечника по частным кривым. При этом для упрощения выкладок предельная гистерезисная петля представляется идеализированной кусочно-линейной петлей гистерезиса, аппроксимированной четырьмя участками: двумя горизонтальными, ординаты которых равны индукции насыщения $\pm B_s$, и двумя наклонными, соответствующими восходящей и нисходящей ветвям гистерезисной петли. На рис. 1 отмечены характерные значения тока намагничивания при такой аппроксимации: $|i_{0H}|$ — абсолютное значение то-

ка намагничивания, при котором происходит насыщение сердечника; $|i_{0B}|$ — абсолютное значение тока намагничивания, при котором трансформатор тока выходит из режима насыщения.

Основные соотношения. Переходный процесс трансформатора тока (рис. 2) описывается уравнениями:

$$M' \frac{di'_1}{dt} = (M' + L_2) \frac{di_2}{dt} + r_2 i_2; \quad (1)$$

$$i'_1 - i_2 = i_0, \quad (2)$$

где $i'_1 = i_1 \frac{\omega_1}{\omega_2}$ — мгновенное значение первичного тока,

приведенного ко вторичным виткам; $M' = M \frac{\omega_2}{\omega_1}$ —

приведенный нелинейный коэффициент взаимной индукции, значение которого определяется по данным кривой намагничивания.

Первичный ток, приведенный ко вторичным виткам,

$$i'_1(t) = I'_{1m} [\sin(\omega_0 t + \varphi) - \sin \varphi e^{-t/\tau_1}], \quad (3)$$

где $I'_{1m} = I_{1m} \frac{\omega_1}{\omega_2}$ — амплитуда приведенного пер-

вичного тока в установившемся режиме; τ_1 — постоянная времени первичной цепи; ω_0 — угловая частота установившегося первичного тока; φ — фаза периодической составляющей первичного тока в момент $t=0$.

Начнем рассмотрение переходного процесса при нулевых значениях всех токов (рис. 3). Если известна кривая намагничивания, то из (1) и (2) с учетом (3) находятся выражения для токов $i_2(t)$ и $i_0(t)$ при работе трансформатора тока без насыщения. Анализ тока намагничивания $i_0(t)$, проведенный в исследованиях по переходным режимам трансформатора тока, например, в [Л. 5], показывает, что при определенных условиях он может достигать значения $|i_{0H}|$. Примем этот факт за исходный и поэтому не приводим выражение для тока $i_0(t)$ на интервале времени $t_{H1}=0-t_{K1}$, т. е. от начала переходного процесса до момента первого перехода работы трансформатора тока в режим насыщения. Учитывая достаточно широкий диапазон времени до наступления момента t_{K1} (определяемый в значительной степени остаточной индукцией в сердечнике) и не ограничивая общности, можно принять, что момент t_{K1} лежит в пределах первой полуволны первичного тока. На интервале времени $t_{H1}-t_{K1}$ вторичный ток $i_2(t)$ практически можно считать совпадающим с током $i'_1(t)$ (рис. 3,а) (при построениях на рис. 3,б величиной $i_0(t)$ в режиме трансформации пренебрегаем).

С момента t_{K1} начинается следующий этап ра-

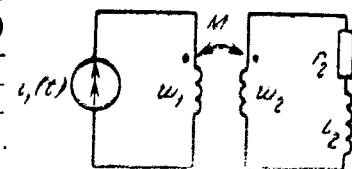


Рис. 2.

¹ В порядке обсуждения.

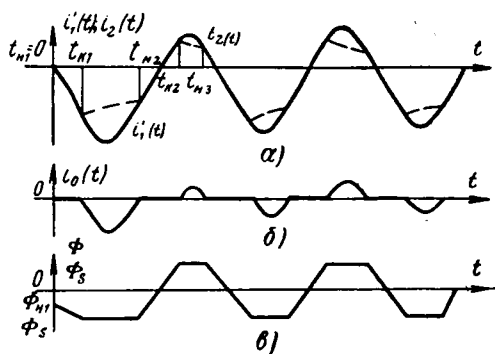


Рис. 3.

боты трансформатора тока длительностью $t_{K1}-t_{H2}$. При этом вторичный ток

$$i_2(t) = i_2(t_{K1}) e^{-t/\tau_2}, \quad (4)$$

где $\tau_2 = \frac{L_2}{r_2}$ — постоянная времени вторичной цепи.

Ток намагничивания на этом интервале равен разности между током $i'_1(t)$ и током $i_2(t)$, определяемым выражением (4) (рис. 3, б). Намагничивание сердечника происходит по горизонтальному отрезку сначала нисходящей, а затем восходящей ветвям предельной гистерезисной петли. В момент, когда ток намагничивания достигает значения i_{0B} , начинается следующий этап переходного процесса длительностью $t_{H2}-t_{K2}$. Для вычисления токов на этом интервале времени произведем замену переменной:

$$t = t_{H2} + t' \quad (t' \geq 0)$$

и найдем переходные значения вторичных токов от воздействия первичного тока (приведенного значения):

$$i'_1(t') = I'_{1m} [\sin(\omega_0 t' + \varphi_1) - \sin \varphi e^{-t_{H2}/\tau_1} e^{-t'/\tau_1}], \quad (5)$$

где

$$\varphi_1 = \varphi + \omega_0 t_{H2}.$$

Переходя к изображениям (по Лапласу) токов $i'_1(t') \doteq I'_1(p)$, $i_2(t') \doteq I_2(p)$ и $i_0(t') \doteq I_0(p)$ из (1) и (2) с учетом ненулевых значений вторичного тока и тока намагничивания в момент t_{H2} , запишем [Л. 1]

$$I_2(p) = \frac{pM'I_1(p) - E(t_{H2})}{p(L_2 + M') + r_2}, \quad (6)$$

$$I_0(p) = \frac{I'_1(p)(pL_2 + r_2) + E(t_{H2})}{p(L_2 + M') + r_2}, \quad (7)$$

где

$$E(t_{H2}) = M'i_{0B}(t_{H2}) - L_2 i_2(t_{H2}).$$

Из (6) и (7) видно, что протекание переходного процесса в трансформаторе тока на интервале времени $t_{H2}-t_{K2}$ зависит от значения и знака э. д. с. $E(t_{H2})$, вызванной ненулевыми начальными значениями токов $i_2(t_{H2})$ и $i_0(t_{H2})$. Для показанной на рис. 1 характеристики предельной петли гистерезиса слагаемые, входящие в выражение $E(t_{H2})$, суммируются арифметически. Качественный же анализ процессов на рассматриваемом интервале может быть проведен уже при наличии только э. д. с., вызван-

ной током $i_2(t_{H2})$ (характеристика предельной петли гистерезиса такова, что при аппроксимации ее $i_{0B}=0$, на рис. 1 показана тонкой линией). Анализ по такой характеристике отличается большей определенностью и упрощает выкладки. Поэтому при дальнейшем рассмотрении будем считать $i_{0B}=0$, что означает, что трансформатор тока выходит из режима насыщения в момент равенства токов $i'_1(t_{H2})$ и $i_2(t_{H2})$. Прежде чем продолжить рассмотрение процессов на интервале $t_{H2}-t_{K2}$, заметим, что если слагаемые, входящие в $E(t_{H2})$, суммируются алгебраически, то переходные режимы в трансформаторе тока, рассчитанные по упрощенным характеристикам или по основной кривой намагничивания, приближаются к реальным процессам.

Подставляя в (7) изображение первичного тока (5) [Л. 6]

$$I'_1(p) = I'_{1m} \left[\frac{p \sin \varphi_1 + \omega_0 \cos \varphi_1}{p^2 + \omega_0^2} - \frac{\sin \varphi e^{-t_{H2}/\tau_1}}{p + 1/\tau_1} \right] \quad (8)$$

и затем переходя к оригиналу, ток намагничивания на рассматриваемом интервале времени

$$i_0(t') = i_{0Y}(t') + i_{0H}(t') + i_{0a}(t') + i_{0d}(t'), \quad (9)$$

$$i_{0Y}(t') = I'_{1m} \sqrt{\frac{1 + \omega_0^2 \tau_2^2}{1 + \omega_0^2 \tau_1^2}} \sin(\omega_0 t' + \varphi_1 + \delta) - \quad (10)$$

периодическая слагающая установившегося режима, причем

$$\operatorname{tg} \delta = -\frac{(\tau_1 - \tau_2) \omega_0}{1 + \omega_0^2 \tau_1 \tau_2}; \quad \tau_2 = \frac{L_2 + M'}{r_2} = \frac{L}{r_2};$$

$$i_{0H}(t') = I'_{1m} \frac{\tau_2 - \tau_1}{\tau_2(1 + \omega_0^2 \tau_1^2)} (\omega_0 \tau_1 \cos \varphi_1 - \sin \varphi_1) e^{-t'/\tau_2} - \quad (11)$$

переходная слагающая от воздействия периодической составляющей первичного тока;

$$i_{0a}(t') = -I'_{1m} \sin \varphi e^{-t_{H2}/\tau_1} \frac{\tau_2}{\tau_1} \left(\frac{\tau_1}{\tau_2} \frac{\tau_2 - \tau_1}{\tau_2 - \tau_1} e^{-t'/\tau_2} - \right. \\ \left. - \frac{\tau_2}{\tau_1} \frac{\tau_1 - \tau_2}{\tau_2 - \tau_1} e^{-t'/\tau_1} \right) - \quad (12)$$

переходная слагающая от воздействия аperiodической составляющей первичного тока;

$$i_{0d}(t') = -\frac{\tau_2}{\tau_1} i_2(t_{H2}) e^{-t'/\tau_2} - \quad (13)$$

дополнительная слагающая, затухающая по экспоненциальному закону с постоянной времени τ_2 .

Обозначим $\omega_0 \tau_2 = k$ и оценим значения отдельных слагающих в токе $i_0(t')$. Рассмотрим случай $k > 1$, так как при этом проявляется качественно новый эффект — «эффект индуктивности» в процессах в трансформаторах тока по сравнению с процессами при чисто активной нагрузке. Для простоты оценки влияния отдельных слагающих на характер переходного процесса положим $k^2 \gg 1$. Так как, в свою очередь, $\tau_2 \gg \tau_1$, приближенно можно принять

$$i_{0Y}(t') = I_{0m} \sin(\omega_0 t' + \varphi_1 + \delta), \quad (14)$$

где

$$I_{om} \approx I'_{1m} \frac{\tau_2}{\tau_2}; \quad \operatorname{tg} \delta \approx -\frac{1}{\omega_0 \tau_2} = -\frac{1}{k}.$$

Значение переходной слагающей от воздействия периодической составляющей первичного тока $i_{on}(t')$ максимально в начальный момент переходного процесса и зависит от фазы периодической составляющей первичного тока в этот момент φ_1 . Заметное влияние на переходной процесс эта слагающая может оказать только при $|\cos \varphi_1| \neq 0$, так как по принятому предположению $\omega_0 \tau_2 \gg 1$. Поэтому с учетом ранее введенных обозначений

$$i_{on}(t') \approx \frac{I_{om}}{k} \cos \varphi_1 e^{-t'/\tau_2} \quad (15)$$

и, следовательно, максимальное значение слагающей $i_{on}(t')$ даже при $|\cos \varphi_1| = 1$ в k раз меньше амплитуды периодической слагающей $i_{oy}(t')$.

Максимального значения переходная слагающая от воздействия аperiodической составляющей первичного тока $i_{oa}(t')$ достигает при $t' > 0$. Этот момент, а также значение переходной слагающей могут быть определены из (12). Однако, если постоянная времени первичной сети мала, то влиянием этой слагающей на переходной процесс можно пренебречь, учитывая множитель e^{-t_{H2}/τ_1} . Если же постоянная времени первичной сети достаточно велика (превышает 0,1 сек), то в пределах полупериода тока промышленной частоты значение этой слагающей можно считать постоянным и равным ее значению в начальный момент времени

$$i_{oa}(0) = -I_{om} \sin \varphi e^{-t_{H2}/\tau_1}. \quad (16)$$

Такое заключение касается также слагающих $i_{on}(t')$, $i_{од}(t')$ и основано на том, что в пределах рассматриваемого промежутка времени значения множителей e^{-t'/τ_2} и e^{-t'/τ_1} ($\tau_2 \geq \tau_1$) незначительно отличаются от единицы.

Так как в момент t_{H2} $i_2(t_{H2}) = i'_1(t_{H2})$, то дополнительная слагающая

$$i_{од}(t') = -I_{om} (\sin \varphi_1 - \sin \varphi e^{-t_{H2}/\tau_1}) e^{-t'/\tau_2}. \quad (17)$$

Суммируя начальные значения составляющих $i_{on}(t')$ и $i_{од}(t')$, заметим, что действие переходной слагающей от воздействия аperiodической составляющей первичного тока полностью компенсируется вторым членом дополнительной слагающей. Следовательно, при относительно больших значениях τ_1 и τ_2 на небольшом интервале времени на характер переходного процесса оказывает влияние только первый член дополнительной слагающей, равный $I_{om} \sin \varphi_1$.

Таким образом, в предположении постоянства переходных и дополнительной слагающих (11)–(13) приближенное выражение для тока намагничивания представляется в виде:

$$i_0(t') \approx I_{om} \left[\sin(\omega_0 t' + \varphi_1 + \delta) + \frac{\cos \varphi_1}{k} - \sin \varphi_1 \right]. \quad (18)$$

Выражение (18) можно упростить для случая $k^2 \gg 1$. Действительно, согласно (14) для $k > 1$ угол δ не превосходит $-\frac{\pi}{4}$, а при более жестком условии ($k^2 \gg 1$)

стремится к нулю. Пренебрегая также влиянием переходной слагающей $i_{on}(t')$ на суммарный ток намагничивания,

$$i_0(t') \approx I_{om} [\sin(\omega_0 t' + \varphi_1) - \sin \varphi_1]. \quad (19)$$

В это выражение момент начала переходного процесса в режиме трансформации, т. е. угол φ_1 , входит как параметр. Теоретически диапазон изменений угла φ_1 не превышает π . Возможны два качественно различных режима работы трансформатора тока, которые могут быть проанализированы при $-\frac{\pi}{2} < \varphi_1 < \frac{\pi}{2}$.

Прежде чем перейти к рассмотрению этих режимов, заметим, что из (19) при $\omega_0 t' = \pi$ максимальное значение тока намагничивания, соответствующее углу $\varphi_1 = \left| \frac{\pi}{2} \right|$, равно двойному значению амплитуды периодической слагающей тока намагничивания $|2I_{om}|$.

Условия выбора трансформатора тока по 10% погрешности могут давать значения $|I_{om}| > |i_{on}|$. Поэтому ток намагничивания по (19) достигает значения $|i_{on}|$ при значительно более «легких» условиях работы трансформатора тока: меньших кратностях тока короткого замыкания и меньших нагрузках. Для большей убедительности будем считать, что

$$|I_{om}| \leq |i_{on}| < 2|I_{om}|.$$

В первом режиме ($0 < \varphi_1 < \frac{\pi}{2}$) значение тока намагничивания $i_0(t')$ положительно и увеличивается, но не превышая значения i_{on} , начинает убывать и за время $\omega_0 t' < \pi$ достигает снова значения $-i_{on}$. На рис. 4,а показаны составляющие тока намагничивания в соответствии с (19) для $\varphi_1 = \frac{\pi}{4}$ и суммарная кривая $i_0(t')$.

Намагничивание сердечника при возрастании тока $i_0(t')$ происходит по восходящей ветви предельной гистерезисной петли, а затем, достигнув точки поворота, при убывании $i_0(t')$ — по нисходящей частной кривой (на рис. 1 показана штрихпунктиром), которая согласно правилам Маделунга [Л. 2] проходит через точку поворота на восходящей предельной ветви и точку, общую для восходящей и нисходящей ветвей предельной гистерезисной петли, соответствующей току $-i_{on}$. Здесь мы не вносим коррективку в расчет тока намагничивания, так как предполагаем, что характер переходного процесса при расчете по частной кривой намагничивания не меняется качественно. В этом режиме происходит трансформация положительной полувоны первичного тока и насыщение может наступить только в следующую отрицательную полувоу (рис. 4,а).

Во втором режиме ($-\frac{\pi}{2} < \varphi_1 < 0$) ток намагничивания, возрастая в пределах полупериода тока промышленной частоты, может превзойти значение I_{om} .

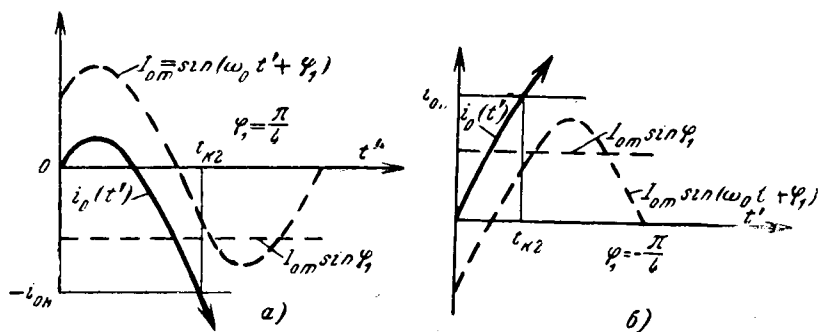


Рис. 4.

