

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

9

1979

СЕНТЯБРЬ

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

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

МОСКВА

ЭНЕРГИЯ

Журнал «Электричество» и русская электротехника в начале XX в.¹

МЕЕРОВИЧ Э. А., доктор техн. наук, проф.

Конец 1899 г. — начало 1900 г. были ознаменованы замечательным событием для русской электротехники: созывом I Всероссийского электротехнического съезда. Журнал на некоторое время стал как бы рупором съезда.

Открывшийся 27 декабря 1899 г. съезд продолжался до 7 января 1900 г. Число его участников — 560 чел. — было по тем временам очень большим. На съезде было заслушано 92 доклада по самым разнообразным вопросам электротехники. В центре работы по созыву съезда и последующей популяризации его докладов стоял редактор журнала «Электричество» А. И. Смирнов, который был избран на съезде товарищем председателя. Председательствовал на съезде Н. П. Петров, который был также и председателем Русского технического общества.

В связи с задачами данной статьи заслуживает внимания ряд вступительных докладов: Н. П. Петрова «Приветственная речь», А. И. Смирнова «Об успехах электротехники» и М. О. Доливо-Добровольского «О трехфазном переменном токе».

Первый касался славного прошлого русской электротехники и подытоживал достижения русской электротехнической мысли. Упоминались имена Петрова, Шиллинга, Якоби и в особенности Яблочкова, работы которого дали сильный толчок развитию электротехники и вывели ее в связи с применением электрической энергии для целей освещения на промышленную основу.

Второй доклад прозвучал как панегирик человеческому гению, развернул широкую картину успехов науки XIX в. и сопутствующих им достижений электротехники. Возможность дальнейшего прогресса

са автор видел в единстве развития науки и техники. Ни одно физическое явление не перешло так быстро из лаборатории ученого в безграничное поле практических применений, как электричество. Еще только разрабатывались приборы для электрического освещения: и свеча Яблочкова, и лампы накаливания, а А. И. Смирнов определял как перспективу электротехники в этой области прямое преобразование электричества в световой поток, предсказывая, что его источником может являться холодное свечение газов в разрядных трубках типа Гейслера, Мура и др., в которых электрическая энергия преобразуется в световую без дополнительных потерь на нагревание.

Мысль ученого опережала технические свершения. Автор доклада видел, что использование электрической энергии при преобразовании ее в электромагнитные колебания светового диапазона является целесообразным — без дополнительных потерь. Докладчик говорил об успехах передачи электрической энергии на расстояние и о ее распределении для различных целей промышленного производства. В этом смысле электротехника конца XIX в. встречала препятствия, так как в ней использовался главным образом постоянный ток. На основании работ Лачинова было ясно, что для осуществления экономичной передачи необходимо повысить напряжение, и предлагались системы трех — пятипроводниковых передач. Наибольшую известность получила система Тюри, однако окончательно вопрос был решен только после разработки трехфазного переменного тока. Здесь мы переходим к теме третьего доклада.

Еще на выставке 1891 г. во Франкфурте была показана новая техника генерирования и передачи трехфазного переменного тока. Последующий де-

¹ Статью о первом двадцатилетии журнала см. в № 7, 1979.

сятилетний период оказался для идеи трехфазного тока триумфальным. М. О. Доливо-Добровольский сумел к 1900 г. представить широкую картину развития всей системы применения трехфазного тока, начиная от генераторов, трансформаторов, линий передач и кончая его использованием в промышленности.

На страницах журнала «Электричество» представлен хорошо иллюстрированный материал по изготовленному Всеобщей компанией электричества оборудованию: металлообрабатывающих станков различного типа (токарных, строгальных, полировальных, ножиц для листового железа); электродвигателей для ткацких станков; воздушных насосов и других установок с индивидуальным электроприводом для промышленных целей различного применения. Таким образом, трехфазный ток решил проблему передачи и распределения электрической энергии в цехах заводов, минуя неизбежные до того громоздкие трансмиссии. Было показано громадное преимущество трехфазного тока, что обезоружило даже самых яростных его противников и открыло дорогу электротехнике в XX в. Не случайно М. О. Доливо-Добровольский, почетный член русского технического общества, заканчивая доклад, имел возможность с гордостью сказать: «С таким вооружением электротехника переступает через порог нового столетия».

Заседания съезда велись по секциям, из которых отметим следующие: электротехническая промышленность, производство и распределение электроэнергии, электрические железные дороги, электрохимическая промышленность, электро-медицина. Интересно, что именно по этим разделам распределялись в те годы материалы, публикуемые в журнале «Электричество». Имелся в нем и большой вводный общий раздел науки, лицо которого только начинало формироваться. Большое



В. Ф. Миткевич (1872—1951).

внимание было обращено на электротехническое образование в стране. Постоянным сотрудником журнала, выступавшим по этому вопросу, был молодой М. А. Шателен, вошедший в электротехническую науку именно в эти годы. На съезде он сделал доклад о преподавании электротехники в высших технических учебных заведениях России. Электротехника как отдельный предмет преподавалась в Рижском, Киевском и Варшавском политехнических институтах. Большим событием явилось преобразование в 1900 г. Петербургского электротехнического института в Высшее специальное учебное заведение (ныне ЛЭТИ им. Ульянова (Ленина), которому было представлено право выпускать инженеров-электриков. Заслуживает быть отмеченным, что среди предметов, читаемых в этом вузе, впервые упоминается расширенный курс теоретической электротехники, специальные курсы переменных токов и электрических измерений.

В этом же году состоялось еще одно важное событие: в октябре 1900 г. в Санкт-Петербурге открылось новое научно-техническое общество при электротехническом институте, получившее название «Русское электрическое общество», в уставе которого говорилось, что, кроме обычной категории членов, вводится новая категория студентов-сотрудников; ими могли быть все студенты института, что и должно было придать обществу много молодых сил. Интересно привести тематику докладов и их авторов — членов общества: В. Ф. Миткевича «Об алюминивых выпрямителях переменного тока», М. А. Шателена «О приборе для наблюдений некоторых явлений в цепи переменного тока» В. К. Лебединского, А. Л. Гершуна и др. Таким образом, с созданием этого общества связано основание ленинградской научной электротехнической школы. Наиболее важные доклады предполагалось печатать на страницах журнала «Электричество», что,



М. А. Шателен (1865—1957).

как мы увидим в дальнейшем, и было выполнено.

Доклад В. Ф. Миткевича был напечатан в следующем году. Он касался наблюдений, сделанных при исследовании различных выпрямительных схем и влияния на их токи индуктивных катушек. В докладе А. Л. Гершуна теоретически рассматривалась форма кривой получавшегося при этом тока. Исследование проведено с применением ряда Фурье и может быть оценено как одно из первых исследований в области теоретической электротехники, сделанных в этом направлении. Нужно сказать, что в это время научный раздел журнала «Электричество» в основном был посвящен изложению электромагнитной теории Фарадея — Максвелла, причем в этом же году вышла на русском языке книга А. Пуанкаре «Теория Максвелла и герцевские колебания» в переводе М. А. Шателена и В. К. Лебединского. В. К. Лебединский был постоянным сотрудником журнала по вопросам науки в то время, когда научные основы электротехники рассматривались еще как раздел физики. Преобразование этого раздела в раздел научных основ техники производства, передачи и потребления электрической энергии еще было впереди, для этого понадобилось примерно десять лет.

Основное затруднение развития методов использования переменного тока состояло в неумении разбираться в явлениях, которые возникали в цепях, содержащих индуктивность, емкость. Так, на съезде понадобилось поставить специальный доклад Б. А. Петерса (позднее опубликованный в виде отдельной статьи в журнале «Электричество» «О расчетах проводов при распределении энергии переменным током». Отсюда ясно, каким шагом вперед явились упомянутые доклады, делавшиеся в Русском электрическом обществе и опубликованные в 1901 г. молодым ассистентом электротехнического института В. Ф. Миткевичем и сотрудником физической лаборатории артиллерийского офицерского класса в Кронштадте А. Л. Гершуном.

Развитие практической электротехники в царской России сильно отставало от зарубежных стран, однако журнал «Электричество», публикуя на своих страницах сведения о зарубежных новинках, помогал держать читателей журнала в курсе технического прогресса. По каждому из разделов была введена рубрика новостей техники. В них сообщалось о всех крупных электротехнических сооружениях, линиях передачи, электрических станциях, о новых применениях электричества, перепечатывались наиболее интересные статьи из зарубежных журналов. Точно так же по вопросам, связанным с теорией электротехники, печатались статьи известных иностранных ученых. Нашел отражение в журнале Международный электротехнический съезд (и выставка при нем), состоявшийся в Париже в 1900 г. Одним из делегатов съезда от России был М. А. Шателен, избранный вице-председателем. Русский отдел выставки был отмечен золотой медалью. Таким образом, журнал «Электричество» помогал электротехникам России быть полностью информированными, находиться на переднем крае электротехнической науки.

На I Всероссийском съезде был избран «Постоянный комитет по Всероссийским электротехниче-

ским съездам», в задачу которого входила подготовка последующих съездов. Для электротехники России этот комитет со своими различными комиссиями сыграл значительную роль. Съезды было намечено проводить каждые два года, поэтому следующий съезд по предложению председателя Московского филиала VI отдела было намечено провести в конце 1901 г. в Москве. В промежутке между съездами комитет готовит материалы для предстоящего съезда. Деятельным участником комитета был А. И. Смирнов, избранный товарищем председателя. На съезде были избраны различные комиссии, комитеты, которые должны были выступать с предложениями по неотложным вопросам, касающимся текущей жизни электротехники в стране. Разрабатывалось положение о правовых основаниях прокладки линии передач через земли, принадлежащие различным владельцам, об использовании энергии рек. Впервые возник вопрос о защите электрической энергии от хищения. Разрабатывался подробно вопрос о защите от несчастных случаев и оказании первой помощи пострадавшим от электрического тока. По всем этим вопросам публиковались подробные статьи в журнале «Электричество» и надо удивляться тому, как А. И. Смирнов, единоличным редактором журнала (всего с одним или двумя помощниками), справлялся с этим делом.

II съезд (1901—1902 гг.) имел те же секции, что и предыдущий, и также привлек много участников. На этот раз с докладами выступили и московские электротехники.

Электротехническая школа в Москве по времени создания несколько отставала от петербургской. На съезде впервые выступил К. А. Круг с докладом о «поющей» дуге, модной тогда теме. С приветствием от Высшего технического училища выступал молодой Б. И. Угримов. Любопытна тема доклада, прочитанного им: «Современная борьба керосина,



Б. И. Угримов (1872—1941).

газа и электричества». Чтобы представить себе значение этого доклада для России того времени, нужно вспомнить, что в то время преобладало керосиновое освещение, в больших городах оно вытеснялось газовым, а электрическое только начинало распространяться. Подход автора доклада был интересен с психофизиологической точки зрения. Рассматривались спектральные характеристики ламп: в длинноволновой зоне видимого спектра для керосиновых, в средневолновой для газовых светильников с ауэровскими колпачками и в коротковолновой зоне для электрических лампочек Нернста, о которых много писалось в то время на страницах журналов, в том числе и в «Электричестве».

Журнал публиковал также сведения об использовании возобновляемых источников энергии для преобразования в электрическую. Интересно упомянуть об описании в журнале устройства в Калифорнии солнечной установки, состоящей из десятиметрового параболического зеркала, в фокусе которого был расположен паровой котел. Энергия пара преобразовывалась в электрическую для зарядки аккумуляторной батареи и приведения в движение водяного насоса для полива. Зеркало было снабжено часовым механизмом, который настраивался в автоматическом режиме слежения за солнцем.

Публикация научных и технических статей в «Электричестве» значительно способствовала развитию электротехнической мысли в России. Журнал много времени уделял воспитанию электротехнических кадров не только высшей, но и средней квалификации, нужда в которых была особенно велика. При Русском электротехническом обществе существовала специальная школа электротехников, и журнал освещал не только вопросы обучения в ней, но и сообщал о распределении и использовании ее выпускников.

Чтобы охарактеризовать состояние электротехники в 1902 г., нужно отметить, что за рубежом уже были построены линии передач напряжением 40 кВ и проектировалась линия 60 кВ протяженностью 200 км (Ниагара — Торонто), однако в «Электричестве» публиковались статьи, развивающие главным образом общие области электротехники вследствие почти полного отсутствия в России электропромышленности. Здесь следует отметить опубликованную в журнале в качестве одной из первых работ в области теоретической электротехники статью В. Игнатовского «Потери на токи Фуко в стержне, помещенном в переменное магнитное поле». Она была написана с применением уравнений Максвелла, с введением комплексных величин для переменных токов в духе современных исследований. Наряду с публикацией зарубежных исследований, например, прекрасной статьи М. Пупина «О распространении волн без искажения в телефонных линиях с сосредоточенными индуктивностями, размещенных на равных расстояниях друг от друга» и впервые появившегося сообщения Кеннелли об эквивалентной звезде и треугольнике, все больше стали публиковаться работы русских электротехников. Появились статьи о защите подземных коммуникаций от блуждающих токов, вызванных городскими трамваями, сообщение о таком проблемном до сих пор вопросе, как наложение

постоянного тока на переменный (С. Майзель, 1902 г.). Таким образом, начала развиваться тематика, которая окончательно определила теоретические и экспериментальные основы электротехники как самостоятельной и важнейшей области современной инженерной науки.

В те годы начинают проводиться работы в области электромашиностроения. За рубежом уже были опубликованы учебники по электрическим машинам, такие как Арнольда (первые свой труды проф. Арнольд написал во время работы в Рижском политехническом институте), Томпсона и др. В журнале «Электричество» в разделе библиографии появляется подробное сообщение о книге П. Копняева, являющейся частью курса электрических машин, читаемого автором в Харьковском технологическом институте. По словам рецензента, эта книга — самый крупный вклад в оригинальную электротехническую литературу своего времени. Из статей практического характера, представлявших большой интерес, отметим статью П. А. Ковалева «Устройство электрического освещения на некоторых центральных улицах Санкт-Петербурга». Статья представляла сокращенный доклад, прочитанный автором на заседании VI отдела РТО в январе 1903 г. В ней говорится об установке на центральных улицах Петербурга 919 дуговых фонарей. Эта работа представлялась столь крупной, что была разделена между тремя фирмами, имевшими в то время свои электрические станции в Петербурге. Опубликованная в 1904 г. статья изобилует техническими расчетами, богато иллюстрирована, к тому же содержит описания собственных конструкций автора (вводы, регуляторы и т. д.), что характеризует передовую технику электрических осветительных установок того времени.

III электротехнический съезд, состоявшийся на рубеже 1904 г., много времени посвятил проведению в жизнь постановлений предыдущего съезда. В частности, в докладе А. И. Смирнова говорилось о техническом надзоре за электротехническими установками, о введении и издании правил технической безопасности, о правилах безопасности на городской трамвайной сети, о взаимоотношении между проводкой сильных и слабых токов и др. Из-за медлительности администрации все эти правила часто вводились в жизнь раньше их законодательного утверждения. Таким образом, электротехнический съезд и соответственно журнал «Электричество» брали на себя роль хозяина во всех вопросах электрической жизни России. Отметим особо, что в докладе Н. Н. Георгиевского (делопроизводителя VI отдела) имелось сообщение, что к январю 1904 г. было выполнено постановление предыдущего съезда об открытии при МВТУ специального электротехнического отделения. Это было первое упоминание в журнале «Электричество» об открытии электротехнического факультета в Москве.

В 1905 г. отмечалось 25-летие журнала. Передовая статья, посвященная этому событию, с полным правом заканчивалась словами: «... есть разница в сведениях по электричеству и применениях его в русском обществе между 1880 и 1905 годами. Все предыдущее фактически достовернее позволяет утверждать, что известная доля этой разницы есть

дело, совершенное журналом «Электричество» ... И пусть новые люди, которые поведут его более совершенно, сохранят в нем то истинное и благородное, что вложено работниками первой четверти вековой жизни нашего журнала».

В течение 1905—1906 гг. содержание журнала и его объем примерно сохранились, однако в нем не могли не найти отражения революционные события в России. Большое место стали занимать сообщения об общих собраниях VI отдела и собраниях его непременных членов, на которых обсуждались вопросы, касающиеся профессиональной жизни работников электротехнических организаций, вопросы страхования рабочих и другие социально-экономические проблемы. Естественно, это несколько уменьшило возможность публикации научных и технических работ, однако журнал продолжал следить за развитием научной тематики, причем с развитием электротехники тематика научных статей изменилась. В теоретической части журнала появились новые темы, такие как «Резонанс несвязанных и связанных систем» (В. К. Лебединский). Была помещена смотрящая в будущее статья «Синхронные двигатели и параллельные соединения альтернатов» (Я. Коган-Шабшай). Должна быть отмечена помещенная в 1906 г. статья А. Петровского «Изменение коэффициента самоиндукции первичной обмотки индукционной спирали во время работы», представляющая собой одну из первых работ по нелинейным цепям, или статья Д. Рожанского «Теория дуги переменного тока и ее применения» — одна из статей ставшего позднее известным автора. В разделе «Электрическая тяга» отметим статью «Однофазные коллекторные двигатели для электрических железных дорог» (Я. М. Гаккель).

1906 г. стал переломным для журнала. А. И. Смирнов, бессменный редактор журнала в течение 15 лет и руководитель VI отдела РТО, ушел с обоих постов. Это было для журнала большой потерей, поскольку А. И. Смирнову, имевшему лишь двух помощников — секретарей редакции (с 1896 г. — Г. Н. Шведер, с 1904 г. — С. О. Майзель), удавалось все это время вести журнал на весьма высоком уровне и придать ему привычный, вполне стабильный характер. Именно благодаря его усилиям научный характер статей сочетался с практической направленностью, чего и требовал читатель.

На совещаниях VI отдела РТО в 1906 г. под председательством М. А. Шателена, сменившего на этом посту А. И. Смирнова, обсуждалось будущее журнала. Журнал оказывался нерентабельным и из-за отсутствия средств был накануне закрытия. Издаваемый на коммерческой основе, при неоплачиваемом главном редакторе, без дотации со стороны царской администрации, журнал больше не мог существовать. Руководство VI отдела приняло решение о реорганизации журнала — создании редакционного комитета с выборным главным редактором.

Ответственным редактором был избран С. Д. Гефтер, один из старейших непременных членов VI отдела. Выбранный на двухлетний период, он продолжал редактировать журнал и в дальнейшем.

В 1905—1906 гг. русская электротехника понесла ряд чувствительных потерь. Скончался А. С. Попов — изобретатель беспроводного телеграфа, автор многих статей, печатавшихся в журнале «Электричество», в том числе ставших историческими статей о первых шагах беспроводного телеграфа. А. С. Попов в последние годы жизни был избран профессором Санкт-Петербургского электротехнического института по кафедре физики, а затем назначен директором института. Это были весьма трудные годы для А. С. Попова: после перехода на новую должность он должен был посвятить себя чисто организационным делам в весьма бурный период жизни института. Он скончался 31 декабря 1905 г., в период своего творческого расцвета, когда казалось бы, создалась наконец практическая возможность воплощения в жизнь его идей.

В память А. С. Попова была учреждена премия за лучшую работу в области электричества. В числе учредителей премии был VI отдел РТО. Положение о премии было опубликовано в журнале «Электричество». Первым лауреатом этой премии через год после ее учреждения стал В. Ф. Миткевич за работу «Вольтова дуга», опубликованную в 1907 г.

Учитывая финансовые трудности, которые переживал журнал, редакционный комитет поставил целью привлечение большего числа подписчиков (в 1906 г. было 200—300 подписчиков), главным образом за счет электротехников-практиков. Имелось в виду и привлечение средств электротехнических фирм за счет объявлений.

Программа издания была объявлена следующей:

1. Состояние и развитие электротехники и электротехнической промышленности.
2. Отчеты о деятельности VI отдела РТО и Всероссийских электротехнических съездов.
3. Теория и практика электричества и его приложений.
4. Теория и практика областей техники, связанных с электротехникой (паровые и газовые машины, турбины и т. д.).
5. Техническое оборудование, устройство и эксплуатация электротехнических сооружений в России и за границей, статистика.
6. Обзор литературы, хроника, мелкие известия, привилегии² и письма в Редакцию.
7. Критика и библиография сочинений по электротехнике.

Журнал выходит ежемесячно, объем номеров — 4 листа и 3 листа (летом). В 1907 г. объем был 410 с. вместо 350 с. до того.

Эта программа соответствовала более практическому инженерному уклону, который руководство VI отдела решило придать журналу. Для ее выполнения и понадобилось некоторое увеличение объема журнала. Несмотря на изменение основной линии в практическую сторону, вопросы электротехнической науки не остались без внимания. Для этого к работе в журнале были привлечены многие известные русские и зарубежные ученые: А. А. Воронов, П. Д. Войнаровский, Н. Г. Егоров, В. К. Лебедин-

² Авторские свидетельства

ский, В. Ф. Миткевич, М. А. Шателен, А. Блондель, П. Бушери, А. Пуанкаре, Ч. Штейнметц и др.

Разбивка по отделам претерпела изменения. Чисто научные физико-технические разделы были уменьшены. Были выделены разделы: «Генераторы, трансформаторы и двигатели», «Сети и передача энергии». Все вопросы телефонии, телеграфии и т. д. были сведены в раздел «Слабые токи». Был введен новый раздел: «Тепловые и механические двигатели и паровые котлы». Особенно отметим новый для журнала «Электричество» раздел, отвечавший требованиям времени: «Профессиональная жизнь». Как и раньше, много места уделялось докладам Всероссийского электротехнического съезда и докладам на заседаниях технических обществ (Общества инженеров-электриков и VI отдела РТО). В разделе «Хроника» публиковались известия, касающиеся развития электротехники в различных городах России. Для оценки прогрессивной направленности этого раздела отметим помещенное в нем и так взволновавшее электротехническую общественность сообщение об обыске в электротехническом институте, который был произведен царской полицией.

Из публикаций 1907 г. по научным основам электротехники отметим статьи, посвященные вопросам расчета цепей переменного тока по Бушери (теорема сохранения реактивных и активных мощностей, схема Бушери и т. д.), методу расчета цепей с распределенными постоянными по Блонделю и влиянию железа на изменение формы кривой переменного тока (Ф. Бюделль и А. Туттель). Однако основное место было уделено тематике другого характера: оборудованию электростанций, паровым котлам и турбинам, сведениям об установках в различных городах страны, технико-экономической информации, сведениям по монтажу электрических установок линий передач, трамвайных линий и т. д. Словом, журнал становился политехническим по направлению, соответствующему тому представлению о широком профиле образования, которым должен был обладать инженер-электрик. Такое представление было господствующим в течение следующих десятилетий, в последующие годы оно закрепилось.

В 1908 г. объем журнала еще увеличился. По изданию журнала «Электричество» была разработана специальная инструкция, утвержденная VI отделом РТО в 1908 г., согласно которой журнал должен был вестись особым редакционным комитетом, состоящим из представителей пяти редакционных отделов и трех членов хозяйственной комиссии. Состав редакционных отделов определялся VI отделом РТО. В него также входили лица, привлекаемые редакционным комитетом. В конце каждого года члены редакционного отдела выбирали представителей в редакционный комитет на следующий год. Председатель редакционного комитета и его заместители выбирались на собраниях непременных членов VI отдела. В 1907—1908 гг. представителями групп в редакционном комитете были Б. Л. Розинг, А. В. Вульф, Г. Н. Шароев, П. П. Дмитренко, И. Т. Павлицкий. Председателем редакционного комитета был вновь выбран С. Д. Гефтер.

Другое изменение в издании журнала, которое произошло в 1908 г., состояло в том, что он наряду с органом VI отдела РТО и Всероссийских электротехнических съездов становился также органом молодого Московского общества электротехников, что означало повышение влияния последнего. (Председателем Совета общества был А. А. Эйхенвальд, товарищами председателя И. В. Линде и Я. Ф. Каган-Шабшай, секретарем Л. В. Дрейер). В Московском обществе была выделена специальная редакционная группа в составе Л. В. Дрейера, Я. Ф. Каган-Шабшай, Н. С. Егорова. Журнал «Электричество» становился единственным и наиболее авторитетным электроэнергетическим журналом страны³.

В 1907 г. состоялся IV Всероссийский электротехнический съезд в Киеве. Он собрался на 1,5 года позже ранее намеченного срока в связи с бурными событиями, потрясшими Россию, когда, по выражению Шателена, «было не до технических собраний, слушаний технических докладов». Однако в работе съезда участвовало 400 делегатов. Труды съезда печатались в журнале «Электричество» или выходили в виде специальных приложений. В 1908 г. в журнале печатались труды предстоящего V съезда. Отметим также проведение в 1908 г. съезда по освещению и отоплению. Материалы этих съездов также публиковались в журнале «Электричество». В то же время редакционный комитет распространил анкету о том, насколько материалы, печатающиеся в журнале, удовлетворяют читателей. По поводу результатов этой анкеты были сделаны выводы о том, что во-первых, журнал должен держать читателей в курсе прогресса в электротехнике с помощью широкопоставленных и современных обзоров и, во-вторых, уровень, которого достигла современная техника и промышленность, заставляет инженеров строго специализироваться, т. е. журнал должен детально освещать те области, в которых работает читатель. Кроме того, журнал должен стать больше по объему и разнообразию публикуемого материала, а также давать резюме статей, чтобы сократить время читателей для их выбора. Этим требованиям было непросто удовлетворить при ежемесячном выпуске, поэтому с 1909 г. журнал должен был выходить 2 раза в месяц.

Нужно отметить, что по содержанию журнал приобрел более широкий профиль. Так, в шести номерах 1908 г. был опубликован обширный обзор Т. Ф. Макарьева по паровым турбинам, в трех номерах помещен обзор «Утилизация водяных сил для электрических передач» (Б. А. Бахметьев), в трех номерах напечатана статья «Особенности электрических станций на горных промыслах и заводах» (М. Ф. Фридендер). В то же время журнал сократил публикацию статей по теории электричества как физического явления: в 1907 г. в этом разделе было напечатано всего четыре статьи.

Взамен появилась новая тематика, связанная с электрическими явлениями в электротехнических

³ Возникали и другие журналы, но существовали недолго, быстро исчезали и к тому же носили более частный характер.

устройствах. Была опубликована статья «О новой конструкции трансформаторов высокого напряжения». В ней впервые излагался принцип построения конденсаторных высоковольтных выводов с равномерным распределением напряжения по слоям на 200 кВ (№ 8, 1908 г.). Статья «Новый метод расчета сети переменного тока, обладающей самоиндукцией и емкостью» была посвящена расчету цепей с распределенными постоянными. Статья «Отчеты исследований американской палаты мер по созданию расчетных формул определения коэффициента самоиндукции катушек или круговых проводников» явилась обзором по предохранительным приспособлениям против перенапряжений при атмосферных разрядах (разрядники, защитные троссы и др.). Важное значение имела разработанная редакцией журнала «Электричество» (№ 5, 1905 г.) и утвержденная IV отделом терминология в области электротехники. Принятой терминологии придерживались длительное время. В это же время пуб-

ликуется важный доклад Б. И. Угрюмова о передаче электрической энергии линией 40 кВ, в связи с чем был поставлен вопрос о создании в каком-либо из высших учебных заведений лаборатории высоких напряжений и об обращении в учебный комитет Московского высшего технического училища о своевременности создания при электротехнической лаборатории отделения высоких напряжений. Это первые упоминания о создании лаборатории высоких напряжений в России (25 сентября 1908 г.)

Таким образом, к V Всероссийскому съезду журнал «Электричество» был полностью перестроен и по содержанию печатавшегося материала, и по структуре управления его изданием. В связи с коллегиальностью руководства у него стали теснее связи с читателями, интерес к нему поднялся. Это сказалось и на материальной стороне дела: журнал из убыточного превратился в прибыльный. (Окончание в следующем номере.)



УДК 621.372.001.24

Метод расчета несимметричных многофазных цепей

СИНЕГУБКО Ю. Е., канд. техн. наук, ЭФРОС А. Г., инж.

Челябинск

В последнее время все большую актуальность приобретают вопросы расчета несимметричных многофазных цепей, особенно несимметричных трансформаторных цепей, в связи с применением для их регулирования различных комбинаций тиристорных ключей, которые могут переключаться в разных фазах неодновременно.

Метод симметричных составляющих, широко используемый при расчете установившихся несимметричных режимов симметричных цепей, при расчете несимметричных цепей становится громоздким из-за сложности определения сопротивлений различных последовательностей. В несимметричных цепях токи любой последовательности вызывают падения напряжения не только этой, но и других последовательностей, поэтому схемы замещения цепей токов различной последовательности оказываются взаимосвязанными. В этом случае сопротивления прямой, обратной и нулевой последовательностей приходится определять методом мощностей, выражая их через сопротивления короткого замыкания пар обмоток трансформатора [Л. 1].

В данной статье рассматривается более простой метод расчета несимметричных многофазных цепей, в котором сопротивления схем замещения могут определяться непосредственно по данным опытов холостого хода и короткого замыкания. Кроме того, предлагаемый метод позволяет сравнительно просто рассчитывать переходные процессы в несимметричных многофазных цепях, для которых это было крайне сложной задачей.

В основе предлагаемого метода, как и в основе метода симметричных составляющих, лежит принцип наложения, применимый только для линейных

цепей. Поэтому метод дает хорошие результаты для тех цепей, в которых допустимо пренебрежение нелинейностью. Ток в цепи представляется алгебраической суммой токов, вызванных каждой из фазных э.д.с. в отдельности. В связи с этим метод уместно назвать «методом фазных составляющих». Фазные составляющие тока определяются из схем замещения многофазной цепи, в каждой из которых составляется по одному источнику фазной э.д.с. Так, для трехфазной цепи составляется три однофазные схемы замещения, одинаковые по конфигурации, но отличающиеся в общем случае величинами сопротивлений. В первой из них действует только э.д.с. E_A , во второй — только E_B , в третьей — E_C .

Схемы замещения трехстержневого трансформатора. Рассмотрим как составляются схемы замещения многофазной цепи на примере несимметричного трехфазного трансформатора, первичные и вторичные обмотки которого включены по схеме «звезда с нулем». Несимметрия трансформатора может проявляться в различии числа витков у одноименных обмоток разных фаз, их сопротивлений, сопротивлений намагничивания стержней. Кроме этого, несимметричными могут быть условия на входных или выходных зажимах трансформатора вплоть до полного обрыва или закорачивания одной или нескольких обмоток.

Составим сначала первую из трех схем замещения трансформатора для расчетного режима, когда синусоидальное напряжение \dot{U}_{1A} подается на первичную обмотку только фазы А, первичные обмотки других фаз зашунтированы внутренними сопротивлениями соответствующих фазных источников,

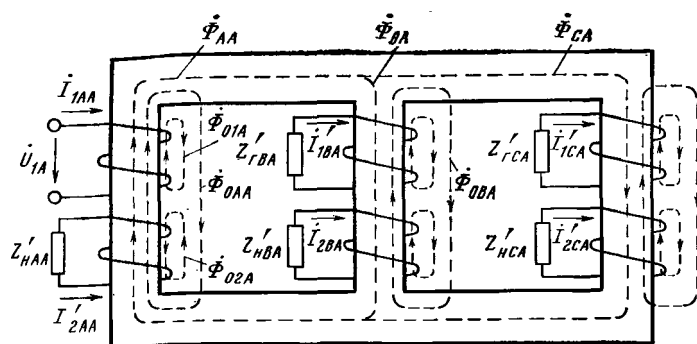


Рис. 1.

а вторичные обмотки всех фаз замкнуты через сопротивления нагрузки (рис. 1). При этом примем допущения, которые обычно используются при составлении схем замещения трансформаторов и наиболее полно изложены в [Л. 2]. Взаимное расположение обмоток на стержне (концентрическое или чередующееся) не имеет принципиального значения.

Приведем все первичные и вторичные обмотки трансформатора к первичной обмотке фазы А. Коэффициенты приведения определяются из соотношения чисел витков обмоток. Приведенные величины будем обозначать добавлением к символу штриха сверху.

Намагничивающие силы обмоток трансформатора создают основное поле и поле рассеяния. Магнитный поток Φ_{AA} основного поля замыкается по магнитопроводу, разветвляясь на потоки Φ_{BA} и Φ_{CA} (рис. 1). Потоки Φ_{AA} , Φ_{BA} и Φ_{CA} наводят в обмотках стержней А, В и С э. д. с., которые для приведенного трансформатора связаны уравнением, вытекающим из первого закона Кирхгофа для магнитных цепей:

$$\dot{E}_{AA} = \dot{E}_{BA} + \dot{E}_{CA}. \quad (1)$$

Сложную картину поля рассеяния для удобства расчета упростим. Будем считать, что имеются потоки, каждый из которых создан током одной обмотки, сцеплен только с ней и проходит по немагнитной среде (например, Φ_{01A} , Φ_{02A}). Соответственно каждая обмотка будет иметь свое индуктивное сопротивление рассеяния [Л. 3]. Кроме потоков рассеяния обмоток, упрощенное поле рассеяния будет содержать только потоки Φ_{0AA} , Φ_{0BA} , Φ_{0CA} , каждый из которых создан токами обмоток одного стержня, сцеплен только с обмотками этого стержня и проходит сначала по стержню магнитопровода, а затем, замыкаясь от ярма к ярму, — по немагнитной среде. Эти потоки назовем ярмовыми потоками рассеяния.

Из-за потоков рассеяния ухудшается электромагнитная связь обмоток трансформатора. Из опытов видно, что ослабление связи обмоток, расположенных на одном стержне, например обмоток стержня А из-за потоков Φ_{01A} и Φ_{02A} , незначительно, а связь между обмотками разных стержней из-за потоков Φ_{0AA} , Φ_{0BA} , Φ_{0CA} ухудшается существенно. Это говорит о том, что ярмовые потоки

рассеяния значительно больше потоков рассеяния обмоток.

В обмотках стержня А э. д. с. создается суммарным потоком $\Phi_{AA} + \Phi_{0AA}$ и равна $\dot{E}_{AA} + \dot{E}_{0AA}$. В обмотках стержней В и С э. д. с. создаются соответственно потоками $\Phi_{BA} - \Phi_{0BA}$ и $\Phi_{CA} - \Phi_{0CA}$ и равны $\dot{E}_{BA} - \dot{E}_{0BA}$ и $\dot{E}_{CA} - \dot{E}_{0CA}$.

Токи намагничивания будем учитывать отдельно для каждого стержня. Для линейного трансформатора они будут пропорциональны э. д. с., созданным суммарными потоками в стержнях.

С учетом изложенного для контуров обмоток на основании второго закона Кирхгофа можно записать:

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_{AA} + \dot{E}_{0AA} &= \dot{I}_{1AA}(r_{1AA} + jx_{1AA}) - \dot{U}_{1A}; \\ \dot{E}'_{BA} - \dot{E}'_{0BA} &= \dot{I}'_{1BA}(Z'_{гВА} + r'_{1BA} + jx'_{1BA}); \\ \dot{E}_{AA} + \dot{E}_{0AA} &= \dot{I}'_{2AA}(Z'_{нАА} + r'_{2AA} + jx'_{2AA}); \\ \dot{E}'_{BA} - \dot{E}'_{0BA} &= \dot{I}'_{2BA}(Z'_{нВА} + r'_{2BA} + jx'_{2BA}); \\ \dot{E}_{AA} + \dot{E}_{0AA} &= -\dot{I}_{mAA}(r_{mAA} + jx_{mAA}); \\ \dot{E}'_{BA} - \dot{E}'_{0BA} &= -\dot{I}'_{mBA}(r'_{mBA} + jx'_{mBA}); \\ \dot{E}'_{CA} - \dot{E}'_{0CA} &= \dot{I}'_{1CA}(Z'_{гСА} + r'_{1CA} + jx'_{1CA}); \\ \dot{E}'_{CA} - \dot{E}'_{0CA} &= \dot{I}'_{2CA}(Z'_{нСА} + r'_{2CA} + jx'_{2CA}); \\ \dot{E}'_{CA} - \dot{E}'_{0CA} &= -\dot{I}'_{mCA}(r'_{mCA} + jx'_{mCA}), \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где \dot{I}_{1AA} , \dot{I}'_{1BA} , \dot{I}'_{1CA} , \dot{I}'_{2AA} , \dot{I}'_{2BA} , \dot{I}'_{2CA} , \dot{I}_{mAA} , \dot{I}'_{mBA} , \dot{I}'_{mCA} — токи в первичных и вторичных обмотках и намагничивающие токи. Здесь и в последующих обозначениях последняя буква индекса указывает, какой схеме замещения принадлежит данная величина (т. е. к первичной обмотке какой фазы приведена данная величина), предпоследняя буква индекса определяет фазу.

Z_r , Z_n — полные сопротивления генератора и нагрузки;

r_1 , r_2 — активные сопротивления первичной и вторичной обмоток;

x_1 , x_2 — индуктивные сопротивления рассеяния первичной и вторичной обмоток; r_m и x_m — активное и индуктивное сопротивления намагничивания стержней.

Согласно второму закону Кирхгофа для магнитной цепи приведенного трансформатора в режиме, показанном на рис. 1, можно записать:

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{1AA} + \dot{I}'_{2AA} - \dot{I}_{mAA} &= -\dot{I}'_{1BA} - \dot{I}'_{2BA} + \dot{I}'_{mBA}; \\ \dot{I}_{1AA} + \dot{I}'_{2AA} - \dot{I}_{mAA} &= -\dot{I}'_{1CA} - \dot{I}'_{2CA} + \dot{I}'_{mCA}. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

По уравнениям (1)–(3) составляется первая электрическая схема замещения трансформатора (рис. 2), в которой

$$\dot{E}_{0AA} = -\dot{I}_{0A}(r_{0AA} + jx_{0AA});$$

$$\dot{E}_{0BA} = -\dot{I}_{0A}(r_{0BA} + jx_{0BA});$$

$$\dot{E}_{0CA} = -\dot{I}_{0A}(r_{0CA} + jx_{0CA}),$$

где

$$\begin{aligned} I_{0A} &= I_{1AA} + I'_{2AA} - I_{mAA} = \\ &= -I'_{1BA} - I'_{2BA} + I'_{mBA} = \\ &= -I'_{1CA} - I'_{2CA} + I'_{mCA}; \end{aligned}$$

x_{0AA} , x_{0BA} , x_{0CA} — ярмовые индуктивные сопротивления рассеяния, обусловленные ярмовыми потоками рассеяния Φ_{0AA} , Φ_{0BA} , Φ_{0CA} ; r_{0AA} , r_{0BA} , r_{0CA} — ярмовые активные сопротивления, характеризующие потери в элементах конструкции трансформатора, вызванные потоками рассеяния Φ_{0AA} , Φ_{0BA} , Φ_{0CA} .

Так как э.д.с. E_{0AA} , E_{0BA} , E_{0CA} включены последовательно, то их можно заменить суммарной э.д.с. E_{0A} , а все ярмовые сопротивления — суммарными x_{0A} и r_{0A} .

Вторая и третья схемы замещения трансформатора для определения фазных составляющих тока от E_B или E_C будут подобны первой, только у сопротивлений изменятся индексы, обозначающие фазу и схему замещения.

Определение сопротивлений схем замещения. Сопротивления в трех схемах замещения в общем случае несимметрии будут разными. Для симметричного трансформатора его одноименные сопротивления (с одинаковыми первыми индексами) будут равны между собой в каждой схеме замещения. В этом случае активные и индуктивные сопротивления обмоток и сопротивления r_0 и x_0 можно определить из трех опытов короткого замыкания, в которых напряжение подается на первичную обмотку одной и той же фазы. В первом опыте замыкается вторичная обмотка той же фазы, а остальные обмотки разомкнуты. Во втором — замыкаются только первичные обмотки двух других фаз. В третьем опыте замкнуты только вторичные обмотки двух других фаз. По замеренным в опытах входному напряжению, току и активной мощности найдем по три значения суммарных сопротивлений r_Σ и x_Σ .

Для схем замещения трансформатора в этих опытах, полученных из рис. 2 при пренебрежении цепочками намагничивания, можно записать:

$$\left. \begin{aligned} r_{\Sigma 1} &= r_1 + r'_2; & x_{\Sigma 1} &= x_1 + x'_2. \\ r_{\Sigma 2} &= 3r_1 + r_0; & x_{\Sigma 2} &= 3x_1 + x_0; \\ r_{\Sigma 3} &= r_1 + r_0 + 2r'_2; & x_{\Sigma 3} &= x_1 + x_0 + 2x'_2. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Из этих уравнений найдем r_1 , r'_2 , r_0 , x_1 , x'_2 , x_0 . Следует заметить, что в r_1 и r'_2 кроме сопротивления обмотки входят сопротивления потерь рассеяния.

Для симметричного трансформатора сопротивления r_0 и x_0 одинаковы для трех схем замещения и практически совпадают с сопротивлениями нулевой последовательности, используемыми в методе симметричных составляющих, и определяемыми по данным фазных измерений из опыта, в котором первичные обмотки всех фаз соединены между собой последовательно или параллельно, а вторичные обмотки разомкнуты [Л. 3].

Для трансформатора, несимметрия которого заключается в различии числа витков в обмотках всех фаз, сопротивления r_0 и x_0 для схем

замещения определяются следующим образом. Сначала выполняются описанные выше опыты короткого замыкания с симметричным трансформатором, у которого во всех фазах используются те же ответвления обмоток, что в фазе A несимметричного трансформатора, и из уравнений (4) находятся сопротивления. Затем — с симметричным трансформатором, у которого во всех фазах используются те же ответвления обмоток, что в фазе B несимметричного трансформатора. И, наконец, аналогично для фазы C . Для схемы замещения с E_A сопротивления r_{1AA} , x_{1AA} , r'_{2AA} , x'_{2AA} , r_{0A} , x_{0A} берутся из первых опытов (для фазы A), сопротивления r'_{1BA} , x'_{1BA} , r'_{2BA} , x'_{2BA} находятся путем приведения к первичной обмотке фазы A сопротивлений обмоток, полученных в опытах для фазы B , и сопротивления r'_{1CA} , x'_{1CA} , r'_{2CA} , x'_{2CA} — путем приведения к первичной обмотке фазы A сопротивлений обмоток, полученных в опытах для фазы C . Аналогично определяются сопротивления для схем замещения с E_B и E_C . Второй индекс у сопротивлений схемы замещения указывает из опытов, для какой фазы берутся сопротивления.

Описанным способом сопротивления схем замещения конкретного трансформатора определяются наиболее точно с учетом его конструктивных особенностей. Однако, если нет возможности провести все опыты с трансформатором или не требуется большая точность определения сопротивлений, можно воспользоваться следующими обстоятельствами. Опыты короткого замыкания показывают, что величины r_0 и x_0 прямо пропорциональны квадрату числа витков первичной обмотки, на которую подается напряжение, и практически не зависят от числа витков закорачиваемых обмоток. Сопротивления обмоток можно считать пропорциональными числу витков. Поэтому, если определены сопротивления обмоток, r_0 и x_0 для каких-либо ответвлений симметричного трансформатора (например для тех, которые использованы в фазе A несимметричного трансформатора), то для других ответвлений (используемых в фазах B и C несимметричного трансформатора) сопротивления находятся пересчетом. Далее определяются сопротивления схем замещения аналогично описанному выше.

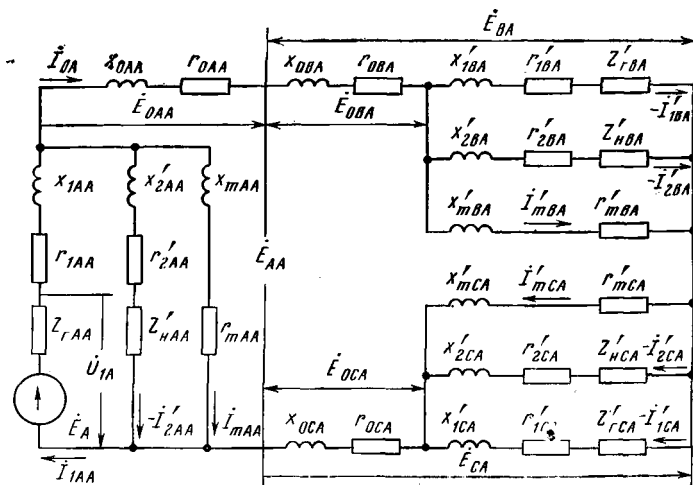


Рис. 2.

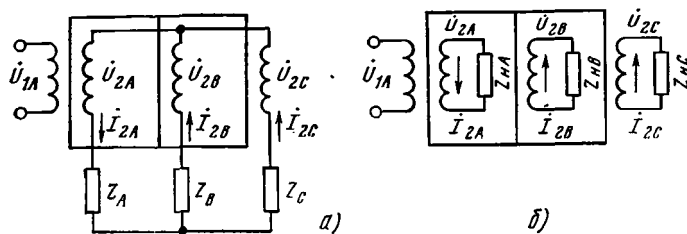


Рис. 3.

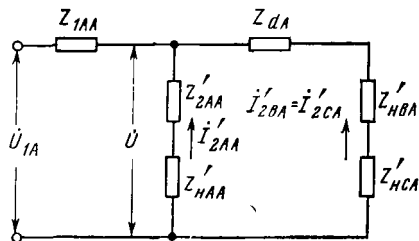


Рис. 4.

Случай, когда вообще нет возможности провести опыты и по расчету или заводским испытаниям известны только комплексные сопротивления короткого замыкания и нулевой последовательности для каких-либо ответвлений симметричного трансформатора, можно свести к предыдущему. Для этого сопротивления первичной и вторичной обмоток берутся равными половине сопротивления короткого замыкания, если нет дополнительных данных, указывающих на их другое соотношение, а сопротивление короткого замыкания равно $Z_0 = r_0 + jx_0$. Затем, как в предыдущем случае, пересчетом определяются сопротивления для других ответвлений, и находятся сопротивления схем замещения.

Сопротивления намагничивания стержней, как видно из схемы замещения, можно получить из опытов холостого хода, когда напряжение подается на первичную обмотку одной фазы (стержня), а первичная или вторичная обмотка одного из двух других стержней замкнута накоротко. Пренебрегая сопротивлениями обмоток и сопротивлениями x_0 и r_0 , малыми по сравнению с сопротивлениями намагничивания, получим схему замещения, в которой напряжение подается на две параллельно соединенные цепочки из намагничивающих сопротивлений r_m и x_m разных стержней. Из трех таких опытов, в которых сопротивления намагничивания каждого стержня должны участвовать дважды, замеряя входные параметры: напряжение U , токи I_1, I_2, I_3 (индексы обозначают номер опыта) и активные мощности P_1, P_2, P_3 , получим три тока в комплексной форме:

$$I_1 = I_1 e^{-j\varphi_1}; \quad I_2 = I_2 e^{-j\varphi_2}; \quad I_3 = I_3 e^{-j\varphi_3},$$

где $\varphi_i = \arccos [P_i / (UI_i)]$ и т. д.

Следует заметить, что если в этих опытах напряжение подается на первичные обмотки с разными числами витков, то все замеренные значения нужно привести к одной обмотке, например, к первичной обмотке фазы А.

Решая систему трех уравнений:

$$I_1 = I_{mA} + I_{mB}; \quad I_2 = I_{mA} + I_{mC}; \quad I_3 = I_{mB} + I_{mC}, \quad (5)$$

где I_{mA}, I_{mB}, I_{mC} — токи через сопротивления намагничивания стержней, получим:

$$I_{mA} = I_{mA} e^{-j\varphi_{mA}}; \quad I_{mB} = I_{mB} e^{-j\varphi_{mB}};$$

$$I_{mC} = I_{mC} e^{-j\varphi_{mC}}.$$

Отсюда по выражениям $r_m = (U/I_m) \cos \varphi_m$ и $x_m = (U/I_m) \sin \varphi_m$ определяются сопротивления намагничивания каждого стержня для схемы замещения с \dot{E}_A ($r_{mAA}, x_{mAA}, r_{mBA}$ и т. д.). Для схем замещения с \dot{E}_B и \dot{E}_C эти сопротивления пересчитываются через коэффициенты приведения к соответствующим первичным обмоткам.

В большинстве инженерных расчетов токами намагничивания можно пренебречь и исключить из схем замещения цепочки намагничивания. В некоторых случаях, когда x_0 существенно больше активных и индуктивных сопротивлений обмоток и сопротивления r_0 , можно использовать упрощенную схему замещения, состоящую только из сопротивлений нагрузки и сопротивлений x_0 .

Сопротивления $Z'_{HA}, Z'_{HB}, Z'_{HC}$ при соединении вторичных обмоток трансформатора и их нагрузок в звезду с нулем будут равны для каждой из схем замещения приведенным через соответствующий коэффициент реальным сопротивлениям нагрузки.

Если вторичные обмотки и нагрузки соединены по другим схемам, то необходимо во всех схемах замещения пересчитать сопротивления нагрузки для каждой вторичной обмотки в отдельности, а затем привести их к соответствующей первичной обмотке.

Получим, например, сопротивления нагрузки для схемы замещения при соединении вторичных обмоток и их реальных сопротивлений нагрузок в звезду. Для этого необходимо перейти от схемы рис. 3,а к схеме рис. 3,б, которую уже можно заменить схемой замещения рис. 2.

Для схемы рис. 3,а запишем:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{2A} - I_{2A} Z_A &= I_{2B} Z_B - \dot{U}_{2B} = I_{2C} Z_C - \dot{U}_{2C}; \\ I_{2A} - I_{2B} - I_{2C} &= 0. \end{aligned} \quad (6)$$

В схеме рис. 3,б, где должны быть те же напряжения и токи, что и в схеме рис. 3,а, сопротивления нагрузки

$$Z_{HAA} = \dot{U}_{2A} / I_{2A}; \quad Z_{HBA} = \dot{U}_{2B} / I_{2B}; \quad Z_{HCA} = \dot{U}_{2C} / I_{2C}. \quad (7)$$

Трансформатор, включенный по схеме рис. 3,б, заменим схемой замещения рис. 2, из которой исключим цепочки намагничивания, пренебрегая токами через них, и цепочки разомкнутых первичных обмоток фаз В и С. Схема замещения примет вид, показанный на рис. 4, где $Z_{dA} = r_{0A} + r'_{2BA} + r'_{2CA} + j(x_{0A} + x'_{2BA} + x'_{2CA})$.

В общем случае несимметрии количество витков вторичных обмоток разных фаз будет различным. Поэтому при приведении их к первичной обмотке фазы А используют три разных коэффициента приведения $k_{2AA}, k_{2BA}, k_{2CA}$. С учетом этого для схемы

замещения можно записать:

$$\left. \begin{aligned} i'_{2AA} &= i_{2A}/k_{2AA} = \dot{U}/[k_{2AA}^2(Z_{2A} + Z_{HAA})]; \\ i'_{2BA} &= i'_{2CA} = i_{2B}/k_{2BA} = i_{2C}/k_{2CA} = \dot{U}/(Z_{dA} + \\ &+ k_{2BA}^2 Z_{HB} + k_{2CA}^2 Z_{HC}). \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Из уравнений (6)–(8) получим формулы для определения сопротивлений нагрузки в схеме замещения с \dot{E}_A . Для случая $k_{2AA} = k_{2BA} = k_{2CA} = k_A$ они имеют следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} Z'_{HAA} &= (4k_A^2 Z_A + k_A^2 Z_B + k_A^2 Z_C + Z_{dA} - \\ &- 2k_A^2 Z_{2A})/6; \\ Z'_{HBA} &= (2k_A^2 Z_A + 2k_A^2 Z_B - k_A^2 Z_C - Z_{dA} + \\ &+ 2k_A^2 Z_{2A})/3; \\ Z'_{HCA} &= (2k_A^2 Z_A + 2k_A^2 Z_C - k_A^2 Z_B - Z_{dA} + \\ &+ 2k_A^2 Z_{2A})/3. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Для схем замещения с \dot{E}_B и \dot{E}_C сопротивления нагрузки рассчитываются по этим же формулам с соответствующим круговым изменением индексов. Например, для схемы с \dot{E}_B в формулах (9) все индексы A заменяются на B , B — на C , C — на A . Если нагрузка вторичных обмоток соединена в треугольник, то она сначала преобразуется в звезду, а потом пересчитывается по формулам (9).

При соединении вторичных обмоток трансформатора в треугольник, нагрузка преобразуется тоже в треугольник, и в данном случае Z_A — сопротивление, включенное параллельно вторичной обмотке фазы A , и т. д. Формулы, полученные аналогичным путем, для схемы замещения с \dot{E}_A для случая $k_{2AA} = k_{2BA} = k_{2CA} = k_A$ будут иметь вид:

$$\left. \begin{aligned} Z'_{HAA} &= k_A^2 Z_A (Z_{dA} - Z_{2A} k_A^2) (Z_B + Z_C) / [Z_{dA} (Z_A + \\ &+ Z_B + Z_C)]; \\ Z'_{HBA} &= Z_A Z_B (Z_{dA} - Z_{2A} k_A^2) / [Z_{2AA} (Z_A + Z_B + Z_C)]; \\ Z'_{HCA} &= Z_A Z_C (Z_{dA} - Z_{2A} k_A^2) / [Z_{2AA} (Z_A + Z_B + Z_C)]. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Формулы для пересчета сопротивлений нагрузки вторичных полуобмоток, равных по числу витков и соединенных по схеме «зигзаг с нулем», выводятся при условии, что в промежуточной схеме (подобной схеме на рис. 3,б) имеется одна вторичная обмотка в каждой фазе, ток которой равен сумме токов полуобмоток данного стержня. Коэффициент приведения сопротивления нагрузки определяется с учетом суммы числа витков последовательно соединенных полуобмоток в цепи этого сопротивления. В данном случае Z_A — сопротивление, включенное последовательно с полуобмотками фаз A и C , Z_B — сопротивление, включенное последовательно с полуобмотками фаз B и A , и т. д.

$$\left. \begin{aligned} Z'_{HAA} &= k_A^2 \frac{4Z_A Z_B + Z_A Z_C + Z_B Z_C}{6(Z_A + Z_B + Z_C)} + \frac{Z_{dA} - 2k_A^2 Z_{2A}}{6}; \\ Z'_{HBA} &= k_A^2 \frac{2Z_A Z_B + 2Z_B Z_C - Z_A Z_C}{3(Z_A + Z_B + Z_C)} - \frac{Z_{dA} - 2k_A^2 Z_{2A}}{3}; \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

$$\left. \begin{aligned} Z'_{HCA} &= k_A^2 \frac{2Z_A Z_B + 2Z_A Z_C - Z_B Z_C}{3(Z_A + Z_B + Z_C)} - \\ &- \frac{Z_{dA} - 2k_A^2 Z_{2A}}{3}. \end{aligned} \right\}$$

Аналогично выводятся формулы для пересчета сопротивлений нагрузки вторичных полуобмоток, равных по числу витков и соединенных по схеме «зигзаг без нуля». Сопротивления нагрузки предварительно преобразуются в звезду:

$$\left. \begin{aligned} Z'_{HAA} &= [k_A^2 (Z_A + Z_B - 2Z_{2A}) - Z_{dA}]/6; \\ Z'_{HBA} &= [k_A^2 (Z_B + 2Z_{2A}) - Z_{dA}]/3; \\ Z'_{HCA} &= [k_A^2 (Z_A + 2Z_{2A}) - Z_{dA}]/3. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Определение тока в цепи. Ток в цепи равен алгебраической сумме фазных составляющих, которые определяются из схем замещения. Так, для определения токов в первичных и вторичных обмотках трехстержневого трансформатора, включенных по схеме «звезда с нулем», нужно сначала из схемы замещения с \dot{E}_A (рис. 2), где известны все сопротивления, определить фазные составляющие \dot{I}_{1AA} , \dot{I}_{1BA} , \dot{I}'_{1CA} , \dot{I}'_{2AA} , \dot{I}'_{2BA} , \dot{I}'_{2CA} , из схемы замещения с \dot{E}_B определить \dot{I}_{1BB} , \dot{I}'_{1AB} , \dot{I}'_{1CB} , \dot{I}'_{2BB} , \dot{I}'_{2AB} , \dot{I}'_{2CB} и из схемы замещения с \dot{E}_C определить \dot{I}_{1CC} , \dot{I}'_{1AC} , \dot{I}'_{1BC} , \dot{I}'_{2CC} , \dot{I}'_{2AC} , \dot{I}'_{2BC} .

Далее необходимо все приведенные токи привести снова к своей обмотке (вернуться к неприведенным значениям): $\dot{I}_{1BA} = \dot{I}'_{1BA} k_{1BA}$, где $k_{1BA} = \omega_{1A}/\omega_{1B}$; $\dot{I}_{2BA} = \dot{I}'_{2BA} k_{2BA}$, где $k_{2BA} = \omega_{1A}/\omega_{2B}$ и т. д.

И, наконец, определяем токи в обмотках, учитывая при суммировании фазных составляющих, что токи в обмотках, например, стержня фазы A , наведенные под действием э. д. с. \dot{E}_B и \dot{E}_C , направлены встречно токам, вызванным в этих же обмотках э. д. с. \dot{E}_A : $\dot{I}_{1A} = \dot{I}_{1AA} - \dot{I}_{1AB} - \dot{I}_{1AC}$; $\dot{I}_{2A} = \dot{I}_{2AA} - \dot{I}_{2AB} - \dot{I}_{2AC}$.

Аналогично определяются токи и в других обмотках $\dot{I}_{1B} = \dot{I}_{1BB} - \dot{I}_{1BA} - \dot{I}_{1BC}$ и т. д.

При соединении первичных обмоток трансформатора по схеме «звезда с нулем» э. д. с. \dot{E}_A , \dot{E}_B и \dot{E}_C или напряжения \dot{U}_{1A} , \dot{U}_{1B} и \dot{U}_{1C} известны, и фазные составляющие токов определяются в каждой схеме замещения в отдельности. Если первичные обмотки трансформатора соединены в звезду, то заданы только линейные э. д. с. или напряжения, а фазные зависят от сопротивлений всех фаз. В этом случае фазные составляющие токов определяются из совместного решения трех уравнений. Получим их. В схеме рис. 2, пренебрегая токами намагничивания, запишем:

$$Z_{BA} = \frac{(Z'_{2BA} + Z'_{HBA})(Z'_{1BA} + Z'_{rBA})}{Z'_{2BA} + Z'_{HBA} + Z'_{1BA} + Z'_{rBA}};$$

$$Z_{CA} = \frac{(Z'_{2CA} + Z'_{HCA})(Z'_{1CA} + Z'_{rCA})}{Z'_{2CA} + Z'_{HCA} + Z'_{1CA} + Z'_{rCA}};$$

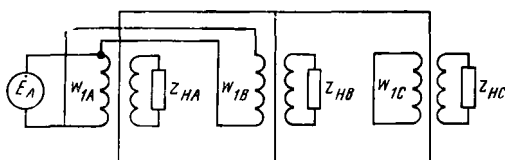


Рис. 5.

$$\begin{aligned} Z_{0BC} &= Z_{0A} + Z_{BA} + Z_{CA}; \\ -i_{0A} &= i'_{1BA} + i'_{2BA} = i'_{1CA} + i'_{2CA}; \\ Z_{AA} &= r'_{2AA} + jx'_{2AA} + Z'_{HA}; \quad i'_{2AA} = -i_{0A} Z_{0BC} / Z_{AA}. \end{aligned}$$

Отсюда найдем выражения для фазных токов первичных обмоток трансформатора, вызванных э. д. с. \dot{E}_A :

$$\left. \begin{aligned} i_{1AA} &= i_{0A} \left(1 + \frac{Z_{0BC}}{Z_{AA}} \right); \\ i'_{1BA} &= -i_{0A} \frac{Z_{BA}}{Z'_{1BA}}; \\ i'_{1CA} &= -i_{0A} \frac{Z_{CA}}{Z'_{1CA}}. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Фазные составляющие токов первичных обмоток от \dot{E}_B и \dot{E}_C запишутся аналогично с соответствующим изменением индексов. Суммируя неприведенные (или снова приведенные к своей обмотке) фазные составляющие токов от разных э. д. с., получим токи для каждой первичной обмотки:

$$i_{1A} = i_{1AA} - i_{1AB} - i_{1AC}. \quad (14)$$

Из условия равенства нулю суммы токов первичных обмоток при соединении их в «звезду» и из треугольника линейных и фазных напряжений получим три необходимых для совместного решения уравнения:

$$\left. \begin{aligned} i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} &= 0; \\ \dot{U}_{AB} &= i_{1A} Z_{1AA} + i_{0A} Z_{0BC} - i_{1B} Z_{1BB} - i_{0B} Z_{0CA}; \\ \dot{U}_{BC} &= i_{1B} Z_{1BB} + i_{0B} Z_{0CA} - i_{1C} Z_{1CC} - i_{0C} Z_{0AB}. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Найдя отсюда токи i_{0A} , i_{0B} , i_{0C} , из уравнений (13)–(14) и им аналогичных определим токи обмоток.

Если первичные обмотки трансформатора соединены в треугольник и заданы линейные э. д. с., то для того чтобы применить принцип наложения, необходимо линейные э. д. с. преобразовать в фазные. Оставляя по очереди по одной фазной э. д. с. и пренебрегая внутренними сопротивлениями источников э. д. с., получим три схемы включения трансформатора. В каждой из них к двум первичным обмоткам, включенным параллельно, прикладывается фазная э. д. с., а третья первичная обмотка замкнута накоротко (рис. 5). Считая, что к каждой из параллельно соединенных обмоток подключены отдельные источники э. д. с., применим для определения токов обмоток в этих схемах еще раз принцип наложения. В результате для определения фазных составляющих токов получим схемы, в которых э. д. с. приложена к одной первичной обмотке трехстержневого трансформатора и которые можно

заменить схемой замещения рис. 2. Ток в обмотках будет содержать шесть фазных составляющих, определенных из соответствующих схем замещения.

О схемах замещения в других случаях. Для трансформаторной группы, броневых и бронестержневых трехфазных трансформаторов, где нет заметной зависимости потока в первом магнитопроводе (стержне) от потока во втором магнитопроводе (стержне) в режиме, когда напряжение подано только на обмотку третьего магнитопровода (стержня), схемы замещения для определения фазных составляющих тока будут другие. Здесь параллельно цепочке вторичной обмотки третьего магнитопровода (стержня) будут включены через сопротивления Z_0 , отдельно для каждого из двух других магнитопроводов (стержней), цепочки первичных и вторичных обмоток этих стержней. Сопротивления Z_0 в этом случае будут значительно больше, чем у трехстержневого трансформатора.

Аналогично рассмотренным случаям трехфазных трансформаторных цепей будут составлены схемы замещения для определения фазных составляющих токов, определены параметры, найдены токи в любых несимметричных многофазных цепях.

О расчете переходных процессов. Методом фазных составляющих в отличие от метода симметричных составляющих можно рассчитывать не только установившиеся синусоидальные режимы, но и переходные электромагнитные процессы, если для этих процессов приемлемы принятые при составлении схем замещения допущения и, прежде всего, отсутствие насыщения стали. Для расчета можно использовать все обычные методы, записывая параметры схем замещения в виде, например, операторных сопротивлений.

Анализ существующими методами переходных процессов в многофазных несимметричных цепях, содержащих магнитные элементы, например трехстержневые трансформаторы, сводится к совместному решению дифференциальных уравнений для электрических и магнитных цепей.

Метод фазных составляющих позволяет проводить расчет только по электрическим схемам замещения с постоянными параметрами, которые достаточно просто определяются. Схемы замещения, кроме того, дают возможность оценить влияние различных параметров цепи на характер протекающих в ней процессов, сформулировать дополнительные допущения и упростить решение задачи.

Приложение. Примеры расчета токов в обмотках трехстержневых трансформаторов методом фазных составляющих.

Пример. 1. Трансформатор мощностью 1 кВ·А 50 Гц с магнитопроводом ТЛ32×40—110 включен по схемам рис. 6, которые отличаются только соединением первичных обмоток. Число витков первичных обмоток на ответвлении $1 - w_{1A1} = w_{1B1} = w_{1C1} = 690$; число витков на ответвлении $2 - w_{1A2} = w_{1B2} = w_{1C2} = 475$; число витков вторичных обмоток $-w_{2A} = -w_{2B} = -w_{2C} = 42$; $\dot{U}_A = -200$ В; $\dot{U}_B = (110 + 190.5j)$ В; $\dot{U}_C = (110 - 190.5j)$ В, $Z_A = 1$ Ом, $Z_B = 0.8$ Ом, $Z_C = 1.2$ Ом.

Расчет схемы рис. 6,а. Порядок расчета следующий: реальная схема замещения тремя схемами замещения; определяются параметры схем замещения; находятся фазные составляющие токов; определяются токи в обмотках.

Схема замещения, в которой действует только \dot{U}_A , приведена на рис. 2. Схема для \dot{U}_B аналогична, только в обозначениях все индексы А заменяются на В, В — на С. Соответственно изменяются и индексы

для U_c . В схемах одноименные активные и индуктивные сопротивления заменим комплексными сопротивлениями.

Сопротивления обмоток и Z_0 определим из трех опытов короткого замыкания с симметричным трансформатором, у которого используются ответвления 2. Из опытов при $I_1=I_2=I_3=1$ А имеем:

$$U_1 = 7 \text{ В}, U_2 = 34,4 \text{ В}, U_3 = 35 \text{ В}, P_1 = 7 \text{ Вт}, P_2 = 13,5 \text{ Вт}, P_3 = 17,5 \text{ Вт}, \text{ т. е. } Z_{\Sigma 1} = 7 \text{ Ом}, Z_{\Sigma 2} = (13,5 + 31,6j) \text{ Ом}, Z_{\Sigma 3} = (17,5 + 30,3j) \text{ Ом}.$$

Решив систему уравнений (4), получим: $Z_1 = Z_{1AA} = 2,5 \text{ Ом}$, $Z'_2 = Z'_{2AA} = 4,5 \text{ Ом}$, $Z_0 = Z_{0A} = (6 + 31,66j) \text{ Ом}$.

Из аналогичных трех опытов с симметричным трансформатором, у которого используются ответвления 1, найдем: $Z_1 = Z_{1BB} = Z_{1CC} = 4,73 \text{ Ом}$, $Z'_2 = Z'_{2BB} = Z'_{20C} = 9,97 \text{ Ом}$, $Z_0 = Z_{0B} = Z_{0C} = (10,8 + 67,3j) \text{ Ом}$. Для сравнения приведем значения комплексных сопротивлений короткого замыкания и нулевой последовательности, определенные опытным путем (для ответвления 1): $Z_K = 14,7 \text{ Ом}$, $Z_0 = (11 + 67j) \text{ Ом}$. Индуктивное сопротивление короткого замыкания в опытах получилось близким к нулю, его расчетное значение (по формуле (4—10) в [Л. 1]) равно 1,3 Ом. Непропорциональность сопротивлений Z_{1AA} и Z_{1BB} числам витков вызвана меньшим сечением провода между ответвлениями 1 и 2.

Остальные сопротивления обмоток в схемах замещения получим так:

$$\begin{aligned} Z'_{1BA} &= Z'_{1CA} = Z_{1BB} (\omega_{1A2}/\omega_{1B1})^2 = 4,73 (475/690)^2 = 2,24; \\ Z'_{2BA} &= Z'_{2CA} = Z_{2BB} (\omega_{1A2}/\omega_{1B1})^2 = 9,97 (475/690)^2 = 4,72; \\ Z'_{1AB} &= Z'_{1AC} = Z_{1AA} (\omega_{1B1}/\omega_{1A2})^2 = 2,5 (690/475)^2 = 5,26; \\ Z'_{2AB} &= Z'_{2AC} = Z_{2AA} (\omega_{1B1}/\omega_{1A2})^2 = 4,5 \cdot 1,45^2 = 9,47; \\ Z'_{1CB} &= Z'_{1BC} = Z_{1BB} (\omega_{1C1}/\omega_{1B1})^2 = 4,73; \\ Z'_{2CB} &= Z'_{2BC} = Z_{2BB} = 9,97. \end{aligned}$$

Сопротивления нагрузки для схемы замещения с \dot{U}_A получим по формулам (9), где $k_A = \omega_{1A2}/\omega_{2A} = 11,3$: $Z'_{HA} = [11,3^2(4 \cdot 1 + 0,8 + 1,2) + 6 + 31,66j + 4,72 + 4,72 - 2 \cdot 4,5j]/6 = 128,8 + 5,3j$; $Z'_{HBA} = 100 - 10,6j$; $Z'_{HCA} = 151 - 10,6j$.

Для схемы замещения с \dot{U}_B сопротивления нагрузки рассчитываются по этим же формулам, но все индексы A заменяются на B , B — на C , C — на A :

$$Z'_{HB} = [16,43^2(4 \cdot 0,8 + 1,2 + 1) + 10,8 + 67,3j + 9,97 + 9,47 - 2 \cdot 9,97j]/6 = 244,7 + 11,2j; Z'_{HCB} = 266 - 22,4j; Z'_{HAB} = 212,5 - 22,4j.$$

Аналогично получим: $Z'_{HCC} = 298,6 + 11,2j$; $Z'_{HAC} = 320,5 - 22,4j$; $Z'_{HBC} = 266 - 22,4j$.

Сопротивления намагничивания стержней получим из трех опытов холостого хода. Из опытов имеем (для ответвления 2):

$$U_1 = U_2 = U_3 = 100 \text{ В}; I_1 = 0,38 \text{ А}; P_1 = 4 \text{ Вт}; I_2 = 0,55 \text{ А}; P_2 = 7 \text{ Вт}; I_3 = 0,27 \text{ А}; P_3 = 4,5 \text{ Вт}.$$

После решения уравнений (5) по выражению $Z_m = U/I_m$ найдем:

$$Z_{mA} = 29,5 + 298,5j; Z'_{mBA} = 295 + 1978j; Z'_{mCA} = 77,5 + 448,4j.$$

Для схем замещения с \dot{U}_B и \dot{U}_C полученные сопротивления пересчитываются:

$$\begin{aligned} Z'_{mAB} &= Z'_{mAC} = Z_{mA} (\omega_{1B1}/\omega_{1A2})^2 = 62,3 + 630j; \\ Z_{mBB} &= Z'_{mBC} = Z'_{mBA} (\omega_{1B1}/\omega_{1A2})^2 = 624 + 4174j; \\ Z'_{mCB} &= Z_{mCC} = Z'_{mCA} (\omega_{1C1}/\omega_{1A2})^2 = 112,5 + 651j. \end{aligned}$$

Так как сопротивления цепочек намагничивания соизмеримы с сопротивлениями цепочек вторичных обмоток, то дальнейший расчет необходимо проводить с их учетом. Соответственно для повышения точности расчета сопротивления нагрузки, рассчитанные по формулам (9) без учета цепочек намагничивания, нужно пересчитать по подобным формулам, выведенным с учетом цепочек намагничивания. В данном случае оставим сопротивления без пересчета, допуская при этом небольшую погрешность. В результате имеем три схемы замещения, в которых известны все параметры.

Найдем фазные составляющие токов. Для этого рассчитаем эквивалентные сопротивления:

$$Z_{BA} = \frac{(Z'_{2BA} + Z'_{HBA}) Z'_{1BA} Z'_{mBA}}{(Z'_{2BA} + Z'_{HBA}) Z'_{1BA} + (Z'_{2BA} + Z'_{HBA}) Z'_{mBA} + Z'_{1BA} Z'_{mBA}} = 2,19 - 0,003j;$$

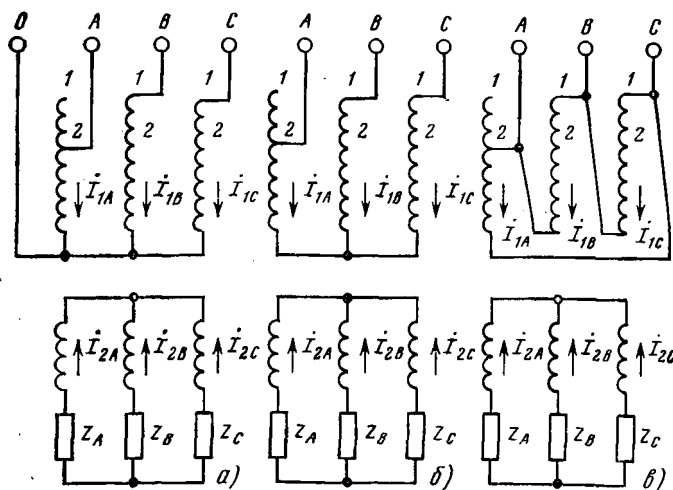


Рис. 6.

заменяя в этой же формуле индексы B на A , получим:

$$Z_{CA} = 2,2 - 0,008j; Z_{0BC} = Z_{0A} + Z_{BA} + Z_{CA} = 10,4 - 31,6j;$$

$$Z_{AA} = \frac{(Z'_{2AA} + Z'_{HAA}) Z_{mAA}}{Z'_{2AA} + Z'_{HAA} + Z_{mAA}} = 116e^{j24,8^\circ}; Z_{\Sigma A} = Z_{1AA} + \frac{Z_{AA} Z_{0BC}}{Z_{AA} + Z_{0BC}} = 28,7e^{j57,5^\circ}.$$

Определим токи:

$$\begin{aligned} I_{1AA} &= \frac{\dot{U}_A}{Z_{\Sigma A}} = -7e^{-j57,5^\circ}; I'_{2AA} = \frac{\dot{U}_A - I_{1AA} Z_{1AA}}{Z'_{2AA} + Z'_{HAA}} = 1,4e^{j2,1^\circ}; I'_{1BA} = -\frac{Z_{BA} I_{0A}}{Z'_{1BA}} = 5,6e^{-j67,5^\circ}; \\ I'_{2BA} &= -\frac{Z_{BA} I_{0A}}{Z'_{2BA} + Z'_{HBA}} = 0,12e^{-j61,7^\circ}; I'_{1CA} = -\frac{Z_{CA} I_{0A}}{Z'_{1CA}} = 5,7e^{-j67,6^\circ}; I'_{2CA} = -\frac{Z_{CA} I_{0A}}{Z'_{2CA} + Z'_{HCA}} = 0,08e^{-j63,7^\circ}. \end{aligned}$$

Аналогично получим токи в схемах с \dot{U}_B и \dot{U}_C :

$$\begin{aligned} I_{1BB} &= 3,4e^{j3,7^\circ}; I'_{2BB} = -0,83e^{j61,1^\circ}; I'_{1CB} = -3e^{-j9^\circ}; \\ I'_{2CB} &= -0,05e^{-j4,4^\circ}; I'_{1AB} = -2,9e^{-j9^\circ}; I'_{2AB} = -0,07e^{-j3,3^\circ}; \\ I_{1CC} &= 3,6e^{-j119^\circ}; I'_{2CC} = -0,69e^{-j58^\circ}; \\ I'_{1AC} &= 2,96e^{j51^\circ}; I'_{2AC} = 0,05e^{j55^\circ}; I'_{1BC} = 2,95e^{j51^\circ}; \\ I'_{2BC} &= 0,05e^{j55^\circ}. \end{aligned}$$

Определим токи в обмотках:

$$\begin{aligned} I_{1A} &= I_{1AA} - I'_{1AB} (\omega_{1B1}/\omega_{1A2}) - I'_{1AC} (\omega_{1C1}/\omega_{1A2}) = -2,23 + 1,9j; \\ I_{1B} &= I_{1BB} - I'_{1BA} (\omega_{1A2}/\omega_{1B1}) - I'_{1BC} (\omega_{1C1}/\omega_{1B1}) = 0,08 + 1,48j; \\ I_{1C} &= I_{1CC} - I'_{1CA} (\omega_{1A2}/\omega_{1C1}) - I'_{1CB} (\omega_{1B1}/\omega_{1C1}) = -0,3 - 0,01j; \end{aligned}$$

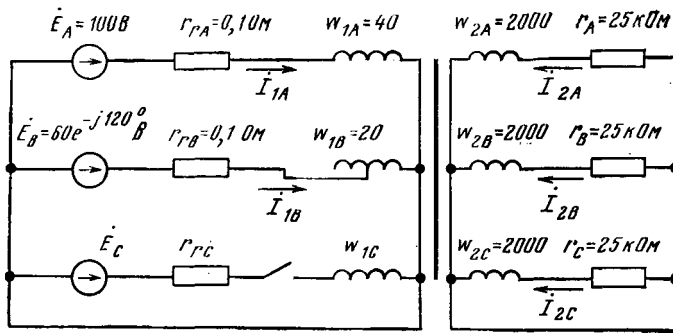


Рис. 7.

$$I_{2A} = I'_{2AA}(w_{1A2}/w_{2A}) - I'_{2AB}(w_{1B1}/w_{2A}) - I'_{2AC}(w_{1C1}/w_{2A}) = 16,8 - 0,14j;$$

$$I_{2B} = I'_{2BB}(w_{1B1}/w_{2B}) - I'_{2BA}(w_{1A2}/w_{2B}) - I'_{2BC}(w_{1C1}/w_{2B}) = -7,7 - 11,4j;$$

$$I_{2C} = I'_{2CC}(w_{1C1}/w_{2C}) - I'_{2CA}(w_{1A2}/w_{2C}) - I'_{2CB}(w_{1B1}/w_{2C}) = -5,5 + 10,3j;$$

Расчет схемы рис. 6,б. Порядок расчета этой схемы такой же, что и предыдущий: используются те же три схемы замещения с теми же сопротивлениями. Отличие заключается в том, что здесь неизвестны фазные напряжения трансформатора, а известны только линейные напряжения, которые определяются по заданным выше фазным напряжениям генератора (нулевая точка генератора не соединена с нулевой точкой трансформатора):

$$\dot{U}_{AB} = \dot{U}_A - \dot{U}_B = (-310 - 190,5j) \text{ В};$$

$$\dot{U}_{BC} = \dot{U}_B - \dot{U}_C = (381j) \text{ В}.$$

Фазные составляющие токов в данном случае определим по формулам (13) и им подобным через токи I_{0A} , I_{0B} , I_{0C} , которые получим в результате решения уравнения (15). При решении уравнений (15) используются уравнения (13), (14) и им подобные, причем эквивалентные сопротивления Z_{0BC} , Z_{0AA} , Z_{0BA} , Z_{0CA} в уравнениях (13) определяются с учетом цепочек намагничивания (в данном случае берутся сопротивления из предыдущего расчета).

$$I_{1A} = -1,13 + 0,51j; \quad I_{2A} = 15,3 - 1,7j; \quad I_{1B} = 0,83 + 0,5j;$$

$$I_{2B} = -10 - 11,6j; \quad I_{1C} = 0,3 - j; \quad I_{2C} = -6 + 10,5j.$$

Расчет схемы рис. 6,в. Начало расчета этой схемы такое же, как и схемы рис. 6,а. Также составляется три схемы замещения и определяются их сопротивления. Затем необходимо, если заданы линейные напряжения генератора, преобразовать их в фазные напряжения. При преобразовании положение нулевой точки фазных напряжений можно выбрать произвольно — на результате расчета это не сказывается. Рекомендуется для упрощения расчета нулевую точку выбирать в вершине треугольника линейных напряжений, т. е. одно фазное напряжение считать нулевым. В нашем случае напряжения генератора уже заданы фазными напряжениями и можно воспользоваться результатами расчета схемы рис. 6,а.

Токи в обмотках содержат шесть фазных составляющих. Первые две составляющие токов определим из схемы замещения, параметры которой приведены к первичной обмотке фазы А. Первую составляющую токов определим, подавая на эту схему замещения напряжение \dot{U}_A , т. е. так же, как при расчете схемы рис. 6,а. Для получения токов и напряжений в схеме рис. 6,в примерно в тех же пределах, что и в схемах 6,а и б, снизим напряжения генератора в $\sqrt{3}$ раз. Первую составляющую токов обмоток (I_{1AA1} , I_{2AA1} , I_{1BA1} и т. д.) возьмем из расчета схемы рис. 6,а, уменьшив их в $\sqrt{3}$ раз. Вторую составляющую токов (I_{1AA2} , I_{2AA2} , I_{1BA2} и т. д.) получим из аналогичного расчета при подаче на эту схему замещения напряжения — \dot{U}_C . Вологодская областная универсальная научная библиотека

Вторую пару составляющих токов получим из расчета схемы замещения, приведенной к первичной обмотке фазы В при подаче на нее соответственно напряжений \dot{U}_B и $-\dot{U}_A$. Третью пару составляющих токов получим из расчета схемы замещения, приведенной к первичной обмотке фазы С при подаче на нее соответственно напряжений \dot{U}_C и $-\dot{U}_B$. Токи в обмотках определим по формулам:

$$I_{1A} = I_{1AA1} + I_{1AA2} - I_{1AB1} - I_{1AB2} - I_{1AC1} - I_{1AC2} = -0,9 + 3,3j;$$

$$I_{2A} = I_{2AA1} + I_{2AA2} - I_{2AB1} - I_{2AB2} - I_{2AC1} - I_{2AC2} = 15 - 9,3j;$$

$$I_{1B} = I_{1BB1} + I_{1BB2} - I_{1BC1} - I_{1BC2} - I_{2BA1} - I_{2BA2} = 0,7 + 1,6j;$$

$$I_{2B} = I_{2BB1} + I_{2BB2} - I_{2BC1} - I_{2BC2} - I_{2BA1} - I_{2BA2} = -11,6 - 6j;$$

$$I_{1C} = I_{1CC1} + I_{1CC2} - I_{1CA1} - I_{1CA2} - I_{1CB1} - I_{1CB2} = -0,2 + 0,5j;$$

$$I_{2C} = I_{2CC1} + I_{2CC2} - I_{2CA1} - I_{2CA2} - I_{2CB1} - I_{2CB2} = 0,36 + 11,5j.$$

Пример 2. Трансформатор мощностью 4 кВ·А 400 Гц включен по схеме рис. 7. Порядок расчета такой же, как и схемы рис. 6,а. Расчет будем вести по схеме замещения рис. 2, где исключается разорванная цепочка первичной обмотки фазы С.

Сопротивления схемы замещения с \dot{E}_A равны $Z_{гАА} = r_{гА} = 0,1 \text{ Ом}$, $Z'_{нАА} = r_A(w_{1A}/w_{2A})^2 = Z'_{нВВ} = Z'_{нСС} = 10 \text{ Ом}$. Из трех опытов короткого замыкания, в которых число витков первичных обмоток берется по 40, и решения уравнений (4) получим: $r_{1АА} = 0,15 \text{ Ом}$, $x_{1АА} = 0,5 \text{ Ом}$, $r'_{2АА} = r'_{2ВВ} = r'_{2СС} = 0,5 \text{ Ом}$, $x'_{2АА} = x'_{2ВВ} = x'_{2СС} = 1 \text{ Ом}$; $r_{0А} = 1 \text{ Ом}$; $x_{0А} = 6 \text{ Ом}$.

Для схемы замещения с \dot{E}_B , где $Z_{гВВ} = r_{гВ} = 0,1 \text{ Ом}$ и $Z'_{нВВ} = Z'_{нАВ} = Z'_{нСВ} = 2,5 \text{ Ом}$, из аналогичных трех опытов короткого замыкания, в которых число витков первичных обмоток берется по 20, получим: $r_{1ВВ} = 0,075 \text{ Ом}$, $x_{1ВВ} = 0,25 \text{ Ом}$, $r'_{2ВВ} = r'_{2СВ} = r'_{2АВ} = 0,125 \text{ Ом}$, $x'_{2ВВ} = x'_{2СВ} = x'_{2АВ} = 0,25 \text{ Ом}$, $r_{0В} = 0,25 \text{ Ом}$, $x_{0В} = 1,5 \text{ Ом}$.

Остальные сопротивления схем замещения получим путем приведения к соответствующей первичной обмотке: $r'_{1ВВ} = 0,3 \text{ Ом}$, $x'_{1ВВ} = 1 \text{ Ом}$, $r'_{гВВ} = 0,4 \text{ Ом}$, $r'_{1АВ} = 0,0375 \text{ Ом}$, $x'_{1АВ} = 0,125 \text{ Ом}$, $r'_{гАВ} = 0,025 \text{ Ом}$.

Сопротивления намагничивания получим из трех опытов холостого хода и в результате решения уравнений (5): $r_{тАА} = r'_{тСС} = 226 \text{ Ом}$; $r'_{тВВ} = 472 \text{ Ом}$, $x_{тАА} = x'_{тСС} = 203 \text{ Ом}$, $x_{тВВ} = 431 \text{ Ом}$.

Учитывая большое значение этих сопротивлений по сравнению с другими сопротивлениями схемы замещения, исключим из нее цепочки намагничивания.

Имея две схемы с известными э. д. с. и сопротивлениями, определим в них токи:

$$I_{1AA} = (14,1 - 5,26j) \text{ А}; \quad -I_{0A} = I'_{2CA} = (-5,14 + 3,82j) \text{ А};$$

$$I'_{2AA} = (-8,9 + 1,43j) \text{ А}; \quad I'_{1BA} = (-4,45 + 3,9j) \text{ А}; \quad I'_{2BA} = (-0,68 - 0,1j) \text{ А}; \quad I_{1BB} = (-26,6 - 22j) \text{ А}; \quad -I_{0B} =$$

$$= I'_{2CB} = (14,1 + 5,2j) \text{ А}; \quad I'_{2BB} = (13,2 + 14,6j) \text{ А};$$

$$I'_{1AB} = (13,4 + 4,3j) \text{ А}; \quad I'_{2AB} = (0,1 + 0,8j) \text{ А}.$$

Определим токи в обмотках:

$$I_{1A} = I_{1AA} - I'_{1AB}(w_{1B}/w_{1A}) = (7,42 - 7,42j) \text{ А};$$

$$I_{2A} = I'_{2AA}(w_{1A}/w_{2A}) - I'_{2AB}(w_{1B}/w_{2A}) = (-0,18 + 0,02j) \text{ А};$$

$$I_{1B} = I_{1BB} - I'_{1BB}(w_{1A}/w_{1B}) = (-17,2 - 29,8j) \text{ А};$$

$$I_{2B} = I'_{2BB}(w_{1B}/w_{2B}) - I'_{2BA}(w_{1A}/w_{2B}) = (0,15 + 0,15j) \text{ А};$$

$$I_{2C} = -I'_{2CA}(w_{1A}/w_{2C}) - I'_{2CA}(w_{1B}/w_{2C}) =$$

$$= (-0,04 - 0,13j) \text{ А}.$$

Реле сопротивления с использованием широтно-импульсного делительного устройства

ГЕЛЬФАНД Я. С., ПЕРЕЛЬМАН В. Ш.

Москва

В настоящее время практически единственным типом реле сопротивления, используемым в технике релейной защиты, являются реле, выполненные на схемах сравнения двух (или более) синусоидальных напряжений вида $E_n = k_m I + k_l U$ по модулю или углу, где I и U — синусоидальные ток и напряжение на входе реле. В этих схемах условия срабатывания наступают в тот момент, когда сопротивление на входе реле соответствует какой-либо точке характеристики срабатывания реле на комплексной плоскости RX . При всех других значениях сопротивления на входе реле ни одна из величин в любой ветви схемы не является пропорциональной этим значениям. Поэтому установка реле различных фаз и зон определяется только параметрами схемы формирования напряжений E_n каждого реле.

В ряде работ, опубликованных в последние годы [Л. 1 и 2], предлагалось применять реле сопротивления, принцип действия которых основан на использовании делительных устройств (ДУ), выделяющих сигнал, пропорциональный отношению напряжения и тока на входе реле. В таких реле сопротивление установки должно задаваться напряжением или током срабатывания порогового устройства, включаемого на выход ДУ. Область применения устройств релейной защиты с таким реле сопротивления в определенной степени зависит от конкретной схемы ДУ и его параметров. Однако можно с уверенностью считать, что наиболее успешно они могут применяться в распределительных сетях напряжением до 220 кВ включительно, где круговая форма характеристик реле сопротивления является основной.

Отметим основные возможности, которые предоставляют реле сопротивления с ДУ.

Возможность использования выходного сигнала ДУ не только для целей релейной защиты, но и для автоматической фиксации расстояния до места повреждения, вызвавшего срабатывание защиты.

Возможность выполнения измерительного реле сопротивления с выдержкой времени, зависимой от сопротивления на входе реле. Известный принцип выполнения таких реле имеет существенный недостаток, заключающийся в возможности изменения формы зависимой характеристики при изменении тока или напряжения короткого замыкания в течение действия защиты [Л. 3]. Измерительные органы сопротивления с ДУ могут быть построены на тех же алгоритмах, что и реле тока с зависимыми характеристиками.

При выполнении устройства релейной защиты с применением полупроводниковых приборов устав-

ка трех реле сопротивления одной зоны может задаваться с помощью общей регулирующей схемы, определяющей величину срабатывания пороговых устройств, установленных на выходе всех трех ДУ.

Наличие ДУ позволяет осуществлять непрерывный или периодический контроль исправности измерительных органов сопротивления.

Следует отметить, что ДУ достаточно широко используются в аналоговой вычислительной технике, однако большинство из них имеет сложную схему, затрудняющую использование в устройствах релейной защиты. В частности, при широком динамическом диапазоне ДУ сложны схемы с логарифматорами, использование которых предлагалось, например, в [Л. 2]. Более простая схема основана на использовании свойств синусоиды при малых углах ($\sin x \approx x$) и дает выходной сигнал с большой скважностью, что затрудняет его сглаживание.

Динамический диапазон такого ДУ также невелик.

Во ВНИИЭ было предложено использовать ДУ на принципе широтно-импульсной модуляции. Эти ДУ просты по структуре и могут быть выполнены с динамическим диапазоном, позволяющим удовлетворять требованиям, предъявляемым к реле сопротивления. На базе разработки реле сопротивления с ДУ был выполнен образец двухзонной дистанционной защиты, установленный в опытную эксплуатацию в Калининградэнерго. Ниже приводятся основные результаты работы.

Принцип действия ДУ. Если имеются два постоянных напряжения X и Y , то подавая их на два интегратора I_1 и I_2 рис. 1, а, можно получить на выходе интеграторов линейно нарастающие напряжения, пропорциональные входным сигналам и времени интегрирования.

Если на выходе интегратора I_1 установить пороговое устройство с порогом срабатывания W , то при начальных нулевых условиях обоих интеграторов момент срабатывания порогового устройства характеризуется следующими величинами:

временем от начала процесса

$$t_1 = \frac{k_1 W}{X}; \quad (1)$$

напряжением на выходе интегратора

$$U_2 = \frac{k_1 k_2 Y W}{X}. \quad (2)$$

Если в момент t_1 осуществить мгновенный сброс напряжения обоих интеграторов ключами K_1 и K_2

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Васютинский С. Б. Вопросы теории и расчета трансформаторов. — М.: Энергия, 1970.

2. Лейтес Л. В., Пинцов А. М. Схемы замещения многообмоточных трансформаторов. — М.: Энергия, 1974.

3. Костенко М. П., Пиотровский Л. М. Электрические машины. — М.: Энергия, 1972, ч. 1.

[22.11.78]

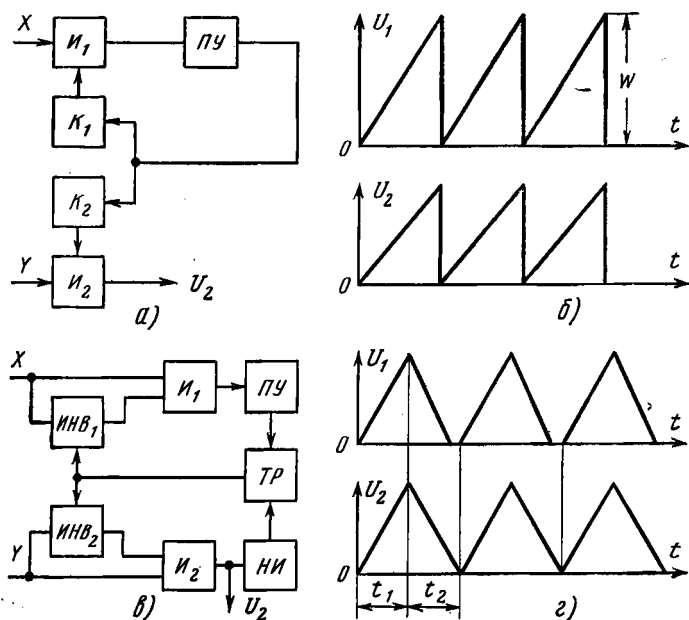


Рис. 1. Блок основного (а) и модифицированного (в) ДУ и формы выходных напряжений (б и г).

и вновь начать процесс интегрирования, то напряжения на выходе интеграторов будут иметь треугольную форму (см. рис. 1,б), причем максимальное, среднее и действующее значения u_2 будут пропорциональны величине $\frac{YW}{X}$, а частота обоих напряжений пропорциональна $\frac{X}{W}$. Если частота

напряжения u_2 значительно выше частоты изменения входных сигналов $X(t)$, $Y(t)$, $W(t)$, то схема рис. 1,а может служить множителем-делителем устройством, напряжение на выходе которого пропорционально изменяющейся во времени величине.

$$U_2(t) = \frac{Y(t)W(t)}{X(t)}, \quad (3)$$

где функции $Y(t)$, $W(t)$ и $X(t)$ всегда положительны, а $X(t)$ никогда не равно нулю.

Для того, чтобы схема рис. 1,а выполняла функции ДУ, необходимого для выполнения реле сопротивления, сигнал X должен быть пропорционален модулю входного тока реле I , сигнал Y — модулю входного напряжения U , а сигнал W — постоянным по величине. Выходное напряжение u_2 сглаживается и подается на выходное пороговое устройство, с помощью которого может регулироваться сопротивление срабатывания реле.

Следует отметить, что реле сопротивления с зависимой выдержкой времени более удобно выполнять с помощью ДУ, выделяющего напряжение, пропорциональное проводимости на выходе реле, т. е. при $X \equiv U$, а $Y \equiv I$. При близких коротких замыканиях проводимость, а, следовательно и выходное напряжение u_2 , максимальны и удобно получать в этих условиях наименьшие выдержки времени, аналогично [Л. 4].

Можно добавить, что на принципе широтно-импульсной модуляции выполняются ДУ, длительность выходного сигнала которых в соответствии

с выражением (1) зависит от частного W/X . Если в качестве сигнала W принять напряжение U , а в качестве сигнала X — ток I , то длительность t_1 будет пропорциональна сопротивлению z . Используя генератор стабильной частоты, время t_1 превращают в пропорциональное количество импульсов, фиксируемое счетчиком. Аналогично можно получить количество импульсов, пропорциональное проводимости.

Модификация ДУ. По принципу действия ДУ с широтно-импульсной модуляцией и большим динамическим диапазоном целесообразно выполнять с максимально возможной частотой функционирования с тем, чтобы при максимальном рабочем значении сигнала X частота выходного напряжения составляла не менее 50—100 Гц, и сглаживание его не вызывало бы трудностей. Это означает, что при максимальных значениях сигнала X частота напряжения может достигать нескольких кГц. Поскольку время сброса интеграторов схемы рис. 1,а должно быть несоизмеримо меньше времени нарастания t_1 , то при максимальных значениях сигнала X возникают серьезные трудности, связанные с частотными ограничениями элементов схемы. Поэтому во ВНИИЭ была предложена модификация ДУ, в которой возвращение интеграторов к начальным условиям осуществляется инвертированными входными сигналами. При этом форма выходного напряжения имеет вид треугольников (рис. 1,г), у которых соотношение между временами нарастания t_1 и спадания t_2 выходного напряжения интеграторов остается постоянным при любых значениях входных сигналов.

Это означает, что среднее и действующее значения выходного напряжения будут всегда пропорциональны его амплитуде, которая по принципу действия рассматриваемого ДУ всегда пропорциональна частному от деления величин Y и X .

На рис. 1,в показана блок-схема модифицированного ДУ. Сигналы X и Y подаются на интеграторы $И_1$ и $И_2$, которые имеют также и вторые входы, питаемые от инверторов $ИИВ_1$ и $ИИВ_2$, изменяющих знак сигналов X и Y и увеличивающих их значение примерно в 2 раза. Инверторы включаются и отключаются по команде, поступающей от триггера $ТР$. Схема работает следующим образом. При подаче сигналов X и Y на выходе интеграторов начинает нарастать напряжение. Когда напряжение на интеграторе $И_1$ достигает величины срабатывания порогового устройства $ПУ$, опрокидывается триггер $ТР$ и включает инверторы. Поскольку инвертированные сигналы X и Y примерно вдвое больше неинвертированных, то результирующие входные сигналы в этот интервал времени равны примерно $-X$ и $-Y$. Под воздействием этих сигналов напряжения на выходе интеграторов уменьшаются. Когда выходное напряжение интегратора $И_2$ достигнет нуля, срабатывает нуль-индикатор $НИ$, возвращая триггер $ТР$, что приводит к прекращению подачи инвертированных сигналов на интеграторы.

Для правильного функционирования ДУ необходимо, чтобы в момент срабатывания нуль-индикатора интегратор $И_1$ также возвратился к нулевому началу. С этой целью отношение

инвертированного сигнала инвертора $ИНВ_1$ ко входному должно быть выше, чем это отношение у инвертора $ИНВ_2$. Форма кривой напряжений на выходе интеграторов I_1 и I_2 показана на рис. 1,з.

Если динамический диапазон ДУ оказывается недостаточным для обеспечения точного преобразования и минимального и максимального сопротивлений и пропорциональное напряжение (например, сопротивления срабатывания I зоны и сопротивления нагрузки), то количество ДУ необходимо увеличить. Однако имеется возможность несколько упростить общую схему, если реагировать на амплитудные значения напряжения интеграторов дополнительных диапазонов. Блок-схема включения интеграторов I_2 для многопредельного ДУ показана на рис. 2,а, а кривые напряжения на выходе интеграторов I'_2 , I''_2 и I'''_2 с разными передаточными функциями — на рис. 2,б. Поскольку нуль-индикатор стоит на выходе только одного из них, необходимо, чтобы возврат интеграторов I_1 , I''_2 и I'''_2 к нулевым начальным условиям осуществлялся быстрее, чем интегратора I'_2 . В противном случае при небольших токах, когда сопротивление на входе реле выходит за пределы линейной области интегратора I'_2 , возможен режим, сопровождающийся изменением условий функционирования интеграторов I_1 , I''_2 и I'''_2 .

Последствия такого изменения показаны на рис. 2,в на примере интегратора I_1 в цепи тока. Если скорость спада напряжения на выходе интегратора I'_2 окажется выше, чем на выходе интегратора I_1 , то очередной цикл работы ДУ начинается при ненулевых начальных условиях интегратора I_1 , и время между срабатыванием нуль-индикатора $НИ$ и порогового устройства $ПУ$ изменяется с t_1 до t_3 , что приведет к недопустимой погрешности ДУ. Для увеличения скорости сброса интегратора I_1 при малых токах может быть использована подпитка цепи сброса от источника напряжения U , которое в этом режиме велико.

Особенностью ДУ, как и любого логометра, является то, что при отсутствии тока и напряжения выходной сигнал является неопределенным и зависит, например, от дрейфа интеграторов и ряда других факторов, не относящихся к параметрам защищаемой сети. Поэтому в схему ДУ вводятся источники подпитки, которые фиксируют начальные условия интеграторов при отсутствии входных сигналов.

Характеристики реле сопротивления на ДУ. Рассмотрим характеристики реле для случая, когда частота напряжения u_2 существенно выше частоты пульсаций выпрямленных и сглаженных входных сигналов. Для реле полного сопротивления входные выпрямленные сигналы можно представить с некоторым приближением как

$$\left. \begin{aligned} U_U &= k_1 U [1 + n \sin(2\omega t + 2\psi)]; \\ U_I &= k_2 I (1 + n \sin 2\omega t), \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где n — отношение амплитуды второй гармоники выпрямленного напряжения к постоянной составляющей.

Предполагается, что степень сглаживания обоих выпрямленных напряжений одинакова, а всеми вы-

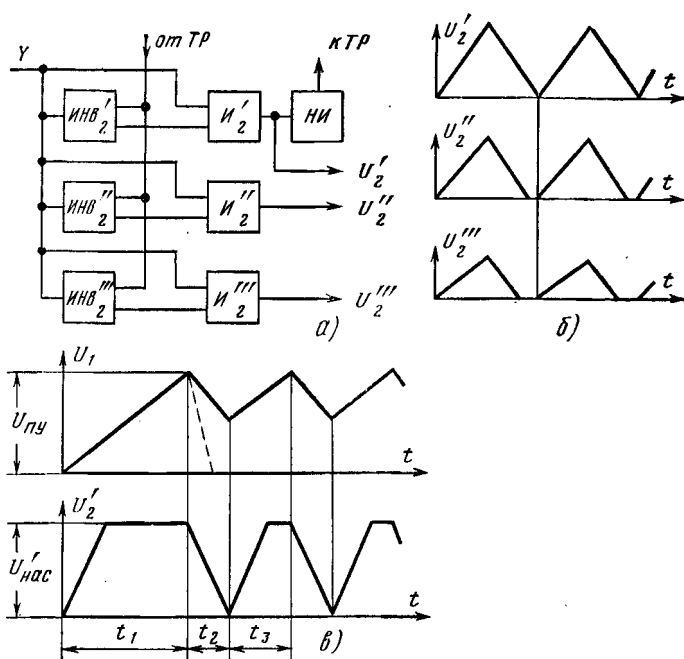


Рис. 2. Блок-схема включения интеграторов I'_2 для расширения диапазона измерения (а) и кривые, поясняющие ее работу в линейном режиме (б) и при насыщении интегратора I_2 (в).

сшими гармониками выше второй можно пренебречь.

Если сглаживание выходного напряжения u_2 отсутствует, огибающая его амплитуд изменяется во времени в соответствии с выражением:

$$U_2(t) = \frac{k_1}{k_2} z \frac{1 + n \sin(2\omega t + 2\psi)}{1 + n \sin 2\omega t}. \quad (5)$$

Найдем наибольшие и наименьшие значения этих амплитуд в функции угла ψ между входными напряжением U и током I . Для этого возьмем производную выражения (5) и приравняем ее нулю. Условие экстремума

$$\sin(2\omega t + \psi) = -n \cos \psi. \quad (6)$$

Тогда

$$U_{2\min-\max} = \frac{k_1}{k_2} \times \times z \frac{1 - n^2 \cos^2 \psi \pm n \sin \psi \sqrt{1 - n^2 \cos^2 \psi}}{1 - n^2 \cos^2 \psi \mp n \sin \psi \sqrt{1 - n^2 \cos^2 \psi}}. \quad (7)$$

Если пороговое устройство приходит в действие, когда минимальное или максимальное напряжение ДУ становятся равными или меньшими напряжения срабатывания U_n (рис. 3,а), то для момента срабатывания будет справедливо выражение:

$$z_{c.p} = k z_{уст} \frac{1 - n^2 \cos^2 \psi \mp n \sin \psi \sqrt{1 - n^2 \cos^2 \psi}}{1 - n^2 \cos^2 \psi \pm n \sin \psi \sqrt{1 - n^2 \cos^2 \psi}}, \quad (8)$$

где $z_{уст}$ — сопротивление уставки, соответствующее напряжению срабатывания порогового устройства U_n .

Проведя преобразования, можно привести уравнение (8) к виду:

$$z_{c.p} = k z_{уст} \frac{1 - n^2 \cos 2\psi \pm \sqrt{(1 - n^2 \cos 2\psi)^2 - (1 - n^2)^2}}{1 - n^2}. \quad (9)$$

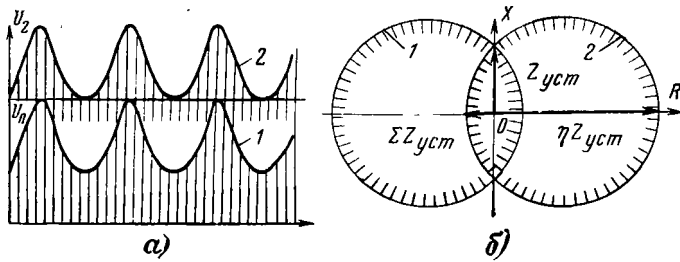


Рис. 3. Форма несглаженного напряжения в моменты срабатывания пороговых устройств (а) и соответствующие характеристики реле в комплексной плоскости (б).

Выражение (9) повторяет уравнение характеристики реле сопротивления [Л. 5]. Эта характеристика, как известно, близка по форме кривой, образованной пересечением двух окружностей (рис. 3, б):

$$z_{c.p} = kz_{уст} \frac{2n \sin \psi \mp \sqrt{4n^2 \sin^2 \psi + (1-n^2)^2}}{1-n^2}. \quad (10)$$

При угле, отстоящем на 90° от угла максимальной чувствительности, сопротивление срабатывания

$$z_{c.p} = \varepsilon z_{уст} = \frac{1-n}{1+n} z_{уст} \quad (11)$$

при условии срабатывания

$$U_{2 \max} \leq U_{\Pi},$$

(см. характеристику 1 рис. 3, б) или

$$z_{c.p} = \eta z_{уст} = \frac{1+n}{1-n} z_{уст} \quad (12)$$

при $U_{2 \min} \leq U_{\Pi}$ (см. характеристику 2 рис. 3, б).

Таким образом, неполное сглаживание входных сигналов ДУ при специальном выполнении порогового устройства приводит к такому же изменению характеристики, как и в реле сопротивления со схемой сравнения по абсолютным значениям [Л. 5].

Если выходной сигнал ДУ сглаживается и выделяется постоянное напряжение, равное среднему значению напряжения u_2 (подавляются как составляющие несущей частоты, так и четных гармоник с основной частотой 100 Гц), то величина этого напряжения

$$U_{\text{вых.ср}} = \frac{k_1}{k_2} z \frac{2}{T_0} \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{1+n \sin(2\omega t + 2\psi)}{1+n \sin 2\omega t} dt. \quad (13)$$

Неопределенный интеграл (13) берется с помощью известной замены $x = \tan \omega t$.