т. е. превысить и значение $i_{0н}$. При этом перемагничивание сердечника происходит только по восходящей ветви предельной гистерезисной петли вплоть до насыщения сердечника при трансформации положительной полуволны. На рис. 4, б показаны составляющие тока намагничивания в соответствии с (19) для $\varphi_1 = -\frac{\pi}{4}$, а также построена результирующая кривая $i_0(t')$. Точка пересечения прямой, параллельной оси времени, ордината которой равна $i_{0н}$, с результирующей кривой $i_0(t')$ определяет момент $t_{к2}$ перехода работы трансформатора тока в режим насыщения. Далее рассуждения могут быть повторены для интервалов времени $t_{к2} - t_{н3}$, $t_{н3} - t_{к3}$ и т. д. до тех пор, пока создаются условия для перемагничивания сердечника. Вообще говоря, при определенных соотношениях возможен установившийся режим глубокого насыщения сердечника, характеризующийся большими погрешностями в трансформации первичного тока, как показано на рис. 3. При этом важно обратить внимание на изменение потока в сердечнике, который даже при наличии апериодической слагающей в первичном токе разноточен, изменяясь от $+\Phi_s$ до $-\Phi_s$ (рис. 3, в).

Подобный режим может возникать даже в тех случаях, когда $|I_{0м}| < |i_{0н}|$ именно вследствие появления дополнительной слагающей в токе намагничивания. Для наглядности рассмотрим теоретический случай трансформации синусоидального тока при чисто индуктивной нагрузке, принимая в вышеприведенных формулах $r_2 = 0$, $\varphi = 0$. Пусть значение индукции насыщения B_s в $\sqrt{2}$ раз меньше максимальной индукции B_m ($B_{ост} = 0$). После насыщения сердечника в момент $t_{к1}$ (рис. 5) вторичный ток остается постоянным и равным $\frac{1}{\sqrt{2}} I'_{1м}$ до момента $t_{н2}$, что соответствует углу $\varphi_1 = \frac{3}{4}\pi$. Далее, если трансформатор тока имеет прямоугольную характеристику намагничивания [Л. 4], то трансформация первичного тока продолжается в течение интервала времени $\omega_0 t' = \frac{\pi}{2}$, пока индукция в сердечнике не становится равной $-B_s$. Этому соответствует вторичный ток $-\frac{1}{\sqrt{2}} I'_{1м}$, показанный на рис. 5 пунктирной линией. Если же характеристика трансформатора тока — идеализированная петля гис-

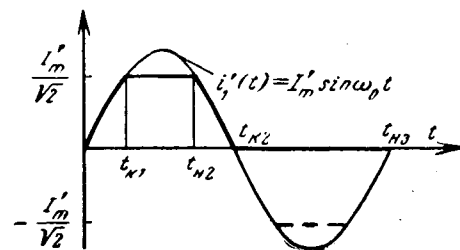


Рис. 5.

терезиса, то согласно (18), уже спустя $\omega_0 t' = \frac{\pi}{4}$, ток намагничивания достигает значения $|i_{0н}|$, т. е. отрицательная полуволна первичного тока вообще не трансформируется (на рис. 5 вторичный ток для этого случая показан жирной линией).

Выше были качественно рассмотрены режимы работы трансформатора тока при смешанной нагрузке с постоянной времени, превышающей значение $1/\omega_0$. В одном из режимов, даже при значительной апериодической слагающей (с большой постоянной времени) в первичном токе короткого замыкания, происходило перемагничивание сердечника. В другом случае перемагничивание не происходило. Такой режим сходен с режимами при смешанной и чисто активной нагрузке, рассмотренными во многих исследованиях по трансформаторам тока, например в [Л. 4]. Однако и в этом случае появление дополнительной слагающей в токе намагничивания существенно влияет на переходный процесс. От процесса, возникающего в точке $t_{н2}$, зависит не только токовая погрешность, форма кривой вторичного тока и т. д. на данном периоде, но и весь дальнейший характер процесса. Не исключено, что при переходном процессе рассмотренные режимы могут чередоваться. Все это создает трудности при упрощенном моделировании кривой намагничивания и может нарушить ту закономерность, которая относительно просто позволяет определить интересующие нас величины на определенном интервале времени, если нагрузка активная и расчет ведется по однозначной прямоугольной характеристике намагничивания.

Рассмотренные режимы работы трансформаторов тока должны учитываться при конструировании и проектировании как самих трансформаторов тока, так и устройств релейной защиты. В эксплуатации, чтобы избежать их, в качестве первой меры, может быть, следует увеличить активное сопротивление нагрузки трансформатора тока с целью уменьшения постоянной времени τ_2 .

На практике подобные режимы впервые были обнаружены на каскадных трансформаторах тока типа ТФНКД-500. Эти трансформаторы тока имеют большое индуктивное сопротивление в промежуточной ступени, что при малых нагрузках или нагрузках с малым $\cos \varphi_2$ создает условия для возникновения описанных режимов. На рис. 6 приведены осциллограмма первичного $i_1(t)$ (приведенного ко вторичным виткам) и вторичного $i_2(t)$ тока трансформатора тока ТФНКД-500. Из осциллограмм видно, что, несмотря на затухание переходного процесса в первичной цепи, вторичный ток значительно

меньше приведенного первичного тока. По существу, в трансформаторе тока установился режим глубокого насыщения, характеризующийся большими погрешностями при трансформации первичного тока, значения которых могут быть оценены при сравнении по осциллограмме мгновенных значений приведенного первичного тока $i'_1(t)$ и вторичного токов.

Отметим, что приведенная осциллограмма замалась при очень небольшой кратности первичного тока по отношению к номинальному значению ($I'_{1\text{н}}=1,41a$). При больших кратностях первичного тока относительные погрешности вторичных токов более значительны.

Выводы. 1. При смешанной (активно-индуктивной) нагрузке с постоянной времени, превышающей значение $1/\omega_0$, переходные режимы трансформатора тока могут качественно отличаться от переходных режимов при активной нагрузке:

даже при наличии в первичном токе апериодической составляющей возможны режимы с перемagnичиванием сердечника;

даже в тех случаях, когда $|I_{0m}| < |i_{0н}|$, возможны установившиеся режимы глубокого насыщения сердечника.

2. Рассмотренные режимы работы трансформаторов тока должны учитываться в проектной и эксплуатационной практике энергосистем и при конструировании трансформаторов тока.

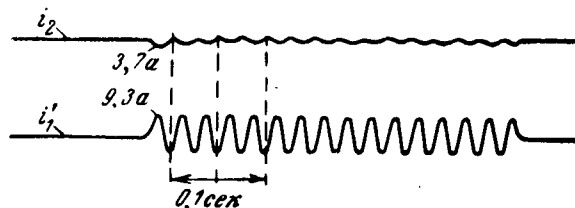


Рис. 6.

3. При смешанной нагрузке расчеты переходных процессов в трансформаторах тока требуют более тщательного выбора расчетной характеристики намагничивания, так как в противном случае результаты могут оказаться неверными.

Литература

1. Атабеков Г. И., Релейная защита высоковольтных сетей, Госэнергоиздат, 1949.
2. Сирота И. М., Переходные режимы работы трансформаторов тока, Изд. АН УССР, Киев, 1961.
3. Подгорный Э. В. и Хлебников С. Д., О выборе расчетной характеристики намагничивания трансформаторов тока в переходных режимах, «Электричество», 1966, № 9.
4. Дмитриев К. С. и др., Метод расчета токовой и угловой погрешностей трансформатора тока при глубоком насыщении сердечника, «Электричество», 1967, № 12.
5. Либерзон Э. М. и Королев Е. П., Инженерный метод расчета переходных процессов в трансформаторах тока, «Электричество», 1968, № 12.
6. Зевеке Г. В. и др., Основы теории цепей, изд-во «Энергия», 1965.

[6.1.1970]



Новые книги издательства «Энергия»

- Васильева Н. П., Петрухин Б. П. Проектирование логических элементов автоматики. 1970. 336 с. 1 р. 06 к.
- Вершин В. Е., Добролюбов Л. В. Статистический анализ электротехнических цепей. 1970. 72 с. (Б-ка по автоматике. Вып. 369). 23 к.
- Виноградов В. И. Исследование вентиляторов электрических машин. 1970. 92 с. 22 к.
- Жерве Г. К. Вопросы испытания крупных турбогенераторов. 1970. 184 с. 81 к.
- Лернер А. Я. Оптимальное управление. 1970. 360 с. 1 р. 14 к.
- Мошматов В. М. Автоматизация промышленных котельных. 1970. 208 с. 81 к.
- Марков С. И., Юсупов Р. М. Функциональные устройства простейших бесперисковых самонастраивающихся систем. 1970. 104 т. (Б-ка по автоматике. Вып. 398). 31 к.
- Морозовский В. Т. Многосвязные системы автоматического регулирования. 1970. 288 с. 93 к.
- Поспелов Д. А. Вероятностные автоматы. 1970. 88 с. (Б-ка по автоматике. Вып. 394). 28 к.
- Темников Ф. Е., Славинский В. Л., Математические развертывающие системы. 1970. 120 с. (Б-ка по автоматике. Вып. 397). 39 к.
- Тун А. Я. Наладка электрических машин электроприводов. Изд. 2-е, переработ. и доп. 1970. 192 с. 55 к.
- Фридкин П. А. Безредукторный дугостаторный электропривод. 1970. 140 с. 60 к.

Феррорезонансные перенапряжения при кратковременных неполнофазных режимах

Ч. М. ДЖУВАРЛЫ и Г. А. МИРОНОВ

Баку

В неполнофазных режимах работы ненагруженного силового трансформатора, когда его индуктивность вместе с емкостью подсоединенных к трансформатору фаз линии образуют контур с собственной частотой, близкой к частоте приложенной э. д. с., создаются условия для возникновения феррорезонанса.

Наиболее вероятны феррорезонансные повышения напряжения при длительных неполнофазных режимах: обрывах проводов, отказах выключателей и т. п. [Л. 1].

Как показывают результаты автоматических регистраций внутренних перенапряжений, а также эксперименты в сетях, возможны случаи развития феррорезонанса при кратковременных неполнофазных режимах — коммутациях, допускающих разброс фаз выключателей [Л. 2].

Перенапряжения в таких режимах могут быть рассчитаны численными методами с применением ЦВМ, качественное же представление о характере переходного процесса можно получить только с помощью аналитических методов.

В настоящей статье на основе методов теории нелинейных колебаний рассматривается развитие феррорезонансных перенапряжений при кратковременных неполнофазных режимах, оценивается время установления напряжения, рассматриваются способы защиты от таких перенапряжений.

В качестве примера рассматривается развитие феррорезонанса в радиальной линии с трехфазным трансформатором в конце при коммутациях выключателем в начале линии. Нейтраль трансформатора не заземлена. Такие схемы электропередачи встречаются, например, при питании подстанций от глубоких вводов [Л. 3].

Схема замещения для неполнофазного подключения трансформатора представлена на рис. 1, а, расчетная схема замещения для одно- и двухфазного включения — на рис. 1, б. При этом замкнутая в треугольник обмотка низкого напряжения

не учитывается, так как суммарная наведенная э. д. с. в ней равна нулю, и вследствие этого обмотка не участвует в образовании электромагнитной связи между фазами. В соответствии с расчетной схемой (рис. 1, б) можно составить следующую систему уравнений:

$$u = L \frac{di_1}{dt} + \frac{d\psi}{dt} + \frac{1}{C_2} \int i_6 dt;$$

$$u = L \frac{di_1}{dt} + r i_2 + R i_7;$$

$$u = L \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{C_1} \int i_5 dt;$$

$$u = L \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{C_\Phi} \int i_4 dt + \frac{1}{C_2} \int i_6 dt;$$

$$i_1 = i_2 + i_3 + i_4 + i_5;$$

$$i_2 + i_3 + i_4 = i_6 + i_7.$$

Решая эту систему относительно нелинейного потокоцепления трансформатора ψ и намагничивающего тока i_3 , получим:

$$\begin{aligned} \psi'' + i_3 \frac{1}{C} = -\psi' \frac{1}{C} \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{r} \right) - \\ - i_3' \frac{L}{CR} - i_3'' \frac{L(C_1 + C_2)}{C} - \\ - \psi''' \frac{L}{C} \left(\frac{C_1 + C_\Phi}{R} + \frac{C_1 + C_2}{r} \right) - \\ - \psi^{IV} \frac{L}{C} (C_1 C_\Phi + C_2 C_\Phi + C_1 C_2) + \frac{1}{CR} u + \frac{C_2}{C} u'. \end{aligned} \quad (1)$$

Здесь

$$u = U \sin(\omega t + \alpha); \quad C = \frac{L}{rR} + C_\Phi + C_2;$$

$$C_\Phi = \frac{2}{3} C',$$

где C' — емкость эквивалентной звезды междуфазных емкостей.

При однофазном подключении имеем:

$$C_1 = C_0; \quad C_2 = 2C_0; \quad L = L; \quad R = \frac{1}{2} R_p.$$

При двухфазном подключении

$$C_1 = 2C_0; \quad C_2 = C_0; \quad L = \frac{1}{2} L; \quad R = R_p,$$

где C_0 — емкость одной фазы ВЛ относительно земли; L — предвключенная индуктивность системы; R_p — сопротивление разрядника.

Переходя в (1) к относительным величинам

$$u = \frac{u}{U_0}, \quad \psi = \frac{\psi}{1,5\psi_0}, \quad i = \frac{i}{I_0},$$

где U_0 , ψ_0 , I_0 — номинальные значения напряжения, потокоцепления и тока холостого хода трансформатора, после замены i аппроксимирующей функцией вида

$$i = a_1 \psi + a_n \psi^n \quad (a_n \ll a_1)$$

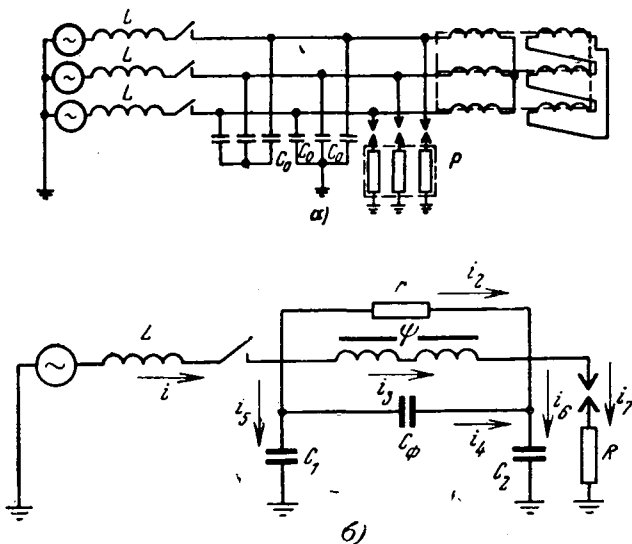


Рис. 1. Схема замещения (а) и расчетная схема (б) для неполнофазной коммутации выключателем в начале линии ненагруженного трехфазного трансформатора с изолированной нейтралью.

R — разрядник; r — сопротивление, эквивалентное нагрузке.

получим:

$$\begin{aligned} \psi'' + \beta_1^2 \psi = & -\frac{a_n}{a_1} \beta_1^2 \psi^n - \psi' \left(\frac{1}{CR} + \frac{1}{Cr} + \frac{L}{R} \beta_1^2 + \right. \\ & \left. + n \frac{a_n}{a_1} \frac{L}{R} \beta_1^2 \psi^{n-1} \right) - \\ & - \psi'' \frac{\beta_1^2}{\beta_2^2} \left(1 + n \frac{a_n}{a_1} \psi^{n-1} \right) - \psi''' \left(\frac{1}{\delta_1} + \frac{1}{\delta_2} \right) - \\ & - \psi^{IV} \frac{1}{\beta_3^2} - n!(n-1) \frac{a_n}{a_1} \frac{\beta_1^2}{\beta_2^2} \psi^{n-2} (\psi'')^2 + \\ & + \frac{1}{CR} u + \frac{C_2}{C} u'. \end{aligned} \quad (2)$$

Здесь

$$\begin{aligned} \beta_1^2 = & \frac{a_1 I_0}{C \Psi_0}; \quad \beta_2^2 = \frac{1}{L(C_1 + C_2)}; \\ \beta_3^2 = & \frac{C}{L(C_1 C_\Phi + C_2 C_\Phi + C_1 C_2)}; \\ \delta_1 = & \frac{R}{L} \frac{C}{C_1 + C_\Phi}; \quad \delta_2 = \frac{r}{L} \frac{C}{C_1 + C_2}. \end{aligned}$$

При малых значениях L , a_n , $\frac{1}{R}$ и $\frac{1}{r}$ коэффициенты перед членами в правой части уравнения будут величинами малыми. Пренебрегая в (2) малыми членами второго и более высокого порядка, получим:

$$\begin{aligned} \psi'' + \beta_1^2 \psi = & -\frac{a_n}{a_1} \beta_1^2 \psi^n - \psi' \left(\frac{1}{CR} + \frac{1}{Cr} + \frac{L}{R} \beta_1^2 \right) - \\ & - \psi'' \frac{\beta_1^2}{\beta_2^2} - \psi''' \left(\frac{1}{\delta_1} + \frac{1}{\delta_2} \right) - \\ & - \psi^{IV} \frac{1}{\beta_2^2} + \frac{1}{CR} u + \frac{C_2}{C} u'. \end{aligned} \quad (3)$$

Уравнение (3) является частным случаем квазилинейных уравнений вида

$$\frac{d^2 x}{dt^2} + \omega_0^2 x = \varepsilon f \left(x, \frac{dx}{dt}, \frac{d^2 x}{dt^2}, \dots, \frac{d^n x}{dt^n}, t \right),$$

к которому формально могут быть применены асимптотические методы [Л. 4].

Решение уравнения (3) в первом приближении может быть представлено в виде:

$$\psi = A \cos \beta_1 t = A \cos (\omega t + \varphi), \quad (4)$$

где амплитуда устанавливающегося процесса A и переменная фаза φ находятся из условий:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dA}{dt} &= \varepsilon F_1(A, \varphi); \\ \frac{d\varphi}{dt} &= \beta_1 - \omega + \varepsilon F_2(A, \varphi). \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Входящие в (5) функции F_1 и F_2 определяются выражениями:

$$\begin{aligned} F_1(A, \varphi) = & -\frac{1}{4\pi^2 \omega} \sum_{\sigma} e^{i\sigma\varphi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} f_0(A, \omega t, \beta_1 t) e^{-i\sigma\varphi} \times \\ & \times \sin \beta_1 t d(\beta_1 t) d(\omega t); \\ F_2(A, \varphi) = & -\frac{1}{4\pi^2 \omega A} \sum_{\sigma} e^{i\sigma\varphi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} f_0(A, \omega t, \beta_1 t) e^{-i\sigma\varphi} \times \\ & \times \cos \beta_1 t d(\beta_1 t) d(\omega t), \end{aligned}$$

где $\varphi = \beta_1 t - \omega t$; $f_0(A, \omega t, \beta_1 t)$ — правая часть уравнения (3) для нулевого приближения при $A = \text{const}$ и $\varphi = \text{const}$.

После определения F_1 и F_2 система (4) принимает вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dA}{d\tau} = & -\frac{1}{2\omega} \left(\frac{1}{CR} + \frac{1}{Cr} + \frac{L}{R} \beta_1^2 \right) A + \\ & + \frac{1}{2\omega} \left(\frac{1}{\delta_1} + \frac{1}{\delta_2} \right) A - \frac{1}{C} \frac{U}{\beta_1 + \omega} \times \\ & \times \sqrt{\omega^2 C_2^2 + \frac{1}{R^2}} \sin(\varphi + \lambda); \\ \frac{d\varphi}{dt} = & \frac{\beta_1}{\omega} - 1 + \left(\frac{1}{2} \right)^n \left(\frac{n-1}{2} \right) \frac{a_n}{a_1} \frac{\beta_1^2}{\omega^2} A^{n-1} + \\ & + \frac{1}{2} \left(\frac{\omega^2}{\beta_3^2} - \frac{\beta_1^2}{\beta_2^2} \right) - \frac{1}{C} \frac{U}{(\beta_1 + \omega) A} \times \\ & \times \sqrt{\omega^2 C_2^2 + \frac{1}{R^2}} \cos(\varphi + \lambda). \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Здесь

$$\begin{aligned} \tau = \omega t + \alpha, \quad \lambda = \arctg \frac{1}{\omega C_2 R}, \quad \left(\frac{n-1}{2} \right) = \\ = \frac{n(n-1) \dots \left(n - \frac{n-1}{2} + 1 \right)}{1 \cdot 2 \cdot 3 \dots \frac{n-1}{2}}. \end{aligned}$$

Дальнейшее упрощение решения может быть получено с помощью численного интегрирования (6) при заданных начальных условиях. Представление решения в форме, зависящей от двух параметров — A и φ , позволяет также построить решение (6) на плоскости A — φ подобно [Л. 5], что дает возможность проследить поведение всей совокупности переходных решений при различных начальных условиях.

Исключая из (6) время τ , получим:

$$\frac{dA}{d\varphi} = \frac{\Phi_1(A, \varphi)}{\Phi_2(A, \varphi)}.$$

С помощью последнего выражения можно построить семейство интегральных кривых, которое представлено на рис. 2, для значений параметров, соответствующих однофазному подключению трансформатора ТДГ-20000/110 к линии длиной $l = 70$ км при $\beta_1 = 104$; $r = 10^4$ ом; $U = 1,0$; $\frac{\beta_1}{\omega} = 0,318$; $L = 0,4$ гн; $n = 7$; $C_0 = 0,5 \cdot 10^{-6}$ ф; $a_n/a_1 = 0,1$; $C_\Phi = 0,33 \cdot 10^{-6}$ ф, а также для случая, когда разрядник отсутствует ($R = \infty$).

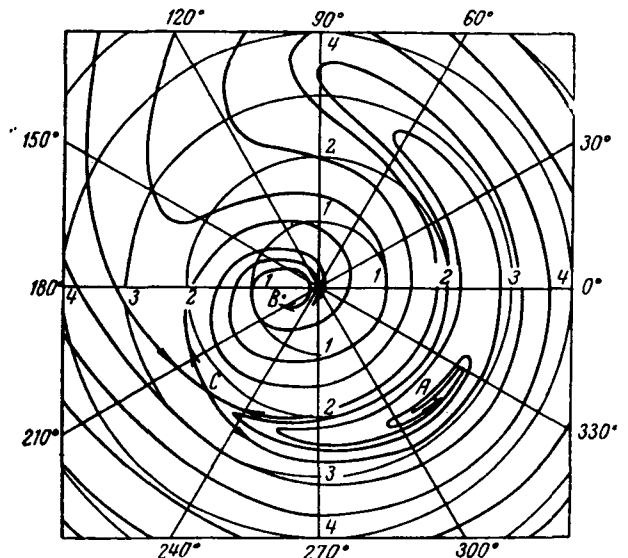


Рис. 2. Интегральные кривые, характеризующие протекание переходного процесса в соответствии с решением (6).

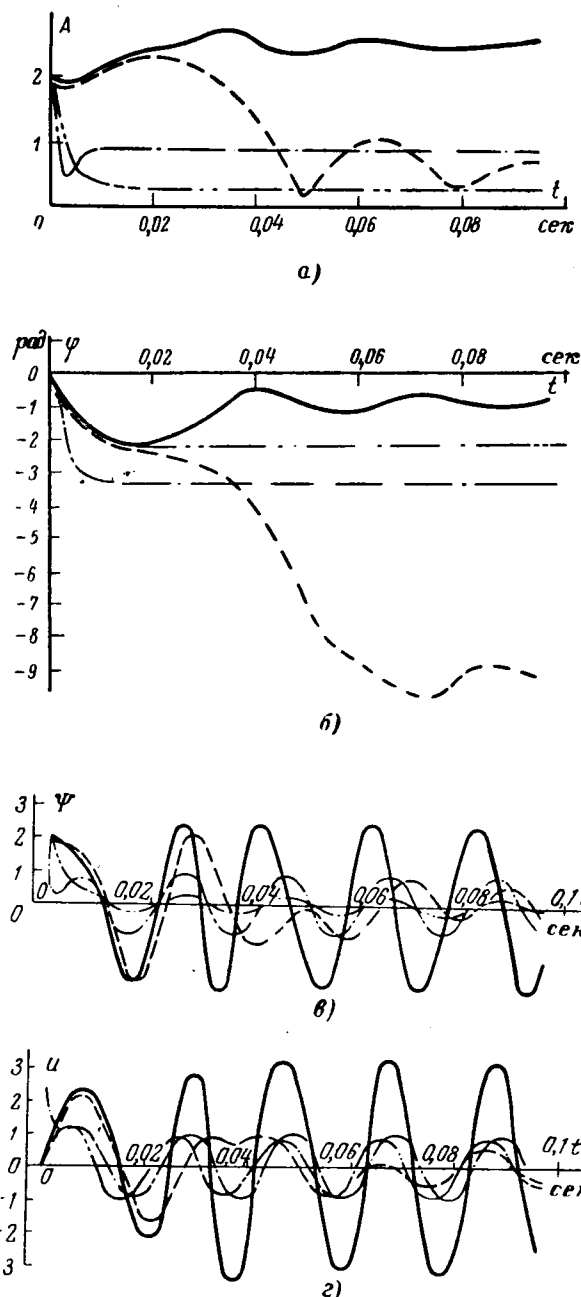


Рис. 3. Изменение амплитуды A (а), фазы φ (б), потоко-
сцепления ψ (в) и напряжения на отключенной фазе U_{C_2} (г)

в переходном режиме.

— для начальных условий $A_0=2,0$; $\varphi_0=0$ и параметров $R=\infty$ и $r=10^4$ ом; — — — для начальных условий $A_0=1,9$; $\varphi_0=0$ и тех же параметров R и r ; - · - · - для начальных условий $A_0=2,0$; $\varphi_0=0$ и параметров $R=250$ ом и $r=10^4$ ом; · · · · · для тех же начальных условий и параметров $R=\infty$ и $r=10^3$ ом.

Расчеты для построения этих кривых выполнены на ЦВМ. На этом рисунке A , B , C — особые точки решения уравнения (3), которым соответствуют: устойчивый резонансный режим (A), устойчивый нерезонансный режим (B) и неустойчивый режим (C).

Кривые, проходящие через C , делят всю плоскость на области, в которых интегральные кривые сходятся к точкам резонансного или нерезонансного устойчивых состояний. Установление того или иного режима зависит от начального положения точки на плоскости, которое определяется из начальных условий:

$$\psi_0 = \psi(0); \quad \psi'_0 = \psi'(0).$$

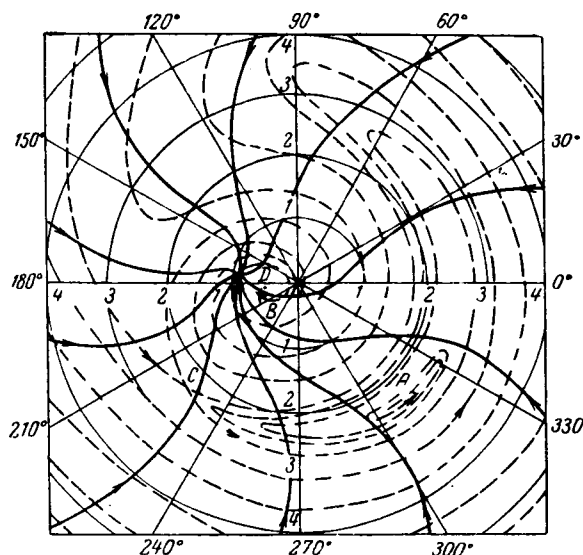


Рис. 4. Интегральные кривые, характеризующие протекание переходного процесса в соответствии с решением (6).

— — — для $R=250$ ом; — — — — для $R=\infty$.

Время достижения больших амплитуд может быть определено с помощью интеграла, взятого вдоль интегральной кривой, характеризующей развитие процесса:

$$t = \frac{\tau}{\omega} = \frac{1}{\omega} \int_{A_0}^{A_{\max}} \frac{dA}{\Phi_1[A, \varphi(A)]}. \quad (7)$$

Если время запаздывания момента включения или отключения фаз выключателя больше t , то развивающиеся феррорезонансные колебания могут привести к значительным перенапряжениям.

На рис. 3, а—г для рассматриваемого примера показано изменение амплитуды A и фазы φ , а также потоко-сцепления и напряжения на отключенной фазе U_{C_2} в зависимости от времени в переходном режиме. Кривые получены в результате численного интегрирования при начальных значениях $A_0=2,0$ и $1,9$ и $\varphi_0=0$.

Из этих рисунков следует, что время развития переходного процесса до достижения максимального напряжения на отключенной фазе соизмеримо с допустимым временем разброса фаз выключателя (0,01—0,06 сек).

Если время разброса фаз выключателя достаточно велико, то напряжение на неподключенной фазе может достигнуть величины, достаточной для срабатывания разрядника. При этом емкость неподключенной фазы воздушной линии электропередачи ВЛ C_2 шунтируется сопротивлением разрядника.

Влияние шунтирующего сопротивления на протекание процесса может быть выяснено с помощью полученной ранее системы (6). На рис. 4 представлено решение (6) при $R=250$ ом, соответствующем сопротивлению разрядника при токе $\leq 0,3$ ка.

При этом сопротивление взято для верхнего диапазона изменения рабочего сопротивления разрядника, что справедливо вследствие сравнительно небольших токов через разрядник при внутренних перенапряжениях.

Нелинейность сопротивления разрядника не учитывается ввиду усложнения решения (3). Дискретный же учет различных значений в (6) не изменит характера протекания переходного процесса, так как с уменьшением сопротивления процесс будет быстрее (по более крутым спиральям) стремиться в область малых амплитуд.

Заметим, что к такой же величине напряжений на отключенной фазе приводит решение системы (6) при $R=\infty$ и $r=10^3$ ом, что соответствует 90%-ной нагрузке трансформатора мощностью 20 000 кВА.

С помощью представленных на плоскости построений (рис. 4) можно проследить развитие феррорезонансных пере-

напряжений при коммутациях, сопровождающихся разбросом фаз выключателя.

При коммутациях ВЛ процесс начинает развиваться по одной из интегральных кривых (пунктирные линии) и при определенных условиях может достичь амплитуды, соответствующей резонансным колебаниям (точка А). Если в этой точке напряжение достаточно для срабатывания разрядника, то подключается разрядник, и процесс переходит на одну из интегральных кривых (сплошные линии). Переходный процесс, сопровождающий переход с одного семейства интегральных кривых на другое, не рассматривается. При этом, если время подключения разрядника достаточно велико, то устанавливается процесс с малой амплитудой (точка D), т. е. протекающий процесс успевает выйти из области притяжения к резонансному состоянию, что приводит к срыву феррорезонансных колебаний.

При подключении разрядника через него протекает высокочастотная составляющая тока, обусловленная разрядом емкостей ВЛ на малую индуктивность системы L. Конструкция современных разрядников обеспечивает гашение разрядника при первых прохождении сопровождающего тока через нуль, вследствие чего возможно отключение разрядника до того момента, как процесс выйдет из «резонансной» области. В этом случае после отключения разрядника процесс может возвратиться в область больших амплитуд, что в дальнейшем приведет к новому срабатыванию разрядника и т. д. Последний случай является тяжелым для работы разрядника, так как многократные срабатывания могут привести к его разрушению. Более надежной может быть защита с помощью посто-

янно подключенных активных сопротивлений или нагрузки са-мого трансформатора.

Вывод. Время допустимого разброса фаз выключателя может оказаться достаточным для развития феррорезонансных перенапряжений. Защита трансформатора от таких перенапряжений может быть обеспечена с помощью постоянно включенного в нейтраль трансформатора активного сопротивления выбор которого может быть осуществлен на основе приведенной выше методики. Используя эту методику, можно установить также степень безопасной загрузки трансформатора.

Литература

1. Гаврилов В. И. и др., Перенапряжения при неполнофазном режиме ненагруженных трансформаторов с изолированной нейтралью, «Электрические станции», 1968, № 4.
2. Лихачев Ф. А., Применение плавких предохранителей в высоковольтных сетях, «Электрические станции», 1966, № 2.
3. Лихачев Ф. А., Требования к уровням изоляции нейтралей трансформаторов 110—220 кВ, «Электрические станции», 1965, № 7.
4. Боголюбов Н. Н. и Митропольский Ю. А., Асимптотические методы в теории нелинейных колебаний, Физматгиз, 1963.
5. Хаяси Т., Вынужденные колебания в нелинейных системах, Изд-во иностр. лит., 1957.

[24.3.1970]



УДК 621.316.925.451

Реле сопротивления с составными характеристиками

Канд. техн. наук Е. П. ФИГУРНОВ

Ростов

Обычные характеристики реле сопротивления имеют вид окружностей и прямых линий. Составная характеристика, образованная комбинацией обычных, может быть получена с помощью схем сравнения СС (рис. 1,а), воздействующих на выходной орган ВО через логическую ячейку ЛЯ конъюнкции (И) или дизъюнкции (ИЛИ). При этом схемы сравнения СС могут сравнивать как абсолютные значения входных сигналов (дифференциально-выпрямительная система), так и их фазы (фазосравнивающие системы). Другой способ получения составных характеристик приведен на рис. 1,б. К логическим ячейкам ЛЯ₁ и ЛЯ₂ подводится множество сигналов. Через каждую из этих ячеек проходит только по одному сигналу, которые далее сравниваются схемой сравнения СС. Этот способ пригоден лишь для сравнения входных сигналов по абсолютному значению.

Рассмотрим более подробно оба способа.

Вне зависимости от систем реле способ формирования сигналов для схем сравнения является одним и тем же [Л. 1]. С помощью согласующих трансформаторов, имеющих в общем случае несколько вторичных обмоток, формируются промежуточные величины, которые делятся на две группы. Первая группа:

$$U_{\tau 1i} = f_{\tau}(I_p, \varphi_p, K_{\tau 1i}, \tau_1), U_{\pi 1i} = f_{\pi}(U_p, K_{\pi 1i}, \gamma_1);$$

вторая группа:

$$U_{\tau 2j} = f_{\tau}(I_p, \varphi_p, K_{\tau 2j}, \tau_2), U_{\pi 2j} = f_{\pi}(U_p, K_{\pi 2j}, \gamma_2),$$

где $K_{\tau 1i}$, $K_{\tau 2j}$ — коэффициенты передачи для согласующих трансформаторов в цепи сигнала I_p соответственно для вторичной i -й обмотки в первой группе и j -й — во второй; $K_{\pi 1i}$, $K_{\pi 2j}$ — коэффициенты передачи для согласующих трансформаторов в цепи сигнала U_p ; τ , γ — фазовые характеристики коэффициентов передачи; φ_p — фазовый угол между сигналами U_p и I_p . Величины с индексом «т» сформированы из входного сигнала I_p , а с индексом «п» — из входного сигнала U_p .