Тогда

$$dt = \frac{dx}{\omega(1+x^2)}; \quad \sin 2\omega t = \frac{2x}{1+x^2}; \quad \cos 2\omega t = \frac{1-x^2}{1+x^2}.$$

После преобразований и интегрирования получим:

$$\begin{aligned} \int \frac{1+n \sin(2\omega t + 2\psi)}{1+n \sin 2\omega t} dt &= \frac{1}{\omega} \left[\frac{\sin 2\psi}{2} \times \right. \\ &\times \ln(1+n \sin 2\omega t) + \frac{1-\cos 2\psi}{\sqrt{1-n^2}} \times \\ &\times \operatorname{arctg} \frac{\tan \omega t + n}{\sqrt{1-n^2}} + \omega t \cos 2\psi \left. \right] + C. \end{aligned} \quad (14)$$

Интегрируя от $\omega t = 0$ до $\omega t = \frac{\pi}{2}$ и от $\omega t = \frac{\pi}{2}$ до π и беря среднее за время $t = \frac{\pi}{\omega}$, получим

$$U_{\text{вых.ср}} = \frac{k_1}{k_2} z \left[\frac{1}{\sqrt{1-n^2}} + \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1-n^2}} \right) \cos 2\psi \right] \quad (15)$$

или после преобразований

$$U_{\text{вых.ср}} = \frac{k_1}{k_2} z \left[1 + \left(\frac{2}{\sqrt{1-n^2}} - 2 \right) \sin^2 \psi \right]. \quad (15')$$

Таким образом, среднее значение выходного напряжения ДУ также изменяется в зависимости от угла между током и напряжением и степени сглаживания входных выпрямленных сигналов. Характеристика реле с ДУ такого типа имеет вид:

$$z_{c.p} = \frac{kz_{уст}}{1 + (2/\sqrt{1-n^2} - 2) \sin^2 \psi}. \quad (16)$$

При совпадении фаз ($\psi = 0$) сопротивление срабатывания не зависит от степени сглаживания, а при сдвиге $\psi = 90^\circ$ сопротивление срабатывания уменьшается до значения

$$z_{c.p} = \frac{kz_{уст}}{1 + (2/\sqrt{1-n^2} - 2)}.$$

Таким образом, характеристика (16) имеет эксцентриситет, однако, значительно менее зависимый от n , чем эксцентриситет реле с характеристикой (9). При одинаковом эксцентриситете характеристика (16) является промежуточной между эллипсом и характеристикой (9).

Малая зависимость характеристики (16) от n позволяет получать реле полного сопротивления без повышения требований к сглаживанию входных выпрямленных напряжений ДУ. Однако следует иметь в виду, что необходимо сглаживание выходного напряжения ДУ, которое при $\psi \neq 0$ содержит кроме составляющих несущей частоты широтно-импульсной модуляции также и гармоники промышленной частоты, кратные 2. Тем не менее, обеспечение высокой степени сглаживания для выходного напряжения ДУ предпочтительнее, чем то же для более мощных входных выпрямленных сигналов ДУ. Отсутствие в распределительных сетях очень высоких требований к быстродействию позволяет практически не считаться с замедлением, вносимым сглаживающими фильтрами.

Характеристика реле сопротивления с ДУ так же, как характеристика реле со схемой сравнения по абсолютным значениям, может быть смещена относительно начала координат, если в качестве делимого использовать напряжение $U - IZ_0$, где Z_0 — сопротивление смещения центра характеристики реле. По принципу действия реле с ДУ изменение напряжения срабатывания порогового устройства позволяет получить семейство концентрических характеристик с центром в конце вектора Z_0 . Необходимо отметить, что получение направленного реле сопротивления, на схеме с ДУ теоретически возможно, но практически точное согласование значения Z_0 и напряжения срабаты-

ния порогового устройства неосуществимо в широком диапазоне изменения токов короткого замыкания. Поэтому неизбежно введение коэффициентов запаса, в результате чего не будет охватываться как конец, так и начало линии.

Принципиальная схема реле полного сопротивления, использованного в дистанционной защите, показана на рис. 4. На этой схеме для наглядности опущены элементы, задающие начальные условия интеграторов, а также цепи стабилизации режимов интегральных усилителей. Входные сигналы, пропорциональные току I и напряжению U , выпрямляются, сглаживаются RC -фильтрами и подаются на два делителя напряжения R_2, R_3, R_7, R_8 со средними точками, связанными с шинкой нулевого потенциала. Таким образом, делители являются источниками равных и противоположных по знаку напряжений, что исключает необходимость в установке инвертирующих усилителей.

В качестве пороговых устройств и нуль-индикаторов используются дифференциальные операционные усилители, на один из входов которых подается воздействующее напряжение, а на другой — стабильное напряжение, равное уставке срабатывания (для нуль-индикатора — нулевой потенциал). Триггер с двумя устойчивыми состояниями собирается из двух логических элементов И—НЕ. Ключами служат полевые транзисторы $ПТ_1$ и $ПТ_2$.

Интегратор I_1 выполнен с диодом, включаемым параллельно конденсатору обратной связи. Это ограничивает обратное напряжение на интеграторе, которое могло бы появиться из-за того, что скорость спада напряжения на интеграторе I_1 выше, чем на интеграторе I_2 рис. 1,2.

Резисторы на входе интеграторов выбираются с таким расчетом, чтобы при открывании полевых транзисторов $ПТ_1$ и $ПТ_2$ результирующий входной ток интеграторов имел бы противоположный знак по сравнению с входным током при запертых полевых транзисторах.

Стабилитроны D_1 и D_2 ограничивают напряжение на полевых транзисторах $ПТ_1$ и $ПТ_2$ при их запертом состоянии. Такая схема включения позволяет использовать низковольтные полевые транзисторы при высоковольтных источниках напряжений $k_1 U$ и $k_2 I$.

Динамический диапазон реле с ДУ по схеме рис. 4 может достигать 40 при использовании всего номинального диапазона операционного усилителя ± 10 В и 20 — при использовании только однополярного напряжения.

Резервная двухступенчатая дистанционная защита РДЗ-2 на базе описанных выше реле сопротивления была разработана во ВНИИЭ. На рис. 5 показана блок-схема защиты. Три измерительных органа $ИО$ включаются на линейные напряжения и соответствующие разности фазных токов. Один из выходов $ИО$, выделяющий напряжение, среднее значение которого пропорционально сопротивлению на входе, используется для подключения пороговых устройств $ПУ$, задающих уставки I и II зон защиты, а второй выход, Z_H , используется для периодического контроля исправности измерительных органов, который осуществляется подключе-

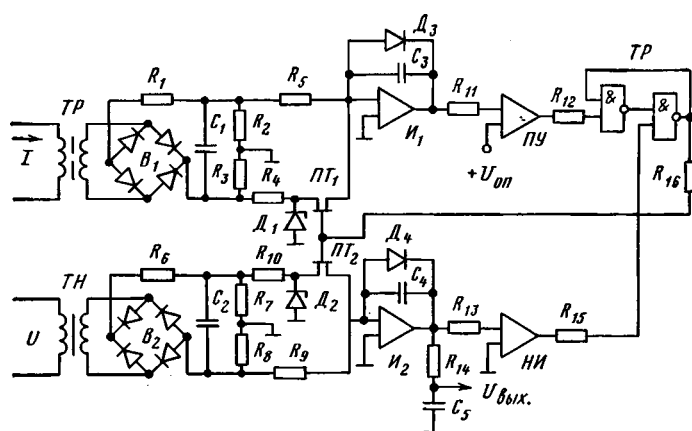


Рис. 4. Принципиальная схема измерительного органа сопротивления с ДУ.

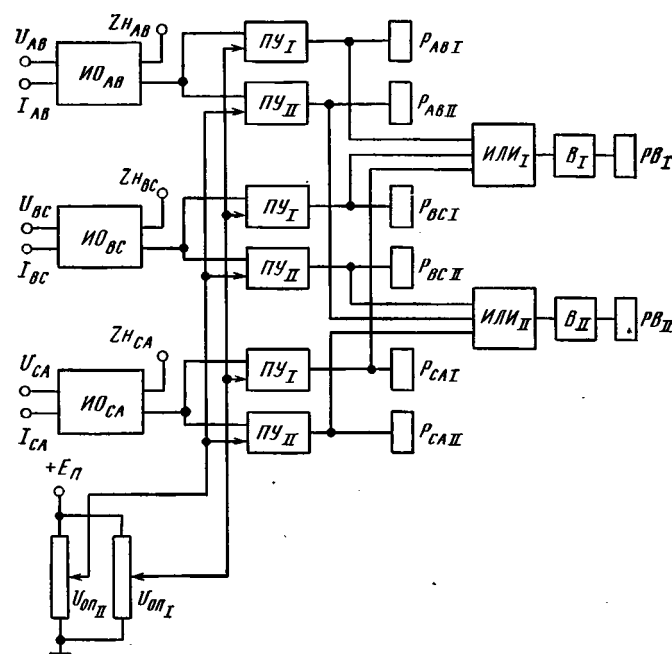


Рис. 5. Блок-схема дистанционной защиты типа РДЗ-2.

нием встроенного в защиту вольтметра к этому выходу и сравнением показания вольтметра со значением текущей величины сопротивления нагрузки. Напряжения срабатывания I и II зоны $U_{опI}$ и $U_{опII}$ задаются потенциометром, включаемым на стабилизированное напряжение питания $+E_n$. При срабатывании измерительных органов пускаются элементы выдержки времени B . Логическая схема защиты и цепи сигнализации выполнены с контактным управлением и поэтому на выходе измерительных органов и элементов выдержки времени установлены реле с магнитно-управляемыми контактами P и PB соответственно. Выходные цепи защиты и цепи сигнализации на схеме не показаны.

Устройство защиты выполнено на базе интегральных операционных усилителей типа К1УТ531 и интегральных логических элементов типа К511ЛА5. Частотный диапазон ДУ составляет 50—5000 Гц при токах от 1,5 до 150 А. Сглаживающие фильтры на входе ДУ обеспечивают пульсацию

напряжения, не превышающую 10—15%. Выходное напряжение ДУ, используемое для включения пороговых устройств I и II зон защиты, имеет пульсацию не более 2—3% при входном токе более 3 А. Основные параметры защиты РДЗ-2: диапазоны изменения уставок сопротивлений срабатывания I и II зоны: 0,25—5 Ом и 0,5—10 Ом; соответствующие диапазоны измерения сопротивления нагрузки: 2,5—50 Ом и 5—100 Ом; время действия измерительного органа — не более 100 мс при сопротивлении реле, составляющем 0,8 сопротивления уставки; потребление цепей защиты: переменного тока — 0,5 В·А, переменного напряжения — 4 В·А, постоянного напряжения ± 12 В — 5 Вт.

Следует заметить, что быстродействие измерительного органа можно резко повысить, если применять современные LC-схемы сглаживания пульсирующих напряжений. В защите РДЗ-2, которая предназначена для работы с выдержкой времени,

были использованы простейшие RC-схемы сглаживания.

Защита РДЗ-2 около года эксплуатируется на одной из линий 15 кВ распределительных сетей Калининградэнерго. Случаев отказа или излишних срабатываний не было.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Федосеев А. М. Релейная защита электрических систем. — М.: Энергия, 1976, 528 с.
2. Бондаревский А. В. и Пеклер В. Н. К вопросу о схемах дистанционных защит с непрерывными датчиками сопротивлений. — Электричество, 1968, № 1, с. 72—74.
3. Гельфанд Я. С., Перельман В. Ш. Дистанционная защита линий распределительных сетей. — Труды ВНИИЭ, № 43, с. 119—130.
4. Гельфанд Я. С., Перельман В. Ш. Максимальные реле тока с регулируемым время-токовым характеристиками. — Электричество, 1973, № 8, с. 9—14.
5. Левиуш А. И., Сапир Е. Д. Полупроводниковое реле сопротивления с эллиптической характеристикой срабатывания. — Электричество, 1962, № 5, с. 64—70.

[22.06.78]

УДК 621.314.632.001.5

Влияние мощных управляемых выпрямителей на питающую сеть

БАХНОВ Л. Е., инж., ЛЕВИТАН И. И., канд. техн. наук

Харьков

В настоящей статье производится анализ воздействия на питающую сеть со стороны мощных тиристорных выпрямителей с поочередным управлением, используемых в тиристорных электроприводах постоянного тока. В качестве частного случая поочередного управления рассматриваются также выпрямители с симметричным управлением.

Величины активной и реактивной мощностей, потребляемых регулируемым тиристорным электроприводом при различных законах изменения нагрузки, находятся с помощью зависимостей первой гармоники тока сети и коэффициента сдвига первой гармоники тока относительно э. д. с. сети от выпрямленного тока нагрузки и э. д. с. выпрямителя. Под э. д. с. выпрямителя понимается его выпрямленное напряжение в режиме непрерывного тока, но при допущении мгновенной коммутации [Л. 1 и 2].

Получены также зависимости показателей качества электрической энергии у ее приемников в нормальных режимах от этих же параметров.

Показатели задаются ГОСТ 13109-67. Рассматриваются выпрямители, собранные по следующим схемам:

шестипульсная мостовая схема;

последовательное соединение двух шестипульсных мостов, причем действующие значения первых гармоник напряжения питания каждого моста принимаются одинаковыми, а их фазовый сдвиг равным 30° , чтобы при симметричном управлении получить двенадцатипульсную схему выпрямления;

последовательное соединение двух двенадцатипульсных выпрямительных схем, которые управляются поочередно; каждая двенадцатипульсная схема выполняется с помощью последовательного ли-

бо параллельного соединения двух мостов, в последнем случае действие уравнивающего тока не учитывается;

последовательное соединение четырех мостов, которые управляются поочередно.

Для всех рассматриваемых схем

$$E_{d0} = \frac{3k}{\pi} \sqrt{6} U_1,$$

где E_{d0} — максимум среднего значения э. д. с. выпрямителя;

U_1 — действующее значение 1-й гармоники напряжения питания каждого моста;

k — количество последовательно соединенных мостов (или параллельных соединений мостов) в выпрямителе.

В дальнейшем считаем, что каждый из рассматриваемых выпрямителей имеет одинаковое E_{d0} , что достигается соответствующим изменением U_1 , т. е. коэффициента трансформации питающего трансформатора k_T . В двухмостовом выпрямителе принимаем для каждого моста $k_T = 1$. При анализе тока и напряжения питающей сети одномостового и четырехмостового выпрямителей приводим к этому значению k_T . При анализе также принято, что сопротивление питающей сети чисто индуктивно, ток нагрузки идеально сглажен, э. д. с. питающей сети синусоидальна и образует симметричную трехфазную систему.

Выходными параметрами выпрямителя являются:

относительное значение тока нагрузки

$$g = \frac{e_k\%}{100} \frac{I_d}{I_{dн}}$$

и относительное значение э. д. с. выпрямителя, связанное с выпрямленным напряжением выпрямителя:

$$e_d = \frac{E_d}{E_{d0}} = \frac{U_d}{E_{d0}} + \frac{1}{2} g.$$

Здесь $I_{дн}$, I_d — соответственно номинальное и текущее значение выпрямленного тока; U_d — выпрямленное напряжение (среднее значение); $e_k = \frac{(x_c + x_n) I_{ф.н}}{U_{ф.н}} 100\%$ — э. д. с. короткого замыка-

ния цепи питания каждого моста, включая общую питающую сеть за точкой подсоединения, токоподвод и трансформатор; x_n — индуктивное сопротивление цепи питания каждого моста до точки подсоединения, приведенное к э. д. с. питающей сети; x_c — индуктивное сопротивление сети за точкой подсоединения, являющееся общим для всех мостов, $I_{ф.н}$, $U_{ф.н}$ — соответственно фазные номинальные ток и напряжение первичной цепи питания.

Анализ основан на использовании равенства Парсевала, в соответствии с которым параметры, характеризующие влияние выпрямителя на сеть, связаны соотношением:

$$\sqrt{\sum_n \Delta U_n^2} = \sqrt{\Delta U_n^2 - \Delta U_1^2}, \quad (1)$$

где ΔU_n — действующее значение n -й гармоники напряжения коммутационных провалов; ΔU_1 — действующее значение 1-й гармоники напряжения коммутационных провалов; ΔU_n — действующее значение напряжения коммутационных провалов.

Анализ напряжения коммутационных провалов при симметричном управлении проводился в ряде работ [Л. 1—3]. При анализе схем с поочередным управлением используются некоторые выражения, характеризующие напряжение коммутационных провалов, создаваемых в сети шестипульсным управляемым выпрямителем. Приведем без вывода эти выражения, записав их в виде, удобном для практического применения при оценке влияния выпрямителя на сеть.

Если начало отсчета времени производить от нуля соответствующей фазной э. д. с., то каждый коммутационный провал в течение периода э. д. с. может быть описан как

$$\Delta U_i = \Gamma_i U_{ф.н} a_x \sin(\vartheta + \varphi_i), \quad (2)$$

где

$$\left. \begin{aligned} a_x &= \frac{x_c}{x_c + x_n} = \frac{\pi}{3k} \frac{1}{g} \frac{P_{дн}}{P_{к.з}} \frac{I_d}{I_{дн}}; \\ \frac{a_x e_k}{100} &= \frac{\pi}{3k} \frac{P_{дн}}{P_{к.з}}; \\ \vartheta &= \omega t; \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

ω — частота питающей сети, значения Γ_i и φ_i приведены в таблице.

Провал i существует в диапазоне

$$\vartheta(-\varphi_i + \alpha - \varphi_i + \alpha + \gamma).$$

Кроме встречающихся ранее величин, в (3) обозначено: $P_{дн} = E_{дн} I_{дн}$ — максимальная мощность выпрямителя; $P_{к.з} = \frac{3U_{ф.н}^2}{x_c}$ — мощность полного

Номер провала i	1	2	3	4	1	2	3	4	5	6
Схема соединения обмоток трансформатора	λ/λ				λ/λ					
Γ_i	$-\frac{\sqrt{6}}{2}$	$-\frac{\sqrt{6}}{2}$	$\frac{\sqrt{6}}{2}$	$\frac{\sqrt{6}}{2}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$	$-\sqrt{2}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\sqrt{2}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$
φ_i	$\frac{\pi}{6}$	$-\frac{\pi}{6}$	$-\frac{5\pi}{6}$	$-\frac{7\pi}{6}$	$\frac{\pi}{3}$	0	$-\frac{\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3}$	$-\pi$	$\frac{4\pi}{3}$

короткого замыкания питающей сети в точке присоединения выпрямителя [Л. 1]; α — угол управления тиристорами данного моста; γ — угол коммутации, определяемый по выражению:

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = g. \quad (4)$$

Используя в дальнейшем индекс * для обозначения характеристик напряжения коммутационных провалов, создаваемых в сети одним мостом, запишем выражения для параметров, связанных соотношением (1) [Л. 3]:

$$\Delta U_n^* = \frac{\sqrt{6}}{2} \frac{U_{ф.н} a_x}{V\pi} \sqrt{A}, \quad (5)$$

где $A = \gamma - \sin \gamma \cos(2\alpha + \gamma)$;

$$\Delta U_1^* = \frac{3a_x}{\sqrt{2}\pi} U_{ф.н} \times$$

$$\times \sqrt{\sin^2\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right)(\gamma + \sin \gamma)^2 + \cos^2\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right)(\gamma - \sin \gamma)^2}; \quad (6)$$

угол сдвига первой гармоники напряжения провалов по отношению к соответствующей фазной э. д. с.

$$\psi_1^* = \frac{\pi}{2} + \alpha + \frac{\gamma}{2} + \arctg \left[\frac{\gamma - \sin \gamma}{\gamma + \sin \gamma} \times \right. \\ \left. \times \operatorname{ctg} \left(\alpha + \frac{\gamma}{2} \right) \right]. \quad (7)$$

Выражения (5), (6) и (7) достаточны для анализа многомостовых выпрямителей только в тех диапазонах изменения e_d и g , при которых отсутствует положение коммутационных провалов, создаваемых в сети разными мостами.

При наложении коммутационных провалов совместно решаем уравнения, описывающие накладываются коммутационные процессы в различных мостах. В связи с тем, что коммутационные провалы, а также длительности участков их наложения могут быть различными (в особенности при поочередном управлении глубоко регулируемым тиристорным электроприводом, работающим с ударными нагрузками), точное определение искомых характеристик электропривода требует для каждого конкретного случая громоздких вычислений. Покажем, что в реальной области соотношений мощностей питающей сети и управляемого выпрямителя допущение о независимости коммутаций не дает су-

ущественного искажения по сравнению с точным расчетом. Под понятием независимости процессов коммутации, т. е. отсутствия взаимного влияния через сеть, следует понимать, что на участке наложения коммутаций мгновенные значения падения напряжения в сети складываются, а длительности коммутаций остаются неизменными.

Обоснование принятого допущения проведем на примере наложения коммутаций двух однофазных выпрямителей, работающих с одним и тем же током нагрузки I_d . Если токи в контурах коммутации обоих мостов направлены в одну сторону, то при наложении процессов коммутации как глубина провала, так и длительность коммутации увеличивается по сравнению с величинами, полученными без учета наложения. Наибольшее увеличение длительности провала имеет место при полном наложении коммутаций, что соответствует работе каждого моста с одинаковой схемой соединения вентильных обмоток питающих трансформаторов и одинаковыми углами управления тиристорами. В этом случае рассматриваемый двухфазный выпрямитель эквивалентен однофазному с током нагрузки $2I_d$, индуктивным сопротивлением $x_{\Sigma}/2$ и тем же значением x_c .

Наибольшее увеличение длительности коммутации при полном наложении приводит к тому, что в данном случае действующее значение и 1-я гармоника напряжения коммутационных провалов изменяется наибольшим образом по сравнению со значениями, рассчитанными при допущении о независимости коммутаций. Как по приближенной, так и по точной методике величины ΔU_d , ΔU_1 и ψ_1 определяются при полном наложении коммутаций по выражениям (5), (6) и (7). Если для каждого отдельного моста известна величина a_x , то при допущении о независимости коммутаций в эти выражения необходимо подставлять $2a_x$, а при учете взаимного влияния — $\frac{2}{1+a_x} a_x$.

Угол коммутации при учете взаимного влияния должен рассчитываться по выражению (4) при указанных выше параметрах схемы замещения. Отметим, что если γ — угол коммутации в отдельном мосте (что используется в приближенной методике), то при полном наложении коммутаций двух мостов и допущении о линейности этого процесса, угол коммутации в действительности увеличивается до величины

$$\gamma' = (1 + a_x) \gamma.$$

В реальных условиях работы мощных тиристорных электроприводов постоянного тока $a_x \leq 0,3$ даже для одиночного моста. Расчеты показывают, что для указанных значений a_x максимальное уточнение величины ΔU_d составляет 7%, ΔU_1 — 1—2%, ψ_1 — единицы градусов, $\Sigma \Delta U_n$ — 5% по сравнению с соответствующими значениями, полученными по приближенной методике.

В нормальных режимах работы наложение коммутаций характерно, в основном, для поочередного управления. Полное наложение процессов коммутации возможно только при поочередном управлении либо двенадцатипульсными выпрямителями, либо мостами в четырехмостовом выпрямителе (при

одинаковых α происходит наложение коммутаций в мостах с одинаковым соединением обмоток преобразовательных трансформаторов). При поочередном управлении мостами в двухмостовом выпрямителе возможно только частичное наложение коммутаций, и ошибка расчета существенно меньше. Незначительное значение максимальной погрешности расчета дает основание проводить дальнейший анализ, исходя из допущения, что процессы коммутации происходят независимо друг от друга.

Получим вначале общее выражение для ΔU_{Σ} в случае k мостов и произвольном количестве наложившихся провалов.

Из общего выражения для действующего значения периодической функции получаем:

$$\Delta U_d = \sqrt{\sum_{l=1}^k (\Delta U_{dl}^*)^2 + \frac{1}{\pi} \sum_{r,p} \int_{\vartheta_{11}}^{\vartheta_k} \Delta u_r \Delta u_p d\vartheta}, \quad (8)$$

где ΔU_{dl}^* — действующее значение напряжения провалов, подсчитанное только для l -го моста; $r = 1, \dots, k-1$; $p = r+1, \dots, k$ — номера наложившихся провалов; ϑ_{11} , ϑ_k — начало и конец каждого участка наложения в течение периода 2π соответственно.

Перейдем к параметрам, определяющим 1-ю гармонику. Величины ΔU_1 и ψ_1 находятся в результате геометрического сложения векторов с модулями $\Delta U_{1l} \sqrt{2}$ и фазовыми углами ψ_{1l} . Для двухмостового выпрямителя и последовательного соединения двух двенадцатипульсных выпрямителей

$$\Delta U_1 = \sqrt{\Delta U_{11}^{*2} + \Delta U_{12}^{*2} + 2\Delta U_{11}^* \Delta U_{12}^* \cos(\psi_{11}^* - \psi_{12}^*)}. \quad (9)$$

Здесь вторая цифра индекса обозначает номер моста или двенадцатипульсного выпрямителя в последовательном соединении.

$$\psi_1 = \arccos \frac{\Delta U_{11}^* \cos \psi_{11}^* + \Delta U_{12}^* \cos \psi_{12}^*}{\Delta U_1}. \quad (10)$$

В частном случае симметричного управления выражения (9) — (10) справедливы, если считать $\Delta U_{11}^* = \Delta U_{12}^*$, $\psi_{11}^* = \psi_{12}^*$. При поочередном управлении любым количеством мостов или двенадцатипульсных выпрямителей для нахождения ΔU_1 и ψ_1 используются практически те же выражения (9) и (10). Это объясняется тем, что при поочередном управлении в любом диапазоне изменения e_d регулируется угол управления только одного из k выпрямителей. Поэтому параметры векторов, характеризующих ΔU_{1l}^* , $l = 1, 2, \dots, k$, однозначно определены для любого e_d . При геометрическом суммировании вначале по (9) и (10) определяются параметры вектора, представляющего геометрическую сумму двух любых векторов ΔU_{1l}^* . Затем таким же образом полученная сумма складывается с третьим вектором.

Суммирование продолжается до тех пор, пока не будет найдена сумма всех k векторов, т. е. величины ΔU_1 и ψ_1 . Таким образом, в выражениях (9) и (10) при последовательном суммировании

будет меняться только индексация при обозначениях ΔU_{*1} и ψ_{*1} .

Определим параметры 1-й гармоники тока сети, а также потребляемую реактивную мощность. Действующее значение первой гармоники, отнесенное к I_d находится следующим образом:

$$I_1 = \frac{\Delta U_1}{x_c I_d} = \frac{V_6}{\pi} k \frac{P_{к.з}}{P_{дн}} \frac{I_{дн}}{I_d} \frac{\Delta U_1}{U_{ф.н}}. \quad (11)$$

Коэффициент сдвига первой гармоники тока относительно соответствующей фазной э. д. с.

$$k_c = \cos\left(\psi_1 - \frac{\pi}{2}\right). \quad (12)$$

Пользуясь выражениями (11) и (12), следует определять закон изменения реактивной (и соответственно активной) мощности при любом цикле работы регулируемого тиристорного электропривода. Для этого вначале необходимо получить для данного цикла зависимость между I_d и E_d , а затем, пользуясь этой зависимостью, — график изменения реактивной мощности

$$P_p = 3U_{ф.н} I_1 I_d \sqrt{1 - k_c^2}. \quad (13)$$

Отклонения и колебания напряжения сети нормируются с помощью величины $1 - \frac{U_1}{U_0}$, где U_0 — э. д. с. сети (фазная).

Если принять ток нагрузки неизменным, а $U_0 = U_{ф.н}$, то допустимое отношение $P_{к.з}/P_{дн}$ в каждой точке диапазона изменения e_d определяется как

$$\frac{P_{к.з}}{P_{дн}} \geq \frac{\pi}{2V_6} I_1 \frac{I_d}{I_{дн}} \frac{1}{\sqrt{1 - k_c^2} - \sqrt{\left(\frac{U_1}{U_0}\right)^2 - k_c^2}}. \quad (14)$$

Наибольшие колебания напряжения сети в глубокорегулируемых электроприводах часто имеют место в пусковых режимах, когда коэффициент сдвига минимален, а ток нагрузки велик и определяет в основном реактивную составляющую тока сети. В этом случае максимальные значения колебания напряжения при толчке нагрузки может быть оценено по следующему выражению:

$$\frac{\Delta U_1}{U_{ф.н}} = \frac{P_p}{P_{к.з}}, \quad (15)$$

где

$$P_p = \frac{e_d g}{k_c} \sqrt{1 - k_c^2}$$

— отнесенная к $P_{дн}/e_k$ величина реактивной мощности на любом участке цикла. В общем случае изменения действующего значения напряжения сети должны определяться с помощью выражения (14).

Несинусоидальность напряжения сети нормируется с помощью отношения $U_{ф.н}/\sqrt{\sum \Delta U_n^2}$.

Учитывая особенности приведения схем с различным количеством мостов, получаем после преобразований формулы (1) выражение для допусти-

мого отношения $P_{к.з}/P_{дн}$ с точки зрения уровня несинусоидальности напряжения сети:

$$\frac{P_{к.з}}{P_{дн}} \geq \frac{I_d}{I_{дн}} \frac{U_{ф.н}}{\sqrt{\sum_n \Delta U_n^2}} \times \\ \times \sqrt{\frac{1}{g^2} \left[\frac{2\pi}{3k^2} \left(\sum_k A_k \right) + \frac{4\pi}{9k^2} \sum_{r,p} \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{3\pi}{2}} \frac{\Delta u_r \Delta u_p d\theta}{U_{ф.н}^2 a^2 x} \right] - \frac{\pi^2}{6} P_{*1}}. \quad (16)$$

Отметим, что несинусоидальность напряжения сети может быть определена и путем непосредственного анализа суммы $\sum \Delta U_n^2$; однако в значительной части диапазона изменения e_d точность расчета порядка 10% достигается только в случае, когда суммирование ограничивается сверху не менее, чем 25-й гармоникой. В выражении (16) эта погрешность вообще отсутствует.

Приведем некоторые характерные количественные результаты анализа.

Величина g практически меняется от 0,5 до 0,45 ($e_k = 5 \pm 15\%$, перегрузка по току достигает $3I_{дн}$). Исследуемые характеристики выпрямителя во всем диапазоне изменения e_d для указанных значений g (с шагом 0,005) рассчитаны на ЦВМ. Расчет производился как для симметричного управления ($\alpha_1 = \alpha_2$), так и для оптимального, которое состоит в следующем. Максимально допустимый угол управления тиристорами α_{\max} определяется для заданного g из условия безопасного инвертирования с запасом по углу, равным 7° . Для двухмостового выпрямителя или двух двенадцатипульсных выпрямителей значение $e_d = 0$ достигается при установке $\alpha_2 = \alpha_{\max}$ и $\alpha_1 = \pi - \alpha_{\max}$. Здесь индексом при α обозначен номер моста или двенадцатипульсного выпрямителя.

Регулирование в выпрямительном режиме производится так, что в диапазоне

$$0 \leq e_d \leq \frac{(1 + \cos \alpha_{\max})}{2} \quad \alpha_2 = \alpha_{\max},$$

а α_1 изменяется в пределах от α_1 до 0, в диапазоне $1 \geq e_d \geq \frac{(1 + \cos \alpha_{\max})}{2}$, $\alpha_1 = 0$, а α_2 изменяется в пределах от α_{\max} до 0. В инверторном режиме $\alpha_2 = \alpha_{\max}$, а α_1 изменяется в пределах α'_1 до α_{\max} . Максимально допустимая э. д. с. в инверторном режиме $e_{d \max} = \cos \alpha_{\max}$.

Оптимальное поочередное управление четырьмя мостами преследует ту же цель: получить при заданном e_d максимально возможную разность углов управления мостами. При аналогичных обозначениях углов α имеем при $e_d = 0$ $\alpha_1 = \alpha_2 = \pi - \alpha_{\max}$; $\alpha_3 = \alpha_4 = \alpha_{\max}$. В выпрямительном режиме поочередно уменьшаются к нулю углы управления всех мостов, а в инверторном режиме устанавливается $\alpha_3 = \alpha_4 = \alpha_{\max}$, а углы α_1 и α_2 поочередно увеличиваются до α_{\max} .

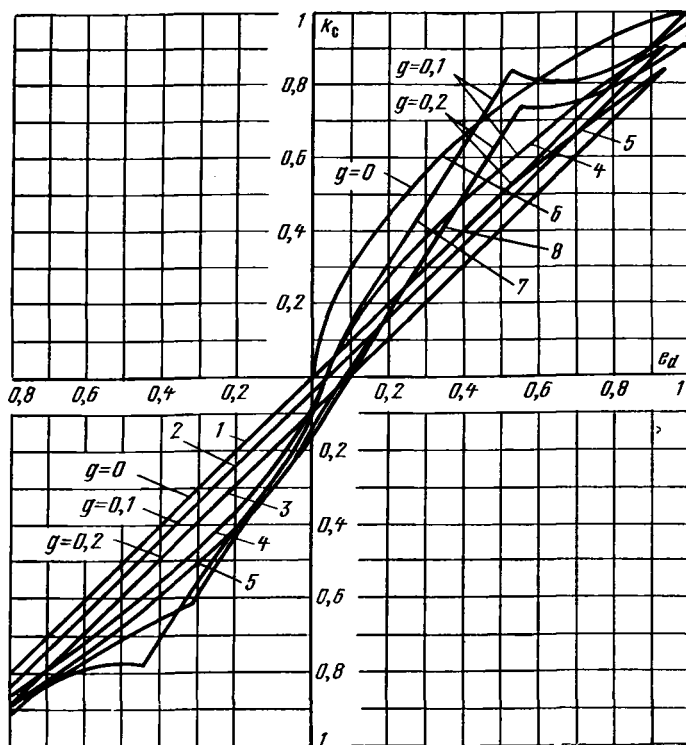


Рис. 1. Зависимость коэффициента сдвига k_c от э. д. с. преобразователя e_d .

1, 2, 3 — симметричное управление; 4, 5, 6 — поочередное управление двумя выпрямителями; 7, 8 — поочередное управление четырьмя выпрямителями.

При любом способе управления

$$e_d = \frac{\sum_{l=1}^k \cos \alpha_l}{k}, \quad l = 1, 2, \dots, k. \quad (17)$$

На рис. 1 представлены зависимости коэффициента сдвига от e_d для некоторых значений g . Отметим, что полученные зависимости несимметричны по отношению к выпрямительному и инверторному режимам. Это объясняется тем, что выполнение условия безопасного инвертирования и описанного выше закона поочередного управления приводит в этих режимах к несимметричному изменению углов ψ_{1k}^* .

На рис. 2 представлены в зависимости от e_d отнесенные к I_d значения амплитуды 1-й гармоники тока питающей сети $\frac{\sqrt{2}I_1}{I_d}$ для $g=0,1$ и $0,2$.

На рис. 3 представлены граничные зависимости $\frac{P_{k.з}}{P_{дн}}$ при $g=0,1$ и $0,2$ для выпрямителей с пооче-

редным управлением, а также шестипульсных и двенадцатипульсных, рассчитанные по (15). Зависимости рассчитаны при $I_d=I_{дн}$ из условия обеспечения допустимой по ГОСТ 13109—67 несинусоидальности напряжения сети, равной $0,05U_{ф.н.}$ Максимум граничной зависимости $P_{k.з}/P_{дн}$ для выпрямителей с симметричным управлением отвечает случаю длительной работы с $I_d=I_{дн}$ при малом значении e_d и совпадает с соответствующими данными [Л. 1]. Граничные значения отношения $P_{k.з}/P_{дн}$ для двух-

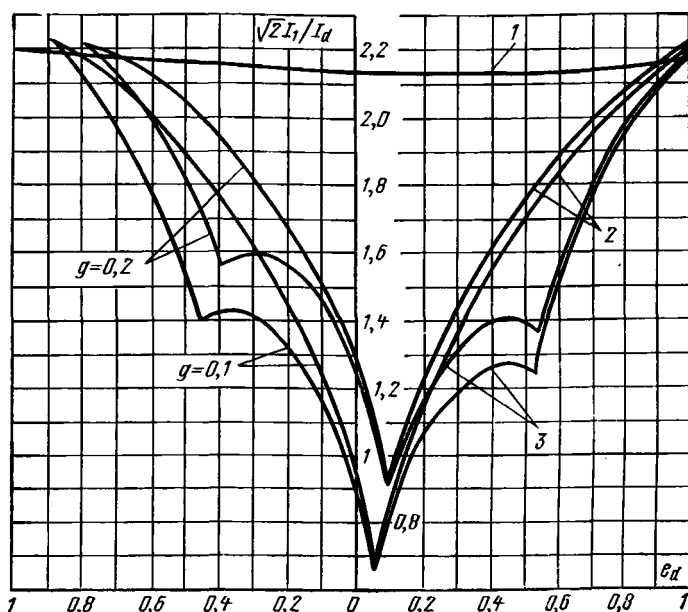


Рис. 2. Зависимость относительного значения амплитуды первой гармоники тока сети I_1/I_d от э. д. с. преобразователя.

1 — симметричное управление (при $g=0,1; 0,2$); 2 — поочередное управление двумя мостами; 3 — поочередное управление четырьмя мостами.

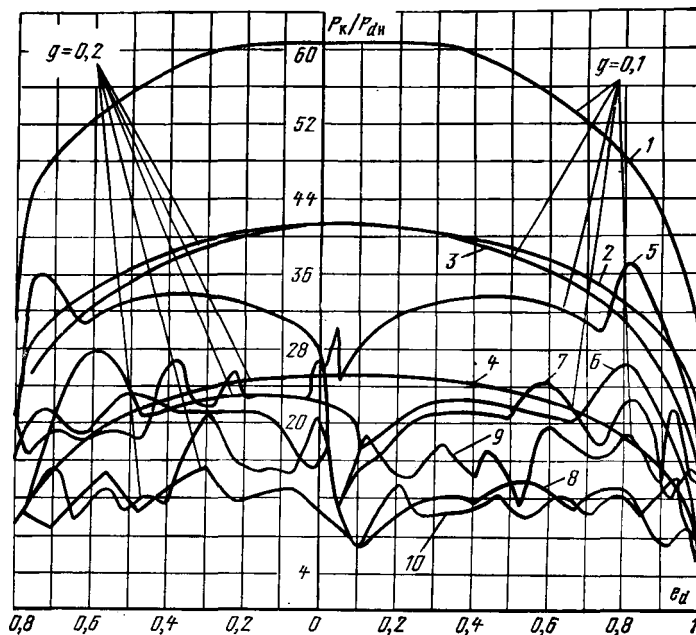


Рис. 3. Зависимость отношения $P_{k.з}/P_{дн}$ от э. д. с. преобразователя e_d , обеспечивающая несинусоидальность напряжения сети $0,05U_{ф.н.}$

1, 2 — шестипульсная схема выпрямления; 3, 4 — двенадцатипульсная схема выпрямления; 5, 6 — поочередное управление шестипульсными мостами; 7, 8 — поочередное управление двенадцатипульсными выпрямителями; 9, 10 — поочередное управление четырьмя мостами.

мостовых выпрямителей с поочередным управлением в значительной части диапазона изменения e_d меньше, чем у двенадцатипульсных выпрямителей несмотря на то, что номера гармоник тока сети совпадают с шестипульсной схемой. Только на некоторых участках диапазона e_d выпрямитель с поочередным управлением занимает промежуточное положение между шестипульсным и двенадцатипульсным.

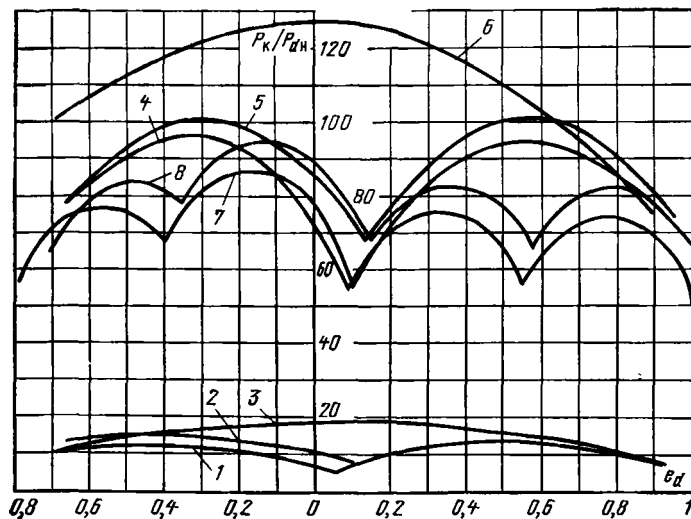


Рис. 4. Зависимость $\frac{P_{kz}}{P_{dn}} = f(e_d)$ при допустимых значениях

колебаний и отклонений напряжения питающей сети.

1, 2 — отклонение $0,05U_{ф.н}$ при поочередном управлении двумя мостами $U_d = I_{дн}$, $g = 0,1$ и $0,2$; 3 — отклонение $0,05U_{ф.н}$ при симметричном управлении; 4, 5 — колебание $0,015U_{ф.н}$ при поочередном управлении двумя мостами $U_0 = U_{ф.н}$, $I_d = 2I_{дн}$, $e_k = 10\%$; 15% ($g = 0,2$; $0,3$); 6 — колебание $0,015U_{ф.н}$ при симметричном управлении $U_0 = U_{ф.н}$; $I_d = 2I_{дн}$ и $e_k = 10\%$ ($g = 0,2$); 7, 8 — поочередное управление четырьмя мостами $U_0 = U_{ф.н}$; $I_d = 2I_{дн}$; $e_k = 10\%$; 15% ($g = 0,2$; $0,3$).

Поясним. Если действующее значение напряжения коммутационных провалов, создаваемых в общей сети одним мостом, $\Delta U^*_{д1}$, а вторым мостом — $\Delta U^*_{д2}$, то пренебрегая наложением коммутаций, получим $\Delta U_d = \sqrt{\Delta U^{*2}_{д1} + \Delta U^{*2}_{д2}}$. При симметричном управлении $\Delta U^*_{д1} = \Delta U^*_{д2}$. При поочередном управлении $\Delta U^*_{д1} \neq \Delta U^*_{д2}$, причем в выпрямительном режиме $\alpha_1 = 0$, что отвечает минимальному значению $\Delta U^*_{д1}$ во всем диапазоне изменения e_d (максимальное значение достигается при $\alpha = 90^\circ$). Ясно,

что в части диапазона $e_d \Delta U_d$ будет при симметричном управлении больше, чем при поочередном.

Граничные значения отношения $P_{kz}/P_{дн}$, полученные из условия (14), представлены на рис. 4. Кривые 1, 2, 3 построены исходя из допустимого отклонения напряжения равного $0,05U_{ф.н}$, $U_1 = 0,95U_0$ тока $I_d = I_{дн}$ и $g = 0,1$ и $0,2$. Достаточно медленная сходимость суммы $\sum_n \Delta U_n^2$ обуслов-

ливает при этом существенно более легкие требования к $P_{kz}/P_{дн}$ по сравнению с требованиями, связанными с несинусоидальностью напряжения. Значительно более жесткими являются требования, обусловленные колебаниями напряжения сети, так как они возникают при перегрузках, а допустимая величина их по ГОСТ 13109—67 весьма мала.

На рис. 4 приведены в качестве примера, зависимости $P_{kz}/P_{дн}$ от e_d при $U_0 = U_{ф.н}$, $I_d = 2I_{дн}$ и $e_k = 0,1$; $0,15$ ($g = 0,2$ и $0,3$) для случая колебаний напряжения сети, составляющих $0,015U_{ф.н}$.

Как видно из рис. 1, 3 и 4, поочередное управление обладает значительными преимуществами перед симметричным в отношении показателей, характеризующих 1-ю гармонику. Не менее существен выигрывает и при циклическом режиме работы. Так, например, для типового цикла работы блюминга Криворожского металлургического завода расчетное значение средневзвешенного коэффициента сдвига при симметричном управлении равно $0,55$, а при поочередном в двухмостовом выпрямителе — $0,66$. Максимальное значение толчка реактивной мощности по расчету снижается в этом электроприводе при поочередном управлении в $1,5$ раза по сравнению с симметричным.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шипило В. П. Влияние тиристорного электропривода на питающую сеть. — ЭП. Электропривод, 1970, вып. 1.
2. Поссе А. В. Схемы и режимы электропередач постоянного тока. — М.: Энергия, 1973.
3. Высочанский В. С. Искажение формы напряжения сети при коммутации тока в мостовых выпрямителях. — Электричество, 1973, № 4.

[09.02.78]

УДК 538.652:62—71

Тензор чувствительности магнитоупорных преобразователей

МИХАЙЛОВ О. П., доктор техн. наук

Москва

Определение магнитоупругой чувствительности материала является основной проблемой магнитоупругих измерительных преобразователей, которые находят самое широкое применение в технике. Необходимо отметить, что в определении магнитоупругой чувствительности существует значительный произвол. Ряд авторов [Л. 1 и 2] при определении магнитоупругой чувствительности материала используют зависимость магнитной проницаемости от упругих механических напряжений, в результате чего получают:

$$S_\mu = \frac{\partial \mu}{\partial \sigma}. \quad (1)$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

Существуют работы [Л. 3 и 4], в которых магнитоупругая чувствительность определяется как производная магнитной индукции по величине упругих напряжений:

$$S_B = \frac{\partial B}{\partial \sigma}. \quad (2)$$

Наконец в [Л. 5] магнитоупругая чувствительность определяется путем дифференцирования намагниченности материала

$$S_I = \frac{\partial I}{\partial \sigma}. \quad (3)$$

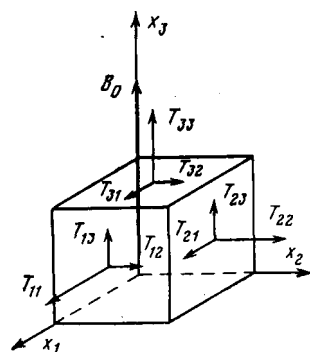


Рис. 1. Составляющие тензора упругих напряжений.

Наиболее естественной является формула (3), поскольку упругие напряжения непосредственно влияют на распределение магнитных моментов в ферромагнетике. Однако в электротехнических расчетах понятие намагниченности встречается редко, и поэтому формулы (1) и (2) можно считать более удобными.

В настоящей статье используется определение магнитоупругой чувствительности через изменение магнитной индукции [формула (2)]. Как будет показано ниже, использование формулы (1) приводит к более сложным математическим преобразованиям. Весьма важно отметить, что магнитоупругая чувствительность материала не может быть определена отвлеченно, вне зависимости от способа создания намагничивающего поля и способа приложения внешней нагрузки. В подавляющем большинстве опубликованных статей взаимная связь между отдельными структурными элементами магнитоупругого преобразователя не выявляется. Это выражается в том, что изменение магнитных свойств материала исследуется в простейшем силовом поле, соответствующем однородному растяжению — сжатию и все данные о магнитоупругой чувствительности относятся именно к такому случаю нагружения. Результаты таких испытаний нельзя автоматически распространять на случай неоднородного поля упругих напряжений, который весьма характерен для реальных магнитоупругих преобразователей. Конечная длина преобразователей силы или давления нарушает принцип Сен — Венана и создает в области измерительной обмотки неравномерное поле, зависящее от способа приложения нагрузки, наличие отверстий и выточек приводит к концентрации напряжений, неоднородное поле возникает при сложных случаях нагружения вцентральному сжатию, изгибе, кручении и т. п.

В настоящей статье делается попытка определения магнитоупругой чувствительности материала в связи с конкретными условиями нагружения, которые могут существенно отличаться от простого растяжения — сжатия.

Рассмотрим изотропный ферромагнетик, подвергнутый влиянию упругих напряжений. Свяжем некоторую локальную точку ферромагнетика с декартовой системой координат $x_1; x_2; x_3$ (рис. 1). В ферромагнетике создано магнитное поле, которое в данной точке описывается вектором магнитной индукции B_0 , направленным по оси x_3 . В элементарном объеме, выделенном в окрестности этой точки, упругое напряжение, созданное внешними силами, характеризуется тензором второго ранга T_{jk} .

Как показано в [Л. 6], тензор упругих напряжений в намагниченном ферромагнетике, вообще говоря, несимметричен, поскольку кроме упругих напряжений, созданных механическими силами

здесь необходимо учесть объемно распределенные моменты, имеющие электромагнитную природу и возникающие вследствие несовпадения вектора намагниченности и внешнего магнитного поля. Однако, если считать механические упругие напряжения достаточно большими, то в изотропном ферромагнетике допустимо пренебречь объемно распределенными моментами и пользоваться классической теорией упругости, в которой тензор T_{jk} считается симметричным:

$$T_{jk} = T_{kj}.$$

Это позволяет вместо девяти компонентов тензора T_{jk} рассматривать только шесть. Появление в ферромагнетике упругих механических напряжений изменяет вектор начальной магнитной индукции B_0 , и он получает малое приращение ΔB (более громоздкое обозначение ΔB в данной статье не используется). Будем считать, что в пределах линейной теории малые изменения компонентов вектора магнитной индукции B_i пропорциональны соответствующим малым упругим напряжениям. В тензорной записи эта зависимость может быть выражена в следующем виде:

$$B_i = S_{ijk} T_{jk}. \quad (4)$$

Здесь, как это обычно принято, подразумевается суммирование по дважды повторяющемуся индексу. Поскольку в конечном результате этот индекс отсутствует, то часто говорят в суммировании по немому индексу.

Тензор третьего ранга S_{ijk} характеризует магнитоупругие свойства ферромагнитного материала и может быть назван тензором магнитоупругой чувствительности. В общем виде этот тензор содержит 27 компонентов. Однако симметричность тензора T_{jk} приводит к тому, что и тензор S_{ijk} оказывается симметричным по двум последним индексам $S_{ijk} = S_{ikj}$ и число независимых компонентов уменьшается до 18. Дальнейшее уменьшение числа компонентов может быть получено, если учесть симметрию однородно-намагниченного ферромагнетика в рассматриваемой локальной области.

Из геометрических соображений очевидно, что магнитоупругие свойства изотропного ферромагнетика не должны изменяться при повороте на любой произвольный угол вокруг оси, совпадающей по направлению с вектором магнитной индукции B_0 . В физике твердого тела такая ось называется осью симметрии бесконечного порядка. Поскольку при любом повороте системы координат вокруг оси симметрии магнитоупругие свойства среды остаются неизменными, то в нашем рассмотрении должны присутствовать только те компоненты тензора S_{ijk} , которые инвариантны к таким преобразованиям координат. Если осуществить поворот вокруг оси x_3 (см. рис. 1), являющейся осью симметрии, то, как показано в ряде руководств по кристаллофизике [Л. 7 и 8], ненулевое значение будет иметь только следующие семь компонентов тензора:

$$S_{131} = S_{113} = S_{223} = S_{232};$$

$$S_{311} = S_{322};$$

$$S_{333},$$

а общее число независимых компонентов уменьшится до трех.

В развернутом виде проекции приращения вектора магнитной индукции по координатным осям можно записать так:

$$\left. \begin{aligned} B_1 &= S_{111}T_{11} + S_{131}T_{31} = 2S_{131}T_{31}; \\ B_2 &= S_{223}T_{23} + S_{232}T_{32} = 2S_{232}T_{23} = 2S_{131}T_{23}; \\ B_3 &= S_{311}T_{11} + S_{322}T_{22} + S_{333}T_{33} = S_{311}(T_{11} + \\ &\quad + T_{22}) + S_{333}T_{33}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Для упрощения выкладок целесообразно перейти от тензорной записи соотношений магнитоупругости к матричной, в которой каждая пара индексов в тензорном обозначении заменяется одним индексом. Для тензора упругих напряжений получим:

$$T_{11}=T_1; T_{22}=T_2; T_{33}=T_3;$$

$$T_{23}=T_{32}=T_4; T_{13}=T_{31}=T_5; T_{12}=T_{21}=T_6.$$

В теории упругости напряжения $T_1 - T_3$ называются нормальными и часто обозначаются $\sigma_x, \sigma_y, \sigma_z$ (в осях координат x, y, z), а напряжения $T_4 - T_6$ — касательными и обозначаются $\tau_{xy}, \tau_{yz}, \tau_{zx}$. Подобное упрощение позволит для тензора магнитоупругой чувствительности использовать следующие сокращенные обозначения: $2S_{131}=S_{15}$; $S_{311}=S_{31}$; $S_{333}=S_{33}$, в результате чего соотношение (4) может быть записано в матричной форме:

$$\begin{pmatrix} B_1 \\ B_2 \\ B_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & S_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S_{15} & 0 & 0 \\ S_{31} & S_{31} & S_{33} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \end{pmatrix}. \quad (6)$$

Матрица составляющих приращения вектора магнитной индукции есть произведение прямоугольной матрицы магнитоупругой чувствительности типа 3×6 на матрицу-столбец упругих напряжений. Из (5) и (6) следует, что отдельные составляющие магнитоупругой чувствительности связаны с определенным видом упругих напряжений. Составляющая S_{33} определяет приращение вектора магнитной индукции по оси x_3 , вызванное нормальным упругим напряжением, действующим в том же направлении (рис. 2,а). На основании этого компонента S_{33} может быть названа продольной магнитоупругой чувствительностью S_{\parallel} или просто S_{\parallel} .

Составляющие $S_{31}=S_{32}$ связывают нормальные напряжения, направленные по осям x_1 или x_2 с приращением вектора магнитной индукции по оси x_3 (рис. 2,б) и, таким образом, могут быть названы поперечной магнитоупругой чувствительностью S_{\perp} или S_{\perp} .

Наконец, составляющая S_{15} определяет влияние касательных напряжений T_4 и T_5 на приращение магнитной индукции по осям x_2 и x_1 соответственно (рис. 2,в и г), т. е. в плоскости x_4, x_2 , что позволяет назвать ее магнитоупругой чувствительностью сдвига или тангенциальной чувствительностью S_{τ} .

Продольная и поперечная чувствительности связаны между собой. Если исходить из термодинамической обратимости магнитоупругого и магнито-трикционного эффекта [Л. 5], то можно считать,

что поперечная чувствительность вдвое меньше продольной и обратна ей по знаку. На практике эта зависимость во многих случаях выполняется довольно точно.

Анализ матрицы магнитоупругой чувствительности позволяет сделать несколько важных предварительных выводов. Прежде всего очевидно, что при начальном намагничивании вдоль оси x_3 касательные напряжения $T_{12}=T_6$ не оказывают влияния на величину вектора \mathbf{B}_0 . Далее, если ферромагнетик первоначально намагничен по главной оси, т. е. по одной из осей эллипсоида упругих напряжений, то приращение магнитной индукции направлено по той же оси. Действительно, если предположить, что ось x_3 — главная, то тензор T_{jk} не будет содержать касательных напряжений:

$$\|T_{jk}\| = \begin{pmatrix} T_{11} & 0 & 0 \\ 0 & T_{22} & 0 \\ 0 & 0 & T_{33} \end{pmatrix}$$

и, как следует из (5) и (6), единственная нулевая составляющая B_3 будет определяться нормальными напряжениями. Более подробный анализ магнитоупругой чувствительности возможен при рассмотрении нескольких конкретных типов магнитоупругих преобразователей.

Собственно магнитоупругие преобразователи, работающие на растяжение или сжатие, являются простейшими приборами подобного типа. Здесь начальное намагничивание \mathbf{B}_0 и единственный компонент тензора упругих напряжений $T_{33}=\sigma$ направлены по одной оси и по той же оси возникает приращение индукции

$$B_3 = S_{33}T_{33} = S_{\parallel}\sigma.$$

В некоторых конструкциях используется поперечный магнитоупругий эффект и однородное поле упругих напряжений создается по оси x_1 или x_2 . В этом случае также возникает приращение магнитной индукции только по оси x_3 :

$$B_3 = S_{31}T_{11} = S_{\perp}\sigma,$$

но оно, как правило, меньше.

В магнитоанизотропных преобразователях начальное намагничивание направлено под углом 45° к линии действия сжимающих или растягивающих упругих напряжений (рис. 3).

В системе координат $x'_1x'_2x'_3$ тензор упругих напряжений имеет только одну нормальную составляющую $T_{3'3'}=\sigma$. Тензор магнитоупругой чувствительности S_{ijk} согласован с направлением вектора начальной намагниченности, определяющего свойства симметрии ферромагнетика, и связан с другой системой координат x_1, x_2, x_3 , которая повернута относительно первой на 45° вокруг оси $x_1=x'_1$. Устранить это противоречие можно путем преобразования более простого тензора T_{ijk} к новой системе координат $x_1x_2x_3$. Матрица такого преобразования

$$\|C\| = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \varphi & \sin \varphi \\ 0 & -\sin \varphi & \cos \varphi \end{pmatrix}.$$

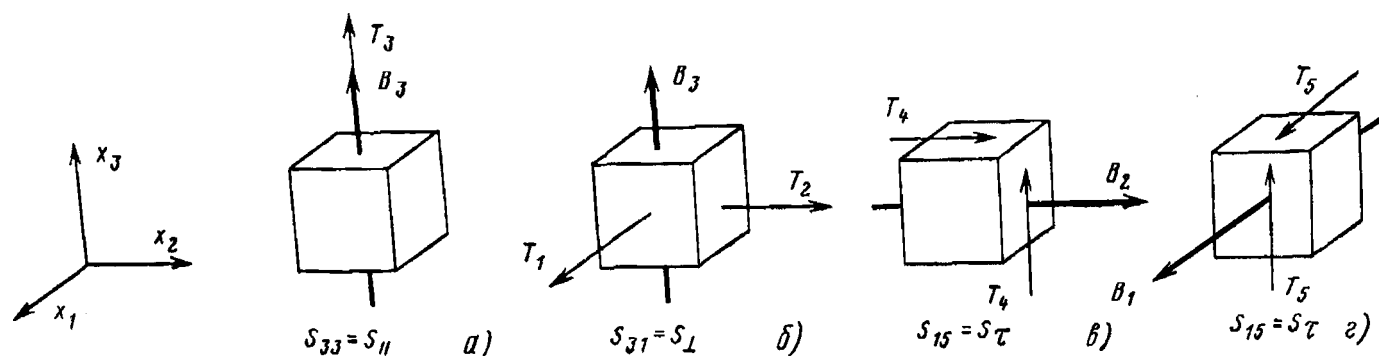


Рис. 2. Компоненты тензора магнитоупругой чувствительности.

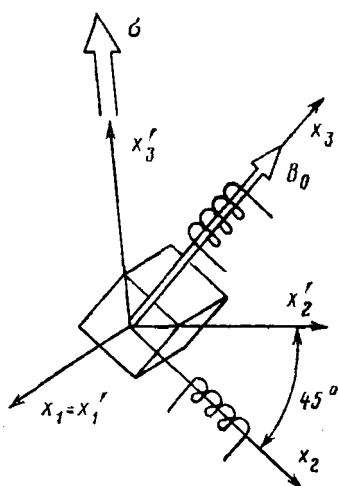


Рис. 3. Принцип действия магнитоанизотропного преобразователя.

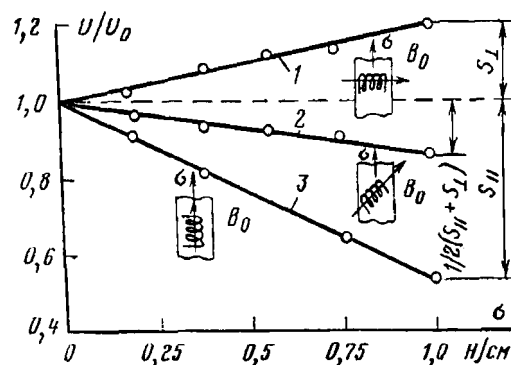


Рис. 4. Изменение магнитоупругой чувствительности при различных направлениях начальной намагниченности.

1 — поперечное намагничивание; 2 — угловое (под углом 45°) намагничивание; 3 — продольное намагничивание.

В результате тензор упругих напряжений, преобразованный по основной формуле тензорного анализа $T_{jk} = C_{jl} C_{kk} T'_{l'k'}$, будет содержать и нормальные и касательные компоненты:

$$\|T_{jk}\| = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & T_{22} & T_{23} \\ 0 & T_{32} & T_{33} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} \sigma & \frac{1}{2} \sigma \\ 0 & \frac{1}{2} \sigma & \frac{1}{2} \sigma \end{vmatrix}.$$

Теперь на основе (6) легко увидеть, что приращение вектора индукции будет иметь составляющую по оси x_2 , зависящую от касательных напряжений

$$B_2 = S_{15} T_{23} = \frac{1}{2} S_{\tau} \sigma, \quad (7)$$

и составляющую по оси x_3 , определяемую нормальными напряжениями:

$$B_3 = S_{31} T_{22} + S_{33} T_{33} = \frac{1}{2} (S_{\parallel} + S_{\perp}) \sigma. \quad (8)$$

Таким образом, в магнитоанизотропных преобразователях теоретически существует две возможности расположения измерительных обмоток: по оси x_3 , соосной с намагничивающей обмоткой, или по оси x_2 , перпендикулярной к оси намагничивающей обмотки. В первом случае чувствительность получается значительно ниже, поскольку S_{\parallel} и S_{\perp} имеют разные знаки. На рис. 4 представлены экспериментальные графики магнитоупругой чувствительности никеля при продольном, поперечном и угловом (45°) намагничивании. В каждом случае ось измерительной обмотки совпадала с осью намагничивания. На графиках отмечены ординаты

пропорциональные соответствующим чувствительностям. Из экспериментальных данных следует хорошее совпадение с формулой (8).

Чувствительность второго способа, связанная с тангенциальной чувствительностью материала, получается значительно выше, и он всегда применяется в магнитоанизотропных преобразователях.

При анализе работы магнитоанизотропного преобразователя часто исходят из предпосылки, что под действием упругих напряжений вектор начальной индукции B_0 претерпевает поворот на небольшой угол δ , не изменяя своей величины. Из этого следует, что приращения по осям равны:

$$B_2 = B_0 \sin \delta;$$

$$B_3 = B_0 (1 - \cos \delta).$$

Отсюда, раскладывая тригонометрические функции в ряд, получаем при малых углах

$$\frac{B_2}{B_0} \approx \frac{\delta/2}{1 - \delta^2/6} \approx \frac{\delta}{2} \ll 1$$

и с учетом (7) и (8)

$$S_{\tau} \gg S_{\parallel} + S_{\perp}.$$

Следует специально подчеркнуть, что тангенциальная чувствительность магнитоанизотропных преобразователей по своей природе принципиально отлична от продольной или поперечной чувствительности собственно магнитоупругих преобразователей. Необходимо помнить, что данные по магнитоупругой чувствительности материала, работающего в преобразователях одного типа, нельзя распространять на другие типы преобразователей.

Магнитоупругие преобразователи крутящего момента представляют собой вращающийся стер-

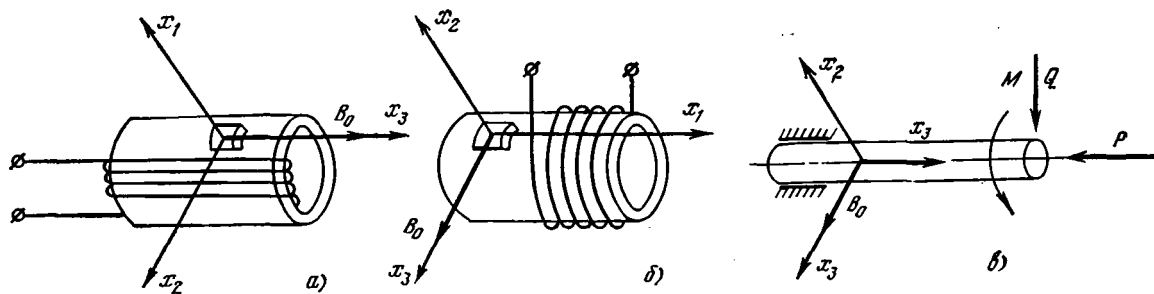


Рис. 5. Магнитоупругие преобразователи момента.

жень и систему намагничивающих и измерительных обмоток.

Рассмотрим элемент такого стержня, считая для определенности, что он имеет форму круглой полый трубы. Как известно, при кручении поле упругих напряжений неоднородно и изменяется по радиусу стержня. Однако в реальных преобразователях высокочастотное магнитное поле проникает только в небольшой поверхностный слой материала, глубина которого мала по сравнению с радиусом стержня. В рамках этого допущения можно рассмотреть плоскую задачу магнитоупругости и выделить на поверхности плоский элемент, связанный с ортогональной системой координат x_1, x_2, x_3 . Оорты этой системы можно рассматривать как подвижный репер цилиндрической системы координат, что позволит распространить предыдущие выкладки, выполненные в декартовых координатах, на локальные свойства точки, находящейся на поверхности цилиндра.

Несмотря на большое разнообразие конструктивных решений все преобразователи момента можно отнести только к двум основным типам, которые определяются по направлению начальной намагничивания. В первом варианте конструкции вектор начальной магнитной индукции направлен по оси цилиндра — осевое намагничивание. Вследствие этого ось x_3 направлена по образующей цилиндра, а ось x_2 — по касательной к окружности, лежащей в основании (рис. 5,а). Тензор упругих напряжений при кручении содержит только касательные напряжения и его компоненты образуют матрицу:

$$\|T_{jk}\| = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & T_{23} \\ 0 & T_{32} & 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tau \\ 0 & \tau & 0 \end{vmatrix}.$$

В результате использования соотношения (6) получим единственное приращение индукции по оси x_2 :

$$B_2 = S_{15}T_{23} = S_\tau \tau.$$

В цилиндрических координатах эта составляющая может быть названа циркулярной. Для образования выходного сигнала необходима торондальная измерительная обмотка, как это показано на рис. 5,а. Если же закручиваемый стержень не имеет полости, то применяют накладные измерительные обмотки, которые могут быть расположены с зазором относительно вращающегося стержня.

Во втором варианте конструкции используется циркулярное начальное намагничивание, и оси ко-

ординат расположены так, как показано на рис. 5,б. В этом случае компоненты тензора упругих напряжений могут быть записаны в следующем виде:

$$\|T_{jk}\| = \begin{vmatrix} 0 & 0 & T_{13} \\ 0 & 0 & 0 \\ T_{31} & 0 & 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & 0 & \tau \\ 0 & 0 & 0 \\ \tau & 0 & 0 \end{vmatrix}.$$

Используя те же приемы, можно прийти к выводу, что вектор начальной индукции получит приращение только по оси x_1 (осевая составляющая):

$$B_1 = S_{15}T_{13} = S_\tau \tau.$$

Как видим, оба варианта преобразователей момента обладают одинаковыми свойствами, связанными с тангенциальной магнитоупругой чувствительностью.

В теории магнитоупругих преобразователей момента [Л. 9 и 10] широко распространен прием, по которому оси координат поворачивают на 45° к образующей цилиндра. Это побуждает заменить касательные напряжения нормальными напряжениями разного знака и после этого использовать магнитоупругую чувствительность, определенную при простом растяжении — сжатии. Проведенное исследование показывает несостоятельность такого подхода.

В заключение рассмотрим сложное упругое состояние стержня, к которому приложен крутящий момент M , осевая сжимающая сила P и поперечная изгибающая сила Q . Схема расположения осей координат и приложенной нагрузки представлена на рис. 5,в. Начальное намагничивание примем циркулярным.

Суммарный тензор упругих напряжений может быть получен как результат сложения тензоров упругих напряжений, возникающих вследствие действия крутящего момента T^M , осевой силы T^P и поперечной силы T^Q :

$$\|T_{jk}\| = \begin{vmatrix} 0 & 0 & T_{13}^M \\ 0 & 0 & 0 \\ T_{31}^M & 0 & 0 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} T_{11}^P & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix} +$$

$$+ \begin{vmatrix} T_{11}^Q & T_{12}^Q & 0 \\ T_{21}^Q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} T_{11}^P + T_{11}^Q & T_{12}^Q & T_{13}^M \\ T_{21}^Q & 0 & 0 \\ T_{31}^M & 0 & 0 \end{vmatrix}.$$

Действуя по изложенной методике, на основе (6) получим следующие выражения для компонент при-

ращения вектора магнитной индукции:

$$\begin{aligned} B_1 &= S_{15} T_{31}^M = S_{\tau} T_{31}^M; \\ B_2 &= 0; \\ B_3 &= S_{31} (T_{11}^P + T_{11}^Q) = S_{\perp} (T_{11}^P + T_{11}^Q). \end{aligned}$$

Легко видеть, что при циркулярном начальном намагничивании составляющая приращения вектора B_0 по оси x_1 не зависит от сил P или Q и определяется только крутящим моментом, передаваемым стержнем. Совершенно аналогично можно показать что при осевом начальном намагничивании эти силы не оказывают влияния на циркулярную составляющую приращения вектора магнитной индукции.

Локальные магнитоупругие свойства ферромагнитной среды позволяют легко найти интегральные зависимости, определяющие выходные параметры преобразователя. Так, если измерительная обмотка охватывает площадку q , то полное приращение потока вектора магнитной индукции

$$\Phi = \int_q B dq = \int_{q_{23}} B_1 dq_{23} + \int_{q_{31}} B_2 dq_{31} + \int_{q_{12}} B_3 dq_{12}.$$

Здесь под q_{12} , q_{23} , q_{31} понимаются проекции площадки q на соответствующие координаты плоскости.

Тензорные зависимости проекций вектора B позволяют выразить приращение потока через тензор упругих напряжений:

$$\Phi = S_{1jk} \int_{q_{23}} T_{jk} dq_{23} + S_{2jk} \int_{q_{31}} T_{jk} dq_{31} + S_{3jk} \int_{q_{12}} T_{jk} dq_{12}. \quad (9)$$

В последнем выражении компоненты тензора упругих напряжений являются функциями координат:

$$T_{jk} = T_{jk}(x_1; x_2; x_3),$$

а компоненты тензора магнитоупругой чувствительности приняты неизменным в пределах площадки q . Кроме того, здесь принято обычное в тензорной записи условие о суммировании по повторяющимся индексам.

Выражение (9) может быть конкретизировано и упрощено, если учесть, что большинство компонентов тензора S_{ijk} обращается в нуль. Тогда с учетом (5), переходя на более лаконичную матричную

запись, можно получить:

$$\begin{aligned} \Phi &= S_{\parallel} \iint_{q_{12}} T_3 dx_1 dx_2 + S_{\perp} \iint_{q_{12}} (T_1 + T_2) dx_1 dx_2 + \\ &+ S_{\tau} \left[\iint_{q_{31}} T_4 dx_2 dx_1 + \iint_{q_{23}} T_5 dx_2 dx_3 \right]. \end{aligned}$$

В заключение отметим, что принципиально можно было бы взять за основу рассуждений формулу (1) и построить теорию магнитоупругой чувствительности, используя понятие магнитной проницаемости. Однако в тензорном изложении такой путь привел бы к большим математическим трудностям. Магнитная проницаемость связывает между собой вектор напряженности магнитного поля и вектор магнитной индукции и по своей природе является тензором второго ранга. Линейная связь этого тензора с тензором упругих напряжений, который также является тензором второго ранга, должна быть записана в виде:

$$\mu_{kij} = S_{klij} T_{ij}.$$

Коэффициенты пропорциональности, которые входят в эту зависимость, образуют тензор магнитоупругой чувствительности четвертого ранга, представляющий собой более сложную математическую конструкцию чем рассмотренный тензор магнитоупругой чувствительности третьего ранга.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гинзбург В. Б. Магнитоупругие датчики. — М.: Энергия, 1970. — 72 с.
2. Электрические измерения неэлектрических величин/ Под ред. Новицкого П. В. — Л.: Энергия. Ленингр. отд-ние, 1975. — 576 с.
3. Кулиев В. Г., Бородин В. И. Влияние механических напряжений на некоторые свойства магнитоэлектрических материалов. — Физика металлов и металловедение, 1972, т. 33, вып. 2, с. 227—240.
4. Нуберт Г. П. Измерительные преобразователи неэлектрических величин. — Л.: Энергия. Ленингр. отд-ние, 1970. — 358 с.
5. Белов К. П. Упругие, тепловые и электрические явления в ферромагнетиках. — М.: ГИТТЛ, 1957. — 179 с.
6. Поливанов К. М. Вращающий момент в электромагнитных системах и тензор механических напряжений. — Изв. вузов. Электромеханика, 1975, № 1, с. 3—10.
7. Сиротин Ю. И., Шаскольская М. П. Основы кристаллофизики. — М.: Наука, 1975. — 680 с.
8. Шубников А. В., Флинт Е. Е., Бокий Г. Б. Основы кристаллографии. — М.; Л.: Изд-во АН СССР, 1940. — 488 с.
9. Barton T. H., Ionides R. J. A precision torque meter based on magnetic stress anisotropy. — IEEE transaction on power apparatus and system, 1966, vol. 85, N 2.
10. Томсон Я. О методике расчета магнитоупругого датчика момента. — Труды Таллинского политехнического ин-та, 1964, сер. А, № 213, с. 91—101.

[09.11.78]

УДК 621.314.252.001.3

Об одном способе управления m -фазным тиристорным широтно-импульсным преобразователем

КАЛИНИЧЕНКО А. Я., канд. техн. наук

Москва

В ряде областей в последнее время нашли применение многофазные (m -фазные) тиристорные импульсные системы регулирования напряжения на двигателях, у которых при одинаковой с однофазными схемами реактивной мощности фазных дрос-

селей представляется возможность в m^2 раз снизить амплитуду пульсации тока двигателя [Л. 1]. Наиболее полная реализация преимуществ полупроводниковых преобразователей в системах регулирования возможна при применении систем управ-

ления, позволяющих реализовать любой алгоритм работы силовых вентилей [Л. 2].

Для управления работой тиристорных широтно-импульсных преобразователей требуется подача сдвигаемых и несдвигаемых во времени относительно друг друга последовательностей управляющих импульсов. В случае применения многофазных тиристорных импульсных преобразователей для улучшения режимов работы источника питания и нагрузки, изменяя коэффициент заполнения

$$\gamma = t_N / T, \quad (1)$$

где $t_{\text{и}}$ — длительность импульса выходного напряжения; T — период переключения тиристоров, в диапазоне $0 \leq \gamma \leq 1$, одновременно смещают начала работы каждой фазы относительно друг друга на $\frac{1}{m} T$. Общеизвестный способ управления тири-

торами m -фазных тиристорно-импульсных преобразователей состоит в том, что продолжительность включенного состояния тириستоров каждой фазы изменяют во всем диапазоне регулирования путем формирования сдвигаемых и несдвигаемых во времени импульсов в каждом канале управления и подачи их на главные и коммутирующие тиристоры каждой фазы преобразователя (рис. 1). При этом, как видно из рис. 1, происходит повторение процесса формирования длительности импульса в каждом канале управления со смещением во времени на $\frac{1}{m}T$, которое выражается в повторении состояний элементов каждого канала управления для каждого текущего значения длительности импульса и в целом для системы m раз.

При использовании цифровых принципов построения системы управления период переключения тиристоров T разбивается на $(2^n - 1)$ интервалов, равных числу возможных комбинаций состояний двоичных счетчиков

$$\delta = T / (2^n - 1), \quad (2)$$

где n — число триггеров в счетчиках. Поэтому для изменения коэффициента заполнения каждой фазы в пределах периода T элементы каждого канала управления должны обеспечить изменение длительности импульса от 0 до T с приращением на δ в каждый очередной момент изменения состояния триггеров реверсивных счетчиков $PC_1 \div PC_m$ при поступлении импульсов управления на их суммирующий вход от управляющего устройства УУ с частотой, соответствующей требуемому алгоритму работы преобразователя.

Состояния триггеров тактовых счетчиков $ТС_1 \dots ТС_m$ изменяются непрерывно при поступлении на их выходы импульсов с задающего генератора $ЗГ$ (рис. 2). Совпадение комбинаций состояний триггеров $ТС$ с требуемой комбинацией триггеров $РС$ соответствующей фазы, которое происходит в дешифраторах $ДШ_1 \dots ДШ_m$, является необходимым условием для обеспечения сдвига во времени управляющих импульсов, поступающих на коммутирующие тиристоры фаз преобразователя. Последнее иллюстрируется табл. 1.

Таблица 1

[illegible]

Длительность импульса выходного напряжения
в каждой фазе в любой момент времени

$$t_n = (i_n - j_n) \frac{T}{2n-1} + t_k, \quad (3)$$

где t_k — время открытого состояния коммутирующего тиристора, как правило, $t_k \gg 2t_{\text{вос}}$, где $t_{\text{вос}}$ — время восстановления запирающих свойств тиристора; i_n, j_n — число импульсов, поступающих на реверсивный счетчик соответственно по суммирующему и вычитающему входам; $i_n \max = j_n \max = 1, 2, 3, \dots, (2^n - 1)$; $n = \log_2(1 + T/\delta)$.

Для обеспечения изменения длительности импульса (3) во всем диапазоне матрицы дешифраторов ($ДШ_1 — ДШ_m$) цифровых систем управления широтно-импульсными преобразователями каждой фазы (рис. 2) формируются на все комбинации состояний триггеров $РС$ и триггеров $ТС$ и в отличие от классической схемы дешифратора [Л. 3] функционирование таких дешифраторов выражается как

[illegible]

где a, \bar{a}, b, \bar{b} — соответственно прямой и инверсный выходы триггеров тактового и реверсивного счетчиков; $A_1 \div A_N$ — выходы дешифраторов, собранные на элементах ИЛИ, число которых равно количеству комбинаций состояний триггеров.

Смещение начала работы каждой фазы на $\frac{1}{m}T$

относительно друг друга в соответствии с диаграммами рис. 1 достигается тем, что матрица всех дешифраторов, сформированная со стороны PC , набрана на одни и те же состояния триггеров, а со стороны тактовых счетчиков — на состояния триггеров, смещенные во времени на $\frac{1}{m} T$, т. е. на

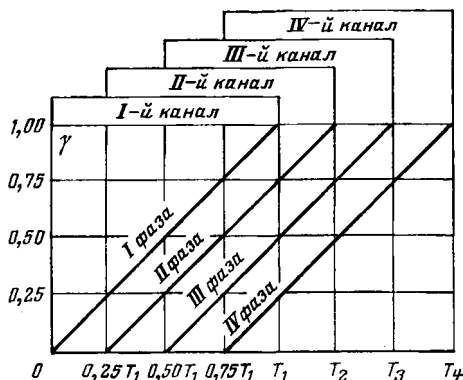


Рис. 1. Временная диаграмма изменения коэффициента заполнения каждой фазы четырехфазного преобразователя со смещением во времени начала работы каждой фазы на $0,25T$.

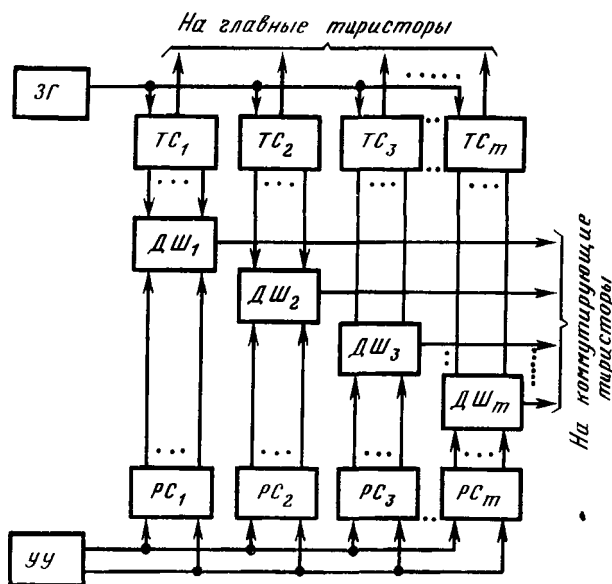


Рис. 2. Блок-схема управления m -фазным широтно-импульсным преобразователем.

чальная выходная шина дешифратора выделяет состояние, смещенное относительно предшествующей фазы на $(2^n - 1)/m$. Однако при реализации такого способа регулирования с целью изменения коэффициента заполнения каждой фазы во всем диапазоне необходимо формирование матрицы каждого дешифратора на все комбинации состояний триггеров тактового и реверсивного счетчиков. Кроме того, число $ТС$ и $РС$ в системах управления, реализующих такой способ, равно числу фаз m -фазного преобразователя, что приводит к снижению надежности систем управления, увеличению ее объема, стоимости, потребляемой мощности и ухудшению качества регулирования из-за технологических разбросов параметров элементов. Последнее весьма существенно, например, для тягового электропривода, построение двоичных счетчиков в системах управления которого для устранения влияния дискретного набора позиций на устройства безопасности движения целесообразно из восьми и более триггеров [Л. 4 и 5].

Формирование системы управления из указанного количества триггеров в $ТС$ и в $РС$ при управ-

лении тиристорами каждой из m фаз своим каналом управления приводит к значительному увеличению габаритов системы управления в основном за счет дешифратора.

Исследования показывают, что изменение длительности импульсов каждой фазы в требуемом диапазоне достаточно просто можно осуществить, если разбить весь диапазон регулирования во времени на зоны регулирования, число которых равно количеству фаз, при существенном уменьшении потребного числа элементов.

В статье освещается способ управления m -фазными тиристорными широтно-импульсными преобразователями, позволяющий значительно сократить число элементов для управления тиристорами каждой фазы без сужения диапазона регулирования $0 \leq \gamma \leq 1$. Причем необходимо отметить, что с увеличением числа фаз эффективность данного способа управления повышается. Сущность рассматриваемого способа заключается в том, что весь диапазон изменения коэффициента заполнения, например $0-1$, разбивается на зоны регулирования, число которых равно количеству фаз m -фазного преобразователя, т. е. зона регулирования, равная $0 \leq \gamma \leq 1/m$, обеспечивается одним каналом управления. Учитывая, что в соответствии с рис. 1 каждая фаза работает со смещением во времени на $\frac{1}{m} T$,

используются состояния элементов каждого канала для управления работой тириستоров одной фазы. Так, для четырехфазной системы диапазон регулирования разбивается на четыре зоны, каждую формирует один канал управления, но со смещением во времени на $0,25T$ в пределах $0 \leq \Delta\gamma \leq 0,25$.

В наиболее общем случае зона регулирования канала управления по отношению к началу работы первой фазы равна:

$$\left. \begin{aligned} \text{канал I} \quad \Delta\gamma_1 &= 0 \div \frac{\gamma}{m}; \\ \text{канал II} \quad \Delta\gamma_2 &= \frac{\gamma}{m} \div 2 \frac{\gamma}{m}; \\ \text{канал III} \quad \Delta\gamma_3 &= 2 \frac{\gamma}{m} \div 3 \frac{\gamma}{m}; \\ &\dots \dots \dots \\ \text{канал } m \quad \Delta\gamma_m &= (m-1) \frac{\gamma}{m} \div \gamma, \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \dots, \gamma_m$ — соответственно коэффициенты заполнения I, II, III, ..., m -й фаз.

При достижении коэффициентом заполнения значения, равного предельному значению зоны регулирования, осуществляют последовательную передачу каналов управления из одной фазы в другую (пунктирная линия на рис. 3) путем возвращения $РС$ в исходное состояние. При этом повторение состояний $РС$ в пределах изменения коэффициента заполнения во всем диапазоне происходит m раз, для четырехфазной системы — четыре раза.

Так, при регулировании в пределах коэффициента заполнения $0 \leq \gamma \leq 0,25$ канал I управляет тиристорами фазы I, канал II — тиристорами фазы II, канал III — тиристорами фазы III и канал IV — ти-

Таблица 2

Коэффициент заполнения γ	Управляемые фазы			
	канал I	канал II	канал III	канал IV
$0 \leq \gamma \leq 0,25$	I	II	III	IV
$0,25 \leq \gamma \leq 0,5$	IV	I	II	III
$0,5 \leq \gamma \leq 0,75$	III	IV	I	II
$0,75 \leq \gamma \leq 1$	II	III	IV	I

Таблица 3

Номер триггера счетчика				Номер состояния счетчиков	Схема подключения РС и ТС к дешифратору
IV	III	II	I		
0	0	0	0	0	
0	0	0	1	1	$PC_1 \rightarrow TC_1$
0	0	1	0	2	
0	0	1	1	3	
0	1	0	0	4	
0	1	0	1	5	$PC_1 \rightarrow TC_2$
0	1	1	0	6	
0	1	1	1	7	
1	0	0	0	8	
1	0	0	1	9	$PC_1 \rightarrow TC_3$
1	0	1	0	10	
1	0	1	1	11	
1	1	0	0	12	
1	1	0	1	13	$PC_1 \rightarrow TC_4$
1	1	1	0	14	
1	1	1	1	15	
0	0	0	0	16	

Выделенные состояния счетчиков

ристорами фазы IV (рис. 3). При достижении коэффициента заполнения значения, равного $\gamma=0,25$, произойдет последовательная передача каналов управления: канал I начнет управлять тиристорами фазы IV, канал II — тиристорами фазы I, канал III — тиристорами фазы II и канал IV — тиристорами фазы III. При последующем увеличении коэффициента заполнения будет происходить передача каналов управления в соответствии с табл. 2.

Такое управление тиристорами m -фазного преобразователя требует построение матрицы каждого дешифратора лишь на $2^n/m$ состояний триггеров ТС и РС, но со смещением во времени на $\frac{1}{m}T$

при использовании одного тактового и реверсивного счетчиков независимо от числа фаз.

С увеличением порядка m объем матрицы дешифраторов уменьшается, т. е. с увеличением числа фаз эффективность рассматриваемого способа увеличивается. Так, применяя восьмиразрядные счетчики (число ступеней регулирования 255) в случае построения дешифраторов линейными на основе элементов дискретной техники и учитывая, что матрица дешифраторов цифровых систем управления тиристорными преобразователями формируется двоякой, для дешифратора одной фазы потребуется 4096 диодов. Для построения m -фазной системы по общеизвестному способу требуется 4096 m диодов; при построении системы управления по рассматриваемому способу независимо от числа фаз

преобразователя требуется всего 4096 диодов, т. е. в m раз меньше. Здесь следует отметить характерное свойство рассматриваемого способа управления: общее количество элементов, применяемых для формирования матрицы дешифраторов зависит от разрядности двоичных счетчиков, структуры дешифраторов и не зависит от числа фаз преобразователя.

Реализация описываемого способа управления обеспечивается тем, что матрицы дешифраторов каждого из m каналов управления отличаются друг от друга своим набором. Если по известному способу в соответствии с табл. 1 требовалось совпадение состояний триггеров ТС и триггеров РС для получения сдвигаемой во времени последовательности импульсов, рассматриваемый способ управления требует совпадения во времени комбинации состояний триггеров указанных счетчиков. Это обеспечивается тем, что $2^n/m$ выходов каждого i -го дешифратора подключены к $2n$ логическим выходам реверсивного счетчика через элементы И, выделяющие состояния РС, соответствующие изменению длительности импульса в диапазоне $0 \leq t_n \leq T/m$. Другие входы каждого i -го дешифратора, соединенные с $2n$ логическими выходами тактового счетчика, подключены к указанным выходным шинам дешифратора через элементы И, которые характеризуют изменение длительности импульса в диапазоне (табл. 3):

$$(i-1) \frac{T}{m} \leq t_n \leq i \frac{T}{m}, \quad (6)$$

где i — порядковый номер ($i=1, 2, 3, \dots, m$).

Табл. 3 иллюстрирует описанное выше подсоединение дешифраторов к ТС и РС, представленной для случая $n=4$. Диапазон регулирования в данном

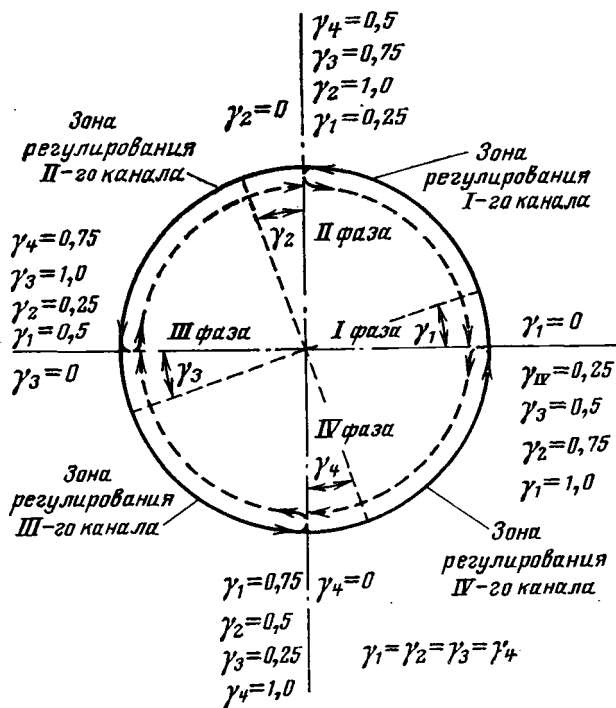


Рис. 3. Диаграмма передачи каналов управления для четырехфазной системы.

Функционирование каждого дешифратора при таком способе управления, например, для четырех-фазной системы можно записать в виде:

Таблица 4

Состояния триггеров РС	Состояния триггеров ТС																			
	I	II	...	N/4	Коэф- циент γ_1	N/4+1	N/4+2	...	N/2	Коэф- циент γ_2	N/2+1	N/2+2	...	$\frac{3}{4} N$	Коэф- циент γ_3	$\frac{3}{4} N+1$	$\frac{3}{4} N+2$...	N	Коэф- циент γ_4
0					0					0					0					0
I	*				$\frac{1}{N} \gamma$	*				$\frac{1}{N} \gamma$	*				$\frac{1}{\gamma} \gamma$	*				$\frac{1}{N} \gamma$
II		*			$\frac{2}{N} \gamma$		*			$\frac{2}{N} \gamma$		*			$\frac{2}{N} \gamma$		*			$\frac{2}{N} \gamma$
...
N/4				*	$\frac{1}{4} \gamma$				*	$\frac{1}{4} \gamma$				*	$\frac{1}{4} \gamma$				*	$\frac{1}{4} \gamma$

ненциальный характер в соответствии с выражением [Л. 6]:

$$F = F_K (1 - e^{-t/\tau}), \quad (14)$$

где F_K — максимальное значение силы тяги при пуске; τ — постоянная времени; при полном времени t_n увеличения пускового тока до максимального значения $\tau = t_n/5$.

Рассматривая режим трогания с максимальным сопротивлением движению и принимая магнитную систему двигателя насыщенную, можно считать, что изменение силы тяги пропорционально изменению тока двигателя, т. е. ток двигателя в начальный момент пуска должен также изменяться по экспоненте и без учета индуктивности равен:

$$I_d = \frac{U_0 t_{np}}{k_c r_d}. \quad (15)$$

В зависимости от частоты работы генератора управления, находящегося в управляющем устройстве, рассогласование во времени подачи импульсов на главный и коммутирующий тиристоры можно представить как

$$\delta_t = \frac{T}{2n-1} f_y t. \quad (16)$$

где f_y — частота работы генератора управления; t — время подачи импульсов на РС.

Учитывая, что максимальная скорость нарастания тока тягового двигателя равна $\frac{di_{d \max}}{dt} = \frac{5I_K}{t_n}$ (где I_K — максимальное значение пускового тока) и то обстоятельство, что при $\frac{di_{d \max}}{dt}$ частота работы генератора управления должна быть равна $f_y = f_{y \max}$, длительность импульса выходного напряжения изменяется по закону:

$$\delta_t = \frac{T}{2n-1} f_{y \max} \tau, \quad (17)$$

поэтому выражение для тока двигателя (15) с учетом (17) можно представить в виде:

$$I_d = \frac{U_0 f_p}{k_c r_d} \left(\frac{T}{2n-1} f_{y \max} \tau + t_k \right). \quad (18)$$

откуда начальная максимальная частота работы генератора управления, подающего сигналы на РС, с учетом того, что $t_k = 2t_{\text{вос}}$, в общем случае равна:

$$f_{y, \tau} = \frac{I_{d \max} \frac{k_c r_d}{U_0 f_p} - 2t_{\text{вос}}}{\frac{\tau}{f_p} \frac{1}{\log_2 \left(1 + \frac{T}{\delta} \right) - 1}} (1 - e^{-t/\tau}), \quad (19)$$

где U_0 — напряжение источника питания; k_c — число двигателей, соединенных последовательно; r_d — активное сопротивление двигателя.

В зависимости от характера подключения нагрузки к фазам (общая или отдельная нагрузка) значение частоты работы генератора управления может быть различным из-за различия в значениях $I_{d \max}$, τ и частоты следования импульсов напряжения на нагрузку.

При построении системы управления в соответствии с рис. 4 сдвигаемые во времени импульсы формируются лишь в пределах $0 \leq t_n \leq \frac{1}{m} T$

(рис. 6). Для выполнения операции последовательной передачи каналов управления в соответствии с диаграммами рис. 3 необходимо согласовать работу реверсивного счетчика с работой дешифраторов $DШ_1 \rightarrow DШ_m$. Управляющие выходы РС 1, 2, 3, ..., m воздействуют на элементы И согласующего блока в зависимости от стадии регулирования (рис. 5), который содержит m групп элементов И по m элементов И каждая. Для подачи сдвигаемых во времени импульсов на коммутирующие тиристоры преобразователя в согласующем блоке имеются выходы, число которых равно количеству фаз (рис. 6). Выполнение последовательной передачи каналов управления из одной фазы в другую поясняется диаграммами рис. 6. Как следует из диаграмм, изменение коэффициента заполнения в пределах $0 \leq \gamma \leq 1$ осуществляется при использовании различных элементов согласующего блока, которые подключаются при различных стадиях регулирования (см. выходы 1, 2, 3, 4 РС—6, а—г). При этом на выходах дешифратора несдвигаемых последовательностей импульсов $DШ_n$ и на выходах дешифраторов $DШ_1 \rightarrow DШ_m$ импульсы появляются в один и тот же момент времени. Однако бла-

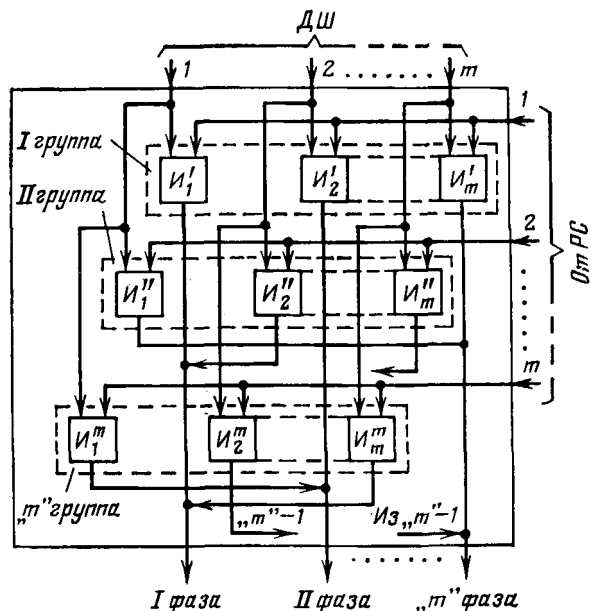


Рис. 5. Блок-схема согласующего блока для m -фазной системы управления.

годаря своеобразному подключению элементов И согласующего блока сдвигаемая последовательность управляющих импульсов поступает на фазы со сдвигом во времени относительно импульсов, следующих по выходам 1, 2, 3, 4 ДШ_н.

В наиболее общем случае передача каналов управления согласующим блоком обеспечивается тем, что один вход l -го логического элемента $И$ в каждой группе соединен с выходом дешифратора l -й сдвигаемой последовательности импульсов, другой вход каждого логического элемента $И$ в l -й группе подключен к l -му управляющему выходу $РС$, l -й логический элемент $И$ в первой группе подключен к l -му выходу блока согласования, в p -й группе первый и m -й элементы $И$ подключены соответственно к $(m-p+2)$ -му и к $(m-p+2)$ -му выходам блока согласования, в m -й группе k -й логический элемент $И$ подключен к $(k+1)$ -му выходу блока согласования, а в k -й группе i -й и j -й элементы $И$ подключены соответственно к $(m+i-k+1)$ -му и $(j-k+1)$ -му выходам блока согласования, где $l=1, 2, 3, \dots, m$; $p=2, 3, \dots, m$; $k=2, 3, \dots, (m-1)$; $i=2, 3, \dots, (k-1)$; $j=k, (k+1), \dots, (m-1)$.

Таким образом, при применении рассмотренного способа управления тиристорами m -фазных широтно-импульсных преобразователей с помощью цифровых систем управления требуется формирование длительности импульса каждым каналом управления лишь в диапазоне $0 \leq \gamma \leq 1/m$, что достигается формированием матрицы каждого дешифратора лишь на $2^n/m$ комбинаций состояний триггеров

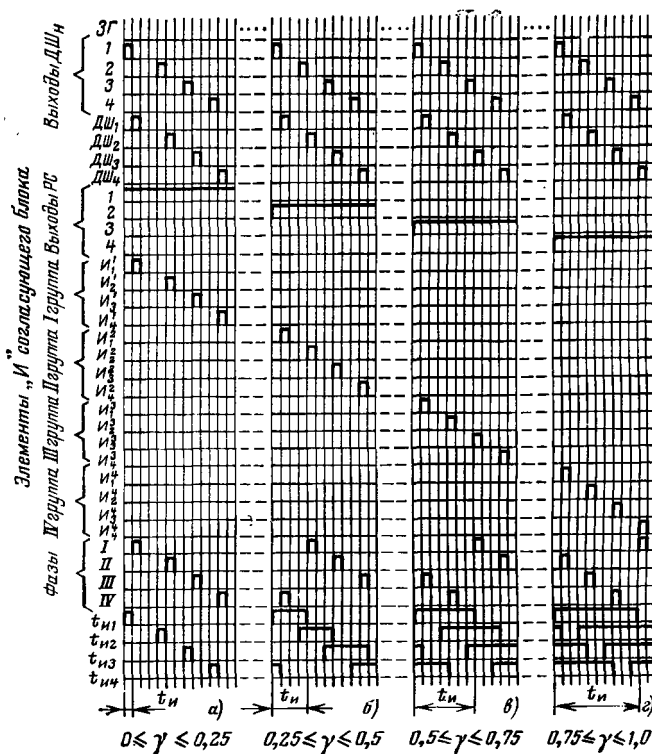


Рис. 6. Диаграмма работы элементов четырехфазной системы управления при передаче каналов регулирования.

тактового и реверсивного счетчиков при применении лишь одного n -разрядного тактового и реверсивного счетчиков независимо от числа фаз преобразователя. Применение рассматриваемого способа управления позволяет в m раз сократить необходимое количество операций, выполняемых в каждом из m дешифраторов, причем с увеличением числа фаз эффективность рассмотренного способа управления m -фазным тиристорным широтно-импульсным преобразователем повышается.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ефремов И. С., Косарев Г. В. Теория и расчет электрооборудования подвижного состава городского электрического транспорта. М.: Высшая школа, 1976.
2. Веников В. А., Жуков Л. А. Регулирование режима электрических систем и дальних электропередач и повышение их устойчивости при помощи управляемых статических ИРМ. — Электричество, 1967, № 7.
3. Букреев И. Н., Мансуров Б. М., Горячев В. И. Микроэлектронные схемы цифровых автоматов. М.: Советское радио, 1975.
4. Калининченко А. Я. Выбор числа триггеров цифровой системы управления вагонами метрополитена с широтно-импульсным регулированием напряжения. — ЭП. Тяговое и подвижно-транспортное электрооборудование, 1976, вып. 2.
5. Калининченко А. Я. Построение цифровых систем управления вагонами метрополитена с тиристорно-импульсным регулированием напряжения. — Вестник ВНИИЖТ, 1976, № 6.
6. Исаев И. П. Случайные факторы и коэффициент сцепления. М.: Транспорт, 1970.

[15.06.78].

Методика исследования тиристорных электроприводов в системах соизмеримой мощности

СОКОЛОВ М. М., доктор техн. наук, ШИНЯНСКИЙ А. В., канд. техн. наук, ШЕВЫРЕВ Ю. В., инж.

В решениях VI и VII Всесоюзных конференций по автоматизированному электроприводу отмечалась необходимость развития исследований систем тиристорных электроприводов с питанием от автономных источников энергии, что связано с их все более широким распространением в различных отраслях народного хозяйства [Л. 1 и 2]. Наибольшими преимуществами здесь обладают системы с производством электроэнергии на переменном токе [Л. 2]. В этом случае в автоматизированном электроприводе используются двигатели постоянного тока, получающие питание от трехфазных мостовых тиристорных преобразователей, что позволяет обеспечивать широкий диапазон регулирования скорости. В свою очередь, тиристорные преобразователи питаются от одного или нескольких синхронных генераторов соизмеримой мощности, приводимых в движение дизелями (система *Диз—СГ—ТП—Д*). Однако опыт проектирования и эксплуатации указанных автономных систем еще недостаточен [Л. 2]. В частности, при их проектировании часто используют те же методы, что и при проектировании аналогичных электроприводов, получающих питание от энергетических сетей практически неограниченной мощности. Такой подход чреват серьезными просчетами, так как не учитывает внутренних сопротивлений источника питания, ограничения момента первичного двигателя (дизеля) и т. п.

В статье рассматривается метод исследования переходных процессов в системе *Диз—СГ—ТП—Д*, который может быть использован при проектировании.

На рис. 1 изображена расчетная схема рассматриваемой автономной системы, в состав которой входят: n параллельно работающих синхронных генераторов (*СГ*), приводимых во вращение дизелями (*Диз*); общие шины переменного тока, фазное напряжение на которых равно U_0 ; m электроприводов постоянного тока (*Д*), получающих питание от трехфазных мостовых тиристорных преобразователей (*ТП*); фильтрокомпенсирующее устройство (*ФКУ*), состоящее из конденсаторов x_c и реакторов x_L ; приемники переменного тока, представленные эквивалентными сопротивлениями R_0 и x_0 .

Основная трудность при исследовании систем рассматриваемого типа заключается в необходимости решения системы нелинейных дифференциальных уравнений высокого порядка, что предполагает обязательное использование вычислительных машин. При составлении дифференциальных уравнений имеются две возможности. Первая заключается в описании системы соизмеримой мощности по мгновенным значениям напряжений и токов в электрической части и моментов и скоростей в механической части системы. Это позволяет полностью исследовать все процессы в системах соизмеримой мощности, в том числе происходящие при коммутации тиристоров. Решение таких уравнений на АВМ затруднительно из-за сложности набора модели и ее отладки, невозможности

быстрой перестройки модели при изменении структуры системы *Диз—СГ—ТП—Д*, большого количества нелинейных блоков. Ограниченное количество операционных усилителей затрудняет исследование случаев питания одного или двух *ТП* от нескольких *СГ*, полного учета первичных двигателей и их регуляторов скорости.

Решение на ЦВМ уравнений, составленных относительно мгновенных значений позволяет избежать указанных трудностей. Основная проблема здесь заключается в больших затратах машинного времени, особенно в случае переходных процессов при пуске тиристорного электропривода, что вызвано главным образом большим различием значений постоянных времени в анализируемой системе. В то время как механическая постоянная времени первичного двигателя достигает нескольких секунд, минимальные значения постоянных времени, определяющих длительность процессов коммутации тиристоров, равны нескольким сотым секунды. При таком соотношении постоянных времени длительность переходных процессов в системе достигает нескольких секунд, тогда как шаг интегрирования необходимо брать в соответствии с минимальными постоянными времени. В то же время при изучении электромеханических переходных процессов в системе *Диз—СГ—ТП—Д* достаточно ограничиться изучением переходных процессов относительно средних значений выпрямленных токов и напряжений *ТП*. Это объясняется тем, что дизель-генераторы и электрические двигатели обладают большими механическими постоянными времени и почти не успевают реагировать на практически мгновенные электромагнитные процессы в электрической части системы *Диз—СГ—ТП—Д*, определяемые коммутацией тиристоров. Поэтому при изучении влияния тиристорного электропривода на устойчивую работу всей системы, исследовании переходных процессов в самом тиристорном электроприводе можно считать, что изменение угловой скорости дизелей происходит под действием средних электромагнитных моментов синхронных генераторов.

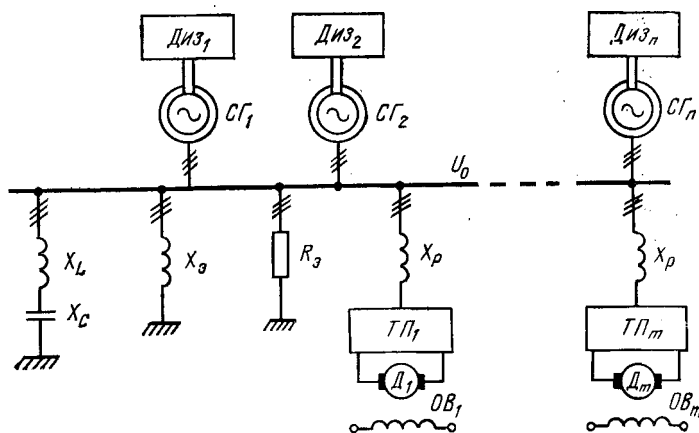


Рис. 1. Расчетная схема системы *Диз—СГ—ТП—Д*.

Таким образом, имеется вторая возможность составления дифференциальных уравнений, описывающих работу ТП относительно средних значений выпрямленных токов и напряжений. Это позволяет в значительной степени сократить время решения уравнений на ЦВМ без заметного ущерба для точности при исследовании электромеханических переходных процессов в системе Диз — СГ — ТП — Д.

Между первыми гармониками тока и напряжения на стороне переменного тока ТП и средними значениями выпрямленного тока и напряжения имеется однозначная зависимость, поэтому уравнения СГ удобно составить относительно первых гармоник его тока и напряжения. В этом случае СГ наиболее просто описывается уравнениями Горева — Парка с учетом допущения, что магнитная цепь СГ не насыщена. Кроме того, в расчетах переходных процессов при работе дизель-генераторов допустимо пренебрежение электромагнитными переходными процессами в статоре СГ [Л. 3]. Указанное допущение преобразует дифференциальные уравнения статорной цепи СГ в алгебраические.