Поскольку полярность вторичных обмоток согласующих трансформаторов возможно переключать, то коэффициенты передачи могут быть как положительными, так и отрицательными:

$$K_{\tau 1i} = \pm k_{\tau 1i}, K_{\tau 2j} = \pm k_{\tau 2j}, \\ K_{\pi 1i} = \pm k_{\pi 1i}, K_{\pi 2j} = \pm k_{\pi 2j}.$$

Из каждой пары промежуточных величин первой и второй группы формируется по одному сигналу, действующему соответственно на срабатывание и торможение:

$$\dot{U}_{1i} = \dot{U}_{\tau 1i} \pm \dot{U}_{\pi 1i}, \dot{U}_{2j} = \dot{U}_{\tau 2j} \pm \dot{U}_{\pi 2j}.$$

Из анализа векторной диаграммы схемы формирования сигналов [Л. 1]:

$$\left. \begin{aligned} U_{1i}^2 &= (K_{\pi 1i} U_p)^2 + 2K_{\pi 1i} K_{\tau 1i} U_p I_p \cos(\varphi_p - \alpha) + \\ &\quad + (K_{\tau 1i} I_p)^2; \\ U_{2j}^2 &= (K_{\pi 2j} U_p)^2 + 2K_{\pi 2j} K_{\tau 2j} U_p I_p \cos(\varphi_p - \alpha) + \\ &\quad + (K_{\tau 2j} I_p)^2; \\ \lambda = (\dot{U}_{1i}, \dot{U}_{2j}) &= \arccos \left\{ \frac{K_{\pi 1i} K_{\pi 2j}}{U_{1i} U_{2j}} \left[U_p^2 + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \left(\frac{K_{\tau 1i}}{K_{\pi 1i}} + \frac{K_{\tau 2j}}{K_{\pi 2j}} \right) U_p I_p \cos(\varphi_p - \alpha) + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{K_{\tau 1i} K_{\tau 2j}}{K_{\pi 1i} K_{\pi 2j}} I_p^2 \right] \right\}. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

В этих выражениях величина α зависит от фазовых характеристик коэффициента передачи и определяет угол максимальной чувствительности реле. В зависимости от значения и знака коэффициентов передачи могут быть получены различные простые характеристики¹ при двух подведенных к схеме сравнения сигналах $\dot{U}_1$ и $\dot{U}_2$.

¹ См. диссертацию автора, РИИЖТ, 1968.

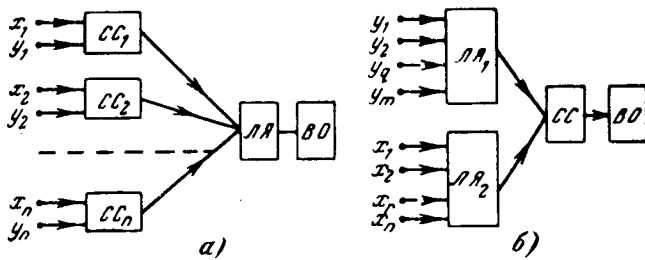


Рис. 1.

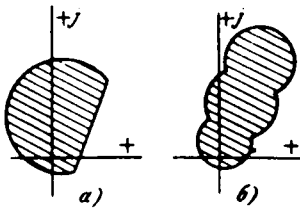


Рис. 2.

Пусть к схеме, приведенной на рис. 1, а, подводится множество сигналов x и y , для которых справедливы выражения (1). К каждой из схем сравнения CC_q , в свою очередь, подводится пара сигналов x_q и y_q , образующих единичную характеристику A_q . Входной сигнал существует ($A_q=1$) при таком соотношении (значений или фаз) между этими сигналами, при котором происходит переключение схемы сравнения CC_q . Запишем уравнения характеристики срабатывания схемы рис. 1, а для логической ячейки

$$И-F = A_1 A_2 \dots A_q \dots A_n = \sum_{q=1}^n A_q;$$

$$ИЛИ-F = A_1 + A_2 + \dots + A_q + \dots + A_n = \sum_{q=1}^n A_q.$$

Так, например, с помощью логической ячейки $И$ может быть получена характеристика, изображенная на рис. 2, а, а с помощью ячейки $ИЛИ$ — характеристика, приведенная на рис. 2, б. Недостатком этого способа является сложность, обусловленная необходимостью иметь несколько схем сравнения, его преимуществом — отсутствие ограничений на принцип действия схем сравнения.

Для схем сравнения абсолютных значений входных сигналов более простые схемные решения могут быть получены при втором способе, различные частные случаи которого описаны в [Л. 2—4].

Пусть к схеме сравнения, приведенной на рис. 1, б, поступают две группы сигналов, в одной из которых содержится множество сигналов x , а в другой множество сигналов y . Обе группы сигналов, в общем случае, могут использоваться как с действием на срабатывание, так и на торможение. Каждая пара сигналов x_r и y_q образует единичную характеристику A_{qr} , свойства которой определяются выражениями (1). В зависимости от соотношения между абсолютными значениями сигналов x_r и y_q выходной сигнал может существовать ($A_{qr}=1$) и не существовать ($A_{qr}=0$). Если сигналы x действуют на срабатывание, а сигналы y на торможение, то $A_{qr}=1$ при $x_r > y_q$ и $A_{qr}=0$ при $x_r < y_q$. Если же сигналы x действуют на торможение, а сигналы y на срабатывание, то $A_{qr}=1$ при $x_r < y_q$ и $A_{qr}=0$ при $x_r > y_q$.

На схему сравнения $СС$, как следует из рис. 1, б, из множества сигналов x и y поступают только два сигнала, прошедшие селекцию соответственно в ячейках $ЛЯ_1$ и $ЛЯ_2$. Комбинаторный анализ позволяет получить логические уравнения характеристик срабатывания для этой схемы. Уравнения характеристик приведены в таблице приложения.

Как пример отметим, что с помощью двух логических ячеек $ИЛИ$ можно получить характеристику, изображенную на рис. 2, а, а с помощью ячеек $И$ и $ИЛИ$ — характеристику, приведенную на рис. 2, б.

Общей методики синтеза оптимальных схем с составными характеристиками не существует и для построения заданной характеристики практически приходится анализировать не-

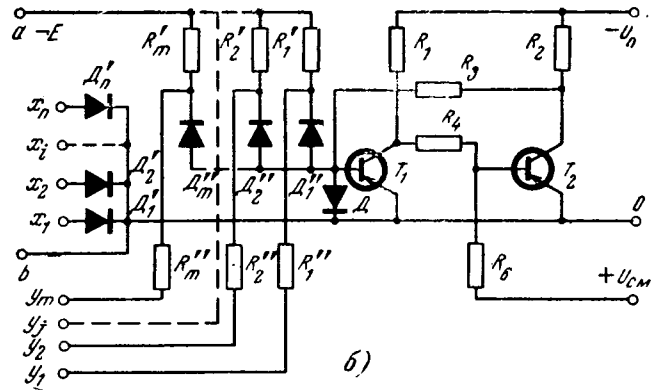
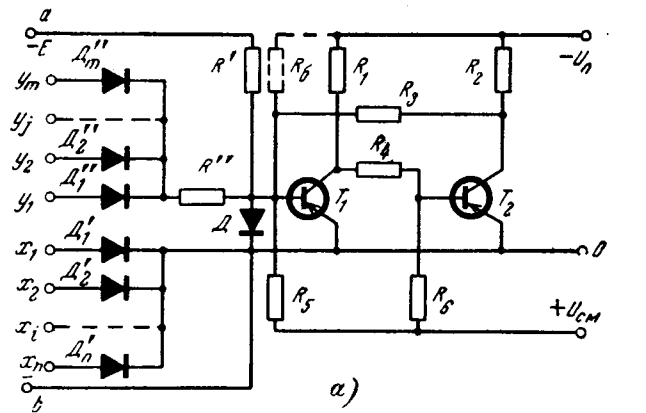


Рис. 3.

сколько вариантов. Пример анализа одного из вариантов приведен в приложении.

На рис. 3, а и б приведены принципиальные схемы, реализующие способ, изображенный на рис. 1, б, с двумя логическими ячейками $ИЛИ$, образуемыми диодными группами $D'_1 \dots D'_n$ и $D''_1 \dots D''_m$, и с ячейками $ИЛИ$ (диодная группа $D'_1 \dots D'_n$) и $И$ (диодная группа $D''_1 \dots D''_m$) соответственно. В обеих схемах отрицательные полюсы сигналов x присоединены к точке а, а отрицательные полюсы сигналов y — к точке б. Схема сравнения выполнена в виде двухкаскадного транзисторного усилителя постоянного тока с положительной обратной связью через резистор R_3 . В качестве органа сравнения может использоваться и магнитоэлектрическое реле или магнитный усилитель, управляющие обмотки которых в схемах, приведенных на рис. 3, а и б, включаются вместо цепи эмиттер — база транзистора T_1 .

Приложение. По формальным законам булевой алгебры знак равенства в выражении вида $\sum_{p=1}^a \prod_{k=1}^b A_{pk} = \prod_{k=1}^b \sum_{p=1}^a A_{pk}$

ставить нельзя. Однако в данном случае следует учесть, что не все комбинации единичных характеристик для схем $ИЛИ$ — $ИЛИ$ и $И$ — $И$ могут существовать. Так, например, при четырех входных сигналах x_1 , x_2 , y_1 и y_2 не может существовать следующая комбинация

$$A_{11} = 1 [x_1 > y_1]; A_{21} = 0 [x_2 < y_1];$$

$$A_{12} = 0 [x_1 < y_2]; A_{22} = 1 [x_2 > y_2].$$

Этот вывод следует из того, что вытекающее из приведенной комбинации одновременное выполнение неравенств $y_2 > x_1 > y_1$ и $y_2 < x_2 < y_1$ невозможно. Если же принимать во внимание только такие комбинации единичных характеристик для схем $ИЛИ$ — $ИЛИ$ и $И$ — $И$, которые могут существовать, то знак равенства в рассматриваемом выражении оказывается справедливым (установлено В. Л. Фабрикантом).

Логический элемент		Уравнение характеристики	
ЛЯ ₁	ЛЯ ₂	$A_{r,q}=1 [x_r > y_q]$	$A_{r,q}=1 [x_r < y_q]$
ИЛИ	ИЛИ	$F = \sum_{r=1}^n \prod_{q=1}^m A_{r,q} = \prod_{q=1}^m \sum_{r=1}^n A_{r,q}$	$F = \sum_{q=1}^m \prod_{r=1}^n A_{r,q} = \prod_{r=1}^n \sum_{q=1}^m A_{r,q}$
ИЛИ	И	$F = \prod_{r=1}^n \prod_{q=1}^m A_{r,q}$	$F = \sum_{q=1}^m \sum_{r=1}^n A_{r,q}$
И	ИЛИ	$F = \sum_{q=1}^m \sum_{r=1}^n A_{r,q}$	$F = \prod_{r=1}^n \prod_{q=1}^m A_{r,q}$
И	И	$F = \sum_{q=1}^m \prod_{r=1}^n A_{r,q} = \prod_{r=1}^n \sum_{q=1}^m A_{r,q}$	$F = \sum_{r=1}^n \prod_{q=1}^m A_{r,q} = \prod_{q=1}^m \sum_{r=1}^n A_{r,q}$

Пример. Рассмотрим характеристики для схемы, приведенной на рис. 3,а при условии, что сигналы y действуют на срабатывание, а сигналы x — на торможение. К схеме подведены две пары следующих сигналов:

$$\left. \begin{aligned} y_1 &= U_{11} = |\dot{U}_{\tau 11} + \dot{U}_{\pi 11}|; & y_2 &= U_{12} = |\dot{U}_{\tau 12} - \dot{U}_{\pi 12}|; \\ x_1 &= U_{21} = |\dot{U}_{\pi 21}|; & x_2 &= U_{22} = |\dot{U}_{\pi 22}|; \\ U_{\pi 11} &< U_{\pi 12} < U_{\pi 22}; & U_{\pi 12} &= U_{\pi 21}, & \alpha_2 &= \alpha_1 - \frac{\pi}{2} - \beta. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Первая цифра индекса при напряжении, равная 1, обозначает, что данный сигнал действует на срабатывание, а равная 2, означает, что этот сигнал действует на торможение. Вторая цифра индекса относится к порядковому номеру вторичной обмотки.

В тригонометрической форме записи сигналы, подведенные к схеме, имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} U_{11}^2 &= (k_{\pi 11} U_p)^2 + 2k_{\pi 11} k_{\tau 11} U_p I_p \cos(\varphi_p - \alpha) + (k_{\tau 11} I_p)^2; \\ U_{12}^2 &= (-k_{\pi 12} U_p)^2 - 2k_{\pi 12} k_{\tau 12} U_p I_p \cos(\varphi_p - \alpha) + (k_{\tau 12} I_p)^2; \\ U_{21} &= k_{\pi 21} U_p, & U_{22} &= k_{\pi 22} U_p. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Полный набор единичных характеристик, образуемых комбинацией из четырех сигналов по два, имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} A_{11} &= 1 [y_1 > x_1]; & A_{12} &= 1 [y_1 > x_2]; \\ A_{21} &= 1 [y_2 > x_1]; & A_{22} &= 1 [y_2 > x_2]. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

На основании (1) — (4) для характеристики A_{11} :

$$\begin{aligned} K_{\tau 11} &= +k_{\tau 11}; & K_{\pi 21} &= 0; & K_{\pi 11} &= +k_{\pi 11}; \\ K_{\pi 21} &= +k_{\pi 21}; & k_{\pi 11} &< k_{\pi 21}. \end{aligned}$$

По этим данным находим, что характеристика A_{11} имеет вид окружности, охватывающей начало координат, с параметрами:

$$\begin{aligned} Z'_{11} &= \frac{k_{\tau 11}}{k_{\pi 21} - k_{\pi 11}}; \\ Z''_{11} &= -\frac{k_{\tau 11}}{k_{\pi 21} + k_{\pi 11}}. \end{aligned}$$

Для характеристики A_{21} таким же образом находим:

$$\begin{aligned} K_{\tau 12} &= +k_{\tau 12}; & K_{\tau 21} &= 0; & K_{\pi 12} &= -k_{\pi 12}; \\ K_{\pi 21} &= +k_{\pi 21}; & k_{\pi 12} &= k_{\pi 21}. \end{aligned}$$

По этим данным находим, что характеристика A_{21} имеет вид прямой линии с параметрами:

$$Z'_{21} = \frac{k_{\tau 12}}{k_{\pi 12} + k_{\pi 21}}; & Z''_{21} = \infty.$$

Поскольку по условию $\alpha_2 = \alpha_1 - \frac{\pi}{2} - \beta$, то вектор Z'_{21} , уравнение

которого приведено выше, повернут на угол $\pi/2 + \beta$ против часовой стрелки, т. е. смещен в четвертый квадрант комплексной плоскости.

Для характеристики A_{12}

$$\begin{aligned} K_{\tau 11} &= +k_{\tau 11}, & K_{\tau 22} &= 0; & K_{\pi 11} &= +k_{\pi 11}; \\ K_{\pi 22} &= +k_{\pi 22}; & k_{\pi 11} &< k_{\pi 22} \end{aligned}$$

и она имеет вид такой же окружности, что и A_{11} , но с параметрами:

$$Z'_{12} = \frac{k_{\tau 11}}{k_{\pi 22} - k_{\pi 11}}; & Z''_{12} = -\frac{k_{\tau 11}}{k_{\pi 22} + k_{\pi 11}}.$$

Для характеристики A_{22}

$$\begin{aligned} K_{\tau 12} &= +k_{\tau 12}; & K_{\tau 22} &= 0; & K_{\pi 12} &= -k_{\pi 12}; \\ K_{\pi 22} &= +k_{\pi 22}; & k_{\pi 12} &< k_{\pi 22}. \end{aligned}$$

Она также имеет вид окружности, но не охватывающей начало координат, с параметрами:

$$Z'_{22} = \frac{k_{\tau 12}}{k_{\pi 22} + k_{\pi 12}}; & Z''_{22} = \frac{k_{\tau 12}}{k_{\pi 22} - k_{\pi 12}}.$$

Поскольку $\alpha_2 = \alpha_1 - \pi/2 - \beta$, то эта окружность графически находится в четвертом квадранте.

Уравнение срабатывания находим по таблице:

$$F = \sum_{q=1}^m \prod_{r=1}^n A_{r,q} = A_{11}A_{21} + A_{12}A_{22}.$$

Совпадение единичных характеристик $A_{11}A_{21}$ образует составную характеристику, приведенную на рис. 2,а. Совпадение единичных характеристик $A_{12}A_{22}$ соответствует комбинационной характеристике, изображенной на рис. 4. Таким образом, срабатывание реле произойдет в тех случаях, когда вектор сопротивления, измеряемого реле, попадет внутрь фигуры, изображенной на рис. 2,а или внутрь окружности, охватывающей начало координат, изображенной на рис. 5. Если выбрать параметры этой последней окружности так, чтобы она целиком попала внутрь фигуры, изображенной на рис. 2,а, то эта фигура явится результирующей характеристикой рассматриваемого устройства.

Если принять $x_1 = x_2$, т. е. в качестве тормозного иметь не два сигнала, а только один, то $A_{11} = A_{12}$ и $A_{21} = A_{22}$. Тогда характеристика срабатывания

$$F = A_{11}A_{21},$$

что также соответствует фигуре, изображенной на рис. 2,а. Таким образом, в данном случае для получения характеристики, приведенной на рис. 2,а, возможно использовать не четыре, а только три сигнала, что ведет к упрощению схемы.

Литература

1. Фигурнов Е. П., К основам теории входных устройств полупроводниковых реле с двумя входными сигналами, «Электричество», 1966, № 9.
2. Врублевский Ю., Способ получения многофазных неперекрывающихся реле, Патент Польской Народной Республики, № 45593, класс 21e, 68/60.
3. Долидзе Г. Ф. и Задгенидзе Т. Г., Реле сопротивления с комбинационной характеристикой, «Электричество», 1966, № 7.
4. Фабрикант В. Л., Основы теории построения измерительных органов релейной защиты, изд-во «Высшая школа», 1968.

[17.2.1970]

Бесконтактный индуктивный датчик малых перемещений

Инж. В. И. СОКОЛОВ и канд. техн. наук В. Л. ГОРБЕНКО

Харьков

Для измерения малых перемещений применяются различные конструкции датчиков контактного и бесконтактного типов.