Для первых гармоник переменных уравнения явнопольного СГ во взаимной системе относительных единиц имеют следующий вид:

роторные цепи СГ

$$\frac{d\psi_f}{d\tau} = U_f - \psi_f \left(\frac{r_f x_{1d}}{x_f x_{1d} - x_{ad}^2} \right) + \psi_{1d} \left(\frac{r_f x_{ad}}{x_f x_{1d} - x_{ad}^2} \right) + i_d r_f \left(\frac{x_{ad} x_{1d} - x_{ad}^2}{x_f x_{1d} - x_{ad}^2} \right); \quad (1)$$

$$\frac{d\psi_{1d}}{d\tau} = -\psi_{1d} \left(\frac{x_f r_{1d}}{x_f x_{1d} - x_{ad}^2} \right) + \psi_f \left(\frac{x_{ad} r_{1d}}{x_f x_{1d} - x_{ad}^2} \right) + i_d r_{1d} \left(\frac{x_{ad} x_f - x_{ad}^2}{x_f x_{1d} - x_{ad}^2} \right); \quad (2)$$

$$\frac{d\psi_{1q}}{d\tau} = -\psi_{1q} \left(\frac{r_{1q}}{x_{1q}} \right) + i_q \frac{x_{aq} r_{1q}}{x_{1q}}; \quad (3)$$

статорные цепи СГ

$$U_d = -r_1 i_d - \omega \psi_q; \quad (4)$$

$$U_q = -r_1 i_q + \omega \psi_d; \quad (5)$$

$$\psi_d' = \psi_f \left(\frac{x_{ad} x_{1d} - x_{ad}^2}{x_f x_{1d} - x_{ad}^2} \right) + \psi_{1d} \left(\frac{x_{ad} x_f - x_{ad}^2}{x_f x_{1d} - x_{ad}^2} \right) + i_d \left[x_d + \frac{x_{ad}^2 (2x_{ad} - x_{1d} - x_f)}{x_f x_{1d} - x_{ad}^2} \right]; \quad (6)$$

$$\psi_q = \psi_{1q} \left(\frac{x_{aq}}{x_{1q}} \right) + i_q \left(x_q - \frac{x_{aq}^2}{x_{1q}} \right); \quad (7)$$

уравнения нагрузки

$$U_d = r_n i_d + x_n \omega i_q; \quad (8)$$

$$U_q = r_n i_q - x_n \omega i_d, \quad (9)$$

где U_f, ψ_f — напряжение и потокосцепление обмотки возбуждения; ψ_{1d}, ψ_{1q} — потокосцепления демпферной обмотки по продольной и поперечной осям; ψ_d, ψ_q — потокосцепления статора по продольной и поперечной осям; U_d, U_q, i_d, i_q — напряжения и токи статора СГ по продольной и поперечной осям; ω — угловая скорость ротора СГ; x_{ad}, x_{aq} — реактивные сопротивления реакции статора по продольной и поперечной осям; r_f, r_{1d}, r_{1q} — реактивные

активное сопротивление обмотки возбуждения; $x_{1d}, x_{1q}, r_{1d}, r_{1q}$ — реактивные и активные сопротивления демпферной обмотки по продольной и поперечной осям; x_d, x_q — синхронные реактивные сопротивления по продольной и поперечной осям; r_1 — активное сопротивление статора; x_n, r_n — реактивное и активное сопротивление нагрузки СГ; τ — относительное время, равное $\omega_0 t$, где t — реальное время; $\omega_0 = 314$ рад/с — номинальная круговая частота напряжения СГ.

В случае, если параллельно работают n генераторов следует записать уравнения вида (1) — (7) для каждого j -го СГ и, кроме того, дополнить их уравнениями связи:

$$U_{dj} = U_{d1} \cos \theta_{1j} + U_{q1} \sin \theta_{1j}; \quad (10)$$

$$U_{qj} = U_{q1} \cos \theta_{1j} - U_{d1} \sin \theta_{1j}; \quad (11)$$

$$i_{dj} = i_{d1} + \sum_{f=2}^n i_{df} \cos \theta_{1j} - \sum_{f=2}^n i_{qf} \sin \theta_{1j}; \quad (12)$$

$$i_{qj} = i_{q1} + \sum_{f=2}^n i_{qf} \cos \theta_{1j} + \sum_{f=2}^n i_{df} \sin \theta_{1j}; \quad (13)$$

$$\theta_{1j} = \int_0^{\tau} (\omega_1 - \omega_j) d\tau, \quad (14)$$

где $j=2, 3, \dots, n$; ω_1, ω_j — угловые скорости роторов первого и j -го СГ; θ_{1j} — угол рассогласования роторов первого и j -го СГ; i_{dj}, i_{qj} — токи нагрузки по продольной и поперечной осям. Уравнения нагрузки запишем в этом случае в виде:

$$U_{d1} = r_n i_{dj} + x_n \omega i_{qj}; \quad (15)$$

$$U_{q1} = r_n i_{qj} - x_n \omega i_{dj}. \quad (16)$$

Длительность переходных процессов в системе СГ — ТП — Д определяется электромагнитными переходными процессами. По сравнению с электромагнитными электромагнитными переходными процессами в статорных цепях СГ, вызванные коммутацией тиристорных, заканчиваются относительно быстро. В связи с этим представляется возможность раздельного исследования электромагнитных и электромагнитных переходных процессов в таких системах. Это означает, что можно рассматривать как установившиеся значения напряжения и частоты на общих шинах СГ относительно ТП в каждый момент времени при протекании электромагнитного переходного процесса, т. е. в случае изменения скорости дизелей.

Положим, что задано установившееся значение фазного напряжения U_0 на общих шинах системы, являющееся периодической функцией времени, которую можно разложить в ряд Фурье, при этом среднее значение выпрямленного напряжения U_n можно найти из выражения [Л. 7]:

$$U_n = \frac{\sqrt{3}}{\pi} U_{1m} \cos \alpha - \frac{3x_p \omega_1}{\pi} I_n + \sum_{k=5}^{\infty} \frac{6U_{km}}{\pi k} \sin \frac{\pi k}{3} \sin \left(k\alpha + \frac{\pi}{2} k + \varphi_k \right), \quad (17)$$

где k — номер гармоники ($k \neq 2n; k \neq 3n$); U_{km} — амплитуда k -й гармоники напряжения U_0 , В; ω_1 —

угловая скорость ротора первого СГ в относительных единицах; φ_k — угол сдвига фазы k -й гармоники относительно первой гармонической составляющей напряжения U_0 , рад; I_n — среднее значение тока нагрузки ТП, А; α — угол управления ТП, отсчитываемый относительно первой гармоники U_{1m} напряжения U_0 , рад; x_p — индуктивное сопротивление фазы анодного реактора Ом.

Из-за симметрии относительно оси абсцисс напряжения U_0 в трехфазной цепи не содержится ни постоянной составляющей, ни четных гармоник. Кроме того, гармоники переменного тока, порядок которых кратен трем, также отсутствуют в переменном токе преобразователя и, следовательно, в фазном напряжении U_0 [Л. 4].

В рассматриваемых системах соизмеримой мощности применяются фильтро-компенсирующие устройства, что позволяет считать содержание высших гармонических напряжения на общих шинах по сравнению с первой гармоникой относительно малым. Это дает возможности пренебречь в (17) высшими гармониками напряжения U_0 . Следовательно, можно написать следующие уравнения тиристорного электропривода относительно средних значений выпрямленного напряжения и тока:

$$\bar{U}_n = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_{1m} \cos \alpha - \frac{3x_p \omega_1}{\pi} I_n; \quad (18)$$

$$\bar{U}_n = c \omega_{дв} + I_n R_{я.ц} + L_{я.ц} \frac{dI_n}{dt}; \quad (19)$$

$$J_s \frac{d\omega_{дв}}{dt} = c I_n - M_c, \quad (20)$$

где U_n — приближенное значение среднего значения выпрямленного напряжения ТП, В; J_s — момент инерции электропривода, кг·м²; $R_{я.ц}$ — активное сопротивление цепи якоря электродвигателя, Ом; M_c — момент сопротивления электропривода, Н·м; $L_{я.ц}$ — индуктивность якорной цепи электродвигателя, Г; $\omega_{дв}$ — угловая скорость электродвигателя, рад/с; c — постоянная электродвигателя, Вб.

Установим связь между первыми гармониками напряжения и тока СГ на стороне переменного тока, которые находятся при решении уравнений (1) — (16), и средними значениями выпрямленного напряжения и тока ТП, определяемыми по (18) — (20). Для этого воспользуемся способом, принятым при исследовании линий электропередач постоянного тока [Л. 5].

Активная P_n и реактивная Q_n мощности тиристорного электропривода определяются следующим образом [Л. 4]:

$$P_n = U_n \cdot I_n; \quad (21)$$

$$Q_n = I_n \sqrt{\left(\frac{3\sqrt{3}}{\pi}\right)^2 U_{1m}^2 - U_n^2}. \quad (22)$$

Тиристорный электропривод со стороны переменного тока можно представить параллельно соединенными эквивалентными активным $R_{э.п}$ и индуктивным $x_{э.п}$ сопротивлениями [Л. 5]:

$$R_{э.п} = \frac{3}{2} \frac{U_{1m}^2}{P_{н26}}; \quad (23)$$

$$x_{э.п} = \frac{3}{2} \frac{U_{1m}^2}{Q_{н26}}; \quad (24)$$

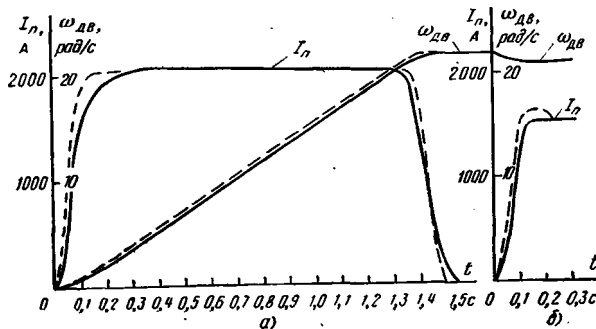


Рис. 2. Переходные процессы в системе соизмеримой мощности при пуске тиристорного электропривода (а) и набросе нагрузки (б).

где

$$U_{1m} = U_0 \sqrt{U_{d1}^2 + U_{q1}^2}; \quad (25)$$

z_6 и U_6 — базисные значения сопротивления и напряжения СГ.

С другой стороны, уравнения нагрузки (15) и (16) соответствуют последовательному соединению r_n и x_n . При отсутствии всех видов нагрузок, кроме ТП, можно записать:

$$r_n = \frac{R_{э.п} x_{э.п}^2}{R_{э.п}^2 + x_{э.п}^2}; \quad (26)$$

$$x_n = \frac{x_{э.п} R_{э.п}^2}{R_{э.п}^2 + x_{э.п}^2}. \quad (27)$$

Если в системе СГ — ТП — Д имеются ФКУ и другие виды нагрузок, показанные на схеме рис. 1 в виде сопротивлений x_c , x_L , R_3 и x_3 , то их необходимо учесть в формулах (26) и (27) по правилам преобразования электрических схем. Уравнения (21) — (27) являются уравнениями связи при совместном решении уравнений СГ (1) — (16) и ТП (18) — (20).

Оценим погрешность, которая получается при использовании приближенным выражением (18) для среднего значения выпрямленного напряжения.

По схеме рис. 1 для конкретной установки (полная мощность СГ $S = 1250$ кВ·А; $U_{1m} = 326$ В; $x_p = 0,0103$ Ом) был рассчитан на ЦВМ гармонический состав напряжения, при включенном ФКУ (реактивная мощность 600 кВ·А), когда один ТП получает питание от одного или двух СГ. Это позволило вычислить точное значение U_n по (17) и сравнить его с приближенным значением выпрямленного напряжения \bar{U}_n по (18).

Сравнивались три случая работы электропривода: в начале пуска, в конце и в установившемся режиме. В таблице приведены соответствующие значения U_n и \bar{U}_n , а также значения абсолютной ΔU и относительной δU погрешностей.

Из таблицы видно, что наибольшая относительная погрешность наблюдается в самом начале пуска при малой скорости электродвигателя. При работе двух СГ относительная погрешность во всех случаях меньше, чем при работе одного СГ, что объясняется уменьшением искажения напряжения U_0 за счет коммутации тиристоров.

Режим	Число СГ	I_n , А	$\omega_{дв}$, рад/с	α , рад	U_n , В	\tilde{U}_n , В	ΔU , %	δU , %
Начало пуска	1	2900	0,1	1,406	47,8	61	13,2	21,6
	2	2900	0,1	1,411	47,77	57,5	10,27	17,8
Конец пуска	1	2900	19,68	0,4915	435,6	447	11,4	2,55
	2	2900	19,68	0,4997	435	444	9	2,01
Устано- вившийся	1	2100	19,68	0,5738	421,5	433	11,5	2,66
	2	2100	19,68	0,5803	421,5	430	8,5	1,98

В начале пуска активная мощность $ТП$ мала, и влияние тиристорного электропривода на поведение дизель-генераторов незначительно. Самым тяжелым режимом для устойчивой работы системы СГ—ТП—Д является конец пуска тиристорного электропривода и установившийся режим работы при больших моментах нагрузки электродвигателя. Однако в этом случае относительная погрешность δU меньше 3% и поэтому можно воспользоваться приближенным выражением (18) для определения среднего значения выпрямленного напряжения при пуске электропривода.

Пользуясь рассмотренной методикой была составлена программа на алгоритмическом языке «Фортран IV» для решения дифференциальных уравнений системы $Диз—СГ—ТП—Д$ методом Рунге—Кутты относительно первых гармоник напряжений и токов в цепях переменного тока и средних значений выпрямленных токов и напряжений на стороне постоянного тока $ТП$.

Проверка соответствия между результатами, полученными при расчете по средним значениям и имеющими место в действительности, проводилась косвенно. Она заключалась в сравнении результатов, полученных в [Л. 6] путем моделирования уравнений системы $Диз—СГ—ТП—Д$ по мгновенным значениям на АВМ, с расчетом по средним значениям при помощи составленной программы на ЦВМ «Минск—32». В обоих случаях исследовались процессы пуска и наброса нагрузки на электродвигатель. Система автоматического регулирования электроприводом выполнена по принципу подчиненного регулирования параметров с пропорциональным регулятором скорости электродвигателя. Тиристорный преобразователь получает питание

от одного СГ, который имеет постоянную скорость вращения. Все остальные виды нагрузок, кроме тиристорного электропривода, отсутствуют.

На рис. 2 приведены графики изменения во время угловой скорости электродвигателя $\omega_{дв}$ и тока $ТП$. Пунктиром показаны кривые, которые относятся к результатам, полученным на АВМ [Л. 6], сплошными линиями — зависимости, рассчитанные при помощи рассмотренной методики. Время решения дифференциальных уравнений на ЦВМ «Минск—32» при длительности переходного процесса 11,1 с равно 40 мин, что можно считать вполне приемлемым.

Сопоставление кривых, приведенных на рис. 2, а и б, показывает, что предлагаемая методика расчета переходных процессов в системе $Диз—СГ—ТП—Д$ по первым гармоникам переменного тока и напряжения и средним значениям токов и напряжений для цепей выпрямленного тока и напряжения обеспечивает удовлетворительное совпадение результатов при управляющем и возмущающем воздействиях на электропривод.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Проблемы автоматизированного электропривода / М. Г. Чиликин, И. И. Петров, М. М. Соколов, М. Г. Юньков. — «Электричество», 1973, № 3.
2. Развитие автоматизированного электропривода в X пятилетке / М. Г. Чиликин, И. И. Петров, М. М. Соколов, М. Г. Юньков. — «Электричество», 1976, № 5.
3. Унт М. Ю. Моделирование параллельной работы дизель-генератора и турбогенератора на цифровой вычислительной машине. — В кн.: Сборник научно-технических статей НИПТИ. Автоматика и вычислительная техника. М.: Энергия, 1971, вып. 14.
4. Электропередача постоянного тока как элемент энергетических систем / Л. Р. Нейман, С. Р. Глинтерник, А. В. Емельянов, В. Г. Новицкий. Изд. АН СССР, 1962.
5. Богачков М. Л. Математическое моделирование переходных процессов в системах с мощными преобразователями. — В кн.: Системы возбуждения и регулирования синхронных машин и мощные статические преобразователи. М.: Наука, 1967.
6. Степанян С. П. Исследование тиристорного электропривода постоянного тока, питаемого от источника соизмеримой мощности. Автореф. дис. на соиск. учен. степени к-та техн. наук. М., 1974. В надзаг.: М-во высш. и сред. спец. образования СССР, Мос. энерг. ин-т.
7. Андреюк В. А. Метод расчета статических характеристик электропередачи постоянного тока с учетом сложной структуры примыкающей энергосистемы. — В кн.: Известия НИИ постоянного тока. Передача энергии переменным и постоянным током. М.: Энергия, 1970, вып. 16.

[14.04.78]

УДК 621.314.2.013.001.24

Аналитический метод геометрической оптимизации ферромагнитных устройств

БАЛЫАН Р. Х., доктор техн. наук, ОБРУСНИК В. П., канд. техн. наук

Ленинград, Томск

Различные ферромагнитные устройства (ФМУ) широко применяются в современной электро- и радиотехнике. К ним относятся силовые и подмагничиваемые трансформаторы, электрические

реакторы, электромагнитные элементы ферромагнитных умножителей и делителей частоты, феррорезонансных стабилизаторов напряжения и т. п. Одним из важнейших вопросов их теории является

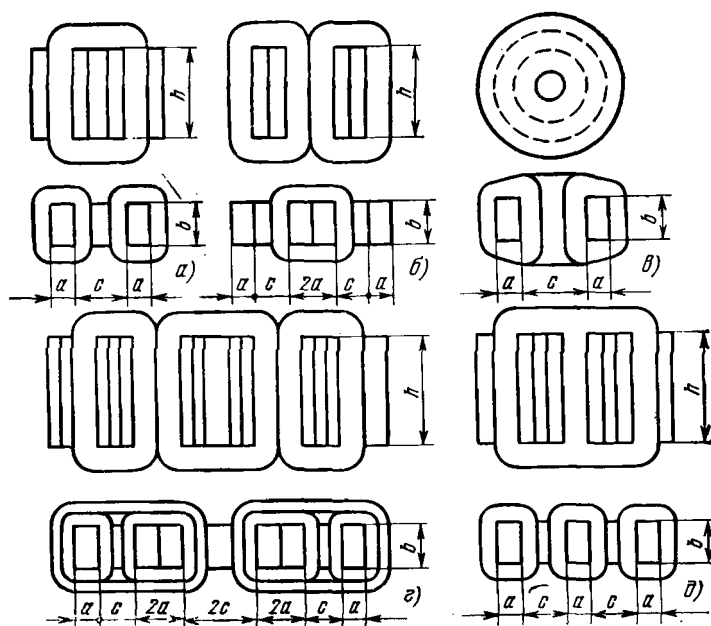


Рис. 1. Основные размеры ФМУ различного назначения: *a* — стержневой однофазный трансформатор, дроссель; *b* — броневой однофазный трансформатор, дроссель; *c* — тороидальный однофазный трансформатор, дроссель; *g* — стержневой однофазный подмагничиваемый трансформатор; *d* — стержневые трехфазные трансформаторы или ферромагнитные регуляторы.

анализ оптимальной геометрии ФМУ, т. е. такого сочетания соотношений его основных геометрических размеров, при котором обеспечивается оптимизация того или иного технико-экономического показателя ФМУ. При этом основными являются размеры магнитопровода *a*, *b*, *c*, *h*, показанные на рис. 1.

В настоящей работе рассматриваются ФМУ с воздушным охлаждением при мощностях до нескольких киловольт-ампер, широко распространенные в аппаратуре радиоэлектроники и автоматики. Основным требованием к таким ФМУ является обеспечение минимума удельного технико-экономического показателя, представляющего собою массу, объем или стоимость ФМУ, приходящиеся на единицу его мощности. Вопросы оптимизации рассматриваемых ФМУ, в том числе геометрической оптимизации, наиболее полно решены для трансформаторов [Л. 1 и 2] и дросселей [Л. 3].

В известных работах задача геометрической оптимизации решается, как правило, вариационным методом с помощью ЭВМ. Это позволило для трансформаторов и дросселей малой мощности получить необходимые обобщенные результаты с учетом не только основных, но и вторичных факторов. Тем не менее, всегда желательно получить законченное аналитическое решение рассматриваемой задачи применительно не только к силовым трансформаторам и дросселям, но и к более широкому классу ФМУ. В настоящей работе излагается решение этой задачи без учета микрогеометрии и других вторичных факторов, коэффициенты заполнения окна $k_{ок}$ и стержня $k_{з.с.}$ принимаются постоянными. Обобщенный метод геометрического описания ФМУ и критерии оптимизации приняты на

базе работ [Л. 2 и 4]. Обобщенным показателем технико-экономической эффективности ФМУ является величина:

$$\mathcal{E} = \mathcal{E}_c V_c + \mathcal{E}_k V_k = \mathcal{E}_c (\mathcal{E}_{к.с} V_k + V_c), \quad (1)$$

где \mathcal{E} — суммарный объем, масса или стоимость ФМУ в зависимости от поставленной задачи оптимизации; V_k , V_c — объемы, занятые катушками и стержнями ФМУ в целом (на одну фазу); \mathcal{E}_c , \mathcal{E}_k — коэффициенты по табл. 1, определяющие связь массы или стоимости катушек и стержня с их объемами, причем

$$\mathcal{E}_{к.с} = \frac{\mathcal{E}_k}{\mathcal{E}_c}.$$

В общем случае необходимо учесть также роль электрических показателей (к. п. д. и $\cos \phi$), тогда, как показано в [Л. 2], следует ввести синтезируемый показатель \mathcal{E}_x , учитывающий дополнительно к \mathcal{E} эквивалентную стоимость активных и реактивных потерь или так называемый присоединенный вес источника энергии (в зависимости от задачи оптимизации). Однако доказано [Л. 2], что при всей важности показателя \mathcal{E}_x результаты анализа оптимальной геометрии по показателям \mathcal{E}_x и \mathcal{E} практически совпадают, поэтому далее ограничиваемся в рассмотрении показателем \mathcal{E} .

Критерием оптимизации ФМУ является удельное значение \mathcal{E} относительно электромагнитной мощности фазы P , обозначаемое через \mathcal{E} :

$$\mathcal{E} = \frac{\mathcal{E}}{P} = \frac{\mathcal{E}_{к.с} V_k + V_c}{P}. \quad (2)$$

Известно [Л. 2], что

$$P = 4k_{ф} f_1 k_{ок} k_{з.с.} j B S_{ок} \frac{n_c}{n_0}, \quad (3)$$

где $k_{ф}$ — коэффициент формы кривой напряжения; $k_{з.с.}$, $k_{ок}$ — коэффициенты заполнения материалом для стержней и окон магнитопровода; f_1 — частота сети; j — средняя плотность тока обмоток; B — амплитуда магнитной индукции при максимальном напряжении питающей сети; $S_{ок}$ — базисное сечение стержня; n_c — число базисных сечений, определяющих мощность P ; $S_{ок}$ — площадь окна магнитопровода (на одну фазу); $n_0 = S_{ок}/S_k$, где S_k — площадь окна (на фазу), занятая обмоткой, определяющей мощность P (для большинства ФМУ $n_0 = 2-2,5$). Очевидно также, что

$$V_c = S_c l_c; \quad V_k = S_{ок} l_k; \quad (4)$$

$$S_{ок} = ch, \quad S_c = ab. \quad (5)$$

Здесь l_c — длина суммы средних магнитных линий магнитопроводов одной фазы; l_k — суммарная длина средних витков всех катушек одной фазы ФМУ.

Для всех ФМУ можно записать в обобщенном виде

$$l_k = r(ma + nb + qc), \quad l_c = r'(m'a + q'c + ph), \quad (6)$$

где коэффициенты r , r' , m , m' , n , q , q' , p — конкретные числа, вполне определенные для каждого типа исполнения ФМУ. Для конструкций на рис. 1 значения этих коэффициентов приведены в табл. 2.

Таблица 1

К определению показателя Э

Показатель Э	Коэффициенты			Характерные значения коэффициентов		
	Э _к	Э _с	Э _{к.с}	Э _с	Э _к	
					медь	алюминий
Объем	1	1	1	1	1	1
Масса	$k_{ок} \gamma_k$	$k_{з.с} \gamma_c$	$k_{ок} \gamma_k / k_{з.с} \gamma_c$	6,9 кг/дм ³	0,4	0,1
Стоимость	$U_k k_{ок} \gamma_k$	$U_c k_{з.с} \gamma_c$	$\frac{U_k k_{ок} \gamma_k}{U_c k_{з.с} \gamma_c}$	6,2 руб/дм ³	1,5	0,7

Примечание 1. γ_c, γ_k — удельные массы материалов сердечника и катушек; U_c, U_k — их удельные стоимости (цены) в готовом изделии. 2. Характерные значения приведены при параметрах: $k_{з.с} = 0,9$; $k_{ок} = 0,3$; $\gamma_c = 7,65$ кг/дм³; $\gamma_k = 8,9$ кг/дм³ (для алюминия 2,7 кг/дм³); $U_c = 0,9$ руб/кг; $U_k = 3,5$ руб/кг (для алюминия 5 руб/кг). 3. В зависимости от сочетания выбранных марок стали и проводов значение $\mathcal{E}_{к.с}$ при оптимизации по стоимости может меняться в широких пределах от 0,2 до 10.

Таблица 2

Положив

Конструктивные коэффициенты для ФМУ на рис. 1

Обозначение на рис. 1	Коэффициенты										
	r	m	n	q	r'	m'	q'	p	n _c	n' _c	n _k
a	4	1	1	4	2	$\pi/2$	1	1	1	2	2
b	2	2	1	2	4	$\pi/2$	1	1	2	2	1
v	4	1	1	2	2	1	0,5	0	1	2	2
z	12	2	1	1,4	6	$\pi/2$	4/3	1	2	6	2
d	2	1	1	$\pi/4$	1	$\pi/2$	1	1	1	1	1

Примечание. Для ФМУ, у которых 1/4 ширины окна не занята катушками, значение q следует умножить на 0,8.

Все геометрические параметры представим в относительных единицах, выражая основные размеры ФМУ и сечение окна через базисное сечение стержня S_c :

$$S_{ок} = S_c S_c, \quad a = K_a \sqrt{S_c}, \quad b = K_b \sqrt{S_c},$$

$$c = K_c \sqrt{S_c}, \quad h = K_h \sqrt{S_c}, \quad (7)$$

где K_a, K_b, K_c, K_h, K_s — относительные параметры геометрии.

Учитывая выражение (5), получаем:

$$K_a = \frac{1}{K_b}, \quad K_s = K_c K_h, \quad K_c = \frac{K_s}{K_h}, \quad K_h = \frac{K_s}{K_c}. \quad (8)$$

Из выражения (6) с учетом (7), (8) получаем:

$$l_k = r N_k \sqrt{S_c}, \quad N_k = M + q K_c, \quad M = \frac{m}{K_b} + n K_b, \quad (9)$$

$$l_c = r' N_c \sqrt{S_c}, \quad N_c = \frac{m'}{K_b} + q' K_c + p K_h. \quad (10)$$

Выражение (3) с учетом принятого по (7) соотношения $S_{ок} = K_s S_c$ позволяет получить формулу для базисного сечения S_c , выраженного через основные параметры ФМУ:

$$S_c = \frac{D_0^2 V \bar{P}}{\sqrt{K_s} V \bar{J} B}, \quad (11)$$

где

$$D_0 = \frac{n_0}{\sqrt{4 k_{bf} k_{з.с} k_{ок} n_c}}. \quad (12)$$

$$r_0 = \mathcal{E}_{к.с} \frac{r}{r'}$$

и используя выражения (4), (9), (10) совместно с формулой (2), получаем:

$$\mathcal{E} = \frac{\mathcal{E}_c r' D_0^2 r_0 N_k K_s + N_c}{\sqrt[4]{P} \sqrt[4]{J} B \sqrt[4]{K_s}}. \quad (13)$$

Обозначим

$$v = K_s^{\frac{3}{4}} (r_0 N_k K_s + N_c) \quad (14)$$

и будем называть величину v безразмерным базисным объемом ФМУ при независимой геометрии.

Анализ выражения (13) позволяет найти оптимальные значения параметров геометрии K_s, K_b, K_c, K_h , введенных выражениями (7). Через них, в свою очередь, с учетом (8) легко найти геометрические соотношения:

$$x = \frac{c}{a} = K_b K_c, \quad y = \frac{b}{a} = K_b^2, \quad z = \frac{h}{a} = K_b K_h, \quad (15)$$

где всегда

$$\frac{xz}{y} = K_s. \quad (15a)$$

Искомые оптимальные значения параметров геометрии по (7) обозначим $K_{so}, K_{co}, K_{ho}, K_{bo}$.

Зависимость показателя \mathcal{E} от геометрии определяется по выражению (13) членами, составляющими величину v по (14), а также входящими в него электромагнитными нагрузками j и B , связанными [Л. 2] с геометрией ФМУ. Раскроем эти связи, рассмотрим два принципиально различных случая проектирования ФМУ: когда определяющим требованием является допустимый нагрев ФМУ (заданное превышение температуры τ) и когда таким требованием является допустимое заданное падение напряжения в обмотках.

Значение j в выражении (13) всегда определяется допустимыми потерями в катушках p_k . Согласно [Л. 2]:

$$p_k = k_{ок} \rho V_k j^2, \quad (16)$$

где ρ — удельное сопротивление проводников.

Далее потери мощности p_k могут быть связаны с допустимым превышением температуры катушек τ_k или допустимым падением напряжения u (в долевых значениях номинального):

$$\tau_k = \frac{p_k + p_c \beta_c}{\alpha \Pi_{ок} \beta_k}, \quad (17)$$

$$P_k = u P. \quad (18)$$

Здесь α — удельный коэффициент теплоотдачи с поверхности; p_c — потери мощности в стали; β_c — безразмерный коэффициент, показывающий, какая часть потерь в стали рассеивается в виде тепла через поверхности охлаждения катушек; β_k — безразмерный коэффициент, показывающий, какая часть поверхности катушек участвует в охлаждении; $\Pi_{ок}$ — условная поверхность охлаждения катушек:

$$\Pi_{ок} = (h + c) l_k. \quad (19)$$

С достаточной точностью β_c представляется выражением

$$\beta_c = \frac{h n'_c}{l_c}, \quad (20)$$

где n'_c — число стержней с сечением $S_c = ab$, закрытых катушками.

Исследования показали, что значения β_c и β_k для каждого типоразмера ФМУ можно считать постоянными. Если катушки и стержни в тепловом отношении автономны, то $\beta_k = 2$, $\beta_c = 0$. Для тороидальных ФМУ имеем: $\beta_k = 1$, $\beta_c = 1$. В остальных случаях $\beta_k \approx 1$; $\beta_c \approx (0,3 - 0,7)$. Специальные меры увеличения поверхностей охлаждения, например, расширение стержней, введение специальных ребер охлаждения и др., существенно изменяют β_k и β_c , но всегда эти величины для того или иного случая оптимизации являются вполне определенными, т.е. постоянными.

Представляя соотношение потерь в катушках и магнитопроводах коэффициентом ν , получаем

$$p_c = \nu p_k, \quad (21)$$

и выражение (17) можно привести к виду:

$$p_k = \frac{\tau_k \alpha \beta_k \Pi_{ок}}{1 + \nu \beta_c}. \quad (22)$$

Решив совместно (16), (18) и (22), получим выражения для плотности тока катушек ФМУ, когда

выполняется условие обеспечения заданного падения напряжения:

$$j = \sqrt{\frac{u P}{k_{ок} \rho V_k}}; \quad (23)$$

выполняется условие обеспечения заданного превышения температуры катушек:

$$j = \sqrt{\frac{\tau_k \alpha \beta_k \Pi_{ок}}{(1 + \nu \beta_{к.с}) k_{ок} \rho V_k}}. \quad (24)$$

Значение B выбирают обычно либо вполне определенным $B = B_0$, практически допустимым по условиям намагничивания (для стандартной частоты 50 Гц это условие является типовым), либо через значение допустимых потерь в магнитопроводе p_c (высокочастотные ФМУ и другие случаи).

Для потерь в стали ФМУ известно выражение:

$$p_c = k_{з.с} V_c \gamma_{с \rho_{с}} \left(\frac{f_1}{f_0} \right)^{\gamma_1} \left(\frac{B}{B_0} \right)^{\gamma_2}, \quad (25)$$

где $\rho_{с}$ — удельные потери в магнитопроводе при $B = 1 \text{ Т}$; f_0 — частота, при которой измерены потери; γ_1, γ_2 — опытные коэффициенты.

Согласно [Л. 2] $\gamma_2 \approx 2$, тогда с учетом (21) и (22) получим:

$$B = \sqrt{\frac{\tau_k \nu \alpha \beta_k \Pi_{ок}}{k_{з.с} \gamma_{с \rho_{с}} \left(\frac{f_1}{f_0} \right)^{\gamma_1} (1 + \nu \beta_c) V_c}}. \quad (26)$$

Решая теперь (23), (24), (26) с подстановкой V_k и V_c по (4), $\Pi_{ок}$ по (19) и учетом (9) — (11), получим полные выражения для j и B , которые имеют вид:

для условия допустимого нагрева катушек, когда $B = B_0$,

$$j = \sqrt[7]{M_j \frac{B_0 (K_h + K_c)^4}{P D_0^4 K_s^3}}, \quad (27)$$

где

$$M_j = \frac{\alpha \tau_k \beta_k}{(1 + \nu \beta_c) k_{ок} \rho}; \quad (28)$$

для условия допустимого нагрева, когда

$$j = \sqrt[12]{M_j \frac{M_{jB}}{D_0^3 P^2} (K_h + K_c)^7 \left(K_b + \frac{1}{K_b} \right) K_s^{-5}}; \quad (29)$$

$$B = \sqrt[12]{M_B \frac{1}{P^2 M_{jB} D_0^3} \left(K_b + \frac{1}{K_b} \right)^7 (K_h + K_c) K_s}, \quad (30)$$

где

$$M_{jB} = \frac{\nu k_{ок} \rho}{k_{з.с} \gamma_{с \rho_{с}} \left(\frac{f_0}{f_1} \right)^{\gamma_1}}; \quad (31)$$

$$M_B = \frac{\tau_k \alpha \nu \beta_k}{\rho_{с} k_{з.с} \gamma_{с} \left(\frac{f_0}{f_1} \right)^{\gamma_1} (1 + \nu \beta_c)}; \quad (32)$$

для условия допустимого падения напряжения, когда $B = B_0$ [τ_k проверяется по (17) и B по (30)],

$$j = \sqrt[5]{M_u \frac{P B_0^3}{D_0^{12}} N_k^{-4} K_s^{-1}}, \quad (33)$$

где

$$M_u = \frac{u}{k_{ок} \rho r}. \quad (34)$$

Анализируя (27), (29), (30) и (33), можно заметить, что с точки зрения геометрии по условиям допустимого нагрева ФМУ

$$j \equiv \sqrt{\frac{K_h}{K_s}} \equiv K_c^{-0,5}, \quad B \equiv \sqrt{K_b + \frac{1}{K_b}},$$

а по условию допустимого падения напряжения

$$j \equiv \frac{K_h}{K_s} \equiv \frac{1}{K_c}.$$

Для реальных по конструктивно-технологическим соображениям значений $K_b = (0,5 - 2,0)$, что

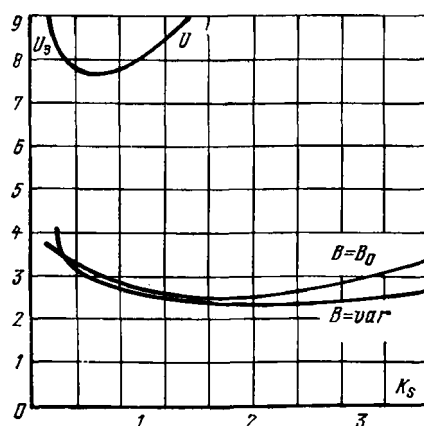


Рис. 2. Зависимости $U_{э}(K_s)$ для однофазного бронированного трансформатора при различных условиях проектирования (анализ на минимум массы, $\mathcal{E}_{к.с} = 0.4$, обмотки медные).

соответствует $y = (0.25 - 4.0)$, имеем:

$$M = \sqrt{\frac{1}{K_b} + K_b} \approx \text{const} \approx (1.4 \div 1.5). \quad (35)$$

При имеющихся место значениях m и n (табл. 2) реальные значения K_b обеспечивают также постоянство величины M по (9). В дальнейшем будем считать

$$M = \frac{m}{K_b} + nK_b \approx \text{const}. \quad (36)$$

Совместное решение (13), (29), (30) или (13), (27), или (13), (33) позволяет найти итоговое значение функции \mathcal{E} . Это выражение имеет обобщенный вид:

$$\mathcal{E} = K_a U_a, \quad (37)$$

где K_a — совокупность параметров и констант, не зависящая от параметров геометрии; U_a — геометрическая характеристика ФМУ, определяемая параметрами геометрии и параметром задачи оптимизации $\mathcal{E}_{к.с}$.

Например, решая (13) и (27) при $B=B_0$, получаем:

$$K_{aj} = \frac{\mathcal{E}_c r' D_0^3 \sqrt{D_0^3}}{\sqrt[7]{M^2 j B_0^6 P}}; \quad (38)$$

$$U_{aj} = \frac{r_0 K_s N_k + N_c}{\sqrt[7]{K_s^3 (K_h + K_c)^3}}, \quad (39)$$

где D_0 определяется по (12), N_k и N_c по (9), (10).

При решении (13), (29), (30), когда j и B не заданы и определяются условиями допустимого превышения температуры катушек ФМУ, будем иметь:

$$K_{ajB} = \frac{\mathcal{E}_c r' D_0^4}{\sqrt{M_0 M_j M_B}}; \quad (40)$$

$$U_{ajB} = \frac{r_0 N_k K_s + N_c}{\sqrt{K_s (K_h + K_c)}}. \quad (41)$$

Для третьего из рассматриваемых примеров оптимизации ФМУ — при ограничениях по условиям допустимого падения напряжения в обмотках, когда задано $B=B_0$ и τ_k проверяется по (17), следует выражение (13) решить с подстановкой j из (33):

$$K_{aj} = \frac{\mathcal{E}_c r' D_0^4 \sqrt[5]{D_0^3}}{B_0^5 \sqrt[5]{M^3 B_0^2 P^2}}, \quad (42)$$

$$U_{aj} = (r_0 N_k K_s + N_c) \sqrt[5]{\frac{(M + qK_c)^3}{K_s^3}}. \quad (43)$$

Сравнивая (14), (39), (41), (43), можно заметить, что формулы для геометрии ФМУ отличаются множителем, определяющим разную степень влияния величин j и B через K_h , K_c и K_s на базисную функцию по (14). Обобщенно можно записать:

$$U_a = \psi_i v, \quad (44)$$

где для рассматриваемых примеров будем иметь:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{(39)} &= \sqrt{\frac{K_s^2}{(K_h + K_c)^3}} \approx \sqrt{\frac{K_c^2}{K_h}} \equiv K^{-\frac{3}{7}}; \\ \psi_{(41)} &= \sqrt[4]{\frac{K_s}{(K_h + K_c)^2}} \approx \sqrt[4]{\frac{K_c}{K_h}} \equiv K^{-\frac{1}{2}}; \\ \psi_{(43)} &= \sqrt[5]{K_s (M + qK_c)^3} \equiv K^{\frac{5}{s}}. \end{aligned} \right\} \quad (45)$$

Смножитель ψ_i смещает минимум v по (14) в область больших [см. $\psi_{(39)}$ и $\psi_{(41)}$] или меньших [см. $\psi_{(43)}$] значений K_{s0} относительно данных этого параметра при $\psi_i=1$. Для определения оптимальных значений K_{s0} , K_{b0} , K_{h0} и $K_{c0}=K_{s0}/K_{h0}$, соответствующих минимуму v_a , нужно решить систему уравнений:

$$\frac{\partial U_a}{\partial K_b} = 0; \quad \frac{\partial U_a}{\partial K_h} = 0; \quad \frac{\partial U_a}{\partial K_c} = 0; \quad \frac{\partial U_a}{\partial K_s} = 0. \quad (46)$$

Выражения для K_{b0} , K_{h0} , K_{c0} по (46) получают разными для различных условий оптимизации, но во всех случаях они имеют простую алгебраическую форму. Например, частные производные по (46) дают:

$$K_{b0} = \sqrt{\frac{m}{n} + \frac{m'}{nr_0 K_s}}; \quad (47)$$

$$K_{h0} = \frac{1}{p} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{3p}{nr_0} \frac{r_0 q K_s + q'}{r_0 m K_s + m'}} \right) \times \sqrt{r_0 n K_s (r_0 m K_s + m')}, \quad (48)$$

$$K_{c0} = \frac{K_{s0}}{K_{h0}}. \quad (49)$$

Подставляя $K_{b0}(K_s)$, $K_{h0}(K_s)$ и $K_{c0}(K_s)$ в (44), можно получить функцию $U_a = \varphi(K_s)$, определяющую связь удельно-экономических показателей ФМУ с важным параметром K_s . Например, решение (47) — (49) и (39) дает

$$U_{aj} = \frac{4}{3} \sqrt[7]{\frac{P^3}{K_s}} \frac{2\sqrt{K_1} + \sqrt{K_2}}{\sqrt[7]{(\sqrt{K_1} + \sqrt{K_2})^3}}, \quad (50)$$

где

$$K_1 = r_0 n (mr_0 K_s + m'); \quad (51)$$

$$K_2 = r_0 K_s (mnr_0 + 3pq) + r_0 nm' + 3pq'.$$

Кривая $U_{aj} = \varphi(K_s)$ в большинстве случаев геометрической оптимизации ФМУ имеет обширную зону значений K_{s0} , дающих минимум U_a (рис. 2). Поэтому целесообразно K_{s0} находить не по выражению, определяющему эту величину при $\partial U_{aj} / \partial K_s = 0$, а по указанной кривой, подбирая K_{s0} так, чтобы при U_{amin} обеспечить по (47) — (49) и затем по (15) приемлемые из конструктивных и технологических соображений соотношения геометрических размеров x_0 , y_0 , z_0 .

Геометрическая оптимизация ФМУ существенно упрощается, если считать K_{b0} известным. Дело в том, что выражение для K_{b0} [в наших примерах — это выражение (47), которое в трех рассмотренных случаях оптимизации получается одинаковым] дает при реальных K_{s0} значения $K_{b0} > 1,5$. Исследования показали, что при $K_b > 1$ достигается незначительное улучшение показателя Φ , а исполнения магнитопроводов ФМУ становятся нетехнологичными, поэтому целесообразно ввести ограничение на параметр K_{b0} в пределах 1—2.

Исследования показывают также, что во многих случаях оптимизации геометрии ФМУ можно предпочтительно выбрать как K_{b0} , так и K_{h0} , считая их параметрами. Например, при оптимизации по (39) или (41) всегда получим нетехнологичные $z_0 > 5$ (обычно z_0 здесь достигает значений 10—15). Если же обстоятельства обязывают не выходить по параметру z_0 за принимаемые на практике пределы, то приходится выбирать его значение заранее. При постоянных K_b и K_h (т. е. y и z) оптимизация геометрии ФМУ ведется по одной величине K_s , что существенно упрощает задачу, при этом согласно (8) и (15) имеем:

$$K_b = \sqrt{y}, K_h = \frac{z}{\sqrt{y}}, K_c = K_s \frac{\sqrt{y}}{z}, \quad (51)$$

где y и z выбраны как параметры.

В качестве примера преобразуем выражение (39) с учетом (51):

$$U'_{aj} = \frac{1}{\sqrt{y} z^3 K_s^3} (a_2 K_s^2 + a_1 K_s + a_0), \quad (52)$$

где

$$a_2 = \frac{y}{z} q r_0; a_1 = r_0 (m + n y) + \frac{y q'}{z}; a_0 = m' + p z.$$

Таблица 3

Результаты оптимизации броневых трансформаторов на минимум массы при $\Phi_{к.с} = 0,4$ (медные обмотки)

Условия	Параметр	Критерии проектирования		
		Падение напряжения	Нагрев	
			$B=B_0$, I по (33)	$B=B_0$, I по (27) B по (30), I по (29)
Оптимальные $x = x_0$ $y = y_0, z = z_0$	K_{s0} по рис. 2	0,7	2	≥ 3
	U'_{amin}	7,7	2,85	2,35
	K_{h0}	1,3	4,2	5,7
	z_0	5	10	12
	x_0	1,8	1,2	1,1
	y_0	13	6	4,6
$y = 4 \neq y_0$	K'_{s0}	0,8	2,0	≥ 3
	z_0	5	10	12
	x_0	0,65	0,8	1,0
	U'_{amin}	7,9	2,9	2,5
	$U'_{amin}/U'_{amin} \%$	102,6	101,8	106,0
$z = 5 \neq z_0$ $y = 4 \neq y_0$	K'_{s0}	0,8	1	1,3
	x_0	0,65	0,8	1
	U'_{amin}	7,9	2,95	2,55
	$U'_{amin}/U'_{amin} \%$	102,6	103,5	108,5

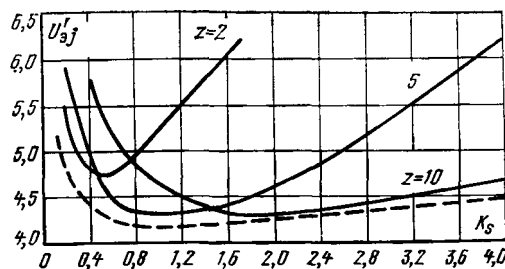


Рис. 3. Кривые $U'_{aj} = \Phi(K_s)$ по (52) для броневых трансформаторов при $\Phi_{к.с} = 1,5$, $y = 2$. Пунктиром показана кривая $U'_{aj} = \Phi(K_s)$ по (50).

Если приравнять нулю производную от U'_{aj} по K_s , то после преобразований получим:

$$K_{s0} = \frac{-a_1 + \sqrt{a_1^2 + 8,25 a_0 a_2}}{5,5 a_2}. \quad (53)$$

Кривые $U'_{aj} = \Phi(K_s)$ по (52) для БТ с параметрами из таблицы 1 (строка 6) и $\Phi_{к.с} = 1,5$ (минимум стоимости при медных обмотках) показаны на рис. 3. Здесь же пунктиром приведены для сравнения кривые $U'_{aj} = \Phi(K_s)$ по (50). Как видно, область значений K_s , обеспечивающих минимум U'_{aj} , сужается, если z и y заданы. Когда эти величины выбраны неудачно, то удельно-экономический показатель ФМУ может оказаться хуже, чем он получился бы при оптимальных значениях z_0 и y_0 . В нашем примере $z_0 = 8$, $y_0 = 3$. Если же принять $y = 2$, а $z = 2$, то показатель ухудшается на 15%. Таким образом, подстановками (51) следует пользоваться лишь в случаях, когда оптимизация геометрии ФМУ по трем величинам y , x , z (или двум — x , z) дает для них неприемлемые для практики значения.

В качестве примера в табл. 3 приводим результаты оптимизации геометрии броневых трансформаторов по рекомендованным зависимостям при различных условиях.

В целом аналитический метод базисного сечения для геометрической оптимизации ФМУ включает в себя следующие приемы:

1. Составляют выражения (6) для l_k и l_c , откуда устанавливают значения конструктивных коэффициентов ФМУ — m , m' , n , q , q' , p , r , r' , p . Например, для рис. 1,6 получим:

$$l_k = 2(2a + b + 0,5\pi c), l_c = 4(0,5\pi a + c + h),$$

откуда

$$r = 2, m = 2, n = 1, q = 0,5\pi, \\ r' = 4, m' = 0,5\pi, q' = 1, p = 1.$$

2. С помощью уравнений (9) — (12) и дополняющих их выражений для j и B , учитывающих заданные для оптимизации ограничения [в рассмотренных нами случаях это (27), (29), (30), (33)], выводят выражение оптимальной геометрии ФМУ типа (44): в рассмотренных примерах — (39), (41), (43).

3. Устанавливают формулы зависимостей $K_{b0}(K_s)$, $K_{h0}(K_s)$ и $K_{c0}(K_s)$ по (46) — см. для примера (47), (48), (49).

4. Подставляют $K_{b0}(K_s)$, $K_{h0}(K_s)$ и $K_{c0}(K_s)$ в выражение (44) для получения функции $U_s = \Phi(K_s)$ —

см. для примера выражение (50), полученное после совместного решения (39), (47), (48), (49).

5. Для конкретных параметров оптимизации $\mathcal{E}_{н.с}$ строят кривые $U_3 = \varphi(K_s)$ в пределах значений K_s , выявляющих область минимума этих кривых (см. рис. 2, 3).

6. В области минимума кривой $U_3 = \varphi(K_s)$ выбирают такое значение K_{s0} , чтобы найденные через него $K_{b0}(K_s)$, $K_{h0}(K_s)$ и $K_{c0}(K_s)$ обеспечивали по конструктивным и технологическим требованиям приемлемую геометрию ФМУ [напомним, что x_0 , y_0 и z_0 легко определить через K_{c0} , K_{b0} и K_{h0} по (15)].

Примечания к методу:

1. Довольно свободный выбор значения K_{s0} по кривой $U_3 = \varphi(K_s)$ возможен благодаря обширности зоны минимума этой кривой. Рекомендуется выбирать такие значения K_{s0} , чтобы соотношение между геометрическими размерами было рациональным. Допускается также корректировка найденных по K_{s0} значений K_{b0} , K_{c0} , K_{h0} (а тем самым и y_0 , x_0 , z_0) в пределах $\pm 20\%$ при выполнении условия (15а):

$$K_{h0}K_{c0} = K_{s0}, \quad x_0z_0 = y_0K_{s0}.$$

2. Если значение y до оптимизации установлено, например оно продиктовано конструктивным исполнением ФМУ и технологией изготовления ФМУ, то при выводе формулы для $U_3 = \varphi(K_s)$ значение $K_b = \sqrt{y}$ принимается заданным параметром.

При этом следует помнить, что оптимальными являются $K_{b0} = (1,4—2,0)$, $y_0 = (2—4,0)$.

3. Если оптимизация геометрии ФМУ показывает, что минимум удельно-экономического показателя достигается при значениях K_{h0} или z_0 , неприемлемых для практики, то можно оптимизировать геометрию ФМУ лишь по K_{s0} и K_{c0} , задавшись предварительно целесообразным значением K_{h0} через z_0 и считая эту величину при выводе $U_3 = \varphi(K_s)$ параметром наряду с K_b . Удельно-экономический показатель при этом ухушается на (2—5%) и более.

Изложенный метод оптимизации геометрии ферромагнитных устройств апробирован авторами на большом числе типовых исполнений ФМУ.

В целом метод базисного сечения для геометрической оптимизации ферромагнитных устройств представляется аналитическим методом, позволяющим достаточно просто, быстро и качественно производить анализ и синтез оптимальной геометрии ФМУ, что не достигается другими известными методами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бальян Р. Х. О весовых и габаритных показателях сухих трансформаторов. — Электричество, 1967, № 10.
2. Бальян Р. Х. Трансформаторы для радиоэлектроники. М., Советское радио, 1971.
3. Бамдас А. М., Савиновский Ю. А. Дроссели радиопаратуры. М., Советское радио, 1969.
4. Обрусник В. П., Киселев В. Г. Вопросы оптимальной геометрии подмагничиваемых трансформаторов. Труды VI научно-технической конференции по вопросам автоматизации производства. Томский государств. универ. 1969.

[22.02.79]

УДК 621.313.8.001.24

Методика полного электромагнитного расчета системы с индукционной катушкой при периодически изменяющейся электрической схеме

КУЛИКОВ А. А.

Москва

Особенно часто системы с индукционной катушкой применяются для воспламенения рабочей смеси в двигателях внутреннего сгорания. На рис. 1 для примера приведены электрические схемы трех видов систем зажигания с индукционной катушкой, которые выпускает промышленность нашей страны и расчетный анализ которых до сих пор не рассматривался с общих позиций [Л. 1].

К настоящему времени накоплен достаточный опыт расчетного анализа (а в некоторых случаях и синтеза) различных систем с индукционной катушкой для того, чтобы попытаться создать полную методику электромагнитного расчета таких систем. Это и является целью настоящей статьи.

При создании методики учитывались следующие условия:

методика должна быть применима для расчета любых систем с индукционной катушкой;

в математическом описании электромагнитного

состояния системы или ее части не должны применяться различного рода экспериментальные или поправочные коэффициенты;

в расчетной методике не должны применяться некорректные методы счета, например, принцип наложения — при расчете нелинейных систем, функциональные преобразователи в сетях, если они как-то реагируют на полярность входных сигналов и т. д.

Если же такие методы или средства на отдельных этапах расчета будут применяться, то должны быть оговорены допустимые границы их применения.

В дополнение к этим условиям, которые можно назвать основными, представляется целесообразным ввести еще два дополнительных:

любая физическая непрерывность заменяется совокупностью сколь угодно малых, но конечных элементов системы (например, непрерывное про-

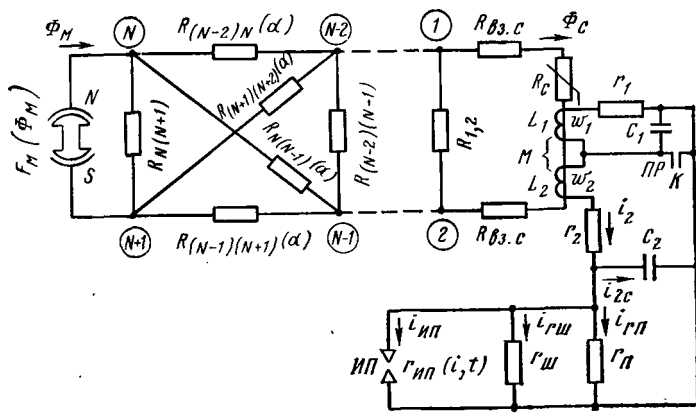


Рис. 3. Схема замещения магнето.

энергии в активных материалах высоковольтной части системы $r_{п}$; во-вторых, зависимость $e(t)$ или $e(\omega t)$, если источником энергии является электро-механическая часть системы, работающая в генераторном режиме.

Применительно к магнето (рис. 1, а и 3), определение ряда параметров, например таких, как r_1 и r_2 , труда не представляет, поскольку в реальных системах активное сопротивление обмоток трансформатора практически равно его полному сопротивлению, так как длина электромагнитной волны в материале провода значительно больше его диаметра.