Контактные методы вносят значительные погрешности в измерения. Электрические бесконтактные методы, в которых используются индуктивные датчики, лишены этих недостатков.

Поскольку сердечники обычных индуктивных датчиков изготавливаются из электротехнических сталей, имеющих большую петлю гистерезиса и большие потери на вихревые токи, авторами была разработана методика измерения малых линейных перемещений высокочастотными индуктивными датчиками высокой чувствительности и точности, в которых применены ферритовые сердечники.

Действие индуктивных датчиков основано на изменении индуктивности катушки с сердечником вследствие изменения сопротивления магнитной цепи датчика.

При статическом измерении зазоры в магнитопроводе меняются от начального значения δ_p до $\delta_p + \Delta$, а при работе в динамическом режиме по закону

$$\delta = \delta_p + \Delta \sin 2\pi ft, \quad (1)$$

где f — частота исследуемого параметра.

При таком законе в кривой мгновенных значений э. д. с. появляется гармоническая составляющая с периодом, отличным от периода частоты питающего напряжения, что приводит к амплитудной и фазовой погрешности выходного значения э. д. с. [Л. 1]. Чтобы исключить эти погрешности, выбрано питание на несущей частоте 8000 гц.

Пусть усилие P вызывает отжатие узла с датчиком относительно базовой плоскости 7 (рис. 1) и, следовательно, изменение воздушного зазора δ_p . Это влияет на магнитное сопротивление R_m магнитной цепи датчика, которому обратно пропорциональна индуктивность L катушки. В результате изменяется I в мостовой схеме датчика.

Учитывая относительную сложность расчета индуктивных датчиков и наличие в нашей конструкции такой величины воздушного зазора, что его магнитное сопротивление R_z значительно больше магнитного сопротивления ферритового сердечника R_Φ , а активное сопротивление катушки R значительно меньше индуктивного сопротивления x_L , используем упрощенные формулы [Л. 2]:

$$\omega = \sqrt{\frac{2U\delta_p}{I\mu_0\omega F}}, \quad (2)$$

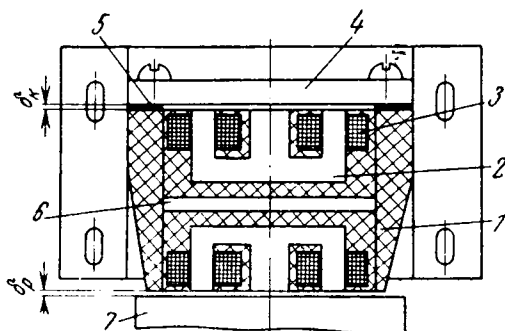


Рис. 1.

где ω — число витков катушки; U — переменное напряжение; δ_p — длина воздушного зазора; I — максимальный выходной ток; ω — частота питающего напряжения; F — площадь поперечного сечения сердечника; μ_0 — магнитная проницаемость воздушного зазора ($\mu_0 = 1,25 \cdot 10^{-8}$ гн/см).

В нашем случае исходными данными для расчета были выбраны: $U = 6$ в; $I = 0,03$ а; $\omega = 8000$ гц; $\delta_p = 0,025$ см; $F = 0,49$ см².

Согласно формуле (2) получено расчетное количество витков, равное 450. Чувствительность датчика по току определена по формуле

$$S_I = \frac{dI}{d\delta} = \frac{2U}{\mu_0\omega^2 F} \quad (3)$$

и составляет 0,15 ма/мм.

Конструктивно датчик выполнен следующим образом (рис. 1). К державе крепится корпус датчика 1, изготовленный из электроизоляционного материала (оргстекла). Внутри корпуса установлены стандартные Ш-образные ферритовые сердечники 2 Ш7 × 7 марки Ф2000НМ. Применение этого материала вызвано тем, что он обеспечивает малые потери мощности, а также характеризуется малыми потерями на вихревые токи в переменном поле высокой частоты. На сердечники намотаны катушки 3 проводом ПЭЛ 0,1. Катушки датчика соединены таким образом, что наводимые ими магнитные потоки складываются. Нижний датчик является рабочим, верхний — компенсационным. Соединение в одном корпусе рабочего и компенсационного датчиков позволяет лучше осуществить температурную компенсацию. Для экранирования датчиков от взаимного влияния магнитных полей между ними установлен экран 6.

Датчики в корпусе заливались самотвердеющей пластмассой «Норакрил». В собранном виде рабочие поверхности датчиков обрабатывались с чистотой $\nabla 8 - \nabla 9$.

Начальный зазор δ_k в компенсационном датчике устанавливался с помощью прокладки 5 и якоря 4. Для лучшей

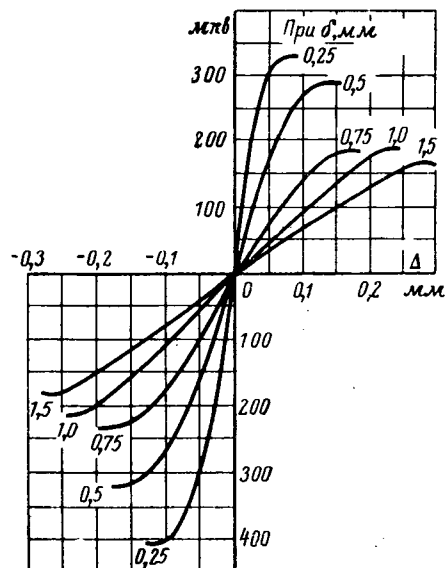


Рис. 2.

компенсации якорь выполнялся из того же материала, что и исследуемый узел 7. Это связано с тем, чтобы магнитная проницаемость материала исследуемого узла и якоря была одинаковой.

Датчики включались в мостовую схему. Сохранялось условие равновесия моста $L_p R_2 = L_k R_1$ при $\delta_p = \delta_k$. Установлено, что одним из существенных вопросов является правильный выбор начального зазора δ_k между якорем и компенсационным датчиком, от которого зависят чувствительность и линейная характеристика датчика. Причем с уменьшением начального зазора увеличивается чувствительность датчика, но сужается линейная характеристика, и наоборот (рис. 2).

В проведенных опытах при начальном зазоре $\delta_k = 0,25$ мм точность датчика составляла $\pm 0,5$ мкм с сохранением линейной зависимости в пределах 0—50 мкм, при $\delta_k = 1,5$ мм — точность ± 2 мкм и линейность 0—250 мкм.

Тарировка датчика производилась специальным прибором, изготовленным на базе индикатора часового типа. Шуп индикатора жестко связан с подвижным якорем, который перемещался в корпусе.

При вращении микрометрического винта, который соединялся со шупом индикатора, изменялась величина зазора между якорем прибора и сердечником датчика, что одновременно фиксировалось индикатором и приборами.

Выводы. 1. Для повышения точности измерения и чувствительности индуктивных датчиков возможно применение ферритовых сердечников с питанием датчиков от стандартной тензометрической аппаратуры.

2. Датчики могут быть использованы при исследовании статических и динамических процессов с частотой до 1000 гц.

3. Высокая точность и чувствительность датчиков позволяет их применить в системах автоматического контроля и управления.

Литература

1. Ступель Ф. А., Электромеханические датчики и преобразователи электрических величин, изд-во «Энергия», 1965.

2. Цикерман Л. Я., Котляр Р. Ю., Индуктивные преобразователи для автоматического контроля перемещений, изд-во «Машиностроение», 1966.

[16.2.1970]

УДК 621.314.224:621.3.018.782.3

Улучшение работы трансформаторов тока в переходном режиме

Доктор техн. наук А. Д. ДРОЗДОВ и инж. В. А. ГАРМАШ

Новочеркасск

Апериодическая слагающая тока короткого замыкания существенно влияет на насыщение трансформаторов тока, что приводит к значительным токовым погрешностям [Л. 1]. Для каскадных трансформаторов тока погрешность велика даже при отсутствии вторичной нагрузки, так как обмотки имеют большое индуктивное сопротивление. Устройства релейной защиты в этих условиях могут иметь недопустимую задержку срабатывания, а дифференциальные и дифференциально-фазные защиты неправильно действовать. Поэтому весьма важно улучшить работу трансформаторов тока и в первую очередь для ВЛ 500 и 750 кВ. В первую очередь следует увеличивать сечения сердечников первой ступени и уменьшать сопротивления обмоток, хотя это конструктивно затруднительно. Изготовление некаскадных трансформаторов тока могло бы решить эту задачу. В трансформаторах тока с зазором коэффициент трансформации и погрешности при периодическом характере тока зависят от нагрузки [Л. 2]. Малый зазор не предотвращает насыщения.

После насыщения трансформатора вторичный ток существенно зависит от значения дифференциальной взаимной индуктивности обмоток, что видно из следующего. Если на трансформатор подавать ток с апериодической составляющей при $I_1 = \infty$, то после его насыщения вторичный ток

$$I_2 = \frac{jx_d I_1}{Z_2 + jx_d},$$

где x_d — дифференциальное сопротивление ветви намагничивания в обычной схеме замещения трансформатора тока; Z_2 — сопротивление нагрузки; I_1 — периодическая составляющая первичного тока.

Из приведенной формулы видно, что вторичный ток возрастает с увеличением x_d . При применении высококачественных сталей для сердечников трансформаторов тока x_d незначительно из-за высокой прямоугольности кривой намагничивания этих сталей и большой номинальной B . Это приводит к значительным погрешностям в переходных режимах. Поэтому для улучшения работы трансформаторов тока в таких режимах целесообразно применять стали с меньшей прямоугольностью кривой намагничивания. Кроме того, следует увеличивать сечение сердечника, что улучшает работу как в нормальном режиме, так и при переходных процессах.

В данной статье рассматривается метод увеличения дифференциальной взаимной индуктивности обмоток местным уменьшением сечения магнитопровода с помощью отверстий

в условиях насыщения сердечника при незначительном увеличении погрешности в номинальном режиме. В опытах у витых сердечников высверливалась часть сечения на небольшой длине. При этом в номинальном режиме общее магнитное сопротивление увеличивалось незначительно. У каскадных трансформаторов тока это выполняется лишь у сердечника верхнего каскада, так как более быстрое его насыщение и, как следствие, прекращение трансформации апериодической слагающей, предотвращает насыщение сердечников нижней ступени.

Выбор характеристики намагничивания. На рис. 1 приведена кривая 1 верхнего каскада трансформатора тока типа ТРН-500-2000/20/1 при следующих параметрах: $w_{1B} = 1$, $w_{2B} = w_{1B} = 100$; $w_{2H} = 1990$ — для трех обмоток класса Д и $w_{2H} = 1995$ — для обмоток класса 0,5. Сопротивления (неприведенные) $z_{2B} = 0,04$ ом, $Z_{1B} = 0,15 + j0,4$ ом, $Z_{1H} = 0,19 + j0,4$ ом, $z_{2H} = 10,2$ ом ($x=0$) — класса 0,5, $z_{2H} = 6,9$ ом ($x=0$) — класса Д. Сердечники с чистым сечением стали $S_B = 164$ см², $l_B = 182$ см, $S_{0,5} = 72,6$ см², $l_{0,5} = 177,5$ см, $S_D = 21,5$ см², $l_D = 182$ см. Номинальные нагрузки: класс Д — 75 ом; $\cos \varphi = 0,8$; класс 0,5 — 30 ом, $\cos \varphi = 0,8$. Далее все расчеты приведены для этого трансформатора тока. Следует задаться

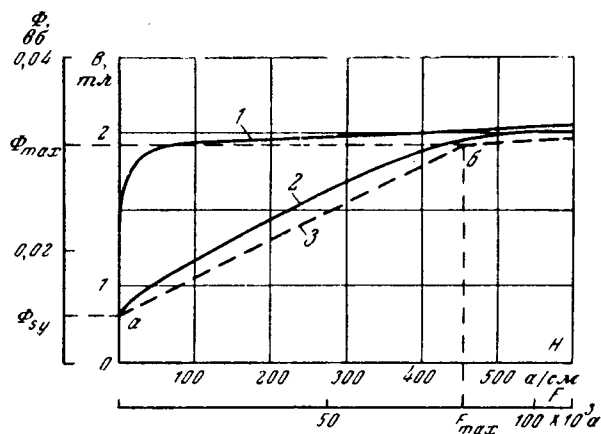


Рис. 1.

значением относительного вторичного тока, которое должно обеспечиваться при наибольшей аperiodической слагающей в первичной цепи $I_{1\sim} = 1,41/I_{1\sim}$ при $T_1 = \infty$. В этих условиях постоянная составляющая протекает лишь в первичной цепи, что с достаточной точностью соответствует реальным условиям через 2—4 периода. Значение минимального вторичного тока

$$I_{2*} = \frac{I_2}{I_{1\sim}}$$

для существующих трансформаторов тока составляет 16%, что явно недостаточно. Это отношение должно составлять не менее 30—40%, что при соответствующем проектировании защит обеспечит селективность и быстроту отключения коротких замыканий.

Полагаем, что при насыщении характеристика магнитопровода с отверстиями является наклонной прямой (рис. 1 кривая 3). Тогда вторичный ток синусодален. Ток намагничивания

$$\left. \begin{aligned} I_{0\sim} &= \sqrt{I_{1\sim}^2 - (I_{2*} I_{1\sim})^2} = I_{1\sim} \sqrt{1 - I_{2*}^2}; \\ i_{0\max} &= 1,41/I_{1\sim} + 1,41/I_{0\sim} = 1,41/I_{1\sim} (1 + \sqrt{1 - I_{2*}^2}). \end{aligned} \right\} (1)$$

Здесь все токи считаем приведенными ко вторичной обмотке. Максимальная и. с.

$$F_{0\max} = i_{0\max} \omega_2. \quad (2)$$

На рис. 1 видно, что, начиная с индукции 1,9 тл, резко увеличивается напряженность поля. Поэтому для сохранения наклона характеристики расчет ведем таким образом, чтобы максимальная индукция в сплошной части сердечника была бы $B_{\max} = 1,9$ тл. Эти координаты определяют верхний перегиб спрямленной характеристики 3 в точке б. Для определения ее наклона полагаем вторичную цепь чисто активной, тогда угловая погрешность

$$\sin \delta = \frac{I_{0\sim}}{I_{1\sim}} = \frac{i_{0\max}}{I_{1\sim}} - 1. \quad (3)$$

Тогда дифференциальная индуктивность ветви намагничивания

$$L_{\Sigma} = \frac{r}{\omega \lg \delta}. \quad (4)$$

Необходимый наклон характеристики намагничивания

$$\frac{\Delta \Phi}{\Delta F} = \frac{\Delta \Phi}{\Delta i \omega_2} = \frac{L_{\Sigma}}{\omega_2^2}. \quad (5)$$

Из точки б на рис. 1 проводится прямая 3, пересечение которой с осью ординат в точке а соответствует потоку, при котором насыщается суженная часть магнитопровода. Перегиб в точке б соответствует насыщению сплошной части. Характеристика 3 на рис. 1 рассчитана для вторичного тока $I_{2*} = 0,5$ при $T_1 = \infty$ и кратности первичного тока $m = 12$ для каскадного трансформатора тока типа ТРН-500.

Реализация выбранной характеристики. Расчет производится по изломам характеристики 3 на рис. 1. По значениям

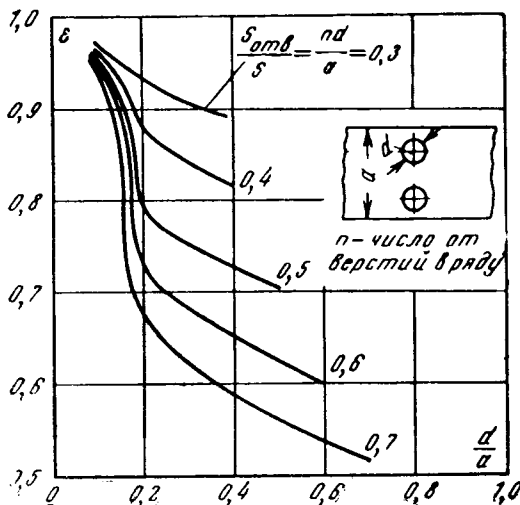


Рис. 2.

кривой в точке а определяется поток насыщения узкой части Φ_{sy} . Тогда сечение этой части

$$S_y = \frac{\Phi_{sy}}{\Phi_{\max}} S, \quad (6)$$

где $\Phi_{\max}$ — максимальный поток в магнитопроводе при насыщении; $S_y = S - S_{отв}$ — сечение узкой части (здесь S — полное сечение магнитопровода; $S_{отв}$ — сечение отверстий).

По значениям кривой в точке б можно определить суммарную расчетную длину отверстий $l_{отв}$. На основании закона полного тока н. с., создающая поток в узкой части магнитопровода или в отверстиях

$$H_{отв} l_{отв} = i_{0\max} \omega_2 - H_{\max} (\pi d_{ср} - l_{отв}), \quad (7)$$

где $H_{\max}$ — максимальная напряженность поля сплошной части магнитопровода, определяемая по $\Phi_{\max}$; $H_{отв}$ — напряженность поля в отверстиях, равная напряженности в узкой части.

Поток в сечении с отверстиями меньше, чем в сплошной части из-за «выпучивания» силовых линий, расчет которого весьма громоздок и его целесообразнее учитывать с помощью экспериментального коэффициента

$$\epsilon = \frac{\Phi_y + \Phi_{отв}}{\Phi_{\max}}.$$

На рис. 2 приведены экспериментальные зависимости потоков для витых сердечников из стали Э-330 с сечением, близким к квадратному, снятые при $B_{\max} = 1,9$ тл в сплошном сечении и при наличии отверстий. Потоки измерялись с помощью катушек, расположенных на сплошном сечении и на сечении с отверстиями.

Расчет производится в следующем порядке. Определяется $\Phi_{\max} = 1,9S$, а по кривой намагничивания — соответствующая напряженность поля $H_{\max}$ в сплошной части. Предварительно задаемся суммарной длиной отверстий в правой части выражения (7) и определяем произведение $(H_{отв} l_{отв})$. Задав диаметр и количество отверстий в ряду с учетом условия (6), находим по рис. 2 коэффициент ϵ и далее поток в сечении с отверстиями $\epsilon \Phi_{\max}$.

Намагниченность стали рассматриваемого сердечника определяет элементарные токи в узкой части $\mu_0 J = 1,9 - 2$ тл. Это значение весьма близко к величине намагниченности насыщения холоднокатаной стали $\mu_0 J_s = 2,0$ тл, так как напряженность поля суженной части велика. Поток, создаваемый намагниченностью стали в узкой части, — $\mu_0 J S_y$. Если вычесть этот поток, то можно считать, что узкая часть заменена воздухом и имеется сплошной зазор, по которому проходит поток

$$\epsilon \Phi_{\max} - \mu_0 J S_y, \quad (8)$$

откуда

$$H_{отв} = \frac{\epsilon \Phi_{\max} - \mu_0 J S_y}{\mu_0 S}. \quad (9)$$

Расчетная длина отверстий

$$l_{отв} = \frac{(H_{отв} l_{отв})}{H_{отв}} = \frac{(H_{отв} l_{отв}) \mu_0 S}{\epsilon \Phi_{\max} - \mu_0 J S_y}. \quad (10)$$

В случае необходимости после определения $H_{отв}$ по кривой намагничивания можно уточнить значение J и более точно определить $l_{отв}$. Значение $l_{отв}$ получено в предположении, что отверстия прямоугольной формы. Анализ показывает, что при круглых отверстиях расчетное значение следует умножать на $k = 1,5 - 2$. Формула этого коэффициента из-за сложности не приводится.

Из расчета верхнего каскада указанного выше трансформатора тока при кратности тока 12 и $I_{2*} = 0,5$ было определено: $i_{0\max} = 2,64$ А; $I_{1\sim} = 31,6$ А; $F_{0\max} = 6300$ А; $L_{\Sigma} = 0,69$ Гн; $S_y = 65,6$ см²; $S_{отв} = 98,4$ см²; $l_{отв} = 11$ см или 6% средней длины силовых линий; суммарная длина круглых отверстий около 20 см. Согласно этому расчету был выполнен макет, характеристика намагничивания которого приведена на рис. 1, кривая 2.

Влияние отверстий на погрешность в номинальном режиме. Местное сужение магнитопровода приводит к некоторому увеличению токовой погрешности. В номинальном режиме можно предположить, что магнитная проницаемость одина-

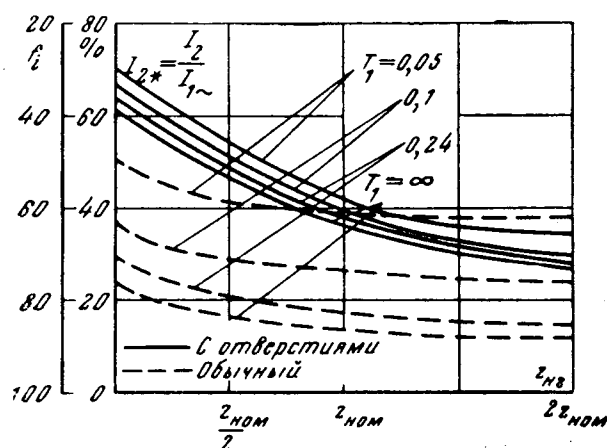


Рис. 3.

кова в сплошном сечении и в суженной части (при малой индукции). При этом погрешность трансформатора тока с отверстиями

$$f' = \left(1 + \frac{I_{отв} S_{отв}}{\pi d_{ср} S_y}\right) f, \quad (11)$$

где f — токовая погрешность без отверстий.

Если суммарная длина отверстий составляет 10% и $S_{отв} = S_y$, то $f' = 1,1f$, т. е. увеличение погрешности незначительно. В этом и состоит преимущество сердечника с отверстиями по сравнению с другими методами. Если, например, выполнить составной сердечник из двух: сплошного и с зазором, то при тех же размерах погрешность увеличивается до значения, близкого к $f' = 2f$.

Результаты расчета на АВМ переходных процессов. Описанным в [Л. 1] способом на аналоговой вычислительной машине типа ЛМУ моделировалась работа каскадного трансформатора тока типа ТРН-500. Расчеты выполнялись для различных постоянных времени первичной цепи. Поскольку расчет на АВМ производится в мгновенных значениях, то для замера действующих значений применялась схема с квадратом и интегратором. Погрешность замерялась в нескольких периодах (от 1-го до 6-го), выбиралась наибольшая и строились кривые рис. 3 при кратности первичного тока 20. Эти кривые даны для случая положительной (неблагоприятной) остаточной индукции как верхней, так и нижней ступени. У обычного сердечника задавалась остаточная индукция 0,8 тл, у сердечника с отверстиями 0,75 тл. Предельная остаточная индукция сердечника с отверстиями определялась исходя из того, что остаточный поток сердечника не превышает $B_s S_y$, т. е.

$$B_r' = \frac{B_s S_y}{S} \leq B_r, \quad (12)$$

где B_r' и B_r — остаточные индукции сердечников с отверстиями и без отверстий в сплошной части магнитопровода.

Благодаря большому сопротивлению обмоток каскадных трансформаторов тока, влияние остаточной индукции на максимальную погрешность незначительно. Например, при кратности тока 12, $T_1 = 0,24$ сек и номинальной нагрузке максимальная погрешность при неблагоприятной (положительной) остаточной индукции 73%, а при благоприятной (отрицательной) 71%. Объясняется это тем, что каскадный трансформатор тока из-за большой нагрузки насыщается очень быстро в условиях переходного процесса (1—3 периода) и остаточные индукции сердечников, оказывая большое влияние на погрешности в первых периодах, практически не оказывают влияния на максимальную погрешность (обычно в 3—6 периоде), так как апериодическая составляющая тока короткого замыкания при $T_1 > 0,1$ сек к моменту максимальной погрешности трансформатора изменяется незначительно при изменении остаточной индукции от предельной благоприятной до предельной неблагоприятной. В еще большей степени это верно для каскадного трансформатора тока с отверстиями, так как он насыщается быстрее обычного.

Значения максимальных погрешностей и минимальных вторичных относительных токов I_{2*} как отношение действую-

щих значений вторичного тока и периодической составляющей первичного тока для обычного каскадного трансформатора тока и каскадного трансформатора с отверстиями, полученные на АВМ, приведены на рис. 3. Из рис. 3 видно, что трансформатор тока с отверстиями обеспечивает значительно больший относительный вторичный ток, который мало зависит от постоянной времени первичной цепи. Если нагрузка значительно больше номинальной, то эффективность отверстий падает, так как сердечник насыщается даже без апериодической слагающей. Исследование показало, что трансформаторы тока с отверстиями значительно лучше работают чем обычные, в течение времени протекания апериодической слагающей до ее затухания. Благодаря этому обеспечивается правильная работа быстродействующих защит.

Кратность	$m = 12$				$m = 20$			
	$z = 0$		$z_{ном}$		$z = 0$		$z_{ном}$	
Нагрузка								
Постоянная времени, сек	0,24	0,1	0,24	0,1	0,24	0,1	0,24	0,1
ТРН-500, %	43	52	27	34	29	34	17	26
ТРН-500 с отверстиями, %	64	69	43	46	64	67	37	39

В таблице приведены действующие значения минимальных вторичных токов (в процентах). Отметим, что значение вторичного тока для трансформаторов с отверстиями (37%) вполне достаточно для правильного действия защит, если при их проектировании будут учтены возможные погрешности трансформаторов тока. Дальнейшее уменьшение погрешностей в переходном режиме может быть осуществлено за счет увеличения погрешностей в установившемся режиме или же увеличением сечения сердечника верхней ступени.

Для исследования работы каскадных трансформаторов тока при всех кратностях тока был произведен расчет на АВМ при различных постоянных времени первичной цепи. Нагрузка принималась номинальной $3 \times 75 + 30$ ва, $\cos \varphi = 0,8$.

Было отмечено, что трансформаторы тока с отверстиями дают преимущества при больших кратностях тока и постоянных времени более 0,05 сек. Кратность тока, соответствующая погрешности 10%, с введением сужения снизилась с 25 до 20. Повысить предельную 10% кратность тока до 25 можно увеличением сечения сердечника верхней ступени.

В связи с высоким быстродействием защит большой вероятностью возникновения апериодической слагающей тока короткого замыкания и незначительным снижением кратности 10% погрешности (с 25 до 20) гармонический состав вторичного тока трансформатора с отверстиями следует рассматривать в основном для переходного режима. Вторичный ток трансформатора с отверстиями, видимо, будет иметь меньший гармонический состав по сравнению с обычным трансформатором тока как в переходном режиме, так и в установившемся, если сравнение проводить при одинаковых погрешностях. Это утверждение основано на том, что дифференциальная индуктивность трансформаторов тока с отверстиями большая, в результате чего форма вторичного тока более плавная по сравнению с формой вторичного тока обычных трансформаторов тока.

Выводы. 1. Отверстия в сердечниках трансформаторов тока значительно уменьшают погрешности в переходных режимах при больших кратностях тока и постоянных времени апериодической слагающей более 0,05 сек, что при малых кратностях тока и небольших постоянных времени не дает преимуществ, но в этом случае вообще погрешности малы.

2. Наличие отверстий увеличивает погрешности в установившемся режиме после затухания апериодической слагающей. Однако для быстродействующих защит сетей 500—750 кВ лучшим трансформатором тока следует считать тот, который обеспечивает большее значение минимального вторичного тока в одном из первых периодов переходного режима (до 6-го периода).

3. Значение токов небаланса с апериодической слагающей в дифференциальных схемах уменьшается при применении трансформаторов тока с отверстиями, что уменьшает вероятность неправильных срабатываний защиты, но не исключает ее полностью.

4. Данный метод улучшения работы трансформаторов тока может быть рекомендован для каскадных трансформато-

Контактное сопротивление электропроводных резин

В. С. ЖУРАВЛЕВ, А. А. БЛИНОВ, А. Е. КОРНЕВ и Д. А. ДЖАНИШВИЛИ

Московский институт тонкой химической технологии им. М. В. Ломоносова

Контактное сопротивление электропроводных резин зависит от состояния контакта резины с контактирующей поверхностью, наличия тонких изолирующих пленок (вследствие окисления контактирующей поверхности, выцветания некоторых ингредиентов из резины, наличия каучуковой пленки на поверхности резины и т. д.), а также разрушения поверхностного токопроводящего слоя.

Практический интерес представляет определение изменения контактного сопротивления R_k для применяемых электропроводных резин и наиболее распространенных контактирующих материалов.

Анализировались электропроводные резины на основе отечественных каучуков: полиизопренового — СКН-3, полихлоропронового — наирита и мягкого бутадиен-нитрильного СКН-26М с различными наполнениями липецкой ацетиленовой сажи [Л. 1].

В качестве контактирующих материалов были выбраны латунь марок Л-20, Л-59, сталь Ст. 3, нержавеющая сталь марки 18ХН-9Т, хромированная латунь и дюралюминий марки Д-16.

Измерение R_k проводилось по схеме, изображенной на рис. 1.а. В процессе работы измерялось сопротивление между электродами, отстоящими друг от друга соответственно на 15, 35, 55, 75 и 95 м.м. Значение тока, протекающего через образец резины, выбиралось из условий, исключающих нагрев образца [Л. 2]. Полученные результаты приведены на рис. 1.б. Экстерполирование зависимостей для расстояния между электродами, равного нулю, на оси позволяет определить истинное значение R_k .

При площади контакта, равной 1 см², полученное значение R_k является удельным контактным сопротивлением $R_{уд.к}$.

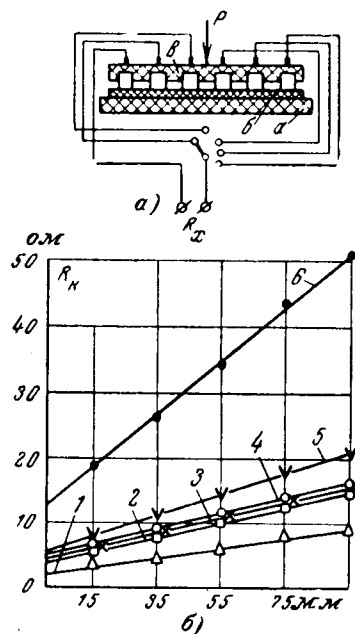


Рис. 1. Методика определения контактного сопротивления электропроводных резин.

а — фторопластовое основание; б — исследуемый образец; в — второпластовый держатель электродов.
□ и Δ — резина на основе СКН-3 ($\rho_v = 7 \text{ ом} \cdot \text{см}$ и $2 \text{ ом} \cdot \text{см}$);
V и X — резина на основе СКН-26М ($\rho_v = 10 \text{ ом} \cdot \text{см}$ и $7 \text{ ом} \cdot \text{см}$);
● и ○ — резина на основе наирита ($\rho_v = 50 \text{ ом} \cdot \text{см}$ и $7 \text{ ом} \cdot \text{см}$).

Из рис. 1.б видно, что угол наклона прямых характеризует удельное электросопротивление ρ_v резин. Было отмечено, что для резин на основе различных каучуков, но с одинаковым $\rho_v = 7 \text{ ом} \cdot \text{см}$ угол наклона одинаков.

Для лучшего контакта с металлическими поверхностями электропроводные резины обычно работают под прижимающим давлением. Давление в зависимости от жесткости резин может значительно изменяться, но в таких пределах, чтобы коэффициент сжатия резин не был выше допустимой нормы. В приведенных исследованиях давления изменялись от 0,5 до 5 кг/см², хотя на практике применяют и большие значения. Если систему резина—металл рассматривать как систему абсолютно твердых тел с гладкими поверхностями, то контакт между ними происходит не более чем в трех точках, но для поверхностей реальных тел число контактных точек значительно больше. Контактные точки, сливаясь, образуют контактные пятна, сумма которых составляет истинную поверхность контакта, которая меньше кажущейся поверхности контакта.

Исследования показали значительное отличие $R_{уд.к}$ для разных электродов, особенно при малых давлениях. Если для Ст. 3 и латуни обеих марок $R_{уд.к}$ меньше ρ_v резин, то для нержавеющей стали и особенно дюралюминия $R_{уд.к}$ значительно превышает ρ_v резин. Это объясняется тем, что металлические поверхности покрыты пленками окислов, которые по толщине, прочности, скорости роста, изолирующим свойствам, а также способности пропускать электроны сильно отличаются друг от друга [Л. 3].

Влияние времени окисления электродов при комнатной температуре после зачистки поверхности металла наждачной бумагой на $R_{уд.к}$ с резиной на основе каучука СКН-3 показано на рис. 2.

Как показали результаты исследований, при увеличении давления более 5 кг/см² немаловажным фактором становится тип токопроводящей структуры наполнителя резины. Так, для резин с высокоразвитой пространственной структурой сажи (80 весовых частей сажи; $\rho_v = 7 \text{ ом} \cdot \text{см}$) увеличение давления до 15 кг/см² практически не сказывается на $R_{уд.к}$, в то время как для резин с менее развитой структурой (50 весовых частей сажи, $\rho_v = 50 \text{ ом} \cdot \text{см}$) влияние давления более существенно. Это связано с тем, что в случае высокоразвитой трехмерной структуры устанавливается динамическое равновесие между разрушением и восстановлением токопроводящей структуры, вследствие чего электрическое сопротивление поверхностного слоя резины остается постоянным. Для резин



Рис. 2. Влияние степени окисления электродов на удельное контактное сопротивление для резины на основе СКН-3.

ров тока, а также для трансформаторов, которые используются для релейной защиты и измерений одновременно, если они установлены в сетях с постоянными времени более 0,05 сек.

Увеличение минимального тока позволяет ликвидировать задержку срабатывания защит, а отстроить их от токов небаланса в случае включения трансформаторов тока по дифференциальной схеме можно с помощью блокирующего реле.

По сравнению с трансформаторами тока с зазором у рассматриваемых трансформаторов токовые погрешности в номинальном режиме не зависят от изменения нагрузки.

Литература

1. Дроздов А. Д., Электрические цепи с ферромагнитными сердечниками в релейной защите, изд-во «Энергия», 1965.
2. Сирота И. М., Основы теории и выбора параметров трансформаторов тока с немагнитным зазором, «Электричество», 1969, № 7.

[2.2.1970]

Первые женские политехнические курсы

В 1906 г. в Петербурге были открыты первые в России Высшие женские политехнические курсы. До этого женщина в России не имела доступа к высшему техническому образованию, а следовательно, и к самостоятельной творческой научно-технической деятельности.

Идея женского технического образования возникла еще в конце прошлого века. Тогда и в первые годы настоящего столетия существовало несколько чертежных и средних технических курсов. Попытки же открыть высшее женское техническое учебное заведение встречали в правительстве отказ. Между тем, политическая обстановка 1905 г., неудачная русско-японская война выявили необходимость коренных преобразований во всех отраслях хозяйства страны и потребность широкой подготовки технических кадров. Под влиянием этих идей инициативная группа, в составе которой были прогрессивные общественные деятели и деятели технических наук, снова обратилась к правительству за разрешением открыть Высший женский технический институт с четырьмя факультетами (архитектурным, инженерно-строительным, электро-механическим и химическим) и программой высших мужских учебных заведений. После длительных согласований разрешение было получено, но в субсидии и предоставлении официальных прав оканчивающим было отказано, а предлагаемое название Женский технический институт было заменено на Женские политехнические курсы. Ввиду отказа в субсидии было учреждено общество изыскания средств для технического образования женщин, что и дало возможность открыть курсы. Эта весть встретила живой интерес среди женской молодежи, и к октябрю 1905 г. на все факультеты курсов было подано около 700 заявлений, а принято 234 чел.