Существенно сложнее расчет тех параметров системы, которые определяются ее магнитным полем: L_1, L_2 и M . Частично для этой цели можно использовать расчетные методы, разработанные для электрических машин [Л. 3]. В общем виде основные идеи расчета магнитных систем электрических машин и аппаратов изложены в [Л. 4 и 5]. Однако применительно к системам с индукционной катушкой задача определения параметров схемы замещения по сравнению с аналогичными задачами расчета электрических машин осложняется в общем случае следующим:

переменной частотой вращения ротора в рабочем диапазоне;

несинусоидальностью кривой $\Phi_c(\omega t)$, а следовательно, и несинусоидальностью наведенных э. д. с. и токов;

наличием высоковольтной части системы, что приводит к необходимости учитывать в расчете и параметры, определяемые электрическим полем в диэлектрике, т. е. C_2 и частично $r_{п}$.

Все вышеизложенное, а также многочисленные расчеты [Л. 6—8], позволяют утверждать, что применение методов аналитического расчета параметров рассматриваемых систем, т. е. выражение решения задач трехмерных полей через элементарные (табличные) функции, в настоящее время практически невозможно при сколько-нибудь приемлемой точности этих расчетов. Численные методы расчета этих задач обычно при реализации их на ЦВМ итерационными методами возможны, однако они требуют высокой квалификации расчетчиков и весьма больших затрат времени не только на поиск алгоритма решения задачи, составление и отладку про-

граммы, но и на само решение, так как обычно эти методы отличаются медленной сходимостью итерационных процессов при наличии сред с существенно различными параметрами. Эти методы могут успешно применяться лишь в схемах с небольшим числом узлов, но тогда поле вырождается в сравнительно простую цепь [Л. 6].

Наиболее просто, быстро и достаточно точно подобные задачи решаются на трехмерных сеточных электроинтеграторах с нелинейными и параметрическими преобразователями [Л. 4 и 7]. Поскольку при определении параметров обычно рассчитывается стационарное поле, то само решение на сетке получается практически мгновенно, и время затрачивается лишь на подсчет сопротивлений сетки, набор и проверку ее схемы, а также на считывание результатов решения задачи. Конечно, расчет данных сетки и ее преобразователей можно сделать на ЦВМ, и это обычно бывает рациональным.

Поскольку параметры схемы замещения рассматриваемых систем определяются полями проводимости, магнитными и электростатическими, а на сетке рассчитываются поля проводимости, то для полей, описываемых уравнением Лапласа, удобно ввести систему аналогий между характеристиками этих полей, представленную в табл. 1 дифференциальными величинами.

Для всех трех типов полей справедливы принцип непрерывности или замкнутости и принцип сохранения, которые выражены в законах Кирхгофа для поля постоянного тока в проводящем пространстве:

I-й закон Кирхгофа в дифференциальной форме:

$$\operatorname{div} \vec{\delta} = 0; \quad (1)$$

II-й закон Кирхгофа в дифференциальной форме:

$$\vec{\delta} = \gamma(\vec{E}_д + \vec{E}_{\text{стоп}}). \quad (2)$$

Связь вектора плотности тока с электрическими свойствами материала пространства определяется законом Ома в дифференциальной форме:

$$\vec{\delta} = \gamma \vec{E}_д. \quad (3)$$

Для электрического и магнитного полей имеются аналогичные зависимости, которые также можно назвать законами Кирхгофа и Ома в дифференциальной форме:

$$\operatorname{div} \vec{D} = 0; \operatorname{div} \vec{B} = 0; \quad (4)$$

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E}_с + \vec{P}; \vec{B} = \mu_0 (\vec{H} + \vec{J}), \quad (5)$$

где \vec{P} — вектор поляризации; \vec{J} — намагниченность материала;

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E}_с; \vec{B} = \mu \vec{H}. \quad (6)$$

Для того, чтобы иметь возможность рассчитывать поля методами расчета цепей при замене непрерывной среды с полем сеткой С. А. Гершгорина, следует ввести интегральные величины, аналогичные величинам, характеризующим поле, а также сформулировать законы, описывающие электромагнитное состояние этих цепей.

Таблица 1

Величины	Поле тока в проводящей среде (модель)			Электростатическое поле			Магнитное поле		
	Наименование	Обозначение	Ед. измер.	Наименование	Обозначение	Ед. измер.	Наименование	Обозначение	Ед. измер.
Дифференциальные (для поля)	Плотность тока	$\vec{\delta} = \frac{I}{S}$	$\frac{A}{m^2}$	Вектор электростатической индукции	$\vec{D} = \frac{Q}{S}$	$\frac{K}{m^2}$	Вектор магнитной индукции	$\vec{B} = \frac{\Phi}{S}$	$\frac{B\phi}{m^2}$
	Напряженность	$\vec{E}_d = \frac{\vec{\delta}}{\gamma}$	$\frac{B}{m}$	Напряженность	$\vec{E} = \frac{\vec{D}}{\epsilon}$	$\frac{B}{m}$	Напряженность	$\vec{H} = \frac{\vec{B}}{\mu}$	$\frac{A}{m}$
Параметр среды (пространство с полем)	Удельная электропроводность	γ	$\frac{1}{Om \cdot m}$	Диэлектрическая проницаемость	ϵ	$\frac{K}{B \cdot m}$	Магнитная проницаемость	μ	$\frac{Г}{m}$
Интегральные (для цепи)	Ток	I	A	Заряд	Q	K	Магнитный поток	Φ	Bб
	э. д. с. (напряжение)	$E (U_d)$	B	Разность потенциалов (напряжение)	U_c	B	м. д. с.	F	A

Таблица 2

Наименование закона		Цепь постоянного тока	Цепь с электростатическими элементами	Магнитная цепь	
I закон Кирхгофа		$\sum_{k=1}^n I_k = 0$	$\sum_{k=1}^n Q_k = 0,$ при $Q_{нач} = 0$	$\sum_{k=1}^n \Phi_k = 0$	
II закон Кирхгофа		$\sum_{k=1}^n E_k = \sum_{k=1}^m \frac{I_k \cdot l_k}{\gamma_k \cdot S_k}$	$\sum_{k=1}^n U_{ck} = \sum_{k=1}^m \frac{Q_k \cdot l_k}{\epsilon_k \cdot S_k}$	$\sum_{k=1}^n F_k = \sum_{k=1}^m \frac{\Phi_k \cdot l_k}{\mu_k \cdot S_k}$	
Закон Ома	длина линейных цепей		$I = \frac{U_n}{r} = \frac{U_n \gamma \cdot S}{l}$	$Q = \frac{U_c}{(1/c)} = \frac{U_c \epsilon \cdot S}{l}$	$\Phi = \frac{F}{R} = \frac{F \cdot \mu \cdot S}{l}$
	для нелинейных цепей	рациональная форма	$I(U_n)$	$Q(U_c)$	$\Phi(F)$
		нерациональная форма записи	$I = \frac{U_n}{r(I)}$	$Q = U_c \cdot C(U_c)$	$\Phi = \frac{F}{R(\Phi)}$

Ток I и векторы потоков электростатической ψ_s и магнитной Φ индукций выражаются аналогичными формулами:

$$I = \int \vec{\delta} d\vec{S}; \psi_s = \int \vec{D} d\vec{S} \text{ и } \Phi = \int \vec{B} d\vec{S}. \quad (7)$$

Учитывая теорему Гаусса в интегральной форме,

$$\oint \vec{D} d\vec{S} = Q, \quad (8)$$

где Q — суммарный заряд, находящийся внутри замкнутой поверхности S , удобно принять систему аналогий между интегральными величинами рассматриваемых цепей, представленную в табл. 1.

Учитывая принятую систему аналогий, а также принципы замены непрерывной трехмерной среды электрической сеткой, можно ввести понятия и математические формулировки зависимостей, подобные двум законам Кирхгофа и закону Ома для цепей, которые всегда и вполне однозначно описывают их электромагнитное состояние. Эти законы представлены в табл. 2.

В законе Ома для нелинейных цепей при рациональной форме его записи вид соответствующих характеристик и определяется как раз соответствующими (электрическими, магнитными) свойствами материала. Вводить при этом дополнительный не-

линейный элемент, например, нелинейное сопротивление $r(I)$ или емкость $C(U_c)$, очевидно, излишне. Однако при записи системы уравнений, описывающих состояние физических систем, пользоваться понятием нелинейных параметров $r(I)$, $C(U_c)$ и $R(\Phi)$ удобно, так как уравнения принимают привычный и компактный вид.

Расчет магнитной системы магнето позволяет получить зависимость магнитного потока в сердечнике якоря $\Phi_c(\omega t)$, а следовательно, и наводимую им э. д. с.

$$e = \omega_1 \sum_{k=1}^n k \cdot \Phi_{mk} \sin \left(k\omega t - \frac{\pi}{2} \right). \quad (9)$$

Уже эти расчеты достаточно громоздки и выполнять их практически можно лишь на ЦВМ. Кроме того, в этой методике используется принцип наложения, поэтому применять ее можно лишь для магнето, не имеющих насыщенных участков магнитной системы.

Если же подобные расчеты предполагается выполнять для систем, в которых возможно насыщение, то принцип наложения должен быть исключен, и методика расчета существенно усложняется [Л. 6].

II-й расчетный блок (ИРБ, рис. 2) описывает процесс накопления энергии в магнитном поле индукционной катушки и частично в электростатическом поле высоковольтной части системы. Электромагнитный процесс, описываемый системой обыкновенных дифференциальных уравнений, длится от момента замыкания контактов прерывателя до их размыкания. Входными данными этого блока являются параметры схемы замещения $r_1, r_2, \dots, L_1 \dots, C_2, \dots, r_{ш}$ и э. д. с. источника E_a или U_a . В результате расчета получаем законы изменения токов в ветвях схемы замещения $i(t)$, напряжения на обкладках конденсатора $C_1 u_1(t)$ и электродах разрядника $u_2(t)$.

Выходными данными II-го расчетного блока являются значения токов и напряжений в момент разрыва прерывателем тока первичной цепи системы, когда $i_1 = I_p$, $i_2 = I_{2II}$ и т. д.

В общем виде система уравнений II-го расчетного блока, составленная для схемы замещения рис. 3, имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} e_1(t) &= r_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt}; \\ e_2(t) &= r_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} + u_2; \\ 0 &= C_2 \frac{du_2}{dt} + u_2/r - i_2, \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

$$\text{где } r = \frac{r_n \cdot r_{ш}}{r_n + r_{ш}}.$$

Начальные условия системы уравнений (10) берутся из результата расчета схемы замещения в конце IV-го расчетного этапа, т. е. при $t=0$; $i_1 = I_{1IV}$; $i_2 = I_{2IV}$ и $u_2 = U_{2IV}$.

В реальных системах с индукционной катушкой влиянием высоковольтной части схемы на процессы в первичной (низковольтной) цепи можно пренеб-

речь, т. е. в (10) положить $u_2 = i_2 = 0$. При этом система уравнений преобразуется в одно уравнение, решение которого при различных формах $e_1(t)$ дано в [Л. 8], а при источнике постоянной э. д. с. и нелинейных параметрах в [Л. 10].

Появление в системе с катушкой неидеального прерывателя, в частности полупроводникового, усложняет математическое моделирование процесса работы этой системы. Решение этой и подобных ей систем уравнений на АВМ удобно и рационально в том случае, когда модель содержит блок задания несинусоидальных функций, подобных $e_1(t)$. Решение таких систем уравнений на ЦВМ обычно не встречает принципиальных трудностей. Для реальных систем с катушками, применяемых для зажигания рабочей смеси в двигателе внутреннего сгорания, шаг интегрирования обычно лежит в пределах от 10^{-5} до 10^{-3} с.

III-й расчетный блок (III РБ на рис. 2) описывает процесс передачи накопленной в поле энергии электродам разрядника. Этот процесс длится от момента размыкания контактов прерывателя до пробоя искрового промежутка разрядника, что произойдет, когда напряжение, развиваемое системой с катушкой u_2 и подводимое к электродам разрядника, станет больше его пробивного напряжения: $u_2 > U_{2пр}$.

Для схемы замещения, изображенной на рис. 3, эта система уравнений выглядит следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} e_1(t) &= r_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} + u_1; \\ e_2(t) &= r_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} + u_2 - u_1; \\ 0 &= \frac{1}{C_2} i_{2C} - r \frac{di_{2r}}{dt}; \\ 0 &= \frac{1}{C_1} i_1 - \frac{du_1}{dt}; \\ 0 &= \frac{1}{C_2} i_{2C} - \frac{du_2}{dt}; \\ 0 &= i_{2r} + i_{2C} - i_2 \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

при $t=0$, $i_1 = I_p$; $i_2 = I_{2II}$; $u_2 = U_{2II}$;

$$i_{2r} = \frac{U_{2II}}{r} = I_{2rII}; \quad i_{2C} = I_{2II} - I_{2rII}.$$

Трудности интегрирования таких систем уравнений усугубляются еще и тем, что коэффициенты уравнений разнятся между собой обычно на 15–18 порядков.

Действительно, в реальных системах зажигания возможны $r > 10^7$ Ом и $C_2 < 10^{-10}$ Ф. Разброс в значениях коэффициентов уравнений приводит к тому, что их решение на АВМ типа МН становится невозможным при любых масштабных коэффициентах, и систему уравнений первого порядка приходится сводить к системе уравнений более высоких порядков.

При решении подобных систем уравнений численными методами на ЦВМ шаг интегрирования обычно удобно задать в пределах от 10^{-7} до 10^{-6} с.

IV-й расчетный блок (IVPB на рис. 2) описывает электромагнитные процессы в системе с индукционной катушкой от момента пробоя искрового промежутка разрядника ИП (рис. 3) до момента, когда или замкнутся контакты прерывателя и начинается процесс, описываемый математическим аппаратом II-го блока, или израсходуется практически вся энергия поля системы и прекратится разряд между электродами разрядника. Поскольку в этот период времени в схеме замещения системы существует дополнительный контур, к системе дифференциальных уравнений (11) следует добавить еще одно уравнение. Однако более рациональным следует признать путь, при котором искровой промежуток разрядника заменяется нелинейно-параметрическим сопротивлением $r_{ип}$ ($i_{ип}, t$), и вместо двух сопротивлений r_n и r_m в схеме замещения рис. 3 появятся три параллельно включенных сопротивления, одно из которых — нелинейно-параметрическое. Эти сопротивления можно заменить одним нелинейно-параметрическим $r'_{ип}$ ($i'_{ип}, t$). Тогда электромагнитное состояние схемы замещения системы с индукционной катушкой опишется системой уравнений (11) при замене в ней r на $r'_{ип}$ ($i'_{ип}, t$) и i_r на $i'_{ип}$. Начальные условия для системы дифференциальных уравнений этого расчетного блока берутся из решения системы уравнений III-го блока.

При стыковке между собой II-го, III-го и IV-го расчетных блоков никаких принципиальных трудностей не возникает, так как каждый последующий блок во времени сдвинут относительно предшествующего.

Сложнее обстоит дело с разделением математических описаний электромагнитных процессов расчетных блоков I и II, так как в основе их лежит одна схема замещения, а параметры системы, определяемые в I-м расчетном блоке, в случае нелинейности хотя бы одного ее элемента, зависят от токов и напряжений системы с катушкой, определяемых во II-м расчетном блоке. В общем случае задачи, определяемые этими двумя расчетными блоками, являются предметом электромагнитного расчета электрических машин, работающих в режиме генератора [Л. 3 и 9]. При решении этих задач необходимо учесть следующее.

Если в системе с индукционной катушкой или схеме ее замещения имеются только линейные и параметрические элементы, то I-й и II-й расчетные блоки полностью независимы друг от друга. Все параметры системы при этом определяются только геометрическими размерами ее элементов и свойствами материала γ, μ, ξ .

Если в системе с катушкой имеется хотя бы один нелинейный элемент, то выполнение расчетов возможно на двух уровнях:

— статическом или стационарном, когда параметры схемы замещения системы зависят от неизменного значения тока или напряжения. Например, расчет магнитной системы магнето при определении его рабочей характеристики можно выполнить при токе первичной обмотки, равном току разрыва I_p (или при определенном значении тока якоря в электрических машинах обычного назначения [Л. 7]);

— динамическом или нестационарном, когда выходные данные I-го расчетного блока в каждом моменте времени не только влияют на данные II-го блока, т. е. токи и напряжения системы, но и сами являются функцией этих токов и напряжений [Л. 6].

Применение предлагаемой методики позволит рассчитывать системы с индукционной катушкой без неоправданных запасов еще во время их проектирования. Первая, весьма ограниченная, попытка выбора параметров основных цепей контактно-транзисторных систем зажигания на ЦВМ для обеспечения заданных рабочих характеристик была сделана уже несколько лет тому назад [Л. 11].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Балагуров В. А. Аппараты зажигания. М.: Машиностроение, 1968.
2. Куликов А. А. Математическое моделирование электромагнитных процессов в системах с индукционной катушкой и транзисторным ключом. — Электричество, 1972, № 9.
3. Иванов-Смоленский А. В., Кузнецов В. А. Применение метода магнитных зарядов к расчету индуктивных параметров зубцовых контуров. — Электричество, 1977, № 11.
4. Демирчан К. С. Моделирование магнитных полей. Л.: Энергия, Ленингр. отд-ние, 1974.
5. Веников В. А. Теория подобия и моделирования. М.: Энергия, 1976.
6. Куликов А. А. Расчет магнитной и электрической цепей машин с постоянными магнитами в стационарном и нестационарном режимах. — Электричество, 1975, № 8.
7. Куликов А. А. Электрические схемы, воспроизводящие основные нелинейности магнитных систем электрических машин и аппаратов. — Изв. вузов. Электромеханика, 1971, № 7.
8. Куликов А. А. Расчет токов первичной цепи магнето. — Электричество, 1965, № 11.
9. Фильц Р. В. Общий метод определения параметров электромеханических устройств с насыщающимся магнитопроводом. — Электротехника, 1977, № 3.
10. Куликов А. А. Расчет токов первичной цепи батарейного зажигания на модели МИ-7 или нелинейных параметрах. — Труды НИИАТ, 1966, вып. 3.
11. Куликов А. А. Расчет транзисторных систем зажигания на ЭВМ. — Автомобильная промышленность, 1970, № 4.

[28.11.78]



Синусно-косинусные вращающиеся трансформаторы в преобразователях „угол — код”

ПРЕСНУХИН Л. Н., доктор техн. наук, БАРХОТКИН В. А., канд. техн. наук,
НЕДОПЕКИН К. К., канд. техн. наук, БОГОСЛОВСКИЙ А. П., инж.,
КОЗЛОВ Г. А., инж.

Москва

Для управления с помощью ЦВМ различными процессами в нее необходим ввод информации, характеризующей поведение управляемого объекта. Так как ЦВМ оперирует с дискретными цифровыми величинами, а информация, характеризующая поведение объекта, представляется в виде непрерывных аналоговых величин, то возникает необходимость в предварительном преобразовании вводимой в ЦВМ аналоговой информации в цифровую. Такая информация часто представляется в виде угла поворота.

Ввод в ЦВМ информации об угловых перемещениях в цифровом коде осуществляется с помощью преобразователей «угол — код». Существует большое разнообразие типов таких преобразователей, основанных на различных физических принципах: фотоэлектрические, емкостные, индуктивные, электромеханические.

В последнее время наибольший практический интерес представляют преобразователи «угол — код», которые построены с применением индукционных датчиков угла — синусно-косинусных вращающихся трансформаторов (СКВТ). Такие датчики просты и надежны, их можно использовать в дистанционной передаче угла при одновременном съеме информации на преобразующие устройства.

Наиболее важным техническим параметром СКВТ при использовании их в преобразователях «угол — код» является угловая точность, которая характеризуется электромагнитной асимметрией. Применяемые в преобразователях «угол — код» в качестве измерительных элементов двухполюсные СКВТ обладают точностью в пределах $\pm 1,5 \div \pm 5$ угловых минут. Такая точность достигается за счет прецизионной технологии изготовления узлов элементов с последующим отбором готовых изделий.

Однако при существующем уровне развития технологии указанная точность для двухполюсных СКВТ является предельно достижимой. Дальнейшее повышение точности измерительных элементов возможно только с применением многополюсных СКВТ с электрической редукцией [Л. 1]. Принцип электрической индукции заключается в том, что при повороте ротора СКВТ на один полный оборот выходное напряжение СКВТ многократно изменяется с числом периодов, равным коэффициенту электрической редукции. Конструктивные особенности многополюсных СКВТ позволяют существенно уменьшить влияние технологических факторов на погрешность и обеспечивают точность измерения в пределах $\pm 0,15 \div \pm 0,5$ угловых минут.

Краткие технические характеристики ряда двухполюсных и многополюсных СКВТ (напряжение питания 36 В, частота 400 Гц) серийно выпускаемых отечественной промышленностью и наиболее предпочтительных для построения преобразователей «угол — код», приведены в таблице.

Особенности применения СКВТ в преобразователях «угол — код». На базе приведенных СКВТ возможно построение ряда преобразователей «угол — код», обеспечивающих различную точность преобразования.

Для получения точностей преобразователя «угол — код» в пределах от $\pm 2,5'$ до $\pm 5'$ возможно применение одноотсчетной структуры преобразователя с использованием в качестве датчика угла двухполюсных СКВТ (СКТ-232, СКТ-265, СКТ-220-1, СКТ-225-2). В тех случаях, когда требуется более высокая точность преобразования, следует применять двухотсчетную структуру преобразователя с использованием двух датчиков угла: в грубом отсчете — одного из вышеперечисленных двухполюсных СКВТ, в точном отсчете — многополюсных СКВТ (СКТ-6465, СКТ2-6465, БСКТ-12865К). При этом точность двухотсчетного преобразователя «угол — код» зависит от различного сочетания названных двухполюсных СКВТ с многополюсными и лежит в пределах от $\pm 15'$ до $\pm 1'$. Применение одновременно двух СКВТ в двухотсчетных преобразователях усложняет конструкцию измерительного элемента и выдвигает дополнительные требования по взаимной юстировке СКВТ.

Существуют двухканальные СКВТ, например СКТД-6465, в которых грубый и точный отсчеты конструктивно совмещены, т. е. обмотки грубого и точного каналов расположены в одних и тех же пазах одного пакета статора и ротора. Применение в двухотсчетном преобразователе «угол — код» двухканального датчика угла типа СКТД-6465 позволяет уменьшить габариты измерительного элемента, упростить его конструкцию и обеспечить точность преобразования на уровне одной угловой минуты.

СКВТ в преобразователях «угол — код» могут работать в двух режимах: амплитудном и фазовом (режим фазовращателя). Предпочтительнее режим фазовращателя, так как структура преобразования в этом случае проще. Существуют две схемы фазовращателей на базе СКВТ, применяемые в преобразователях «угол — код»: с однофазным питанием или фазовращатель с пульсирующим полем; с двухфазным питанием или фазовращатель с круговым полем. Первая схема более проста, но предполагает применение высокостабильных,

Техническая характеристика	Тип СКВТ							
	СКТ-232	СКТ-265	СКТ-2201	СКТ-225-2	СКТ2-6465	СКТ-6465	БСКТ-12865К	СКТД-6465
Напряжение выхода, В	27,5 \pm 3	36 \pm 2	12 \pm 3	36 \pm 2	6 \pm 1,2	6 \pm 1,2	0,9 \pm 0,2	40 \pm 3
Электромагнитная асимметрия	$\pm 2,5'$	$\pm 2,5'$	$\pm 5'$	$\pm 2,5'$	$\pm 15''$	$\pm 30''$	$\pm 30''$	$\pm 10'$
Отношение минимального напряжения к крутизне	5	5	7,5	7,5	0,3	0,5	1	12,5
Крутизна выходного напряжения μ , мВ/мин	6	10	3,5	10	55	55	16	11
Наружный диаметр, мм	32	65	20	25	65	65	65	65
Внутренний диаметр, мм	12	35	—	—	35	35	35	35
Высота, мм	14	16	31,7	37,4	16	16	16	25
Масса, г	45	170	40	90	180	180	195	300
Коэффициент электрической редукции	1	1	1	1	32	32	64	1

высокоточных элементов в RC -цепочках. Нестабильность этих элементов приводит к погрешности фазовращателя и потере точности преобразователя «угол — код». Вторая схема не имеет этого недостатка, но требует применения прецизионного, высокостабильного источника двухфазного питания.

Особенности структуры преобразователей «угол — код» на базе СКВТ. Возможно построение фазовых преобразователей «угол — код», работающих на различных принципах [Л. 2]. Основными из них являются: угол — фаза — временной интервал — код; циклический со стробирующей бегущей меткой; следящий. Два последних — наиболее точные.

Московским институтом электронной техники (МИЭТ) проводились работы по созданию новых структур преобразователей «угол — код» на базе СКВТ, обеспечивающих более высокие точности преобразования. Ниже дается описание некоторых из этих структур.

Следящий преобразователь «угол — код». Структурная схема этого преобразователя изображена на рис. 1. На роторную обмотку СКВТ подается синусоидальное напряжение $E_0 \sin \omega t$. В результате возникновения в воздушном зазоре между ротором и статором пульсирующего магнитного поля в статорных квадратурных обмотках наводятся э. д. с.

$$E_1 \sin \omega t \sin \theta, E_2 \sin \omega t \cos \theta; E_1 = E_2;$$

θ — угол поворота вала СКВТ. Эти э. д. с. поступают на входы двух фазочувствительных выпрямителей (ФЧВ), на другие входы которых поступают прямоугольные периодические меандры, причем их фаза пропорциональна отработанному следящей системой углу, значение которого хранится в реверсивном счетчике. Периодические меандры появляются на выходах сравнивающего устройства в результате сравнения кода с реверсивного счетчика, соответствующего значению угла, отработанного следящей системой, и кода с выхода счетчика-делителя генератора питания, соответствующего значению текущей опорной фазы питающего напряжения. Причем с первого выхода сравнивающего устройства на вход ФЧВ поступают периодические меандры, первая гармоника которых $\sin(\omega t + \psi)$, а со второго выхода — меандры, первая гармоника которых $\cos(\omega t + \psi)$, где ψ — угол, отработанный следящей системой, код которого хранится в реверсивном счетчике. ФЧВ осуществляют умножение напряжений в квадратурных статорных обмотках и с выходов сравнивающего устройства.

В результате умножения на выходах ФЧВ имеются напряжения:

$$U_1 = E_1 \sin \omega t \sin \theta \sin(\omega t + \psi);$$

$$U_2 = E_2 \sin \omega t \cos \theta \cos(\omega t + \psi),$$

которые вычитаются на суммирующем усилителе: $\Delta U = U_1 - U_2$. В результате вычитания на выходе суммирующего усилителя имеется постоянная составляющая напряжения ΔU , пропорциональная рассогласованию между фактическим угловым положением вала и показанием реверсивного счетчика, т. е. тем углом, который отработала следящая система:

$$\Delta U = \frac{1}{2} \sin(\theta - \psi).$$

Кроме того, в выходном напряжении усилителя присутствуют высшие гармонические составляющие ΔU , которые затем отфильтровываются. Управляющий выходной сигнал фильтра поступает на генератор, управляемый напряжением (ГУН), который выдает последовательность импульсов, частота повторения которых зависит от величины рассогласования ΔU . Импульсы поступают в зависимости от знака рассогласования на тот или другой вход реверсивного счетчика. Например, когда вал СКВТ находится в положении покоя и повернут на угол θ , напряжение рассогласования в установившемся режиме равно нулю и с реверсивного счетчика считывается код, соответствующий углу θ . Если вал поворачивается на некоторый угол θ_1 , напряжение рассогласования достигает некоторого значения — положительного, если приращение θ_1 положительно, и отрицательного, если приращение θ_1 отрицательно.

Напряжение рассогласования поступает на ГУН, который выдает последовательность импульсов на вход «+» или вход «-» реверсивного счетчика в зависимости от знака ΔU . Так как существует цепь, связывающая сравнивающее устройство и ФЧВ, напряжение рассогласования ΔU по мере приближения кода реверсивного счетчика к фактическому значению угла уменьшается, а с ним и частота импульсов с выхода ГУН. Этот процесс продолжается до тех пор, пока

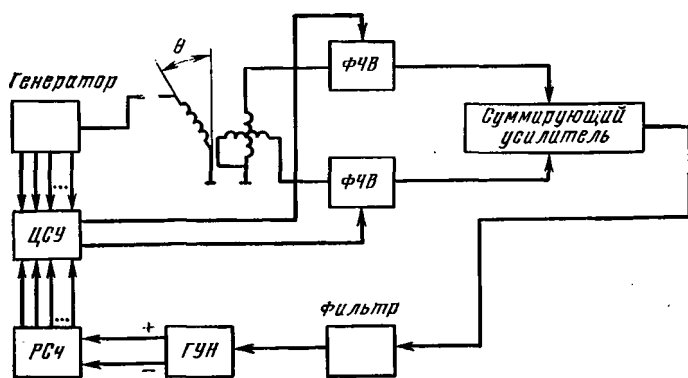


Рис. 1. Структурная схема следящего преобразователя: ЦСУ — цифровое сравнивающее устройство; ФЧВ — фазочувствительный выпрямитель; ГУН — генератор, управляемый напряжением; РСЧ — реверсивный счетчик.

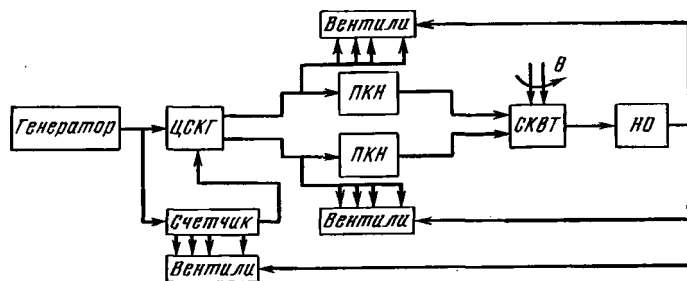


Рис. 2. Структурная схема функционального преобразователя: ЦСКГ — цифровой синусно-косинусный генератор; ПЧН — преобразователь код-напряжение; НО — нуль-орган.

напряжение рассогласования не станет равным нулю, т. е. до того момента, когда код реверсивного счетчика будет соответствовать фактическому угловому положению вала. Таким образом преобразователь следит за входными сигналами и непрерывно преобразует их.

Такой преобразователь способен обеспечить высокую точность преобразования до $\pm 0,5^\circ$ в зависимости от класса применяемого СКВТ. Он позволяет преобразовывать угловые положения вала СКВТ, вращающегося со скоростью до 100 об/мин.

Функциональный преобразователь «угол — код». Часто ряд задач, выполняемых с помощью ЦВМ, требует решения тригонометрических уравнений (например, задача преобразования координат). При использовании обычных преобразователей «угол — код» на базе СКВТ для решения, например, задач преобразования координат необходимо предварительное преобразование угла в синус и косинус, т. е. в ряде случаев ЦВМ оперирует не с самим значением угла, а с его синусом и косинусом. Это приводит к дополнительным затратам времени работы ЦВМ на преобразование угла в синус и косинус, т. е. к снижению производительности машины. Применение функциональных преобразователей «угол — код» на базе СКВТ позволяет избежать дополнительных затрат машинного времени на преобразование угла в синус и косинус.

Структурная схема функционального преобразователя представлена на рис. 2. Он осуществляет не только преобразование угла в код, но и обеспечивает получение кодов синуса и косинуса этого угла. Импульсы с генератора питания поступают на цифровой синусно-косинусный генератор, а также на счетчик-делитель, имеющий коэффициент пересчета 2ⁿ. Цифровой генератор выдает со своих выходов коды синуса и косинуса угла, значение которого непрерывно формируется в счетчике-делителе. Код, появляющийся на выходах счетчика-делителя, образует временную шкалу преобразователя.

Работа цифрового синусно-косинусного генератора и счетчика-делителя синхронизирована. Далее коды синуса и косинуса угла преобразуются в напряжения с помощью преобразователей «код — напряжение». Эти напряжения питают фазовращатель на базе СКВТ. Синусоидальное напряжение с выхода фазовращателя, сдвинутое по фазе относительно

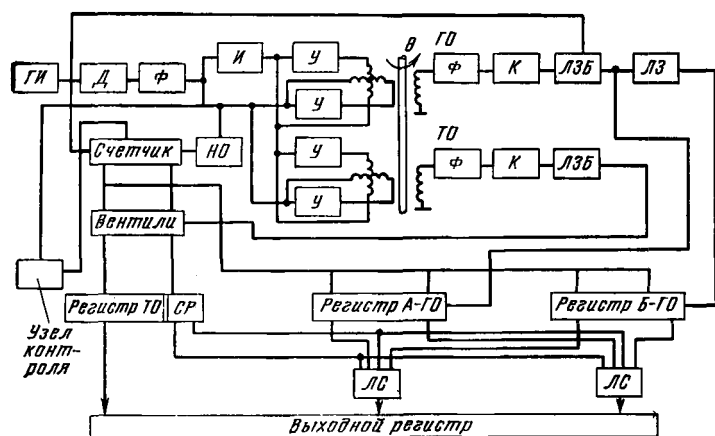


Рис. 3. Структурная схема преобразователя на базе СКТД-6465: ГО — грубый отсчет; ТО — точный отсчет; ЛЗБ — линия задержки блокировки; ЛЗ — линия задержки; СР — старший разряд; ЛС — логическая схема.

питающего напряжения на угол θ , пропорциональный развороту вала фазовращателя, поступает на нуль-орган, который формирует импульсы в момент перехода синусоидального напряжения через нуль от отрицательного значения к положительному. Импульсы считывают код, пропорциональный углу поворота вала фазовращателя на базе СКВТ, со счетчика-делителя и, кроме того, коды, пропорциональные синусу и косинусу угла, с цифрового синусно-косинусного генератора, т. е. отсчетная часть преобразователя работает по принципу «бегущая стробирующая метка».

Таким образом, этот преобразователь на базе СКВТ осуществляет не только преобразование угла поворота вала, в код, но и преобразование угла поворота в цифровые коды синуса и косинуса угла.

Такое расширение функциональных возможностей преобразователя позволяет при решении ряда задач существенно разгрузить ЦВМ за счет исключения операций вычисления синуса и косинуса угла и таким образом высвободить часть машинного времени.

Преобразователь «угол — код» на базе СКТД-6465. Как уже отмечалось, наиболее удобным из СКВТ для применения в высокоточных преобразователях «угол — код» является двухканальный СКТД-6465. Он выпускается отечественной промышленностью в бескорпусном исполнении и предназначен для непосредственной установки на измеряемые валы с помощью технологических пробок. Возможна установка СКТД-6465 в специально разработанный корпус.

В МИЭТ был создан опытный образец преобразователя «угол — код» на базе СКТД-6465, а затем выпущена опытная партия преобразователей. Структурная схема преобразователя «угол — код» на базе СКТД-6465 приведена на рис. 3 [Л. 3].

Электронный блок преобразователя представляет собой двухканальное радиоэлектронное устройство, которое состоит из части, оперирующей с цифровыми дискретными сигналами, и части, оперирующей с аналоговыми сигналами.

Отсчетная часть электронного блока типа «фаза — временной интервал — код» работает по принципу «бегущей стробирующей метки» с дополнительным делителем частоты,

а согласование грубого и точного отсчетов осуществляется по методу «двойной щетки».

Аналоговая часть электронного блока преобразователя «угол — код» включает: двухфазный синусно-косинусный генератор питания, состоящий из генератора импульсов ГИ, делителя Д, фильтра Ф, интегратора И, усилителей У; фильтры для выходных напряжений датчика угла; компараторы К грубого и точного каналов.

Для обеспечения режима фазовращателя СКВТ и получения требуемой точности от преобразователя «угол — код» к двухфазному генератору питания предъявляются жесткие требования в отношении стабильности частоты питающего напряжения и минимального содержания высших гармоник. Эти требования обеспечиваются при ограниченном применении высоковольтных, высокоточных элементов за счет оригинальной структуры построения генератора питания.

Благодаря питанию СКВТ источниками тока удалось устранить влияние изменений температуры на уход фазы выходного напряжения СКВТ. Для обеспечения помехозащищенности преобразователя «угол — код» выходные напряжения СКВТ как грубого, так и точного каналов подвергаются фильтрации интеграторами на базе операционных усилителей, для этой же цели служит специальное включение компараторов.

Цифровая часть электронного блока преобразователя состоит из генератора импульсов, делителя, счетчика, вентилей, регистров грубого и точного отсчетов, линий задержки.

Надежное функционирование цифровой части электронного блока обеспечивается за счет применения для ее построения интегральных микросхем.

Для уменьшения времени старения информации на выходных регистрах преобразователя вместо одного регистра грубого отсчета установлено два регистра А и Б и специальные логические схемы. Для исключения ложных срабатываний компаратора, т. е. для повышения помехозащищенности работы преобразователей, в цифровой части используется линия задержки, обеспечивающая определенную логику работы компаратора. Стыковка грубого и точного отсчетов осуществляется по методу двойной щетки, причем запаздывающая линия считывания образуется не за счет использования аналоговой линии задержки, как это делается в известных преобразователях, а с помощью цифровой линии задержки, обеспечивающей более стабильную по сравнению с аналоговой задержку.

Ниже приводятся краткие технические характеристики преобразователя «угол — код» на базе СКТД-6465:

Разрядность	15 дв. разр.
Частота обновления информации	1000 Гц
Количество отсчетов	2
Количество оборотов входного вала в диапазоне измерения	1
Габариты датчика, мм	70×56
Объем электронного блока, л.	1,4
Температурный диапазон работы, °С	±60

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ахметжанов А. А. Высокоточные системы передачи угла автоматических устройств. М.: Энергия, 1975.
2. Зверев А. Е., Мясников В. П. и др. Преобразователи угловых перемещений в цифровой код. Л.: Энергия, 1974.
3. А. С. № 595755 (СССР). Преобразователь «угол — код» на базе СКВТ/ Преснухин Л. Н., Бархоткин В. А., Недопекин К. К. и др. Оpubл. в Б. И., 1978, № 8.

[02.02.79]

Особенности термометрического метода измерения удельных потерь при нарушении его основополагающих условий

МАМЕДШАХОВ М. Э., канд. техн. наук

Ташкент

В различных областях народного хозяйства все шире внедряются электромеханические преобразователи энергии с массивными (сплошными) вторичными системами. Общеизвестно, например, использование массивных роторов в быстросходных электрических машинах, электромагнитных муфтах и тормозах; массивным ротором служит также реактивная шина на монорельсовом высокоскоростном железнодорожном транспорте.

Внедрение новых конструкций электромеханических преобразователей энергии требует на стадии их разработки всестороннего анализа протекающих в них электромагнитных процессов и выявления развиваемых ими усилий. Эта задача, как правило, связана с решением уравнений Максвелла для конкретного случая. Система уравнений Максвелла далеко не всегда поддается точному или приближенному интегрированию, поэтому в большинстве практических случаев, когда исследуемое поле носит сложный характер и имеет место поверхностный эффект, задача выявления интенсивности потерь и их распределения в пространстве решается на моделях (реже на оригиналах) исследуемых объектов. При наличии поверхностного эффекта переход к оригиналу проводится с учетом ряда возникающих при этом особенностей [Л. 1].

При исследовании тепловых процессов в различных узлах конструкций электрических машин, когда их нагрев обусловлен действием вихревых токов, вопрос о распределении потерь часто решается с помощью термометрического метода, позволяющего получить достаточно точную информацию о картине распределения местных потерь и о тепловом процессе. Термометрический метод позволяет определить не только интенсивность местных потерь, их распределение в пространстве, но и направленность магнитного поля на исследуемой поверхности.

В [Л. 2] приведено краткое описание термометрического метода, сущность которого заложена в неоднородном уравнении теплопроводности:

$$c\gamma \frac{\partial \theta}{\partial \tau} = q + \operatorname{div} \lambda \operatorname{grad} \theta; \theta = \theta(x, y, z, \tau); q = q(x, y, z, \tau)$$

или

$$\frac{\partial \theta}{\partial \tau} = q' + \operatorname{div} a \operatorname{grad} \theta,$$

где

$$q' = \frac{q}{c\gamma}, \text{ } ^\circ\text{C/c}; q - \text{Вт/м}^2.$$

Последняя запись справедлива для случая постоянных параметров.

Термометрический метод предполагает, что в первый момент возникновения внутренних потерь с удельной мощностью q или q' нагрев носит адиабатический характер, а температура во всех точках исследуемой области одинакова, т. е. $\operatorname{grad} \theta = 0$, поэтому формулы можно записать так:

$$c\gamma \frac{\partial \theta}{\partial \tau} = q$$

или

$$\frac{\partial \theta}{\partial \tau} = q'.$$

Из соотношений для q и q' следует, что в первый момент возникновения потерь их удельное значение определяется скоростью нарастания температуры исследуемого объема $\partial \theta / \partial \tau$. Значение $\partial \theta / \partial \tau$, необходимое для вычисления q , определяется как $\Delta \theta / \Delta \tau$ путем проведения касательной к кривой нагрева в момент возникновения источников потерь.

Продолжительность записи кривой изменения температуры для определения приращения температуры $\Delta \theta$ за время $\Delta \tau$ не должна превышать длительности адиабатического процесса. При равномерном распределении q в исследуемом объеме эта продолжительность в зависимости от общей теплоемкости может достигать нескольких десятков секунд [Л. 3]. За это время с помощью различных самопишущих приборов можно

получить достоверную картину нарастания температуры при соблюдении условия $\operatorname{grad} \theta = 0$.

Иная картина получается при неравномерном распределении q или q' , например, в массивных роторах электромагнитных муфт, синхронных и специальных асинхронных машин, т. е. в тех узлах конструкций электрических машин, где сильно выражен поверхностный эффект. За время записи кривой нагрева с помощью термодатчика более холодные области исследуемого тела отдадут тепло от более нагретых областей. Опытная кривая нагрева уже не будет удовлетворять условию $\operatorname{grad} \theta = 0$, соответственно неправомерно пользоваться соотношениями для q или q' . Поэтому полученная картина распределения q будет отличаться от реальной, а анализ тепловых процессов на основе выявленной картины распределения местных потерь даст большие погрешности. Расхождения между действительными и измеренными значениями удельных потерь в зависимости от глубины проникновения электромагнитной волны в массу исследуемого тела могут достигать нескольких сотен процентов.

Погрешности термометрического метода тем больше, чем слабее исследуемое поле и неравномернее его распределение в исследуемом объеме, чем больше коэффициент теплоотдачи с ограничивающих поверхностей, инерционность регистрирующего датчика (термодатчика) и записывающей аппаратуры, чем хуже контакт термодатчика с исследуемым объемом и т. д. Погрешности измерений согласно [Л. 4] с учетом необходимых поправок достигают 25%.

В [Л. 2] разработана методика расчета поправочного коэффициента ζ для оценки погрешности измерения местных потерь при наличии поверхностного эффекта (при неравномерном распределении потерь) в случае изменения потерь и температуры по одной координате пространства.

Данная статья ставит своей целью оценку погрешности ζ в случае двумерных тепловых полей, когда аналитическое решение уравнений Максвелла, более достоверно отражающих реальную картину протекающих процессов, наталкивается на значительные трудности математического характера. В случае двумерного поля, например в роторе электромагнитного тормоза, тепло за время записи кривой нагрева переходит от более нагретых частей к менее нагретым как по толщине [Л. 1], так и в радиальном направлении; такой переход объясняется естественным процессом теплопроводности. Анализ влияния перехода тепла по двум направлениям на начальную интенсивность потерь проводится на основании решения уравнения теплопроводности:

$$\frac{\partial \theta(x, y, \tau)}{\partial \tau} = a \frac{\partial^2 \theta(x, y, \tau)}{\partial x^2} + a \frac{\partial^2 \theta(x, y, \tau)}{\partial y^2} + q_0 F(x, y, \tau),$$

где q_0 — начальная интенсивность потерь при $\tau = 0$, $x = 0$, $y = 0$; $F(x, y, \tau)$ — функция, описывающая распределение источников по координатам пространства x, y и времени τ .

В рассматриваемом двумерном параболическом уравнении не учитываются изменения теплофизических параметров, не учитываются они и в граничных условиях. Это объясняется тем, что за время регистрации нарастания температуры параметры изменяются весьма незначительно.

Как и в [Л. 2], исследовалось влияние геометрических размеров двумерной области, коэффициентов теплоотдачи α_i ($i = 1, 2, 3, 4$) с ограничивающих поверхностей, глубины проникновения электромагнитной волны в массив исследуемой области, интенсивности затухания источников потерь.

Таким образом, погрешность термометрического метода исследуется в пространственно-временной области

$$D \{0 \leq x \leq \delta_1; 0 \leq y \leq \delta_2, 0 \leq \tau \leq T_{\text{конеч}}\}.$$

Для определения погрешности ζ уравнение теплопроводности решалось дважды.

Случай 1. Предполагается, что внутренние источники тепла интенсивностью q_0 распределены равномерно по осям x и y , а от τ независимы. Границы области D теплоизолированы — краевая задача (1).

Случай 2. Предполагается, что внутренние источники тепла распределены по закону $q = q_0 F(x, y, \tau)$, а на границах

области D заданы реальные условия теплообмена (закон Ньютона) — краевая задача (2).

Краевые задачи (1) и (2) имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \theta(x, y, \tau)}{\partial \tau} &= a \frac{\partial^2 \theta(x, y, \tau)}{\partial x^2} + a \frac{\partial^2 \theta(x, y, \tau)}{\partial y^2} + q_0; \\ \theta(x, y, 0) &= 0 \Big|_{\tau=0}; \\ \lambda_1 \frac{\partial \theta(x, y, \tau)}{\partial x} &= 0 \Big|_{x=0}; \\ \lambda_2 \frac{\partial \theta(x, y, \tau)}{\partial x} &= 0 \Big|_{x=\delta_1}; \\ \lambda_3 \frac{\partial \theta(x, y, \tau)}{\partial y} &= 0 \Big|_{y=0}; \\ \lambda_4 \frac{\partial \theta(x, y, \tau)}{\partial y} &= 0 \Big|_{y=\delta_2}; \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \theta(x, y, \tau)}{\partial \tau} &= a \frac{\partial^2 \theta(x, y, \tau)}{\partial x^2} + \\ &+ a \frac{\partial^2 \theta(x, y, \tau)}{\partial y^2} + q_0 F(x, y, \tau); \\ \theta(x, y, \tau) &= 0 \Big|_{\tau=0}; \\ -\alpha_1 \theta(x, y, \tau) + \lambda_1 \frac{\partial \theta(x, y, \tau)}{\partial x} &= 0 \Big|_{x=0}; \\ \alpha_2 \theta(x, y, \tau) + \lambda_2 \frac{\partial \theta(x, y, \tau)}{\partial x} &= 0 \Big|_{x=\delta_1}; \\ -\alpha_3 \theta(x, y, \tau) + \lambda_3 \frac{\partial \theta(x, y, \tau)}{\partial y} &= 0 \Big|_{y=0}; \\ \alpha_4 \theta(x, y, \tau) + \lambda_4 \frac{\partial \theta(x, y, \tau)}{\partial y} &= 0 \Big|_{y=\delta_2}. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Для двумерных тепловых полей в большинстве практических случаев приемлемы следующие законы изменения интенсивности потерь в электрических машинах:

I.

$$q(x, y, \tau) = q_0 F(x, y, \tau) = q_0 e^{-kx} \left[R - (R - S) \frac{y}{\delta_2} \right] e^{-m\tau};$$

II.

$$\begin{aligned} q(x, y, \tau) &= q_0 F(y, y, \tau) = \\ &= q_0 e^{-kx} \left[R - (R - S) \frac{y}{\delta_2} \right] \left(A - B \frac{\tau}{L} \right); \end{aligned}$$

III.

$$\begin{aligned} q(x, y, \tau) &= q_0 F(x, y, \tau) = \\ &= q_0 e^{-kx} \left[R - (R - S) \frac{y}{\delta_2} \right] (1 - e^{-\tau/T}); \end{aligned}$$

IV.

$$q = q_0 F(x, y, \tau) = q_0.$$

В варианте I интенсивность потерь убывает по координате x по экспоненте, по оси y — по линейному закону; в варианте II интенсивность потерь убывает по x по экспоненте, а по y и τ — по линейному закону; в варианте III интенсивность потерь убывает по x по экспоненте, по y — по линейному закону, по τ — возрастает по экспоненте; в варианте IV интенсивность потерь не зависит от координат x, y и времени τ .

В приведенных зависимостях для $q(x, y, \tau)$ значения различных коэффициентов и постоянных величин выбираются исходя из известных соотношений электродинамики и имеющейся информации об интенсивности затухания или возрастания потерь по координатам пространства и времени. Решения краевых задач (1) и (2) получены с помощью конечных интегральных преобразований, методика применения которых при решении краевых задач приведена в [1, 5].

Решение уравнения (1) для варианта IV:

$$\begin{aligned} \theta_1^{IV}(x, y, \tau) &= M \sum_{1n=1}^{\infty} \sum_{2n=1}^{\infty} \frac{\sin \varepsilon_{1n} \delta_1 \sin \varepsilon_{2n} \delta_2}{\varepsilon_{1n} \varepsilon_{2n}} \times \\ &\times \frac{1 - e^{-a(\varepsilon_{1n}^2 \delta_1^2 + \varepsilon_{2n}^2 \delta_2^2) \tau}}{a(\varepsilon_{1n}^2 \delta_1^2 + \varepsilon_{2n}^2 \delta_2^2)} \cos \varepsilon_{1n} x \cos \varepsilon_{2n} y, \end{aligned}$$

где ε_{in} — корни $\sin \varepsilon_i \delta_i = 0$; $i = 1, 2$.

Решение уравнения (2) для варианта I:

$$\begin{aligned} \theta_2^I(x, y, \tau) &= M \sum_{1n=1}^{\infty} \sum_{2n=1}^{\infty} N \cdot G \cdot P \frac{1}{a(\varepsilon_{1n}^2 \delta_1^2 + \varepsilon_{2n}^2 \delta_2^2) - m} \times \\ &\times \{ \exp [a(\varepsilon_{1n}^2 \delta_1^2 + \varepsilon_{2n}^2 \delta_2^2) - m] \tau - 1 \}. \end{aligned}$$

Решение уравнения (2) для варианта II:

$$\begin{aligned} \theta_2^{II}(x, y, \tau) &= M \sum_{1n=1}^{\infty} \sum_{2n=1}^{\infty} N \cdot G \cdot P \left\{ A \frac{e^{a(\varepsilon_{1n}^2 \delta_1^2 + \varepsilon_{2n}^2 \delta_2^2) \tau} - 1}{a(\varepsilon_{1n}^2 \delta_1^2 + \varepsilon_{2n}^2 \delta_2^2)} - \right. \\ &\left. - \frac{B}{L} \frac{e^{a(\varepsilon_{1n}^2 \delta_1^2 + \varepsilon_{2n}^2 \delta_2^2) \tau} - 1}{a^2(\varepsilon_{1n}^2 \delta_1^2 + \varepsilon_{2n}^2 \delta_2^2)^2} [a(\varepsilon_{1n}^2 \delta_1^2 + \varepsilon_{2n}^2 \delta_2^2) \tau - 1] \right\}. \end{aligned}$$

Решение уравнения (2) для варианта III:

$$\begin{aligned} \theta_2^{III}(x, y, \tau) &= M \sum_{1n=1}^{\infty} \sum_{2n=1}^{\infty} N \cdot G \cdot P \left\{ \frac{e^{a(\varepsilon_{1n}^2 \delta_1^2 + \varepsilon_{2n}^2 \delta_2^2) \tau} - 1}{a(\varepsilon_{1n}^2 \delta_1^2 + \varepsilon_{2n}^2 \delta_2^2)} - \right. \\ &\left. - \frac{e^{\left[a(\varepsilon_{1n}^2 \delta_1^2 + \varepsilon_{2n}^2 \delta_2^2) - \frac{1}{T} \right] \tau} - 1}{a(\varepsilon_{1n}^2 \delta_1^2 + \varepsilon_{2n}^2 \delta_2^2) - \frac{1}{T}} \right\}. \end{aligned}$$

Решение уравнения (2) для варианта IV:

$$\begin{aligned} \theta_2^{IV}(x, y, \tau) &= M \sum_{1n=1}^{\infty} \sum_{2n=1}^{\infty} N \frac{e^{a(\varepsilon_{1n}^2 \delta_1^2 + \varepsilon_{2n}^2 \delta_2^2) \tau} - 1}{a(\varepsilon_{1n}^2 \delta_1^2 + \varepsilon_{2n}^2 \delta_2^2)} \times \\ &\times \left(\sin \varepsilon_{1n} \delta_1 - \frac{H}{\varepsilon_{2n}} \cos \varepsilon_{1n} \delta_1 + \frac{H_1}{\varepsilon_{1n}} \right) \times \\ &\times \left(\sin \varepsilon_{2n} \delta_2 - \frac{H_2}{\varepsilon_{2n}} \cos \varepsilon_{2n} \delta_2 + \frac{H_3}{\varepsilon_{2n}} \right). \end{aligned}$$

В решениях $\theta_2^I(x, y, \tau) - \theta_2^{IV}(x, y, \tau)$ значения θ_{1n} и θ_{2n} являются соответственно корнями трансцендентных уравнений.

Последние уравнения для реальных α_i и λ_i решаются итеративным методом на ЦВМ.