Статья кратко повествует об организации электро-механического факультета и ставит своей целью рассказать о тех замечательных людях — крупнейших деятелях науки, которые, несмотря на все трудности, при полном отсутствии материальной заинтересованности способствовали открытию и организации этого первого в России женского технического учебного заведения.

Ректором курсов был избран Николай Леонидович Шукин, профессор Технологического института, горячий поборник женского технического образования. Он был одним из основных учредителей курсов и оставался их бессменным директором до конца своей жизни в 1924 г. Имя этого выдающегося инженера связано с созданием у нас новых типов паровозов: школа, им созданная, воспитала целое поколение инженеров, заложивших основы создания паровозо- и вагоностроения

в России. Н. Л. Шукин, пользовавшийся глубоким уважением коллег, собрал под своим руководством лучших профессоров и преподавателей, которые всегда охотно отзывались на его приглашение работать на курсах. В 1917 г. для образования фонда помощи студентам он передал институту 20 тыс. руб. — премию, полученную им к 50-летию государственной службы.

На факультете он читал курс теоретической механики. Лекции его были блестящи по форме и содержанию, аудитория была всегда полна.

В длительной подготовительной работе по открытию курсов и организации их учебной деятельности одно из первых мест принадлежит Николаю Аполлоновичу Белелюбскому, профессору Института путей сообщения. Гражданских инженеров и Горного института. Будучи крупным специалистом по строительству мостов и имея мировую известность, он состоял членом многих технических обществ зарубежных стран и с 1912 г. являлся председателем Международного общества испытания строительных материалов. В лаборатории, организованной им при Институте путей сообщения, проводились обширные научные исследования по вопросам испытания строительных материалов и выполнялись практические работы учащимися курсов, среди которых Николай Аполлонович пользовался большим уважением и любовью. В 1905 г. он был избран директором ИПС, но правительство не утвердило его кандидатуру по политическим соображениям.

Учебный план электро-механического факультета был принят весьма обширным. Он содержал в себе изучение теоретических и прикладных дисциплин по механике, теплотехнике и электротехнике сильных и слабых токов. Учебный план был составлен с учетом того, что программа женских гимназий по элементарной математике и физике была более простой, чем в мужских учебных заведениях. По этим предметам были введены дополнительные курсы.

Учебная деятельность факультета состояла из лекций, практических занятий, лабораторных работ, курсового проектирования, учебной и производственной практики, экскурсионных посещений заводов, электростанций, лабораторий.

Советом профессоров была установлена определенная последовательность в чтении лекций, выполнении лабораторных работ, сдаче экзаменов, представлении курсовых проектов. Экзамены принимались в течение всего учебного года. Каждая студентка имела право сдать экзамен по любой дисциплине, если чтение лекций по ней было закончено.

Преподавание вели широко известные в научно-техническом мире профессора и преподаватели высших технических

с цепочечной или переходной сажевой структурой процесс разрушения после определенных давлений превалирует над процессом восстановления, что увеличивает $R_{уд.к.}$

Заметным фактором при высоких давлениях является твердость резин. Чем меньше твердость резины, тем сильнее сказывается влияние давления, так как сопротивление сжатию меньше и процесс разрушения сажевой структуры ускоряется.

Наполнение, весовые части	$R_{сж.}$ ом·см	Контактное сопротивление при удельном давлении кг/см ² , ом·см ²					
		0,5	1,0	1,5	2,0	3,0	5,0
20	7800 000	17 500	16 500	20 000	27 500	100 000	1 600 000
30	2 640	125,0	102,5	110,5	118,6	153,8	240,5
40	213,0	40,0	30,0	26,0	27,2	30,0	37,5
50	58,4	16,0	11,5	10,0	9,0	8,6	9,5
60	32,2	9,5	7,0	6,1	5,7	5,7	5,7
70	21,5	7,5	5,6	4,8	4,3	3,8	3,6
80	10,5	5,5	4,4	3,7	3,2	2,65	2,4
90	7,0	4,45	3,25	2,7	2,2	2,0	1,8
100	4,9	2,8	2,1	1,9	1,65	1,4	1,2

Результаты влияния токопроводящей сажевой структуры резин на основе СКН-26М на $R_{уд.к.}$ при латунных электродах приведены в таблице. Увеличение давления для резин с наполнением 20—40 весовых частей (цепочечная токопроводящая структура) увеличивает $R_{уд.конт.}$ вследствие быстрого разрушения поверхностного проводящего слоя наполнителя, в то время как для резин с содержанием сажи 70—100 весовых частей (пространственная токопроводящая структура) увеличение давления несколько уменьшает $R_{уд.конт.}$

Полученные данные позволяют учитывать влияние контактного сопротивления при выборе материала и конструировании различных установок, в которых используются электропроводные резины.

Литература

1. Журавлев В. С. и др., Свойства и области применения электропроводных резин, «Электричество», 1969, № 10.
2. Журавлев В. С. и др., Об измерении удельного электрического сопротивления электропроводящих резин, «Производство шин, РТИ и АТИ», Изд. ЦНИИТЭ Нефтехим, 1968, № 9.
3. Хольм Р., «Электрические контакты», Изд-во иностр. лит., 1961.

[30.10.1969]



мужских учебных заведений, в большинстве своем прогрессивные люди, которых привлекло к работе на курсах осуществление идеи женского технического образования. Материальная заинтересованность полностью отсутствовала.

Первые два года программа обучения была общей для всех факультетов, затем произошло разделение по специальности. Деканом электромеханического факультета был Б. Л. Розинг — известный ученый, изобретатель первой электронной системы телевизионного изображения. Он приложил много энергии и труда для организации на высоком уровне работы факультета: принимал активное участие в составлении учебного плана, проявлял большую заботу по обеспечению факультета преподавательским составом, учебными лабораториями. Своих лабораторий не было и надо было позаботиться о разрешении работать в лабораториях мужских учебных заведений. Практические занятия по станкам проводились в хорошо оборудованной мастерской Политехнического института, по гидравлике — также в Политехническом институте, по электрическим измерениям — в лаборатории Технологического института, там же студентки работали в литейной мастерской; лаборатория высокого напряжения находилась в Электротехническом институте и т. д. Надо было также позаботиться о летней производственной практике.

На факультете Б. Л. Розинг читал курс электрических измерений, и под его руководством студентки проводили практические работы в лаборатории.

Ближайшим помощником декана был Н. Н. Георгиевский — преподаватель Технологического института. Он читал курс термодинамики, а позже был проректором курсов.

В первые годы работы факультета студентки встретились с большими трудностями из-за недостаточной подготовки и чрезмерной перегруженности учебного плана, еще не полностью проработанного.

Не совсем четко в первое время был организован и учебный процесс. У студенток возникало много вопросов, за разрешением которых они шли к Б. Л. Розингу и Н. Н. Георгиевскому, и неизменно во всех случаях встречали у них исключительно заботливое отношение и получали действенную помощь.

Курс общей электротехники читал М. А. Шателен, профессор, позже член-корреспондент АН СССР, один из известных русских электриков, отдавших большую часть своей жизни подготовке специалистов в этой области. Он принимал активное участие в создании Петербургского политехнического института, поэтому принял самое деятельное участие в организационной работе по открытию Женских политехнических курсов. М. А. Шателен состоял почетным членом многих зарубежных научно-технических обществ. Отличаясь высокой эрудицией и имея большие связи в техническом мире, он внес большой вклад в организацию учебной деятельности факультета.

В. Ф. Миткевич, профессор Политехнического института, с 1929 г. академик, читал на первом курсе лекции по физике; лабораторными работами руководил С. О. Майзель. На старших курсах В. Ф. Миткевич читал курсы «Электричество и магнетизм» и «Теория переменного тока». Лекции его посещали с большим интересом.

Курс «Линии передачи высокого напряжения» читал А. А. Горев — профессор Политехнического института, большой специалист в этой области электротехники, он чрезвычайно живо излагал материал, что привлекало студенток на его лекции.

Курс телеграфии читал профессор электротехнического института П. С. Осадчий; курс «Электрические сети» — профессор П. Д. Войнаровский, директор Электротехнического института; курс неорганической химии — профессор А. А. Байков, позже академик. Практическими работами по электрическим машинам руководил В. П. Вологдин, в то время молодой инженер, позже член-корреспондент АН СССР, известный специалист по применению токов высокой частоты. Надо отдать должное его педагогическому таланту, неутомимому стремлению поднять знания учащихся на высокий уровень, умению вызвать интерес и пробудить инициативу.

Кроме указанных предметов, в учебный план факультета были включены курсы электрических машин постоянного и переменного тока, трансформаторов, электрического освещения, трамваев, электрической сигнализации, релейной защиты. По ряду этих предметов студентки должны были выполнять курсовые проекты. В учебный план факультета были включены

курсы подъемных механизмов, станков, паровых котлов, паровых машин, гидравлических турбин, двигателей внутреннего сгорания.

Курс паровых котлов читал Г. Ф. Депп — известный ученый-теплотехник, профессор и директор Технологического института. Он предоставил возможность широкого использования лабораторий и механических мастерских для практических занятий. Несмотря на большую занятость, Георгий Филиппович уделял много внимания курсам: принимал активное участие в работе Совета профессоров, читал лекции и руководил курсовыми проектами. Он всегда чрезвычайно внимательно и заботливо относился к студентам. Курс паровых машин читал А. А. Радциг, профессор Политехнического института, с 1935 г. — член-корреспондент АН СССР, он же руководил курсовым проектом паровой машины.

Помимо указанных дисциплин планом факультета были предусмотрены: курс лекций и практические занятия по геодезии, курс строительного искусства, строительных материалов и санитарной техники, курсовой проект по санитарной технике и проект каменного двухэтажного дома.

Выполнение учащимися производственной практики происходило в летний период. По запросам декана факультета заводы, электростанции, стройки предоставляли несколько мест на своих предприятиях. Студентки, закончившие практику, представляли декану факультета отчет. После сдачи всех экзаменов и выполнения курсовых проектов, лабораторных работ и производственной практики студентка имела право приступить к дипломному проектированию. В качестве дипломного проекта был широко принят проект центральной электрической станции — тепловой или гидроэлектрической, проект городской осветительной и силовой сети, линии передачи высокого напряжения, телефонной сети и др. Выбрав темой дипломного проекта тепловую электрическую станцию в каком-либо городе, студентка обычно на месте собирала необходимые данные о нагрузке, потребной мощности, условиях водоснабжения и пр.

Проектированием тепловой части электрической станции руководил профессор Политехнического института Т. Ф. Макарьев, известный изобретатель шахтно-цепной топки для сжигания кускового торфа в крупных котельных установках.

Проектированием гидротехнической части ГЭС руководил Б. А. Бахметьев, профессор Института путей сообщения, автор труда «Неравномерное движение жидкости в открытом русле», позже его сменил А. А. Морозов, профессор Политехнического института.

Проектированием электрической части станций руководил Н. М. Черноуситов и А. И. Андриевский, профессора Политехнического института.

Защита дипломных проектов была открытой и проходила при участии Совета профессоров, а также профессоров — членов квалификационной комиссии, специально назначенной Министерством народного просвещения.

Успешная защита дипломных проектов, хорошие отзывы о работе выпускников курсов дали основание Совету профессоров снова обратиться с ходатайством в правительство о предоставлении окончившим звание инженера, о перемене наименования курсов в институт и о назначении субсидии. В сентябре 1915 г. это ходатайство было удовлетворено.

Надо признать, что учебный план факультета для первых приемов был чрезвычайно перегружен. Выполнение его требовало упорного труда. Чрезмерно расширенный объем учебного плана был вызван тем обстоятельством, что Совет профессоров, учитывая общую обстановку того времени, стремился дать первым женщинам-инженерам знания широкого комплекса технических наук, чтобы они были подготовлены к работе в любой технической области электротехники, теплотехники и прикладной механики. Все окончившие курсы первого и последующих приемов сразу же по окончании начинали работать наравне с мужчинами и своей успешной работой оправдали идею технического образования, полностью опровергнув недоверие и сомнения, с которым общество и технические круги вначале встречали первых женщин-инженеров.

Нельзя забыть имена первых профессоров и преподавателей, открывших путь женщине к техническому образованию, которое теперь уже утверждено жизнью и в настоящее время широко развито в нашей передовой по технике стране, нуждающейся в квалифицированных технических кадрах.

*Одна из первых выпускниц курсов
инж. В. М. БУЗИНОВА-ДЫБОВСКАЯ*

Доктор технических наук Алексей Алексеевич БУЛГАКОВ

(К 60-летию со дня рождения и 35-летию научно-педагогической деятельности)

10 марта исполнилось 60 лет доктору технических наук Алексею Алексеевичу Булгакову.

Алексей Алексеевич родился в с. Волово Липецкой области в семье ветеринарного врача. С 1931 по 1941 г. (с перерывом в 1938 г.) он работал во Всесоюзном ордена Ленина электротехническом институте им. Ленина (ВЭИ) и одновременно учился на вечернем отделении Московского энергетического института, который окончил в 1937 г.

В 1944 г. А. А. Булгаков защитил кандидатскую диссертацию. С 1945 г. он работает в Институте автоматики и телемеханики АН СССР, с 1956 по 1965 гг. — по совместительству во Всесоюзном заочном политехническом институте.

Алексей Алексеевич известен широкому кругу отечественных и зарубежных специалистов своими работами в области электропривода, вентильных преобразователей и электронной автоматики.

В ряде работ, обобщенных в монографии «Частотное управление асинхронными электродвигателями», он впервые дал обстоятельное изложение теории частотного управления, начало которой было положено академиком М. П. Костенко.

Алексей Алексеевич является пионером программного управления станками и механизмами. Еще в 1936 г. была опубликована его работа, в которой сформулированы основные положения оптимизации позиционного программного управления на примере нажимных



устройств прокатных станков. Позже под руководством Алексея Алексеевича были разработаны устройства программного управления металлорежущими станками, внедренные в промышленность.

Наибольшую популярность получила монография Алексея Алексеевича «Электронные устройства автоматического управления», выдержавшая два издания

в СССР и переизданная в Великобритании, Польше и Румынии. Монография служит настольной книгой конструкторских бюро, учебным пособием по промышленной электротехнике и, несомненно, эффективно способствовала внедрению электронной автоматики в отечественную промышленность.

Под руководством А. А. Булгакова были разработаны и внедрены некоторые приборы магнитной записи, в частности, для приема фототелеграмм.

Фундаментальный вклад внес Алексей Алексеевич в теорию вентильных преобразователей тока. Впервые в мировой литературе дано обстоятельное и методически систематизированное освещение обобщенной теории управляемых выпрямителей с изложением теории переходных процессов управления, построенной на оригинальных результатах автора, представленных им в докторской диссертации (1965 г.).

Всего Алексею Алексеевичу принадлежит свыше 60 статей, брошюр и изобретений, многие из которых внедрены в промышленность.

Большое внимание Алексей Алексеевич уделяет подготовке научных кадров.

Научные работы А. А. Булгакова отличаются идейной новизной и перспективностью, глубиной, строгостью проработки и тесной связью теории с инженерной практикой. Алексей Алексеевич достойно продолжает славные традиции ученых отечественной научно-технической школы.

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. Чилики, А. С. Шаталов.

Адрес редакции: Москва, Б. Черкасский пер., д. 2/10. Телефон 294-24-80.

Почтовый адрес: Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Сдано в набор 15/V 1970 г.

Формат бумаги 90×001/4

Тираж 11 018 экз.

Подписано к печати 23/VI 1970 г.

Усл. печ. л. 12

Цена 80 коп.

Т-09780

Уч.-изд. л. 14,49

Зак. 1227

Московская типография № 10 Главполиграфпрома Комитета по печати при Совете Министров СССР. Шлюзовая наб., 10.