В решениях $\theta_1^{IV}(x, y, \tau)$; $\theta_2^I(x, y, \tau) - \theta_2^{IV}(x, y, \tau)$ приняты следующие краткие обозначения: $M = \frac{4q_0}{\delta_1 \delta_2 c \gamma}$;

$$\begin{aligned} N &= e^{-a(\varepsilon_{1n}^2 \delta_1^2 + \varepsilon_{2n}^2 \delta_2^2) \tau} \times \\ &\times \frac{(\varepsilon_{1n} \cos \varepsilon_{1n} x + H_1 \sin \varepsilon_{1n} x) \times}{(\varepsilon_{1n}^2 + H_1^2)(\varepsilon_{2n}^2 + H_2^2) \left(1 + \frac{H}{\varepsilon_{1n}^2 \delta_1^2 + H_2^2 \delta_2^2} + H_1 \delta_1 \right)} \times \\ &\times \frac{(\varepsilon_{2n} \cos \varepsilon_{2n} y + H_2 \sin \varepsilon_{2n} y)}{\left(1 + \frac{H_2}{\varepsilon_{2n}^2 \delta_2^2 + H_3^2 \delta_2^2} + H_3 \delta_2 \right)}; \end{aligned}$$

$$G = v_{1n} \frac{e^{-k\delta_1}}{k^2 + v_{1n}^2} (-k \cos v_{1n}\delta_1 + v_{1n} \sin v_{1n}\delta_1 + k) +$$

$$+ H_2 \frac{e^{-k\delta_1}}{k^2 + v_{1n}^2} (-k \sin v_{1n}\delta_1 - v_{1n} \cos v_{1n}\delta_1 + v_{1n});$$

$$P = R \sin v_{2n}\delta_2 - \frac{H_3 R}{v_{2n}} (\cos v_{2n}\delta_2 - 1) -$$

$$- \frac{R - S}{\delta_2} \left(\frac{\cos v_{2n}\delta_2}{v_{2n}} + \delta_2 \sin v_{2n}\delta_2 - \frac{1}{v_{2n}} \right) -$$

$$- \frac{(R - S) H_3}{\delta_2} \left(\frac{\sin v_{2n}\delta_2}{v_{2n}^2} - \frac{\delta_2 \cos v_{2n}\delta_2}{v_{2n}} \right).$$

Погрешность ζ из-за отвода тепла за время записи или регистрации температуры в исследуемой точке определяется как отношение:

$$\xi = \frac{\vartheta_1^{IV}(x, y, \tau)}{\vartheta_2^I(x, y, \tau)}, \text{ где } i = I, II, III, IV.$$

Здесь рассмотрены только четыре варианта изменения q по координатам x, y, τ . Такие же расчетные формулы можно получить и для других практических (реализуемых) случаев

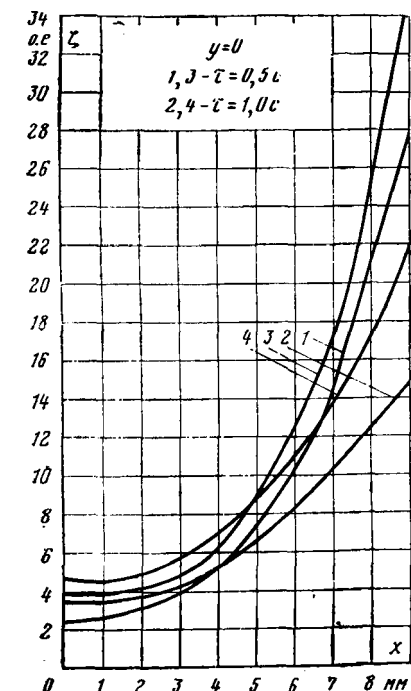


Рис. 1. Изменение погрешности ζ по оси x .

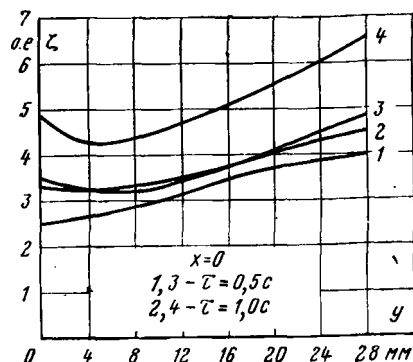


Рис. 2. Изменение погрешности ζ по оси y .

изменения функции $q(x, y, \tau)$. Например, для нажимной плиты турбогенератора, для которой $q = q_0(fy^2 + gy + h)e^{-kx}$ получено следующее решение:

$$\vartheta_2^{\text{плиты}}(x, y, \tau) = M \sum_{1n=1}^{\infty} \sum_{2n=1}^{\infty} N \cdot G \cdot Q \frac{e^{a(v_{1n}^2\delta_1^2 + v_{2n}^2\delta_2^2)\tau} - 1}{a(v_{1n}^2\delta_1^2 + v_{2n}^2\delta_2^2)},$$

где

$$Q = \frac{f2\delta_2 \cos v_{2n}\delta_2}{v_{2n}} + \frac{f(v_{2n}^2\delta_2^2 - 2) \sin v_{2n}\delta_2}{v_{2n}^2} +$$

$$+ \frac{g \cos v_{2n}\delta_2}{v_{2n}} + g\delta_2 \sin v_{2n}\delta_2 + h \sin v_{2n}\delta_2 +$$

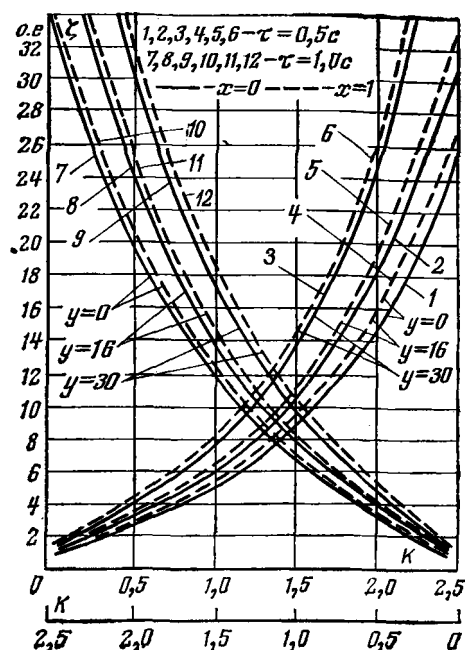


Рис. 3. Изменение погрешности ζ при различных значениях k, α_i, x, y (1-6 — по верхней оси; 7-12 — по нижней оси).

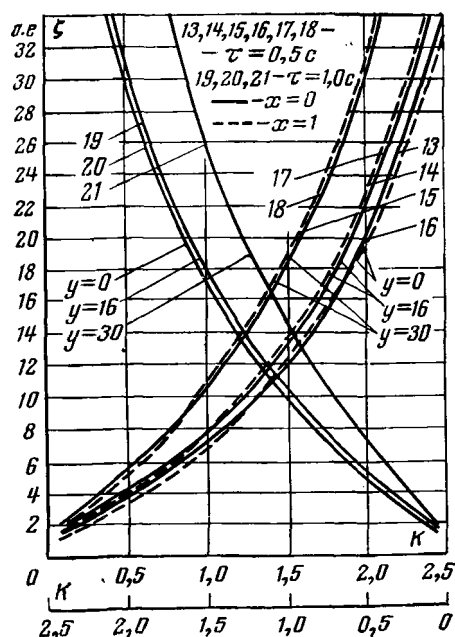


Рис. 4. Изменение погрешности ζ при различных значениях k, α_i, x, y (13-18 — по верхней оси; 19-21 — по нижней оси).

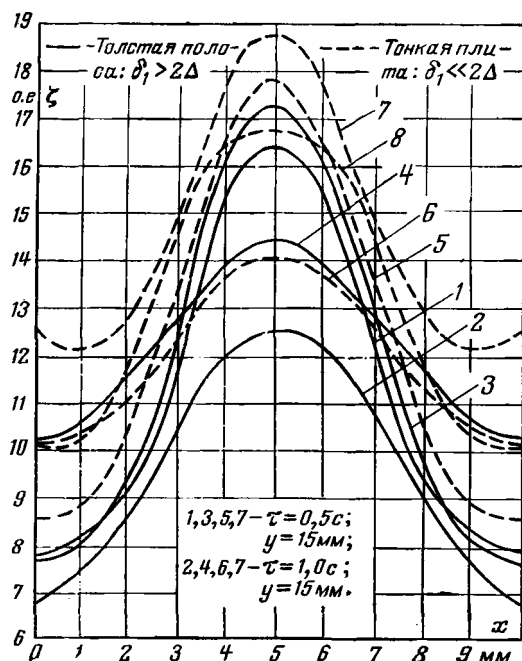


Рис. 5. Изменение погрешности ζ при двухстороннем падении электромагнитной волны.

$$\begin{aligned} \text{—} & q(x, y, \tau) = 5 [e^{-13x} + e^{(1,3x-13)} + \\ & + 2e^{-6,5} \cos(1,3x-6,5)] e^{-0,01\tau}; \\ \text{---} & q(x, y, \tau) = \frac{\text{sh}^2(0,648-0,128x) + \sin^2(0,648-0,128x)}{\text{ch}^2(0,648) + \sin^2(0,648)} e^{-0,01\tau}. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & + \frac{H_3 f 2 \delta_2 \sin \nu_{2n} \delta_2}{\nu_{2n}^2 \delta_2} - \frac{H_3 f (\nu_{2n}^2 \delta_2^2 - 2) \cos \nu_{2n} \delta_2}{\nu_{2n}^3 \delta_2} + \\ & + \frac{H_3 g \sin \nu_{2n} \delta_2}{\nu_{2n}^2 \delta_2} - \frac{H_3 g \delta_2 \cos \nu_{2n} \delta_2}{\nu_{2n}} - \\ & - \frac{H_3 h \cos \nu_{2n} \delta_2}{\nu_{2n}} - \frac{2 H_3 f}{\nu_{2n}^2 \delta_2} - \frac{g}{\nu_{2n}}. \end{aligned}$$

Результаты численных расчетов на ЦВМ приведены в виде графиков на рис. 1—5.

Расчеты проведены при $\alpha_1 = 100$; $\alpha_2 = 120$; $\alpha_3 = 80$;

$$\alpha_4 = 130 \frac{\text{Вт}}{\text{м}^2 \cdot ^\circ\text{C}} \text{ — кривые } 1-12;$$

$$\alpha_1 = 5000; \alpha_2 = 6000; \alpha_3 = 4000;$$

$$\alpha_4 = 6500 \frac{\text{Вт}}{\text{м}^2 \cdot ^\circ\text{C}} \text{ — кривые } 12-21.$$

Погрешности ζ вычислены для стальной полосы размера 10×30 мм.

На рис. 1—4 приведены графики изменения ζ , когда

$$q(x, y, \tau) = q_0 e^{-kx} \left[R - (R - S) \frac{y}{\delta_2} \right] e^{-m\tau},$$

для различных значений k , R , S .

Значение ζ , как видно из полученных расчетных формул, не зависит от q_0 . Анализ полученных результатов показывает (как и в случае одномерного изменения температур [Л. 2]), что ζ возрастает с увеличением коэффициентов теплоотдачи; начальная погрешность не зависит от геометрических размеров исследуемой области, если глубина проникновения электромагнитной волны в рассматриваемую массу в два и более раз меньше ограничивающих размеров этой области.

На рис. 5 приведен график изменения погрешности ζ в случае двухстороннего (симметричного) попадания волны на ферромагнитный массив. Полученные расчетные формулы и графики изменения позволяют определить реальное значение интенсивности потерь при двухмерном характере изменения теплового поля в пространстве.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мамедшахов М. Э. Исследование нестационарного нагрева вторичных систем электромагнитных тормозов-заземлителей на вихревых токах: Автореф. дис. на соиск. учен. степени к-та техн. наук. М.: 1974. В надзаг.: М-во высш. и сред. спец. образования СССР, Мос. энергетический ин-т.
2. Мамедшахов М. Э., Исмаилов С. М. Особенности применения термометрического метода измерения местных потерь при наличии поверхностного эффекта. — Электротехника, 1978, № 4.
3. Гуревич Э. И., Рыбин Ю. А. Погрешности термометрического метода измерения местных потерь в электрических машинах. — Электричество, 1977, № 7.
4. Туровский Я. Техническая электротехника. М.: Энергия, 1974.
5. Ozisik M. N. Boundary Value Problems of Heat Conduction Intern. Textbook Company. Scranton, Pennsylvania, USA, 1968.

[23.06.78]

УДК 656.256.3.001.3

Магнитоупругие волны в рельсе и проблема передачи информации

БЕНИЛОВ С. Б., канд. техн. наук, ЦАЦКИН М. А., инж.

Москва

Один из наиболее опасных участков железной дороги с точки зрения движения автотранспорта и поездов — железнодорожный переезд, поэтому главное требование, предъявляемое к устройствам автоматики на переездах, — надежность.

В последнее время все острее встает вопрос об обеспечении максимальной пропускной способности автотранспорта, о снижении времени его простоя у переездов. Различают два принципа построения систем автоматики на переездах: по фиксированной длине и фиксированному времени извещения. Лишь системы, построенные по второму принципу, комплексно решают поставленные задачи, так как в них время извещения о приближении поезда не зависит от его скорости и является постоянным. Однако следует заметить, что большинство существующих систем страдает тем недостатком, что скорость движения поезда определяется лишь в начале участка извещения, а при широком диапазоне скоростей затрудни-

тельно определить точное время предупреждения, если исходить из двух или четырех точек воздействия. Увеличение точек воздействия усложняет систему.

Построению датчика, способного непрерывно фиксировать скорость движения поезда, посвящена настоящая статья.

Исследование магнитного поля при распространении упругих волн деформации. В более ранних работах установлено, что при ударном нагружении (продольный удар по стержню) возникали магнитно-упругие волны, и в окружающем пространстве (в зоне локального сжатия ферромагнитного длинного стержня) распространялось магнитное поле. Волны регистрировались двумя преобразователями: пьезоволновым и магнитоволновым. Пьезоволновой представлял собой тонкую поляризованную керамическую пластину ($10 \times 2 \times 1,5$ мм), синтезированную на основе титана, а второй — катушку с большим числом витков ($N=5 \cdot 10^3$) на ферритовом сердечнике и представлял собой антенну типа магнитного диполя.

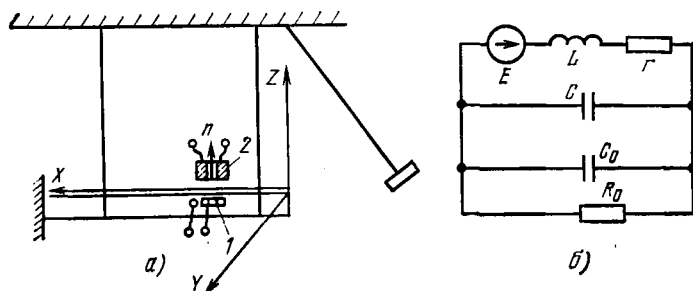


Рис. 1. К возникновению магнитоупругих волн при ударе.
а — схема экспериментального стенда; б — схема замещения приемного контура.

Пьезоэлемент наклеивался на поверхность стержня, а катушка не имела контакта со стержнем и располагалась в выбранной точке пространства.

Экспериментально (рис. 1) были установлены следующие факты.

Сигналы от пьезоэлемента и катушки, отмеченные на одном и том же расстоянии от места удара, не имели сдвига на фазе. Упругая и магнитная волны распространялись синхронно, и ферромагнитный стержень в этом процессе играл роль волновода. При ударах с большей энергией, т. е. при изменении краевых условий, амплитуда сигналов от обоих преобразователей монотонно возрастала. При удалении магнитоволнового датчика от оси стержня сигналы продолжали поступать, но с меньшей амплитудой при постоянной энергии ударов. Особо следует отметить устойчивый прием сигналов при удалении датчика на расстояние свыше 1 м.

При изменении ориентации магнитоволнового датчика относительно стержня (волновода) уровень сигналов изменялся, что и следовало ожидать, учитывая неоднородность поля. Поле было четырехмерным — от трех пространственных координат и времени.

На основе большой серии опытов были сделаны следующие выводы:

при продольном ударе по торцу длинного ферромагнитного стержня возникают упругие волны;

упругие волны локально (в зоне сжатия) перестраивают доменную структуру ферромагнетика, и в окружающем пространстве возникает векторное магнитное поле;

причина и следствие: упругие волны и магнитное поле распространяются как единое целое по стержню и могут быть охарактеризованы как магнитоупругие волны. Скорость распространения этих волн определяется характеристиками среды — модулем упругости и объемной плотностью стержня:

$$v = \sqrt{E/\rho} = 5 \text{ км/с};$$

направлением распространения является ось стержня-волновода;

при изменении краевых условий (при ударах с большей энергией) напряженность поля деформаций и магнитного увеличивается, амплитуда электрических сигналов возрастает;

эффект однозначен и стабилен. Внешние поля могут и должны отсутствовать, они являются только помехами и в случае появления должны быть подавлены.

Испытания на дорогах. Для исследования возможности применения магнитоволнового метода было изучено действие удара при наезде колесных пар локомотивов и вагонов на стрелку и крестовину. Испытания были проведены на незлектрифицированном участке Октябрьской железной дороги, на ст. Войтовской. Система автоблокировки на этом участке также отсутствовала. Датчиками являлись локомотивные катушки, попарно включенные по схеме встречного включения (рис. 2, а). Движение пассажирских и грузовых поездов разных типов происходило между Таллином и Ленинградом со скоростями от 20 до 80 км/ч. Осциллограммы электрических сигналов представлены на рис. 2, б.

Было установлено, что при ударах колесных пар о стыки, крестовины, остряки в приемных катушках появляются электрические сигналы, причем с увеличением скорости движения амплитуда и частота следования сигналов возрастают. На рис. 2, в приведены осциллограммы сигналов с остряка и крестовины, записанные магнитоволновым датчиком при разных направлениях движения поездов.

Следует заметить, что при ударе по одному концу рельсовой плети сигнал практически мгновенно принимался на

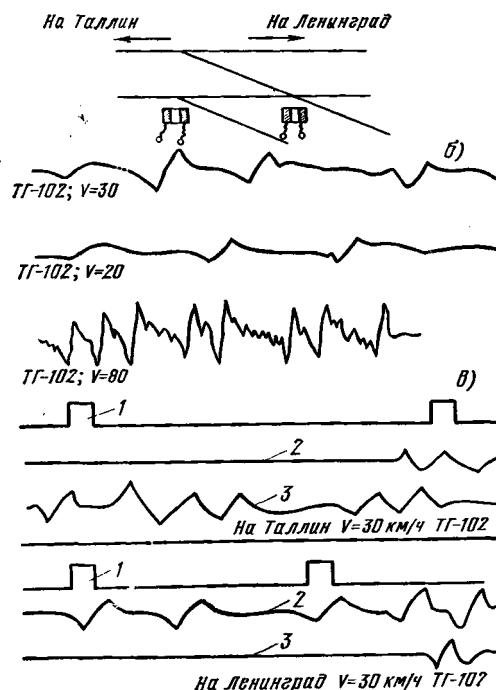


Рис. 2. Результаты испытаний.

а — схема испытаний; б — осциллограммы сигналов при различных скоростях движения; в — к определению направления движения; 1 — сигнал о включении датчиков; 2 — сигнал с датчика на остряке; 3 — сигнал с датчика на крестовине.

другом конце; с изолирующих либо соединительных стыков 80% сигналов затухало. Кроме того, при прохождении вагонов с «лысками» на бандажах удары также проходили, однако энергия этих ударов и уровни электрических сигналов от них были несонизмеримы.

Регистрируя сигналы о стыки, стрелки и крестовины, можно определить: скорость и направление движения поездов; число осей в составе; определить жесткость рессорной подвески, загруженность составов.

Дальнейшие исследования были проведены на Ашхабадской железной дороге, так как интерпретация описанных выше результатов была спорной. Было неясно, возникают ли сигналы в датчике от волны деформации, которая распространяется по рельсу с большой скоростью ($v=5 \text{ км/с}$), и вместе с ней синхронно идет волна магнитная или эти сигналы другого происхождения.

Условия проведения эксперимента были следующие. Выделялась контрольная рельсовая плеть длиной 25 м, в конце которой вблизи второго стыка устанавливался магнитоволновой датчик. Наезд поезда на первый стык рельсов фиксировался визуально; этот момент времени является началом отсчета и сигналом для включения измерительного комплекса. В приемном пространстве практически мгновенно (из-за высокой скорости распространения бегущего магнитного поля) появлялись электрические сигналы от наезда поезда на стык, которые продолжали поступать по мере проследования составом второго стыка. Сомнений не оставалось: сигналы поступают от бегущего поля, порожденного волной деформации.

В вышеописанных опытах привлекала внимание схема встречного включения и было непонятно, по каким причинам магнитоупругий эффект не компенсируется. Известно, что в системах АЛСН такое включение используется для подавления помех от тягового тока. Эти же исследования продолжались сотрудниками Хабаровского института инженеров железнодорожного транспорта на Забайкальской железной дороге [Л. 1]. Оказалось, что при отсутствии автоблокировки в моменты прохождения железнодорожных стыков и стрелок в приемных катушках АЛСН появлялись электрические сигналы, которые продолжали поступать и при проследовании участка, оборудованного автоблокировкой с сигнальными токами 25 Гц. Амплитуда этих сигналов соответствовала 5—7 А сигнального тока при скорости движения локомотива

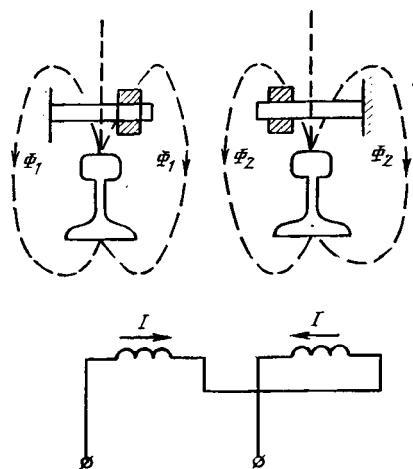


Рис. 3. Механизм возникновения сигналов при встречном включении катушек.

75 км/ч. Физическая сущность явлений авторам была неясна. Теперь же в свете выявленного магнитоупорного эффекта ее легко объяснить сложной топографической картиной векторного магнитного поля. На рис. 3 показано суммирование сигналов во встречно-включенных катушках из-за противоположно направленных векторов напряженности магнитного поля.

Испытания доказали существование эффекта возникновения бегущего магнитного поля при ударах колесных пар о стыки и показали возможность приема этих сигналов как напольными устройствами, так и на локомотиве.

Принципы построения приемников. Для практического использования замеченного эффекта необходимо построить схемы приемников высокой чувствительности и избирательности, для чего требуется определить форму э. д. с. сигналов, наводимой в приемной катушке. Сигнал, снимаемый осциллографом с зажимов катушки, представлял собой затухающие синусоидальные колебания. Однако это была не э. д. с., а напряжение на катушке. Для определения формы э. д. с. был проведен следующий расчет.

Схема замещения приемной цепи представлена на рис. 1, б, где E — э. д. с., наводимая в катушке при ударе; $L=1$ Г — индуктивность приемной катушки; $r=240$ Ом — ее активное сопротивление; $C_0=45$ пФ, $R_0=0,5 \cdot 10^6$ Ом — входные параметры осциллографа.

При импульсе на выходе следует рассмотреть переходный процесс в схеме с нулевыми начальными условиями. Напряжение, снимаемое с катушки, достаточно точно описывается выражением:

$$U_{C1}(t) = Ke^{-at} \sin \omega t + M(e^{-bt} - e^{-dt}) \quad (1)$$

или, переходя к изображению по Лапласу,

$$U_{C1}(p) = \frac{K\omega}{(p+a)^2 + \omega^2} + \frac{M(d-b)}{(p+b)(p+d)}. \quad (2)$$

Учитывая, что

$$E(p) = I(p)(r + pL) + U_{C1}(p), \quad (3)$$

где

$$I(p) = U_{C1}(p) \left(pC_1 + \frac{1}{R_0} \right), \quad (4)$$

получаем:

$$E(p) = U_{C1}(p) \left[\left(pC_1 + \frac{1}{R_0} \right) (r + pL) + 1 \right]. \quad (5)$$

Подставляя (2) в (5) и переходя к изображению, получаем:

$$E(t) = A(e^{-bt} - e^{-dt}) - At(be^{-bt} - de^{-dt}). \quad (6)$$

Следует отметить, что основная задача приемного устройства — обнаружить сигнал, т. е. отличить сигнал, пришедший от наезда, колесной пары поезда на стык, от помехи, создаваемой сигнальным током, тяговым током и его гармониками. Поэтому приемник можно построить в виде колебательного высокочастотного контура с собственной частотой, близкой к частоте, на которой спектральная плотность энергии импульса максимальна [Л. 2].

Определим спектральный состав приходящего импульсного сигнала:

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} F(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (7)$$

Подставляя (6) в (7), получаем:

$$F(j\omega) = \frac{A}{b + j\omega} - \frac{A}{d + j\omega} + \frac{Ab}{(b + j\omega)^2} + \frac{Ad}{(d + j\omega)^2}, \quad (8)$$

откуда

$$F(\omega) = \sqrt{\left[\frac{2b^3}{(b^2 + \omega^2)^3} - \frac{2d^3}{(d^2 + \omega^2)^3} \right]^2 + \omega^2 \left[\frac{\omega^2 + 3d^2}{(d^2 + \omega^2)^2} - \frac{\omega^2 + 3b^2}{(b^2 + \omega^2)^2} \right]^2}. \quad (9)$$

В реальных условиях эксперимента спектральная плотность $F(\omega)$ имела максимум при $\omega = (0,4 \div 0,7) \cdot 10^4$. Настроив приемный контур на частоту, при которой спектральная плотность максимальна, мы полностью избавимся от влияния всех периодических помех. С учетом вышесказанного построена блок-схема для приема сигналов, соответствующих удару каждой колесной пары о стык. Сигнал с датчика через согласующий узел попадает на вход резонансного усилителя, настроенного на фиксированную рабочую частоту. После детектирования этот сигнал является запускающим для одновибратора, который формирует один прямоугольный импульс постоянной амплитуды и длительности при прохождении каждой оси вне зависимости от массы состава, скорости, состояния стыка и т. п. При этом количество импульсов будет соответствовать числу осей, а частота их следования — скорости проходящего состава.

Однако следует заметить, что на осциллограммах рис. 2, б и в формы сигналов отличаются из-за различия скоростей движения и масс составов. Учитывая этот разброс, был проведен анализ спектральных плотностей сигналов в диапазоне скоростей 5–80 км/ч и определена оптимальная рабочая частота. Она выбиралась с тем расчетом, чтобы надежно зафиксировать вагон с минимальной массой и скоростью движения. С учетом этого требования рабочую частоту нужно выбирать в диапазоне 30–1000 Гц, исключив при этом влияние тяговых и сигнальных токов (частотой 25, 50, 75 Гц). Принимая во внимание эти требования, рабочая частота была выбрана $f_p = 970$ Гц ($\omega = 0,61 \cdot 10^4$).

Необходимо подчеркнуть, что от влияния помех можно избавиться, учитывая векторный характер поля. Если расположить приемную катушку так, чтобы ее ось была перпендикулярна рельсу, то отношение сигнала к помехе можно сделать максимальным. Кроме того, встречным включением двух катушек можно увеличить чувствительность приемного контура к полезному сигналу и поднять отношение сигнала к шуму. Испытания показали стабильность принимаемых сигналов при различных скоростях и загруженностях вагонов. Так, амплитуда электрических сигналов при ударе колеса по стыку при скорости движения $v=10$ км/ч составляла 310 мВ при уровне помех 48 мВ.

Информация о скорости поезда может быть получена как на локомотиве, так и с помощью напольных устройств. Особый интерес представляет случай, когда используется рельсовая плетть длиной 800 м. При этом приемное устройство, непрерывно следующее за скоростью поезда, может располагаться непосредственно на переезде, и необходимость в дополнительной воздушной или кабельной линии связи отпадает: сам рельс служит каналом для передачи информации. Этот же вывод подтверждается расчетами по затуханию сигналов на длине в 1 км.

Таким образом, непрерывная информация о скорости поезда, получаемая датчиком на переезде, может вводиться в схемы управления работой ограждающих устройств при переездах. В соответствии с фактической скоростью из блока задержки будет выбрано такое замедление на срабатывание этих устройств, чтобы обеспечить постоянное время извещения.

Преимущества магнитоволнового датчика [Л. 3]. Все известные типы датчиков являются либо механически взаимодействующими, не требующими наличия источника связующей энергии (механические, гидравлические, пневматические, элек-

Определение вероятностных характеристик дефицита мощности в энергосистемах

ШМОЙЛОВ А. В.

Томский политехнический институт

При расчетах надежности работы, оперативного резерва и решении других задач электроэнергетики требуется знать вероятностные характеристики дефицита активной мощности энергосистем.

В статье приведены расчетные выражения для определения вероятностных характеристик дефицита мощности и сопутствующие пояснения в предположении, что результаты будут использованы для расчета оперативного резерва.

Небаланс мощности — разность между нагрузкой и генерацией — как случайный процесс может быть представлен выражением

$$H(t) = N_c(t) + \sum_{l=1}^{n_{\pi}} N_{\pi l}(t) - N_p(t), \quad (1)$$

где $N_c(t)$ — собственная нагрузка энергосистемы; $N_{\pi l}(t)$ — l -й переток в соседние энергосистемы; n_{π} — число этих перетоков; $N_p(t)$ — располагаемая мощность агрегатов энергосистемы без мощности планового ремонта.

Нагрузка и располагаемая мощность формируются из сумм большого числа компонентов:

$$N_c(t) = \sum_{i=1}^m N_{ci}(t); \quad N_p(t) = \sum_{k=1}^s N_{pk}(t), \quad (2)$$

где $N_{ci}(t)$ — нагрузка i -го потребителя; m — число этих нагрузок; $N_{pk}(t)$ — располагаемая мощность k -й группы однотипных по конструкции и мощности агрегатов; s — число групп агрегатов в энергосистеме.

По выражениям (1) и (2) имеются ввиду многореализационные случайные процессы, тогда как в энергосистеме можно получить только одну реализацию. Определение необходимых случайных процессов требует большого числа одинаковых энергосистем, работающих одновременно. Тем не менее, для практических целей возможно получение так называемых расчетных многореализационных процессов типа (1) и (2) по наблюдению одной энергосистемы. Сказанное возможно благодаря тому, что природа всех случайных процессов в энергосистемах циклическая. Наибольшая нестационарность процессов наблюдается на протяжении малых периодов: суток (в различные часы заметно разные нагрузки, перетоки, генерация), недель (рабочий день, понедельник, суббота, воскресенье). Нестационарность процессов малых периодов на протяжении месячных, а порой и сезонных (квартальных) промежутков незначительна.

Данную цикличность можно использовать для формирования расчетных многореализационных процессов. Например, так: реализации рабочих и других особых суток (понедельник, суббота, воскресенье) месяца собираются на соответствующих суточных интервалах, припасованных друг к другу. В результате получается случайный процесс с 16—18 реализациями на первых 24-х часах (рабочие сутки), с 4—5 реализациями на следующих 24-х часах (понедельник) и т. д. При этом цикл каждого типа суток в расчетах учитывается повторяющимся столько раз, сколько в нем реализаций. Чтобы уменьшить разницу в числе реализаций на интервалах рабочих и особых суток, целесообразно реализации последних формировать не из месячных, а из сезонных (квартальных) записей. Тогда числа реализаций в периоды рабочих и особых суток будут существенно выравнены, число же видов циклов особых суток каждого наименования в расчетном случайном процессе сократится в 3 раза. Аналогично формируется многореализационный цикл процесса для суток с праздничными днями. С целью получения достаточного числа праздничных суточных реализаций необходимо данное формирование вести из годовой записи.

Плотность распределения вероятностей небаланса $H(t)$ и дефицита $\Delta(t)$ как положительного небаланса для каждого момента t определяются одним и тем же выражением:

$$f[H(t)] = f[\delta(t)] = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma[H(t)]} \exp\left(-\frac{\{H(t) - M[H(t)]\}^2}{2\sigma^2[H(t)]}\right), \quad (3)$$

где $H(t)$, $\delta(t)$ — заданные значения небаланса $H(t)$ и дефицита $\Delta(t)$ мощности; $M[H(t)]$, $\sigma[H(t)]$ — математическое ожидание и средне-квадратическое отклонение небаланса.

Максимально-возможное значение суммарной нагрузки в момент t , которое также является максимально возможным дефицитом, $M[N(t)] + \rho(t)$, где $M[N(t)]$ — математическое ожидание суммарной нагрузки энергосистемы, т. е. суммы собственной нагрузки $N_c(t)$ и перетоков мощности в соседние энергосистемы, а $\rho(t)$ — максимально возможное превышение суммарной нагрузки ее математического ожидания, всегда очень большое число. Оно определяется располагаемой мощностью потребителей, величина которой во много раз превышает используемую мощность нагрузки. В расчетах можно считать, что $M[N(t)] + \rho(t) \rightarrow \infty$. С учетом этого остальные вероятностные характеристики дефицита мощности

троконтактные), либо взаимодействующими через связующее поле (магнитные, индуктивные, индукционные, резистивные). Предлагаемый датчик не относится ни к одному из них. Он не имеет дополнительного источника питания и в то же время является генераторным. Следует также отметить, что он конструктивно прост и надежен.

Датчик может фиксировать появление поезда на значительном расстоянии без устройства дополнительной линии связи, что упрощает саму систему и снижает возможность внешних электромагнитных влияний на линию связи.

Помимо измерения скорости поезда и подсчета числа осей с помощью датчика можно снимать информацию о загрузочности вагонов. Так, при прохождении состава над контрольными стыками с фиксированной скоростью амплитуда принимаемых сигналов будет однозначно определяться загруженностью вагона. В случае же появления импульсов слишком большой или минимально допустимой амплитуды можно

говорить о нарушении рессорного подвеса. Кроме того, тот факт, что сигнал практически полностью затухает при переходе через стык, можно использовать для контроля занятости рельсового участка длиной 12,5 или 25 м, что позволило бы заменить рельсовые цепи, контролирующие заполнение подгорочных путей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Малый Г. П., Строев О. Я., Кириленко А. Г. Соглашающее устройство для записи кодов шлейфовым осциллографом. — Автоматика, телемеханика и связь, 1976, № 2.
2. Харкевич А. А. Избранные труды. М.: Наука, 1973, т. 2.
3. Бухгольц В. П., Красовский Г. А., Штанке А. Э. Путевые датчики контроля подвижного состава на рельсовом транспорте. М.: Транспорт, 1976.

[07.12.78]

можно записать в упрощенном, удобном для расчета виде:
вероятность любого дефицита — индекс надежности

$$J(t) = 0,5 + \Phi \left\{ \frac{M[H(t)]}{\sigma[H(t)]} \right\}; \quad (4)$$

математическое ожидание

$$M[\Delta(t)] = \frac{\sigma[H(t)]}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{M^2[H(t)]}{2\sigma^2[H(t)]}\right) + M[H(t)]J(t); \quad (5)$$

средний квадрат

$$M[\Delta^2(t)] = \{M^2[H(t)] + \sigma^2[H(t)]\}J(t) + \frac{M[H(t)]\sigma[H(t)]}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{M^2[H(t)]}{2\sigma^2[H(t)]}\right); \quad (6)$$

функция распределения вероятностей

$$F_{\delta}[\delta(t)] = \Phi\left\{\frac{\delta(t) - M[H(t)]}{\sigma[H(t)]}\right\} + \Phi\frac{M[H(t)]}{\sigma[H(t)]}; \quad (7)$$

дисперсия и среднеквадратическое отклонение

$$\left. \begin{aligned} D[\Delta(t)] &= M[\Delta^2(t)] - M^2[\Delta(t)] [2 - J(t)]; \\ \sigma[\Delta(t)] &= \sqrt{D[\Delta(t)]}, \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где $\Phi\{x\} = \frac{1}{2\pi} \int_0^x \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) dy$ — функция Лапласа.

Математическое ожидание и дисперсия небаланса определяются выражениями:

$$M[H(t)] = M^*[N_c(t)] + \sum_{l=1}^{n_{\Pi}} M^*[N_{\Pi l}(t)] - M^*[N_p(t)]; \quad (9)$$

$$D[H(t)] = D^*[N_c(t)] + \sum_{l=1}^{n_{\Pi}} D^*[N_{\Pi l}(t)] + D^*[N_p(t)], \quad (10)$$

где

$$M^*[N_c(t)] = \sum_{i=1}^m M^*[N_{ci}(t)]; \quad M^*[N_p(t)] = \sum_{k=1}^s M^*[N_{pk}(t)];$$

$$D^*[N_c(t)] = \sum_{i=1}^m D^*[N_{ci}(t)]; \quad D^*[N_p(t)] = \sum_{k=1}^s D^*[N_{pk}(t)].$$

т. е. соответствующими суммами математических ожиданий и дисперсий компонентов небаланса.

Индекс * при операторах математических ожиданий M и дисперсий D означает, что соответствующие моментные характеристики определены по статистическим данным расчетных процессов. Выполняется это по формулам, например, для ν -го компонента λ -х характерных суток недели η -го месяца, сезона или квартала:

$$M^*_{\lambda\eta}[N_{\nu}(t)] = \frac{1}{n_{\lambda\eta}} \sum_{\omega=1}^{n_{\lambda\eta}} n_{\nu\omega}(t);$$

$$D^*_{\lambda\eta}[N_{\nu}(t)] = \frac{1}{n_{\lambda\eta}} \sum_{\omega=1}^{n_{\lambda\eta}} \{n_{\nu\omega}(t) - M^*_{\lambda\eta}[N_{\nu}(t)]\}^2.$$

где $\nu = c, i, p, k$; $n_{\lambda\eta}$ — число λ -х дней в η -м месяце, сезоне или квартале (число реализаций расчетного случайного процесса), $n_{\nu\omega}(t)$ — ω -я реализация ν -го компонента, выбираемая из суточной ведомости для $t=1, 2, \dots, 24$ ч рабочих суток, понедельников и т. д.; при этом в случае перетока по линии связи $n_{\Pi\omega}(t)$ принимается равной фактическому перетоку при передаче мощности в соседнюю энергосистему и располагаемой мощности линии связи при приеме мощности.

Для расчета оперативного резерва мощности в энергосистеме необходимы усредненные на расчетном периоде T значения индекса надежности и математического ожидания дефицита мощности. Нахождение их осуществляется по формуле

$$BX = \frac{1}{T} \int_0^T bx(t) dt,$$

где $bx(t)$ — вероятностная характеристика как функция времени, BX — усредненное значение этой же вероятностной характеристики на расчетном периоде T .

Если удельная величина ущерба от недоотпуска электроэнергии зависит от глубины дефицита, то целесообразно осреднять математическое ожидание не просто дефицита, а дефицита, опосредованного удельным ущербом:

$$M[A(\Delta)\Delta] = \frac{1}{T} \int_0^T M\{A[\Delta(t)]\Delta(t)\} dt,$$

где

$$M\{A[\Delta(t)]\Delta(t)\} = \int_0^{M[N_c(t)]+p(t)} A[\delta(t_1)]\delta(t)f[\delta(t)]d\delta(t),$$

$A[\delta(t)]$, $A[\Delta(t)]$ — удельные ущербы, зависящие от заданного значения дефицита $\delta(t)$ и дефицита в целом $\Delta(t)$.

Небаланс как случайная величина аналогично формируется с помощью выражений (1) и (2), в которых однако параметр t опущен.

Вероятностные характеристики небаланса и дефицита находятся по тем же выражениям (4)–(9), в которых также отсутствует время t . Отличие будет в выражении (10) для дисперсии небаланса, которое теперь должно содержать корреляционные моменты между компонентами:

$$D(H) = D^*(N_c) + \sum_{l=1}^{n_{\Pi}} D^*(N_{\Pi l}) + D^*(N_p) + \sum_{q \neq y, q=c, \Pi l, p} 2K^*(N_q, N_y), \quad (11)$$

где

$$D^*(N_c) = \sum_{i=1}^m D^*(N_{ci}) + \sum_{j \neq i} 2K^*(N_{ci}, N_{cj});$$

Таблица 1

Энергосистема	Математические ожидания, МВт				
	$M^*(N_c)$	$M^*(N_{\Pi 1})$	$M^*(N_{\Pi 2})$	$M^*(N_{\Pi 3})$	$M^*(N_p)$
1	6299	247,6	129,7	—	9702
2	1388	—30,6	—13,9	208	1605

Таблица 2

Компоненты небаланса	N_c , МВт	$N_{\Pi 1}$, МВт	$N_{\Pi 2}$, МВт	$N_{\Pi 3}$, МВт	N_p , МВт	Энергосистема
N_c	16 841	44 493	8063	—	19 347	1
$N_{\Pi 1}$		167 421	20 630	—	60 181	
$N_{\Pi 2}$			3937	—	9421	
N_p				—	13 324	
N_c	59 300	—5010	2980	40 100	3400	2
$N_{\Pi 1}$		430	226	—3270	290	
$N_{\Pi 2}$			167,5	—2181	—180	
$N_{\Pi 3}$				28 600	—2300	
N_p					203	

Таблица 3

№ энергосистемы	$M(H)$, МВт	$\sigma(H)$, МВт	I	$M(\Delta)$, МВт	$\sigma(\Delta)$, МВт
1	-3025	458,8	$2,11 \cdot 10^{-11}$	10^{-9}	$7,07 \cdot 10^{-5}$
2	-53,5	318	0,434	102,4	147,5

$$D^*(N_p) = \sum_{k=1}^s D^*(N_{p_k}) + \sum_{k \neq h} 2K^*(N_{p_k}, N_{p_h});$$

$$\sum_{q \neq y, q=c, n_l, p, y=c, n_l, p} 2K^*(N_q, N_y) = \sum_{v \neq u, v=l, n_l, k, u=i, n_l, k} 2K^*(N_v, N_u);$$

K — обозначение оператора корреляционного момента.
Несколько иначе должны подсчитываться моментные характеристики по статистическим данным:

$$\left. \begin{aligned} M^*_{\lambda\eta}(N_v) &= \frac{1}{24} \sum_{t=1}^{24} n_v^{\lambda\eta}(t), \quad M^*(N_v) = \\ &= \frac{1}{T} \sum_{\eta=1}^{n_\eta} \sum_{\lambda=1}^{n_\lambda} M^*_{\lambda\eta}(N_v) n_{\lambda\eta}; \\ D^*_{\lambda\eta}(N_v) &= \frac{1}{24} \sum_{t=1}^{24} [n_v^{\lambda\eta}(t) - M^*_{\lambda\eta}(N_v)]^2, \\ D^*(N_v) &= \frac{1}{T} \sum_{\eta=1}^{n_\eta} \sum_{\lambda=1}^{n_\lambda} D^*_{\lambda\eta}(N_v) n_{\lambda\eta}; \\ K^*_{\lambda\eta}(N_v, N_u) &= \frac{1}{24} \sum_{t=1}^{24} [n_v^{\lambda\eta}(t) - \\ &- M^*_{\lambda\eta}(N_v)] [n_u^{\lambda\eta}(t) - M^*_{\lambda\eta}(N_u)]; \\ K^*(N_v, N_u) &= \frac{1}{T} \sum_{\eta=1}^{n_\eta} \sum_{\lambda=1}^{n_\lambda} K^*_{\lambda\eta}(N_v, N_u) n_{\lambda\eta}, \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

где $n_v^{\lambda\eta}(t)$, $n_u^{\lambda\eta}(t)$ — значения соответственно v -го и u -го компонентов в t -й час λ -х суток η -го месяца, сезона, квартала; n_η — число месяцев, сезонов, кварталов на расчетном периоде T , равном, например, 365 дням; n_λ — число характерных суток в неделе. В отличие от представления компонентов небаланса процессами в данном случае все вероятностные характеристики небаланса и дефицита оказываются опосредованными на расчетном периоде T . Поэтому не требуется специального осреднения при расчете оперативного резерва. Если удельная величина ущерба от недоотпуска электроэнергии зависит от глубины дефицита, то аналогично рассмотренному выше случаю необходимо определить математическое ожидание не просто дефицита, а дефицита, опосредованного удельным ущербом:

$$M[N(t)]_a + \rho_a$$

$$M[a(\Delta)\Delta] = \int_0^\infty a(\delta) \delta f(\delta) d\delta,$$

где $M[N(t)]_a$ — максимальное значение математического ожидания расчетного случайного процесса суммарной нагрузки энергосистемы; ρ_a — максимально возможное превышение располагаемой мощностью нагрузки ее математического ожидания $M[N(t)]_a$.

Пример 1. Определим вероятностные характеристики небаланса и дефицита мощности, а также оптимальную величину оперативного резерва для двух заданных энергосистем.

Моментные характеристики по статистическим данным за 1977 год, подсчитанные по формулам (12), приведены в табл. 1 и 2.

По формулам (9) и (13) определены математическое ожидание, дисперсия и среднее квадратическое отклонение небаланса, а далее по (4)—(6) и (8) найдены математическое ожидание и среднее квадратическое отклонение дефицита (табл. 3).

По индексу надежности I можно судить, что в первой энергосистеме генераторная мощность существенно превышает мощность нагрузки, а вторая является дефицитной энергосистемой. Максимальная располагаемая мощность агрегатов $n_p(t)_a$ первой энергосистемы равна 10013 МВт, а второй — 1881 МВт. Совмещенные максимумы графиков нагрузки и перетоков $M[N(t)]_a$ соответственно равны 8138 и 2458 МВт. Определяя наличие оперативного резерва мощности в виде

$$R = n_p(t)_a - M[N(t)]_a,$$

получим для первой системы $R = 1875$ МВт и для второй $R = -577$ МВт.

Найдем оптимальную величину оперативного резерва по существующей методике, т. е. задавшись несколькими значениями генераторной мощности, определим для каждого варианта вероятностные характеристики дефицита мощности, подсчитаем платежи за установку и содержание резервной мощности $P_p = cRT$, за недоотпуск электроэнергии потребителям $P_n = aM(\Delta)T$, где c — удельные расчетные затраты на установку и содержание киловатта резервной мощности за единицу времени (примем $c = 0,0005$ руб/(кВт·ч); a — удельный ущерб от непланируемого недоотпуска электроэнергии потребителям (примем $a = 0,5$ руб/(кВт·ч); $T = 8760$ ч — расчетный период).

Минимум суммарных платежей $P_c = P_p + P_n$ свидетельствует об оптимальности варианта и соответствующего ему резерва мощности. Результаты расчетов по определению вероятностных характеристик небаланса и дефицита различных вариантов, а также указанной минимизации представлены в табл. 4. Видно, что в оптимальном варианте резервов составляет для первой энергосистемы 151,6 МВт или 1,86% совмещенного максимума графиков нагрузки и перетоков, для второй энергосистемы соответственно 355 МВт или 14,9%.

Различие процентного содержания оптимальной величины оперативного резерва относительно совмещенного максимума объясняется существенной разницей колебания нагрузки в энергосистемах. Если за показатель колебаний принять отношение среднее квадратического отклонения к математическому ожиданию $\sigma(N_c)/M(N_c)$, то для первой энергосистемы эта величина по данным табл. 1 и 2 равна $16841/6299 = 0,0206$; а для второй $59300/1388 = 0,176$.

Анализ данных табл. 4 показывает, что дисперсия генераторной мощности вносит незначительный вклад в среднее квадратическое отклонение небаланса. Поэтому для прогнозных расчетов вероятностных характеристик и платежей по вариантам, отличающимся только располагаемой мощностью, можно среднее квадратическое отклонение небаланса, требующее большого объема вычислений, принять неизменным. Из табл. 2 видно, что при расчете дисперсии и среднее квадратического отклонения небаланса учет корреляционных моментов не требуется.

Описанная методика определения вероятностных характеристик небаланса и дефицита мощности при представлении компонентов случайными величинами использовалась для расчетов четырех существующих энергосистем. Полученные данные о колебаниях вероятностных характеристик небаланса и дефицита во времени позволяют сделать следующие предварительные обобщения: колебания среднее квадратического отклонения небаланса $\sigma[H(t)]$ в течение рабочих суток относительно небольшие, а в периоды особых суток (понедельник, суббота, воскресенье) резко возрастают; колебания среднее квадратического отклонения дефицита $\sigma[\Delta(t)]$ находятся в весьма тесной зависимости от колебаний математического ожидания дефицита $M[\Delta(t)]$.

В заключение остановимся на возможности использования рассмотренного метода для расчета оптимальной величины резерва мощности в энергообъединении. Оптимальный

¹ В расчетах данного примера принимали участие Н. Н. Ивлева и Н. А. Скокова.

Таблица 4

Энергосистема	Расчетная величина	Номера вариантов						
		1	2	3	4	5	6	7
1	R , МВт	1875	875	625	317,2	151,6	68,8	—597
	$M(H)$, МВт	—3025	—2281	—1785	—1479	—1396	—1314	—653
	$\sigma(H)$, МВт	458,8	457,2	456,2	455,8	455,8	455	454
	J	$2,11 \cdot 10^{-11}$	$3 \cdot 10^{-7}$	$4,61 \cdot 10^{-5}$	$5,97 \cdot 10^{-4}$	0,0011	0,002	0,075
	$M(\Delta)$, МВт	10^{-9}	$2,7 \cdot 10^{-5}$	$3,7 \cdot 10^{-3}$	0,0574	0,1192	0,27	15,5
	$\sigma(\Delta)$, МВт	$7,07 \cdot 10^{-5}$	0,0272	1,73	6,25	7,95	7,46	71,6
	P_p , руб.	$8,22 \cdot 10^6$	$3,84 \cdot 10^6$	$2,74 \cdot 10^6$	$1,39 \cdot 10^6$	$0,655 \cdot 10^6$	$0,302 \cdot 10^6$	—
	P_n , руб.	$4,38 \cdot 10^{-3}$	119	$0,016 \cdot 10^6$	$0,251 \cdot 10^6$	$0,522 \cdot 10^6$	$1,183 \cdot 10^6$	$68 \cdot 10^6$
	P_c , млн./руб.	8,22	3,84	2,76	1,64	1,18	1,49	68
2	R , МВт	—577	277	29	123	182	355	368
	$M(H)$, МВт	—53,5	—351,5	—655	—742	—800	—975	—989
	$\sigma(H)$, МВт	318	318,2	318,3	318,4	318,5	318,6	318,7
	J	0,434	0,1335	0,0202	0,0099	0,00604	0,001107	$9,7 \cdot 10^4$
	$M(\Delta)$, МВт	102,4	14,2	2,45	1,18	0,77	0,11	0,10
	$\sigma(\Delta)$, МВт	$7,07 \cdot 10$	—	70	55,5	47	27	23,1
	P_p , руб.	—	—	$0,127 \cdot 10^6$	$0,539 \cdot 10^6$	$0,8 \cdot 10^6$	$1,55 \cdot 10^6$	$1,61 \cdot 10^6$
	P_n , млн./руб.	450	62,3	10,75	5,18	3,48	0,482	0,438
	P_c , млн./руб.	450	62,3	10,88	5,72	4,28	2,03	2,05

оперативный резерв для отдельных энергосистем при использовании предложенного метода получается при полном учете функциональных связей с соседними энергосистемами. Однако вследствие разных экономических характеристик для различных энергосистем, а именно: неодинаковых удельного ущерба от недоотпуска электроэнергии и удельных затрат на установку и содержание резервной мощности, — оптимальный резерв энергообъединения не будет равен сумме оптимальных резервов отдельных энергосистем. В таком случае вариант энергообъединения с оптимальным оперативным резервом по энергосистемам может считаться нулевым. Оптимальная величина резерва для объединения может быть найдена путем

минимизации суммарных платежей для объединения:

$$\sum_{s=1}^{n_s} (P_{p,s} + P_{n,s}) \rightarrow \min$$

при вариациях резерва в энергосистемах относительно оптимальных значений. В результате может измениться как суммарная величина резерва для энергообъединения, так и распределение его по энергосистемам.

[24.01.79]

УДК 621.311.1.016.25.001.24

Технико-экономическое эквивалентирование электрических сетей в задачах компенсации реактивной мощности

ГЛАЗУНОВ А. А., ГРЕМЯКОВ А. А., СТРОЕВ В. А., кандидаты техн. наук

Московский энергетический институт

Распределение реактивной мощности в электрических сетях существенно влияет на технико-экономические показатели их работы как непосредственно за счет изменения потерь мощности и электроэнергии в элементах сети вследствие изменения потокораспределения, так и за счет влияния режима напряжений на экономичность работы сети и электроприемников.

Задачи распределения реактивной мощности в питающей и распределительных сетях тесно связаны между собой. При оптимизации распределения реактивной мощности в питающей сети приходится считаться с тем, что значительную часть компенсирующих устройств более экономичным оказывается устанавливать в распределительных сетях, т. е. в местах потребления реактивной мощности. С другой стороны, при расчетах оптимальной мощности компенсирующих устройств в распределительных сетях следует учитывать затраты на передачу реактивной мощности по питающей сети системы. Кроме того, в случае отсутствия регулирующих устройств на подстанциях питающей сети, что характерно для значительной части эксплуатируемых электросетей, или при недостаточных регулировочных диапазонах у них при оптимизации распределения реактивной мощности должны учитываться условия экономичности работы соответствующих распределительных сетей [Л. 1].