СОДЕРЖАНИЕ

Журналу «Электричество» — 90 лет	1	Я. Ф. Кузьмин и А. А. Ванаг — Расчет сложных замкнутых электрических сетей 330—750 кв методом узловых проводимостей	62
В. В. Афанасьев и А. Д. Крастина — Новые методы измерения напряжения в высоковольтных цепях	5	И. М. Маркович и А. И. Лазебник — Использование метода ветвей и границ в некоторых энергетических оптимизационных задачах	65
И. Б. Болотин — Измерение напряжения при коммутационных испытаниях высоковольтного аппарата с помощью трансформатора напряжения	12	Ю. Б. Гук и Р. М. Рудакова — Определение математического ожидания числа аварийных отключений систем электроснабжения	71
В. В. Афанасьев, В. П. Зубков и А. Д. Крастина — Оптико-электронные трансформаторы тока	18	В. В. Ильиничнин — Переходные режимы работы трансформаторов тока при смешанной нагрузке	75
Н. А. Добрянская — О восстанавливающейся прочности между контактами электрических аппаратов	24		
В. В. Каплан, В. М. Нашатырь и Э. И. Янчус — Синтетические испытания выключателей на напряжение 110 кв и выше при токах отключения до 63 ка	26	ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ	
С. М. Крижанский — Влияние электродов на характеристики дугового разряда	30	Ч. М. Джуварлы и Г. А. Миронов — Феррорезонансные перенапряжения при кратковременных неполнофазных режимах	80
А. М. Бронштейн и С. Д. Янбухтина — Влияние шунтирующих дуговой промежуток емкостей и сопротивлений на отключающую способность	32	Е. П. Фигурнов — Реле сопротивления с составными характеристиками	83
Г. А. Кукеков, Г. С. Каплан и Л. С. Ветюкова — Влияние торможения потока газа в выхлопной части дутьевой системы дугогасителя на параметры дуги	35	СООБЩЕНИЯ	
М. А. Жаворонков и Б. А. Марек — Дугостойкость металлокерамических контактных материалов	37	В. И. Соколов и В. Л. Горбенко — Бесконтактный индуктивный датчик малых перемещений	86
А. М. Залесский, А. И. Полтев и Д. А. Чанкветадзе — Электрическая прочность дугового промежутка при электромагнитном гашении дуги в элегазе	38	А. Д. Дроздов и В. А. Гармаш — Улучшение работы трансформаторов тока в переходном режиме	87
А. М. Бронштейн и Ю. Н. Иоффе — Исследования макета вентильно-механического отключающего устройства высокого напряжения	41	В. С. Журавлев, А. А. Блинов, А. Е. Корнев и Д. А. Джаниашвили — Контактное сопротивление электропроводных резин	90
М. Е. Заруди — Характеристики ствола дуги в щелевом канале	46	ИЗ ИСТОРИИ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ	
Г. В. Михневич, А. Е. Раздин, В. М. Фялков и А. Н. Курочкин — Повышение устойчивости сверхмощных турбогенераторов с помощью управляемых реакторов	51	В. М. Бузинова-Дыбовская — Первые женские политехнические курсы	91
И. В. Литкенс — Разделение плоскости настроечных параметров АРВ сильного действия синхронной машины	56	ХРОНИКА	
		Доктор технических наук Алексей Алексеевич Булгаков	93



CONTENTS

«Electrichestvo» is 90 Years Old	1	Dividing the Plane of Regulating Parameters for Derivative Type Automatic Excitation Control of a Synchronous Machine — I. V. Litkens	56
New Methods for Measuring Voltages in H. V. Circuits — V. V. Afanasiev, A. D. Krastina	5	Calculating Complex 330—750 kV Networks by the Node Admittance Method — J. F. Kuzmin, A. A. Vanag	62
Voltage Measurement During Switching Tests on H. V. Equipment by Means of a Potential Transformer — I. B. Bolotin	12	Application of the Method of Branches and Boundaries to Several Optimization Problems in Electrical Engineering — I. M. Markovitch, A. I. Lazebnik	65
Optico-Electronic Current Transformers — V. V. Afanasiev, V. P. Zubkov, A. D. Krastina	18	Determining the Mathematical Expectation of the Number of Fault Clearances in Power Supply Systems — U. B. Guk, R. M. Rudakova	71
On Recovery of the Withstand Strength Between the Contacts of Electrical Apparatus — N. A. Dobrianskaya	24	Transients in Current Transformers with an R—L Burden — V. V. Ilinichnin	75
Synthetic Testing of Breakers for 110 kV and Higher Interrupting Currents up to 63 kA — V. V. Kaplan, V. M. Nashatir, E. I. Janchus	26	FROM OPERATING EXPERIENCE	
How Electrodes Influence the Characteristics of Arcing Discharges — C. M. Kridjanski	30	Ferroresonant Overvoltages During Short-time Openx Conductor Operating of a Line — C. M. Djuvarly, G. A. Mironov	80
How Capacitances and Resistances Shunting Arc Gaps Influence Interrupting Capacity — A. M. Bronstein, S. D. Janbuchtina	32	An Impedance Relay with Composite Characteristics — E. P. Fignurnov	83
How Gas Stream Damping in the Arc Txiinguisher Blower Exhaust Affects Arc Characteristics — G. A. Ku-kekov, G. S. Kaplan, L. S. Vetukova	35	REPORTS	
Arc-resistant Cermet Contact Materials — M. A. Djavonkov, B. A. Marek	37	A Contactless Inductive Transducer for Shall Displacements — V. I. Sokolov, V. L. Gorbenko	86
Withstand Strength of Arc Gaps for Electromagnetic Arc Extinguishing in Gas — A. M. Zaleski, A. I. Polte- v, D. A. Chankvetadze	38	Improving Current Transformer Performance During Transients — A. D. Drozdov, V. A. Garmash	87
A Study of a Model for a H. V. Mechanical — Valve Type Interrupting Device — A. M. Bronstein, U. N. Ioffe	41	The Contact Resistance of Conducting Rubbers — V. S. Djuravlev, A. A. Blinov, A. E. Kornev, D. A. Djaniashvili	90
Characteristics of the Arc Core in a Slit Type Channel — M. E. Zarudy	46	FROM THE HISTORY OF ELECTRICAL ENGINEERING	91
Improving the Stability of Extra-large Turbogenerators by Means of Controlled Reactors — G. V. Michnev- vitch, A. E. Razdin, V. M. Fialkov, A. N. Kurochkin	51	CHRONICLE	93

Новые методы измерения напряжения в высоковольтных цепях

Афанасьев В. В., Крастина А. Д.

«Электричество», 1970, № 7

Анализируется оптико-электронный метод измерения напряжения на основе эффектов Керро и Поккельса. Приводятся основные расчетные уравнения. Дано сравнение вариантов конструктивного выполнения измерительных высоковольтных ячеек Керро и Покельса. Илл. 6. Библ. 6.

УДК 621.314.222.8

Измерение напряжения при коммутационных испытаниях высоковольтного аппарата с помощью трансформатора напряжения

Болотин И. Б.

«Электричество», 1970, № 7

Анализируется работа трансформатора напряжения (ТН) при переходных процессах, возникающих при испытаниях высоковольтной аппаратуры на коммутационную способность и при измерении напряжения на дуге. Определены условия для обеспечения необходимой точности измерения. Илл. 6. Библ. 7.

УДК 621.314.224.8

Оптико-электронные трансформаторы тока

Афанасьев В. В., Зубков В. П., Крастина А. Д.

«Электричество», 1970, № 7

Исследуются принципы построения оптико-электронных трансформаторов тока с внешней амплитудной модуляцией, основанные на использовании эффекта Фарадея, и с частотно-импульсной модуляцией. Проводится их сравнение с электромагнитными трансформаторами тока. Илл. 6. Библ. 6.

УДК 621.316.54.167.3

Синтетические испытания выключателей на напряжение 110 кВ и выше при токах отключения до 63 кА

Каплан В. В., Нашатырь В. М., Янчус Э. И.

«Электричество», 1970, № 7

Описывается развитие синтетического метода испытания высоковольтных выключателей: схемы для продления времени горения дуги в выключателе и увеличения амплитуды тока отключения, схемы для суммирования испытательных токов генераторов и колебательного контура, схемы для снижения затухания тока повышенной частоты. Илл. 5. Библ. 2.

УДК 537.52:621.3.032.2

Влияние электродов на характеристики дугового разряда

Крижанский С. М.

«Электричество», 1970, № 7

Предлагается метод учета влияния электродов на столб дугового разряда без явного рассмотрения приэлектродных процессов. Приводятся результаты расчетов, имеющие значение при разработке дуговых камер. Библ. 2.

УДК 621.316.542.064.241.027.3

Влияние торможения потока газа в выхлопной части дутьевой системы дугогасителя на параметры дуги

Кукеков Г. А., Каплан Г. С., Ветюкова Л. С.

«Электричество», 1970, № 7

У дугогасителей воздушных выключателей высокого напряжения отвод горячего ионизированного воздуха из сопловой части в атмосферу осуществляется через специальные каналы и устройства, составляющие выхлопную часть дутьевой системы.

В результате проведенных исследований на моделях дутьевых систем получены данные о влиянии торможения потока газа в выхлопной части на параметры ствола дуги. Илл. 2. Библ. 2.

Влияние шунтирующих дуговых промежутков емкостей и сопротивлений на отключающую способность

Бронштейн А. М., Янбухтина С. Д.

«Электричество», 1970, № 7

Шунтирование дугового промежутка отключающего устройства сопротивлением или емкостью влияет на его отключающую способность не только в посленулевой период за счет изменения скорости восстановления напряжения, но также и в преднулевой период за счет увеличения безтоковой паузы t_c . С помощью специально разработанной схемы экспериментально исследовалась зависимость t_c от величины шунтирующего сопротивления или емкости при отключении разных токов дугогасящим устройством воздушного выключателя. Для данного дугогасящего устройства получена кривая, характеризующая зависимость тока отключения от величины шунтирующего сопротивления при условии, что последнее действует только в преднулевой период и не влияет на скорость восстановления напряжения.

Модифицированная схема позволяет также экспериментально определять скорость нарастания электрической прочности дугового промежутка.

Для исследованного дугогасящего устройства получена кривая роста прочности дугового промежутка во времени при отключении им тока 8,5 кА, близкого к предельному току отключения. Илл. 5.

УДК 621.316.542.064.241.027.3

Электрическая прочность дугового промежутка при электромагнитном гашении дуги в элегазе

Залесский А. М., Полтев А. И., Чанкветадзе Д. А.

«Электричество», 1970, № 7

Приведены результаты исследования характера нарастания электрической прочности промежутка после перехода тока через нуль в устройстве с электромагнитным гашением дуги в элегазе. Результаты получены при неизменных значениях тока и давления. Получена зависимость характера изменения электрической прочности от значения зазора, времени и числа витков. Илл. 3. Библ. 5.

УДК 621.316.54:621.314.632.4

Исследования макета вентильно-механического отключающего устройства высокого напряжения

Бронштейн А. М., Иоффе Ю. Н.

«Электричество», 1970, № 7

Исследуется работа макета выключателя высокого напряжения при шунтировании его дугогасящих контактов силовыми кремневыми вентильми.

Экспериментально определена перегрузочная способность силовых кремневых вентилей со средним значением тока 200 А. Амплитуда разрушающей полуволны тока промышленной частоты в 35–50 раз больше среднего значения тока, а амплитуда многократно допускаемой перегрузки такой полуволной — в 30–35 раз больше. Табл. 1, илл. 7.

УДК 621.316.542:537.523.001.24

Характеристики ствола дуги в щелевом канале

Заруди М. Е.

«Электричество», 1970, № 7

Методом малого параметра рассмотрено решение нелинейного уравнения энергии, найдены распределения температур и тепловых потоков по сечению канала и без привлечения принципа минимума получены аналитические выражения, связывающие напряженность поля в стволе дуги со средней плотностью тока и шириной канала.

Приведен пример оценки точности расчета характеристики дуги методом малого параметра для частного случая, допускающего точное решение. Илл. 4. Библ. 7.

УДК 621.3.016.35:621.313.322—81:621.316.71

Повышение устойчивости сверхмощных турбогенераторов с помощью управляемых реакторов

Михневич Г. В., Раздин А. Е., Финалков В. М., Курочкин А. И.

«Электричество», 1970, № 7

Приводятся результаты исследования статической и динамической устойчивости электростанций, оборудованных сверхмощными турбогенераторами. Показана целесообразность использования управляемых реакторов для повышения устойчивости. Сформулированы рекомендации по системе автоматического регулирования. Табл. 1. Илл. 7. Библ. 9.

Разделение плоскости настроечных параметров АРВ
сильного действия синхронной машины

Литкенс И. В.

«Электричество», 1970, № 7

Вводятся понятия динамических свойств регулируемой синхронной машины, заимствованные из теории нелинейных колебаний. Предлагается аналитическая методика разделения плоскости настроечных параметров АРВ сильного действия синхронной машины на области, соответствующие различным динамическим свойствам: устойчивости равновесия при любых начальных условиях, устойчивости в ограниченной области начальных условий, автоколебаний и неустойчивости при любых начальных условиях. Методы основываются на отыскании приближенных периодических решений нелинейных дифференциальных уравнений и оценке их устойчивости. Илл. 5. Библ. 8.

УДК 621.316:518.5

Расчет сложных замкнутых электрических сетей
330—750 кВ методом узловых проводимостей

Кузьмин Я. Ф., Ваианг А. А.

«Электричество», 1970, № 7

Приведен метод расчета замкнутых электрических сетей сверхвысоких напряжений большой протяженности. Замкнутая сеть описывается полной матрицей инцидентий. Отдельные линии выражаются уравнениями четырехполюсников. Решение получено в виде видонзмненного матричного уравнения узловых проводимостей. Илл. 2. Библ. 5.

УДК 621.311.001.24

Использование метода ветвей и границ в некоторых
энергетических оптимизационных задачах

Маркович И. М., Лазебник А. И.

«Электричество», 1970, № 7

Рассмотрены возможные области применения метода ветвей и границ для решения многоэкстремальных задач в области энергетики. Приведены алгоритмы решения задачи выбора оптимальной электрической сети энергосистемы и задачи оптимизации распределения нагрузки между агрегатами с выбором оптимального состава агрегатов. Илл. 5. Библ. 11.

УДК 621.315.1:621.3.019.3

Определение математического ожидания числа
аварийных отключений систем электроснабжения

Гук Ю. Б., Рудакова Р. М.

«Электричество», 1970, № 7

Приведены расчетные формулы, исходные данные для ВЛ 110 кВ и результаты расчетов математического ожидания числа аварийных отключений систем электроснабжения, состоящих из двух и трех ВЛ с учетом нестационарности потока повреждений, вызываемой метеорологическими условиями, а также для сравнения — расчеты при усредненных значениях повреждаемости. Табл. 2. Илл. 1. Библ. 2.

Переходные режимы работы трансформаторов тока
при смешанной нагрузке

Ильиничнин В. В.

«Электричество», 1970, № 7

Исследуются особенности переходных режимов работы трансформаторов тока при смешанной (активно-индуктивной) нагрузке. Показано, что даже при наличии в первичном токе аperiodической составляющей возможны режимы с переманчиванием сердечника и даже установившиеся режимы глубокого насыщения сердечника. Указанное требует более тщательного выбора расчетной характеристики намагничивания при расчетах переходных процессов. Илл. 6. Библ. 6.

УДК 621.316.94.001.24

Феррорезонансные перенапряжения при кратковременных
неполнофазных режимах

Джуварлы Ч. М., Миронов Г. А.

«Электричество», 1970, № 7

С помощью амплитудно-фазовой плоскости показано развитие феррорезонанса в схеме, приведенной в статье.

Отмечается, что время развития феррорезонанса соизмеримо с временем допустимого разброса фаз выключателя. Показано также, что разрядники с гашением дуги могут оказаться неэффективным средством защиты от феррорезонансных перенапряжений.

Для защиты трансформатора в таких режимах работы рекомендуются постоянно включенные активные сопротивления или нагрузка самого трансформатора. Илл. 4. Библ. 5.

УДК 621.316.925.451

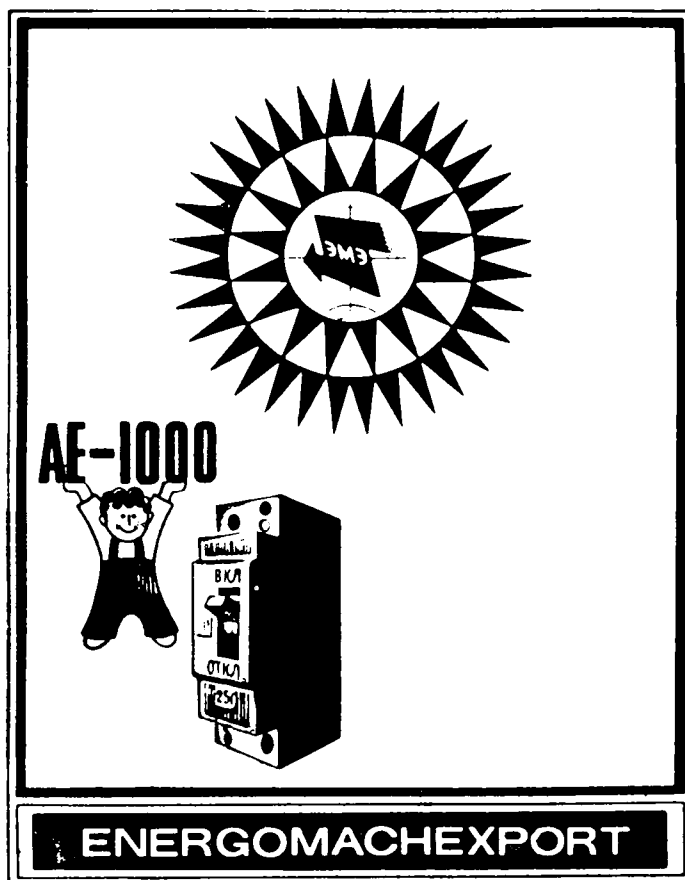
Реле сопротивления с составными характеристиками

Фигурнов Е. П.

«Электричество», 1970, № 7

Рассматриваются способы получения составных характеристик, образованных комбинацией множества единичных простых характеристик, с помощью одной или нескольких схем сравнения двух сигналов и логических ячеек дизъюнкции и конъюнкции. Приведены логические уравнения составных характеристик, получаемых разными способами использования логических ячеек. Составлены таблицы, из которых определяются условия получения единичных простых характеристик, образующих заданную составную характеристику. Приведены принципиальные схемы измерительных органов с логическими ячейками. Табл. 1. Илл. 4. Библ. 4.

Выключатели серии АЕ-1000



защитят ваши электроприборы от перегорания и электросеть от короткого замыкания. Они могут устанавливаться в любых осветительных цепях напряжением 220 в, частотой 50 гц.

Выключатели выпускаются на токи 6—25 а.

Выключатели АЕ-1000 автоматически выключают сеть при перегрузках и коротких замыканиях, а также позволяют включать и выключать цепи вручную.

Выключатели АЕ-1000 имеют малые габариты, надежны в работе и долговечны, незаменимы в промышленности и дома.

Экспортер:
В/О «Энергомашэкспорт» СССР,
В/С «Энергомашэкспорт» СССР,
Москва В-330,
Мосфильмовская, 35
Телекс: 255.