Полное решение данной задачи оказывается невозможным из-за большой сложности современных электрических систем. Поэтому целесообразно разбить такую задачу на ряд независимо решаемых подзадач: распределение реактивной мощности для питающей и распределительных сетей системы, нахождение оптимальной компенсации реактивной мощности исходя из обеспечения минимума приведенных затрат без учета ограничений по качеству напряжения, выбор мощностей компенсирующих устройств в соответствии с требованиями к качеству напряжения в узлах электрической сети и т. д. Однако решения, полученные для отдельных частей системы, носят локальный характер и не совпадают с решением, оптимальным для всей системы, вследствие взаимного влияния результатов оптимизации распределения реактивной мощности в различных частях системы. Это несовпадение может оказаться в ряде случаев значительным [Л. 2], что при все возрастающих масштабах потребления электроэнергии и укрупнении электрических систем приведет к значительному снижению экономического эффекта в абсолютном выражении.

На необходимость рассмотрения всей электрической системы в целом при решении задачи оптимальной компенсации реактивной мощности указывалось в ряде статей [Л. 2—4], причем предлагалось использовать иерархический принцип: распределение системы на ряд подсистем и решение задачи на

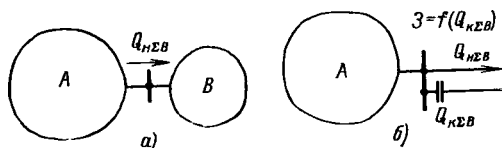


Рис. 1. Эквивалентное представление части сети.

верхнем иерархическом уровне при представлении подсистем в виде эквивалентных характеристик с последующей локальной оптимизацией внутри подсистем.

В задачах оптимальной компенсации реактивной мощности кроме обычного критерия эквивалентности электрических сетей, заключающегося в тождественности характеристик режима в узлах и ветвях примыкания в исходной и преобразованной схемах, добавляется дополнительный критерий: экономическая эквивалентность заменяемой сети и ее представления. Кроме того, желательно, чтобы эквивалентные представления удовлетворяли таким требованиям, как простота, наглядное физическое представление, устойчивость результатов при широком варьировании мощности конденсаторов в эквивалентруемой сети.

Для предлагаемых до сих пор эквивалентных представлений характерна необходимость последующей корректировки эквивалента, определяемого при некоторых априорно принимаемых условиях [Л. 3—5].

Сущность этих методов заключается в последовательном приближении к окончательному решению путем проведения серии итеративных расчетов на разных уровнях иерархии: для питающей и распределительных сетей системы. Расчеты выполняются по разным программам, а результаты расчетов для распределительных сетей служат исходными данными для расчетов распределения реактивной мощности в питающей сети и наоборот. Поэтому необходимость уточнения решения заметно усложняет вычислительную процедуру.

В настоящей статье излагается другой подход к решению задачи, требующий дополнительного объема вычислений на уровне распределительных сетей, но при этом позволяющий избежать необходимости выполнения итеративных расчетов на разных иерархических уровнях.

Эквивалентирование распределительных электрических сетей на основе экономических характеристик компенсации реактивной мощности. Рассмотрим некоторую электрическую сеть, которую разделим на две части, и попытаемся найти эквивалентное представление, например, части B при расчете мощности конденсаторов для всей сети (рис. 1, а). Если суммарная мощность конденсаторов, подлежащих размещению в части B известна, то можно проводить локальную оптимизацию распределения этой мощности внутри B . Результаты оптимизации не будут зависеть от того, учитывается при этом часть A или нет, если не принимать во внимание неравенство напряжений в узлах сети. При допущениях, обычно принимаемых для распределительных сетей, о неизменности распределения активной мощности и равенстве напряжений в узлах сети номинальному или некоторой средней величине [Л. 6] расчетную схему можно свести только к активным сопротивлениям элементов сети и реактивным нагрузкам. Проведя ряд расчетов оптимального размещения конденсаторов в части B при различных значениях заданной суммарной мощности конденсаторов Q_{KCB} получим экономическую характеристику $Z_B = f(Q_{KCB})$, представляющую собой изменение величины приведенных затрат на генерацию и распределение реактивной мощности в функции от суммарной мощности конденсаторов, установленных в подсистеме B .

Данная характеристика отражает результаты локальной оптимизации размещения конденсаторов в части сети. Тогда можно утверждать, что при решении задачи оптимальной компенсации реактивной мощности для всей сети оптимальному решению будет соответствовать одна из точек на этой характеристике. Для определения точки, соответствующей оптимальной величине Q_{KCB} , можно решить задачу оптимальной компенсации реактивной мощности для части A сети, представив часть B в виде суммарной мощности реактивной нагрузки и некоторой искомой величины Q_{KCB} , затраты на компенсацию — в виде экономической характеристики (рис. 1, б). Как показали расчеты, выполненные для целого ряда электрических сетей, последняя характеристика в общем

случае хорошо аппроксимируется уравнением квадратного трехчлена:

$$Z = \alpha Q_{KCB}^2 + \beta Q_{KCB} + \gamma, \quad (1)$$

коэффициенты которого α , β и γ могут быть определены, например, с помощью метода наименьших квадратов. Такое представление части B не изменит режим в части A . Вместе с тем экономическая характеристика полностью включает затраты на генерацию и распределение реактивной мощности в части B при изменении Q_{KCB} в заданных пределах, например, от нуля до полной компенсации реактивной мощности.

Применение предлагаемого эквивалентного представления электрических сетей позволяет существенно снизить размерность решаемой задачи и получить сразу интересующее нас решение без последующего его уточнения. Алгоритм решения задачи оптимальной компенсации реактивной мощности в электрической системе будет следующим. Для всех распределительных сетей, присоединенных к узлам питающей сети системы получают их эквивалентные представления в виде экономических характеристик компенсации реактивной мощности $Z = f(Q_{KCB})$. После этого задача оптимальной компенсации реактивной мощности решается для питающей сети, в которой каждая распределительная сеть представляется в виде суммарной реактивной мощности нагрузки, искомой суммарной мощности конденсаторов и эквивалентной экономической характеристики. В результате решения данной задачи для каждой распределительной сети будет получена величина оптимальной суммарной мощности конденсаторов, подлежащих распределению в данной сети. Это распределение может осуществляться локально для каждой распределительной сети, и полученное распределение будет соответствовать минимуму приведенных затрат по всей системе в целом.

Расчеты оптимальной компенсации реактивной мощности с помощью предлагаемого алгоритма могут выполняться также для больших распределительных сетей. В этом случае на ряд частей разбивается распределительная сеть, и каждая из частей заменяется эквивалентным представлением. Применение данного алгоритма позволит производить расчеты для больших распределительных сетей на ЦВМ со сравнительно небольшой оперативной памятью.

В случае, если электрическая сеть выполнена разомкнутой, расчет оптимальных мощностей нерегулируемых конденсаторов при эквивалентном представлении некоторых ее частей может быть выполнен методом, изложенным в [Л. 7]. Рассмотрим случай, когда имеется достаточно большая разомкнутая электрическая сеть, расчет мощностей конденсаторов для которой не может быть выполнен непосредственно на имеющейся ЦВМ. Выделим из этой сети M частей, подлежащих эквивалентированию, и получим для каждой из них экономические характеристики $Z_i = f(Q_{Ki})$. Пусть неэквивалентруемая часть сети содержит N узлов, от M узлов из которых получают питание эквивалентруемые части сети. Тогда затраты на производство и распределение реактивной мощности в частях сети, получающих питание от узлов M , будут представлены в виде эквивалентных экономических характеристик, а в остальных K узлах затраты на генерацию реактивной мощности определяются стоимостью конденсаторов и потерями в них. Экономически целесообразные суммарные мощности конденсаторов для каждой из эквивалентруемых частей сети могут быть получены методом, изложенным в [Л. 7], где данная задача сводится к задаче квадратичного программирования. После введения экономических характеристик эквивалентруемых частей сети (1) в целевую функцию для всей сети, она примет вид:

$$Z = (Ek_0 + cTb_0) \sum_{i \in K} Q_{Ki} + \frac{cT}{U^2} \left\{ \sum_{j=1}^N R_j \left[\sum_{i(j)} (Q_i - Q_{Ki}) \right]^2 \right\} + \sum_{i \in M} (\alpha_i Q_{Ki}^2 + \beta_i Q_{Ki} + \gamma_i), \quad (2)$$

где E — ежегодные отчисления от капитальных затрат на установку конденсаторов, включая нормативный коэффициент; k_0 — удельная стоимость конденсаторов с учетом коммутационной аппаратуры и монтажа, руб/квар; b_0 — удельные потери активной мощности в конденсаторах, кВт/квар; c — стоимость потерь электроэнергии, руб/кВт·ч; T — время ра-

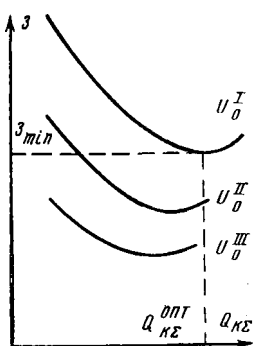


Рис. 2. Зависимость приведенных затрат от суммарной мощности конденсаторов при различных значениях напряжения источника питания. ($U_0^I < U_0^{II} < U_0^{III}$).

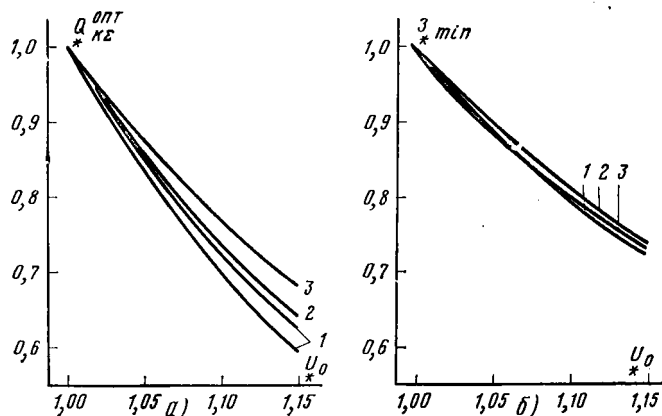


Рис. 3. Влияние напряжения источника питания на оптимальную суммарную мощность конденсаторов (а) и на соответствующую ей величину приведенных затрат (б) для распределительных сетей промышленных предприятий (1), города (2) и сельскохозяйственного района (3).

боты конденсаторов, ч; U — напряжение сети кВ; R_j — активное сопротивление линии j , кОм ; $\sum_{i(j)} Q_i$ — сумма мощностей

нагрузок i -х узлов, протекающих по линии j , квар.

В выражении (2) с целью упрощения иллюстрации применения предлагаемого эквивалентного представления некоторых частей электрической сети принято, что нагрузки Q_i постоянны в течение времени T , хотя в общем случае должны выполняться интегрирование нагрузок по времени при непрерывном их изменении или суммирование по всем интервалам времени, в течение которых нагрузки неизменны, при ступенчатом представлении графиков нагрузок.

Как видно из уравнения (2), целевая функция осталась квадратичной относительно искомых мощностей конденсаторов, и ее минимизация может быть выполнена тем же методом, что и в [Л. 7]. Однако при этом, кроме мощностей конденсаторов в узлах неэквивалентуемой части сети, будут получены значения суммарных мощностей конденсаторов в эквивалентуемых частях сети, отвечающие минимуму приведенных затрат по всей сети в целом. Полученное решение может быть взято в качестве базисного для определения мощностей регулируемых конденсаторных установок.

Влияние напряжения источника питания на технико-экономические характеристики компенсации реактивной мощности. Как указывалось выше, решение задачи компенсации реактивной мощности будет справедливо при предположении о равенстве напряжений во всех узлах сети, например, номинальному напряжению. Результаты дополнительных расчетов, проведенных для ряда распределительных электрических сетей, а также [Л. 8] показали, что неучет действительных напряжений в узлах сети может приводить в ряде случаев к заметной погрешности. Так, при расчете по номинальному напряжению сети суммарная мощность конденсаторов может достигать только 50—70% оптимальной. Вызванное этим увеличение приведенных затрат оказывается не столь значительным в силу пологости функции приведенных затрат и может

достигать 10—15% величины, соответствующей оптимальным мощностям конденсаторов. В то же время при распределении заданной суммарной мощности по номинальному напряжению и с учетом действительных напряжений расхождение приведенных затрат не превышало 1%. Как показали результаты расчетов, напряжения в узлах сети при экономически целесообразной компенсации реактивной мощности, как правило, находятся в допустимых пределах. Необходимая корректировка решения, направленная на выполнение ограничений по напряжению в тех узлах сети, где они оказались нарушенными, может быть осуществлена методами линейного программирования.

Результаты расчетов позволяют сделать вывод, что экономически целесообразное распределение заданной суммарной мощности конденсаторов можно осуществлять без заметной погрешности по номинальному напряжению сети, приведенные затраты при этом должны определяться с учетом фактических напряжений в узлах сети. Это значительно упрощает решение задачи экономически целесообразной компенсации реактивной мощности в электрических сетях с учетом фактических напряжений в тех случаях, когда критерием оптимальности является обеспечение минимума приведенных затрат. Искомое решение может быть получено путем проведения серии расчетов распределения заданной суммарной мощности конденсаторов по номинальному напряжению до достижения минимума функции приведенных затрат, т. е. построением экономической характеристики $Z = f(Q_{КС})$. Результат имеет приемлемую точность: увеличение приведенных затрат, вызванное отличием полученного распределения от оптимального, находится в пределах 1%.

Поскольку напряжения в узлах электрической сети в первую очередь зависят от напряжения на источнике питания, к которому она присоединена, было исследовано влияние этого напряжения на экономические характеристики компенсации реактивной мощности в распределительной сети различного назначения: промышленной, городской, сельскохозяйственной. Характер этого влияния виден из рис. 2. Оказалось, что как оптимальная суммарная мощность конденсаторов, так и соответствующая ей величина приведенных затрат существенным образом зависят от напряжения в узле, от которого получает питание распределительная сеть, уменьшаясь с ростом этого напряжения. Это связано с тем, что увеличение напряжений в узлах сети вызывает уменьшение потерь электроэнергии в сети и, соответственно, уменьшение необходимой мощности конденсаторных установок. И хотя абсолютные значения этих величин в сильной степени зависят от реактивных нагрузок в узлах сети, сопротивлений элементов сети и для различных распределительных сетей могут значительно отличаться, разброс относительных величин не очень велик (рис. 3). Это же характерно для зависимостей степени компенсации реактивной мощности (отношения оптимальной суммарной мощности конденсаторов к суммарной реактивной мощности нагрузки) и оптимального коэффициента суммарной мощности нагрузки (рис. 4). Такое подобие характеристик после проведения достаточного количества расчетов для различных распределительных сетей позволит получить средние типовые характеристики, которыми можно будет пользоваться в тех случаях, когда нет полной информации о схеме и параметрах распределительной сети.

Эквивалентное представление электрических сетей с учетом напряжения на источнике питания. Как показано выше, величина напряжения на источнике питания, к которому присоединена распределительная сеть, оказывает заметное влияние на технико-экономические характеристики компенсации реактивной мощности. Кроме того, от напряжения зависят потребляемые из системы активная и реактивная мощности, так как с изменением напряжения будут меняться потери мощности в сети. Все это должно быть учтено при эквивалентном представлении распределительных сетей в расчетах, когда регулирующие устройства в узлах питающей сети отсутствуют или имеют недостаточные регулировочные диапазоны [Л. 1].

Таким образом, чтобы не изменить режим в питающей сети, эквивалентуемая сеть в общем случае должна быть представлена суммарной активной $P_{КС} = \varphi(Q_{КС}, U_0)$ и реактивной $Q_{КС} = \psi(Q_{КС}, U_0)$ нагрузками, зависящими как от суммарной мощности конденсаторов $Q_{КС}$, так и от напряжения на источнике питания U_0 . Затраты на компенсацию реактивной мощности в эквивалентуемой сети представляются экономической ха-

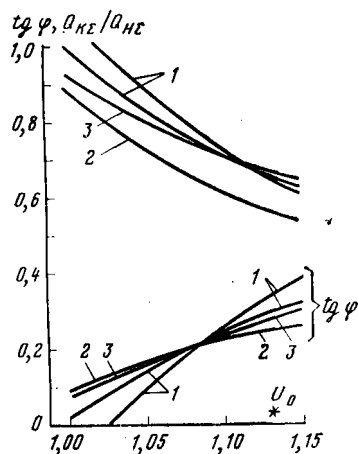


Рис. 4. Влияние напряжения источника питания на степень компенсации реактивной мощности и коэффициент суммарной мощности нагрузки для распределительных сетей промышленных предприятий (1), города (2) и сельскохозяйственного района (3).

рактеристикой $Z = f(Q_{K\Sigma}, U_0)$. Каждая из этих зависимостей будет представлять собой семейство кривых при различных значениях U_0 подобно тому, как это показано на рис. 2. Существующая программа расчета [Л. 8] обеспечивает возможность получения этих характеристик для распределительных электрических сетей. Схема замещения электрической сети в этом случае будет уже представлена активными и реактивными сопротивлениями, а также активными и реактивными мощностями нагрузок. Последние могут быть заданы либо в виде величин, независимых от напряжения, либо в виде их статических характеристик по напряжению.

Для удобства использования в расчетах эти зависимости целесообразно представить в виде квадратичных трехчленов, коэффициенты которых в отличие от (1) будут функциями напряжения и могут быть определены также методом наименьших квадратов после выполнения ряда расчетов при различных $Q_{K\Sigma}$ и U_0 :

$$Z = \alpha(U_0) Q_{K\Sigma}^2 + \beta(U_0) Q_{K\Sigma} + \gamma(U_0); \quad (3)$$

$$P_{H\Sigma} = A(U_0) Q_{K\Sigma}^2 + B(U_0) Q_{K\Sigma} + C(U_0); \quad (4)$$

$$Q_{H\Sigma} = D(U_0) Q_{K\Sigma}^2 + E(U_0) Q_{K\Sigma} + F(U_0). \quad (5)$$

В таком виде эти зависимости могут быть использованы для эквивалентного представления распределительных электрических сетей при расчетах оптимальной компенсации реактивной мощности в питающей сети системы и расчетах режима ее работы.

Представление приведенных затрат в виде, подобном выражению (3), предлагается в [Л. 9]. Однако там принята одинаковая для всех коэффициентов зависимость их от напряжения U_0 . Как показали расчеты для ряда сетей, это не всегда так.

Как и в предыдущем случае, если сеть выполнена разомкнутой, расчет оптимальных мощностей конденсаторов в узлах неэквивалентруемой части сети и суммарных мощностей конденсаторов в эквивалентруемых ее частях может быть выполнен по методике и программе [Л. 8], так как после добавления эквивалентных экономических характеристик (3) в выражение для приведенных затрат оно остается квадратичным относительно мощностей конденсаторов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мельников Н. А., Солдаткина Л. А. Регулирование напряжения в электрических сетях. — М.: Энергия, 1968.
2. Железко Ю. С. Выбор мощности и мест установки устройств компенсации реактивной мощности в сложных электрических системах. — Электричество, 1977, № 2.
3. Ковалев И. Н. Два метода расчета компенсации реактивных нагрузок в электрических сетях. — Электричество, 1973, № 10.
4. Соколов В. И. К задаче оптимизации распределения и баланса реактивной мощности в энергетической системе. — Электричество, 1974, № 8.
5. Арзамасцев Д. А., Игуменцев В. А. Расчет оптимального распределения реактивной мощности методом последовательного эквивалентирования. — Электричество, 1976, № 1.
6. Глазунов А. А., Глазунов А. А. Электрические сети и системы. — М., Л.: Госэнергоиздат, 1960.
7. Глазунов А. А., Нгуен Хиен, Строев В. А. Об экономически целесообразной емкостной компенсации в сетях промышленных предприятий. — Электричество, 1968, № 3.
8. Гремяков А. А., Строев В. А. Определение мощности и размещения конденсаторных батарей в распределительных сетях с учетом режима напряжений. — Электричество, 1976, № 12.
9. Железко Ю. С. Компенсация реактивной мощности в узлах нагрузки электрических систем: Автореф. дис. на соиск. учен. степени к-та техн. наук. Киев, 1975. В надзаг.: Минэнерго СССР, ВНИИЭ.

[20.03.79]

УДК 621.313.333.018.14.001.24

Определение коэффициента мощности асинхронного двигателя в динамических режимах

МАМЕДОВ Ф. А., канд. техн. наук (Москва), ИВАНОВ М. Н., инж. (Смоленск)

Вполне реальны условия работы асинхронного двигателя при частых пусках, реверсах, торможениях, изменениях частоты вращения, колебаниях нагрузки, когда токи, а иногда и напряжения, не являются периодическими функциями времени и характеризуются сплошным спектром гармоник. Кроме того, зачастую токи должны рассчитываться с учетом электромагнитных переходных процессов. Определение коэффициента мощности с учетом этих особенностей недостаточно полно отражено в литературе. Следует отметить, что учет электромагнитных переходных процессов при определении коэффициента мощности сводится лишь к уточненному расчету токов с привлечением дифференциальных уравнений асинхронной машины, тогда как учет неперiodичности кривых токов и, возможно, напряжений требует некоторого обобщения известного определения коэффициента мощности в установившихся режимах [Л. 1—4].

В [Л. 5 и 6] коэффициент мощности определяется для динамических режимов, характеризующихся периодичностью токов, кроме того, методика [Л. 5] не учитывает электромагнитных переходных процессов. Работа [Л. 7] учитывает специфические свойства вентильных преобразователей, поэтому непосредственно применить ее результаты для асинхронных машин нельзя.

Настоящая статья посвящена определению коэффициента мощности асинхронного двигателя, работающего в переходных режимах.

Прежде всего известно определение коэффициента мощности асинхронного двигателя через параметры его схемы замещения и скольжение, которое в переходных режимах будет переменной величиной. Аналогом этого метода является определение коэффициента мощности из круговой диаграммы асинхронной машины. Очевидно, этим методом можно пользоваться

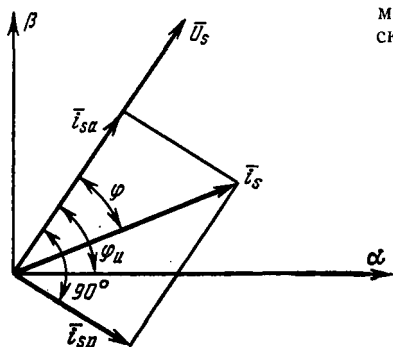


Рис. 1. К определению мгновенного динамического коэффициента мощности.

ся и в динамике, если токи остаются близкими к синусоидальным кривым и мало нарушается их симметрия по фазам. Это, например, переходные процессы, обусловленные медленным изменением амплитуды или частоты питающих напряжений или момента нагрузки. В условиях несинусоидального и несимметричного питания также можно записать известное выражение для коэффициента мощности, основываясь на соотношениях установившегося режима, и затем применять их в динамике, предварительно рассчитав закон изменения скольжения.

Так как в общем случае токи асинхронного двигателя определяются не только параметрами схемы замещения и скольжением, то указанные методы будут давать в динамических режимах погрешность. Иначе можно определить коэффициент мощности по формуле:

$$k_m = \left[\sum_{k=1}^3 u_k(t) i_k(t) \right] \left[\sum_{k=1}^3 u_k^2(t) \sum_{k=1}^3 i_k^2(t) \right]^{-\frac{1}{2}}, \quad (1)$$

где $u_k(t)$, $i_k(t)$ — мгновенные значения напряжения и тока в фазе k .

При отсутствии составляющих нулевой последовательности уравнение (1) даст косинус угла между пространственными векторами напряжения статора \vec{u}_s и тока статора \vec{i}_s (рис. 1), тогда

$$k_m = \frac{(\vec{u}_s \vec{i}_s)}{u_s i_s} = \frac{p(t)}{s(t)}, \quad (2)$$

где u_s , i_s — модули векторов \vec{u}_s , \vec{i}_s ; $p(t)$ — мгновенная мощность; $s(t)$ — величина, которую можно интерпретировать как мгновенную полную мощность, а k_m назвать дифференциальным или мгновенным динамическим коэффициентом мощности. На рис. 1 показаны также \vec{i}_{sa} и \vec{i}_{sp} — активная и реактивная составляющие вектора тока. Можно ввести также понятие мгновенной реактивной мощности

$$q(t) = |\vec{u}_s \times \vec{i}_s| = u_s i_s \sin \varphi = u_s i_{sp}, \quad (3)$$

где i_{sp} — модуль вектора \vec{i}_{sp} .

Смысл этих понятий, как и в установившемся режиме, выявляется при рассмотрении комплекса: асинхронная машина — источник питания. Будем полагать, что двигатель получает питание от активного многополюсника, отражающего свойства или питающей сети, или преобразовательного агрегата в совокупности с сетью. Примем, что потери энергии в многополюснике определяются в основном действующими значениями его выходных токов, тогда мгновенная мощность потерь в многополюснике обратно пропорциональна квадрату k_m , т. е., как и в установившемся режиме, k_m определяет при прочих равных условиях экономичность процесса передачи электрической энергии от источника к потребителю.

В установившемся режиме при $\cos \varphi \neq 1$ за полупериод напряжений сети с угловой частотой ω_0 в течение времени φ/ω_0 каждая фаза генерирует энергию, а в течение $(\pi - \varphi)/\omega_0$ потребляет. В динамике отрезки времени, в течение которых происходит генерация энергии, определяются из решения уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_n - \varphi &= k\pi - \text{для фазы } \beta; \\ \varphi_n - \varphi &= \frac{\pi}{2} + k\pi - \text{для фазы } \alpha, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где $k=0, 1, 2, \dots$

При синусоидальном питающем напряжении из (4) вытекает, что кривая $\varphi = \varphi(t)$ управляет временем генерации по закону широтно-импульсной модуляции второго рода. В динамике токи статора приводят к уменьшению выходных напряжений многополюсника, а также в общем случае к их несимметрии и несинусоидальности. Знание i_s и φ или i_{sa} и i_{sp} как функций времени позволяет получить любые оценки влияния двигателя на качество выходных напряжений многополюсника. Для систем токов и напряжений, содержащих составляющие нулевой последовательности, из (1) вытекает, что

$$k_m = [(\vec{u}_s \vec{i}_s) + 2u_0 i_0] [(i_s^2 + 2i_0^2)(u_s^2 + 2u_0^2)]^{-\frac{1}{2}}, \quad (5)$$

где u_0 , i_0 — соответствующие нулевой последовательности напряжений и токов статора.

Выражение (5) по-прежнему характеризует экономичность процесса передачи электроэнергии.

Желательно, чтобы по окончании переходного процесса динамический коэффициент мощности соответствовал коэффициенту мощности, рассчитанному известными методами для установившегося режима. Таким свойством в несинусоидальных и несимметричных режимах k_m не обладает. Например, в установившемся однофазном режиме при синусоидальном питании $k_m(t)$ поочередно принимает два значения: 1 и -1. При усреднении кривой $k_m(t)$ за период

$$k_{mcp} = 1 - \frac{2}{\pi} \varphi, \quad (6)$$

где φ — угол сдвига между кривыми напряжения и тока подключенной фазы статора.

В других случаях векторы описывают в установившемся режиме либо эллипсы, либо в несинусоидальных режимах более сложные годографы, и $k_m(t)$ непрерывно периодически изменяется по сложному закону. Кроме того, как указано ниже, k_m , являясь мгновенной энергетической характеристикой, не полностью характеризует экономичность процесса передачи электрической энергии.

Другой подход, свободный от указанных недостатков, заключается в использовании усредненных величин. Рассмотрим его на примере трехфазной машины. Пусть T — период питающих напряжений в установившемся режиме. На отрезке $[t-T, t]$ каждое из трех напряжений и каждый из трех токов могут быть представлены рядами Фурье:

$$\left. \begin{aligned} u_k(t, \tau) &= \sum_{m=0}^{\infty} \sqrt{2} U_{km}(t) \sin[m\omega_0 \tau + \alpha_{km}(t)] = \\ &= \sum_{m=0}^{\infty} u_{km}(t, \tau); \\ i_k(t, \tau) &= \sum_{m=0}^{\infty} \sqrt{2} I_{km}(t) \sin[m\omega_0 \tau + \beta_{km}(t)] = \\ &= \sum_{m=0}^{\infty} i_{km}(t, \tau), \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где $k=1, 2, 3$ — номер фазы; $U_{km}(t)$, $I_{km}(t)$ — текущие действующие значения m -х гармоник напряжения и тока в фазе k ; $\alpha_{km}(t)$, $\beta_{km}(t)$ — текущие фазовые сдвиги ($\alpha_{k0} = \beta_{k0} = 45^\circ$); $U_{k0}(t)$, $I_{k0}(t)$ — постоянные составляющие.

Разложения (7) означают, что пространственные векторы напряжения и тока статора могут быть представлены в виде геометрической суммы векторов переменной длины, вращающихся с постоянными угловыми скоростями. В динамике в общем случае на концах отрезка $[t-T, t]$ выражения (7) дают ошибку [Л. 9], что, однако, несущественно при вычислениях интегральных характеристик.

Активная мощность

$$P(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t p(t_1) dt_1 = \sum_{k=1}^3 \sum_{m=1}^{\infty} U_{km}(t) I_{km}(t) \cos \varphi_{km}(t) =$$

$$= \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=1}^3 U_{kn}(t) I_{kn}(t), \quad (8)$$

где $I_{kn}(t)$ — активная составляющая n -й гармоники тока статора в фазе k для отрезка $[t-T, t]$; $\varphi_{kn}(t) = \alpha_{kn} - \beta_{kn}$ — текущий фазовый сдвиг.

Реактивная динамическая интегральная мощность [Л. 2 и 8]

$$Q(t) = -\frac{1}{T} \int_{t-T}^t \sum_{k=1}^3 \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{1}{n\omega_0} \frac{d}{d\tau} u_{kn}(t, \tau) i_{kn}(t, \tau) d\tau \right) dt =$$

$$= \sum_{k=1}^3 \sum_{n=0}^{\infty} U_{kn}(t) I_{pn}(t), \quad (9)$$

где $I_{pn}(t)$ — реактивная составляющая n -й гармоники тока в фазе k ; $Q(t)$ не связана в общем случае с $q(t)$ подобно $P(t)$ и $p(t)$.

Приведенные в [Л. 2] выражения для мощностей несимметрии P_n искажения P_n и несимметрии искажения $P_{n,n}$ можно обобщить на динамику, используя [Л. 7]. Выражения для них здесь не приводятся, отметим только, что необходимыми и достаточными условиями равенства нулю несимметрии являются равенства при $k \neq q$:

$$U_{kn}(t) I_{qn}(t) = U_{qn}(t) I_{kn}(t); \quad U_{kn}(t) I_{pn}(t) = U_{qn}(t) I_{pn}(t); \quad (10)$$

для мощности искажения

$$U_{km}(t) I_{kn}(t) = U_{kn}(t) I_{km}(t); \quad U_{km}(t) I_{pn}(t) = U_{kn}(t) I_{pm}(t); \quad m \neq n, \quad (11)$$

откуда ясно происхождение этих названий.

Равенства $P_n = P_n = 0$ и $P_{n,n} = 0$ обуславливают друг друга. При симметричном синусоидальном питании $P_{n,n} = 2P_n$, поэтому можно включить $P_{n,n}$ в состав P_n .

Полная мощность

$$S(t) = [P^2(t) + Q^2(t) + P_n^2(t) + P_{n,n}^2(t) + P_{n,n}^2(t)]^{\frac{1}{2}} =$$

$$= \left[\sum_{k,q=1}^3 U_q^2(t) I_k^2(t) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (12)$$

где $U_k(t)$, $I_k(t)$ — действующие значения напряжения и тока в фазе k на интервале $[t-T, t]$.

Выражение (8) задает скалярное произведение в функциональном пространстве токов и напряжений, элементами которого служат векторы с компонентами из токов или напряжений фаз. Косинус угла между векторами $\{u_k(t)\}$ и $\{i_k(t)\}$ будет определять динамический интегральный коэффициент мощности

$$K_m(t) = \frac{P(t)}{S(t)}. \quad (13)$$

В установившемся режиме приведенные соотношения переходят в обычные. При $t = kT$, где $k = 1, 2, 3, \dots$, все величины станут дискретными функциями времени. Смысл указанных характеристик по-прежнему выявляется при рассмотрении комплекса: питающий многополюсник — асинхронная машина. Из соотношения

$$S^2(t) = P^2(t) + \frac{1}{2} \sum_{k,q=1}^3 \int_{t-T}^t \int_{t-T}^t [u_k(\tau) i_q(s) - u_q(s) i_k(\tau)]^2 ds d\tau \quad (14)$$

вытекает, что необходимым и достаточным условием $K_m = 1$ в момент t является пропорциональность токов и напряжений на отрезке $[t-T, t]$. Если $K_m = 1$ для всех t , пропорциональность должна соблюдаться также во всем интервале переходного процесса (коэффициент пропорциональности должен быть одинаков для всех фаз).

Из (12) и (14) вытекает, что при данных выходных напряжениях многополюсника, которые следует рассматривать

как фиксированный управляющий сигнал, $K_m(t)$ равен корню квадратному из потерь в последовательных активных сопротивлениях многополюсника при $K_m = 1$ и данном его значении и одинаковой $P(t)$. Таким образом, $K_m(t)$ характеризует экономичность процесса передачи электрической энергии в промежутке $[t-T, t]$. Реактивная мощность $Q(t)$, а также P_n , P_n и $P_{n,n}$ характеризуют прирост потерь за счет взаимодействия гармоник напряжения с гармониками тока на одноименных (квадратурные гармоники тока) и различных частотах, а также за счет несимметричного соотношения между токами и напряжениями фаз.

Можно показать, что при синусоидальном и симметричном питании мощность P_n пропорциональна амплитуде первой гармоники мгновенной мощности на отрезке $[t-T, t]$. Вообще же разбиение полной мощности на составляющие уже в установившихся режимах при несинусоидальности и несимметрии систем токов и напряжений затруднительно и не имеет большого практического значения. Влияние потребителя на качество выходных напряжений многополюсника лишь косвенно характеризуется коэффициентом K_m , а также мощностями несимметрии, искажения и соответствующими им коэффициентами, которые можно ввести аналогично [Л. 4]. Это верно и для установившихся несинусоидальных и несимметричных режимов, что отмечено в [Л. 10]. Если потери в многополюснике существенно зависят от спектрального состава токов, то K_m также характеризует их косвенно.

При $K_m(t) = 1$ из (14) вытекает $k_m(t) = 1$ для $t \in [t_1 - T, t_1]$. Из $k_m(t) = 1$ в общем случае не следует $K_m(t) = 1$; K_m является более общей характеристикой. Равенство $k_m(t) = 1$ характеризует теоретический минимум потерь в питающих устройствах при сохранении мгновенной мощности, равенство же $K_m(t) = 1$ характеризует минимум потерь при сохранении количества потребленной энергии на отрезке $[t-T, t]$, при этом действующие значения токов многополюсника будут меньше. Значение $K_m(t)$ для $t \in [0, t_{n,n}]$, где $t_{n,n}$ — время переходного процесса, соответствует минимуму потерь при сохранении количества потребленной электрической энергии на всем интервале $[0, t_{n,n}]$. Процесс энергопотребления в динамике имеет две особенности, отсутствующие в установившемся режиме. Первая связана с наличием сплошного спектра токов, вторая — с возможностью процесса энергообмена за счет активной составляющей I_a . Мгновенные мощности фаз эквивалентной двухфазной машины:

$$p_{\alpha}(t) = u_{\alpha}^T i_{\alpha}^T = u_{\alpha}^T i_{\alpha}^T + \underline{u}_{\alpha}^T i_{\alpha}^T = u_{\alpha}^T i_{\alpha}^T + \frac{1}{2} q(t) \sin 2\varphi_{\alpha};$$

$$p_{\beta}(t) = u_{\beta}^T i_{\beta}^T = u_{\beta}^T i_{\beta}^T + u_{\beta}^T i_{\beta}^T = u_{\beta}^T i_{\beta}^T - \frac{1}{2} q(t) \sin 2\varphi_{\beta}, \quad (15)$$

где i_{α}^T , i_{β}^T , i_{α}^T , i_{β}^T — компоненты векторов \vec{i}_{α} и \vec{i}_{β} по осям α и β .

Рассмотрим процесс на отрезке $[0, t_{n,n}]$. Пусть

$$i_{\alpha} = u_{\alpha} k(t), \quad (16)$$

где $k(t)$ — некоторая функция времени.

В динамике

$$k(t) = k_0 + k_{\sim}, \quad (17)$$

где k_0 и k_{\sim} выбираются из условий:

$$\left. \begin{aligned} \int_0^{t_{n,n}} u_{\alpha}^2(k_0 + k_{\sim}) dt &= A; \\ \int_0^{t_{n,n}} u_{\alpha}^2 k_{\sim} dt &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Здесь A — энергия, потребляемая машиной за переходный процесс, тогда

$$\left. \begin{aligned} u_{\alpha}^T i_{\alpha}^T &= (u_{\alpha}^T)^2 k_0 + (u_{\alpha}^T)^2 k_{\sim}; \\ u_{\beta}^T i_{\beta}^T &= (u_{\beta}^T)^2 k_0 + (u_{\beta}^T)^2 k_{\sim}, \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

где k_{\sim} — знакопеременная функция, все остальные величины

Равенства (15) и (19) позволяют представить энергетический процесс асинхронной машины в динамике как наложение трех процессов. Первый соответствует $K_m(t)=1$ и отвечает теоретическому минимуму потерь при электропередаче, при этом $k_m(t)=1$. Второй процесс отражает обмен энергией каждой фазы в отдельности с многополосником за счет активной составляющей \bar{i}_s . Наложение первых двух процессов дает однонаправленный процесс передачи энергии с $k_m(t)=1$, но $K_m(t)<1$. Третий процесс с $k_m(t)=0$ обуславливает обмен энергией между фазами машины через питающий многополосник с амплитудой мощности, пропорциональной $q(t)$.

Сказанное иллюстрирует рис. 2, где M , AM — питающий многополосник и асинхронная машина, приведенные к эквивалентным двухфазным, а стрелки показывают направления потоков энергий. Компенсирующее устройство KY , показанное пунктиром, может «выключить» многополосник из процесса обмена энергией и тем самым уменьшить потери в нем. Под компенсацией здесь понимается исключение из выходных токов многополосника составляющих, не участвующих в переносе энергии и имеющих сплошной спектр в отличие от известного понятия компенсации в установившихся режимах по первой квадратурной гармонике тока. Для достижения $k_m(t)=1$ KY должно быть генератором пространственного вектора тока i_{KY} обратного \bar{i}_{sp} . Для достижения $K_m(t)=1$ этого недостаточно. Чтобы обеспечить условие $K_m(t)=1$ при $t \in [0, t_{п.н}]$, компенсирующее устройство должно генерировать вектор тока

$$\left\{ -i_k(t) + \frac{\int_0^{t_{п.н}} p(t) dt}{\sum_{k=1}^3 \int_0^{t_{п.н}} u_k^2(t) dt} u_k(t) \right\} \quad (20)$$

Для оценки энергетической экономичности всего переходного процесса или группы процессов удобно применение коэффициента мощности за переходной процесс или группу процессов: например, коэффициент мощности за пуск

$$K_{мп} = \frac{\frac{1}{t_{п}} \int_0^{t_{п}} \sum_{k=1}^3 u_k(t) i_k(t) dt}{\left[\frac{1}{t_{п}} \int_0^{t_{п}} \sum_{k=1}^3 u_k^2(t) dt \right]^{\frac{1}{2}} \left[\frac{1}{t_{п}} \int_0^{t_{п}} \sum_{k=1}^3 i_k^2(t) dt \right]^{\frac{1}{2}}}, \quad (21)$$

где $t_{п}$ — время пуска.

Для случая циклического нагружения переменным моментом выражения (21) совпадает с выражением, приведенным в [Л. 6]. Смысл этой характеристики аналогичен смыслу $K_m(t)$. Отличие заключается лишь в величине интервала времени. Коэффициент $K_{мп}$ может быть вычислен через $P(t)$, $U_k(t)$, $I_k(t)$ для времени пуска, кратного T . Связь между $K_m(t)$ и $k_m(t)$ дает равенство:

$$K_m(t) = P(t) \left[\int_{-T}^t u_s^2 d\tau \int_{-T}^t \frac{p^2(\tau)}{u_s^2 k_m^2(\tau)} d\tau \right]^{-\frac{1}{2}}, \quad (22)$$

которое упрощается при синусоидальном симметричном питании. Из (22) следует, что в этом случае при $k_m(t)=1$ условием $K_m(t)=1$ является постоянство $p(t)$ и i_{sa} .

На рис. 3 представлены кривые $k_m(t)$, $K_m(t)$ и $\cos \varphi$, определенного по схеме замещения при пуске двигателя МТО12-6 мощностью 2,2 кВт [Л. 11], построенные в функции частоты вращения для синусоидального симметричного питания и холостого хода двигателя. На рис. 4 показаны аналогичные кривые при реверсе с незатухшим полем ротора. Кривые были рассчитаны на ЦВМ. Видно, что учет электромагнитных переходных процессов и неперiodичности кривых токов здесь необходим.

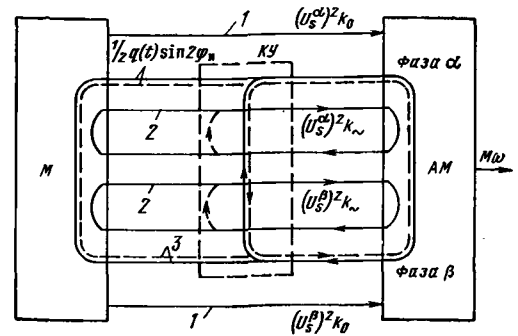


Рис. 2. Энергетический процесс асинхронной машины в динамике (двигательный режим): 1 — $k_m(t)=1$; $K_m(t)=1$; 1 и 2 — $k_m(t)=1$; $K_m(t)<1$; 1, 2 и 3 — $k_m(t)<1$; $K_m(t)<1$.

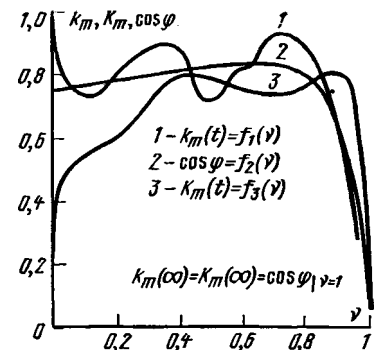


Рис. 3. Зависимости k_m , K_m и $\cos \varphi$ от относительной частоты вращения при пуске двигателя МТО 12-6 на холостом ходу.

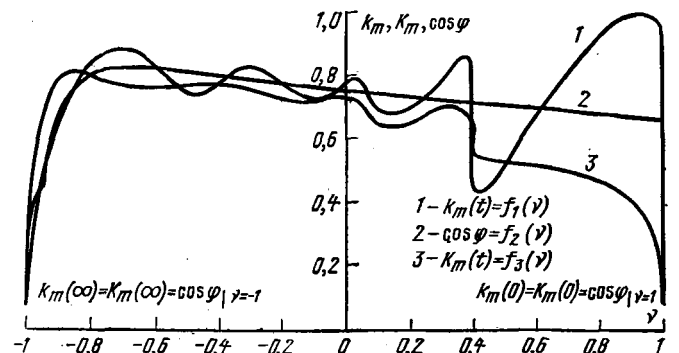


Рис. 4. Зависимости k_m , K_m и $\cos \varphi$ от относительной частоты вращения при реверсе двигателя МТО 12-6 с незатухшим полем ротора на холостом ходу.

В итоге можно сказать, что $k_m(t)$ и $K_m(t)$ имеют конкретный физический смысл, сохраняя и в динамике основное свойство коэффициента мощности как характеристики экономичности процесса передачи электрической энергии, т. е. степени использования устройств, питающих двигателей. Более полно этим свойством обладает $K_m(t)$. В установившемся режиме выражение для $K_m(t)$ переходит в известные формулы. Функции $i_{sa}(t)$, $i_{sp}(t)$ позволяют точно оценить влияние двигателя на качество выходных напряжений многополосника. Целесообразность такого представления по сравнению с использованием мгновенных значений токов состоит в том, что составляющая падения напряжения, обусловленная $i_{sp}(t)$, может быть подавлена при полной или частичной компенсации \bar{i}_{sp} . Коэффициент $K_m(t)$ характеризует влияние потребителей на качество питающих напряжений лишь косвенно в отличие от установившегося синусоидального и симметричного режима, когда $\cos \varphi$ непосредственно определяет падение питающего напряжения. Приведенные энергетические характеристики позволяют рассмотреть процесс энергопотребления двигателя во времени и могут применяться при построении систем автоматической компенсации для потребителей с резко изменяющим-

ся спектральным составом токов. Для оценки энергетической экономичности всего переходного процесса или группы процессов целесообразно использовать выражение (21).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Rozenzweig I. Symboliczny wielowymiarowy rachunek wektorowy jako metoda analizy ukladow wielofazowych. Lwow: Czasopismo techniczne, 1939, LVII.
2. Ткешелашвили Г. К. К понятию полной мощности несимметричной цепи многофазного тока. Изв. вузов. Энергетика, 1963, № 8.
3. Файнштейн Э. Г. К вопросу о полной мощности многофазной электрической цепи. — Изв. вузов. Энергетика, 1963, № 7.
4. Маевский О. А. Определение энергетических соотношений и составляющих полной мощности в вентильных преобразовательных установках. — «Электричество», 1965, № 3.
5. Штурман Л. И., Золотарев О. И. Определение к. п. д. и асинхронных двигателей при непрерывно меняющейся нагрузке. — Электричество, 1951, № 8.

6. Артемюк Б. Т. Асинхронные двигатели при периодической нагрузке. Киев.: Техника, 1972.

7. Родькин Д. И., Каневский В. В. Энергопотребление вентильных преобразователей в неустановившихся режимах работы привода. Электричество, 1975, № 3.

8. Мамедов Ф. А., Иванов М. Н. Коэффициент мощности асинхронного двигателя, работающего в сети с несинусоидальным несимметричным напряжением питания случайного характера. — Электротехника, 1978, № 1.

9. Иванов В. А., Чемоданов Б. К., Медведев В. С. Математические основы автоматического регулирования. М.: Высшая школа, 1971.

10. Мельников Н. А. Реактивная мощность в электрических сетях. М.: Энергия, 1975.

11. Баталов Н. М. и др. Краново-металлургические электродвигатели. Под ред. А. А. Рабиновича. М.: Энергия, 1967.

[10.04.78]

УДК 621.372.001.24

Расчет электрозащиты подземных трубопроводов

ТОЗОНИ О. В., НЕЖИНСКАЯ М. М.

Киев

Изоляционные покрытия труб подземных сооружений не обеспечивают полной защиты их от коррозии и разрушения. Блуждающие токи электрифицированных железных дорог и силовых электротехнических установок многократно усиливают процессы разрушения и быстро приводят в негодность большие участки трубопроводов. Для предохранителя металлических подземных сооружений от коррозии и растворения блуждающими токами применяют катодную и дренажную защиты. Однако до сего времени нет обоснованной методики расчета защитных устройств, с помощью которой можно было бы определить их число, вид и место расположения в сети труб.

Интенсивность процессов коррозии и растворения металла труб определяется напряжением на изоляционном покрытии трубы. Для предохранения от коррозии оно должно быть меньше некоторого определенного значения и в то же время из технических соображений не должно быть слишком большим. Задача состоит в отыскании такого распределения защитных устройств, при котором напряжение на изоляции труб находилось бы в заданных пределах. При этом число защитных устройств должно быть возможно меньшим. Электродинамическая теория цепей делает возможным решение этой задачи [Л. 1 и 2].

Подземный изолированный трубопровод можно уподобить коммуникатору постоянного тока с четко выраженным трубчатым слоем в виде слоя изоляции, погонная проводимость которого равна g (см. рис. 1). Полагая в уравнениях (26) и (27) (см. [Л. 1]) $\omega=0$, $Z=0$, $e=0$, получим:

$$-\frac{d\varphi}{dl} = R_0 I(l);$$

$$-\frac{dl}{dl} = g[\varphi(l) - \varphi_0(l)] + \prod_{i=1}^n I_i(l_{Di}) \Pi(l_{Di}). \quad (1)$$

Запишем уравнения (1) относительно распределения напряжения на изоляции труб $u(l) = \varphi(l) - \varphi_0(l)$. Для этого к обеим частям первого уравнения прибавим $\frac{d\varphi_0}{dl}$:

$$-\frac{du}{dl} = R_0 I(l) + \frac{d\varphi_0}{dl}; \quad (2)$$

$$-\frac{dl}{dl} = gu(l) + \sum_{i=1}^n I_i(l_{Di}) \Pi(l_{Di}). \quad (3)$$

Источниками потенциала φ_0 являются токи, вытекающие из рельсов железных дорог и заземлений электротехнических

установок, а также токи утечки через изоляцию трубопроводов. Расположения всех заземлений и токи в них будем считать известными. Неизвестны распределения связанных между собой токов, вытекающих из рельсов и токов утечки из труб. Задача упрощается тем, что токи, вытекающие из рельсов, значительно больше токов утечки из трубопровода, поэтому их можно считать не зависящими от токов трубопровода и его защитных устройств. Благодаря этому решение задачи можно разбить на два этапа. Сначала найти распределение токов, вытекающих из рельсов, считая рельсы коммуникаторами постоянного тока, затем определить токи в трубопроводах. Обозначим составляющую потенциала поля тока всех заземлений и железных дорог через φ_k и будем считать ее заданной. Оставшуюся составляющую, созданную токами утечки из трубопровода, можно выразить через искомое напряжение на изоляции $u(l)$. Из принципа непрерывности линий тока следует:

$$\tau(l) = -\frac{dl}{dl} = gu(l), \quad (4)$$

где $\tau(l)$ — линейная плотность тока утечки из трубопровода. Следовательно, контурный потенциал определится выражением:

$$\varphi'_0(Q) = \int_L gu(l) \Psi^1(Ql) dl + \varphi_k(Q), \quad (5)$$

где $\Psi^1(Ql)$ — потенциал единичного точечного источника, L — контур, образованный осями всех труб.

Проводящий грунт образует плоский слой, граничащий сверху с воздухом и снизу со скальным основанием, электропроводность которого γ_0 во много раз меньше электропроводности грунта γ_0 . Считая толщину слоя грунта равной H (рис. 2), методом зеркальных изображений найдем потенциал Ψ^1 единичного точечного источника, расположенного на оси трубопровода на расстоянии h от верхней границы:

$$\Psi^1(Ql) = \frac{1}{4\pi\gamma_0} \left\{ \frac{1}{\sqrt{\rho^2 + (h - z_Q)^2}} + \frac{1}{\sqrt{\rho^2 + (h + z_Q)^2}} + \sum_{v=1}^{\infty} k^v \left[\frac{1}{\sqrt{\rho^2 + (2vH - h - z_Q)^2}} + \frac{1}{\sqrt{\rho^2 + (2vH + h - z_Q)^2}} + \frac{1}{\sqrt{\rho^2 + (2vH - h + z_Q)^2}} + \frac{1}{\sqrt{\rho^2 + (2vH + h + z_Q)^2}} \right] \right\}, \quad (6)$$

где

$$\rho^2 = (x_M - x_Q)^2 + (y_M - y_Q)^2; \quad k = \frac{\gamma_0 - \gamma_c}{\gamma_0 + \gamma_c};$$

плоскость xOy совпадает с верхней границей грунта, ось z направлена вниз. При $\gamma_0 \rightarrow 0$, что соответствует $k \rightarrow 1$, ряд (6) расходится, потенциал φ'_0 неограниченно растет. Чтобы избежать этого, надо отсчет потенциала вести от какой-либо фиксированной точки P , полагая в любой точке Q

$$\begin{aligned} \varphi_0(Q) &= \varphi'_0(Q) - \varphi'_0(P) = \int_L gu(l) [\Psi^1(Ql) - \Psi^1(Pl)] dl + \\ &+ \varphi'_k(Q) - \varphi'_k(P) = \int_L gu(l) \Psi(Ql) dl + \varphi_k(l). \end{aligned} \quad (7)$$

Взяв точку P в начале координат, получим:

$$\begin{aligned} \Psi(Ql_M) &= \frac{1}{4\pi\gamma_0} \left\{ \frac{1}{\sqrt{\rho^2 + (h - z_Q)^2}} + \frac{1}{\sqrt{\rho^2 + (h + z_Q)^2}} - \right. \\ &- \frac{2}{\sqrt{\rho_0^2 + h^2}} + \sum_{v=1}^{\infty} k^v \left[\frac{1}{\sqrt{\rho^2 + (2vH - h - z_Q)^2}} + \right. \\ &+ \frac{1}{\sqrt{\rho^2 + (2vH - h + z_Q)^2}} - \frac{2}{\sqrt{\rho_0^2 + (2vH - h)^2}} + \\ &+ \frac{1}{\sqrt{\rho^2 + (2vH + h - z_Q)^2}} + \frac{1}{\sqrt{\rho^2 + (2vH + h + z_Q)^2}} - \\ &\left. \left. - \frac{2}{\sqrt{\rho_0^2 + (2vH + h)^2}} \right] \right\}. \end{aligned} \quad (8)$$

Ряд (8) быстро сходится и может быть вычислен. Для его вычисления при $k=1$ воспользуемся неравенством (27.39ж) (см. [Л. 3]), из которого следует, что при любой знакопостоянной $f(v)$

$$\sum_{v=p}^{\infty} f(v) \approx \frac{1}{2} \left\{ \int_{p-1}^{\infty} f(\xi) d\xi + \int_p^{\infty} f(\xi) d\xi \right\}. \quad (9)$$

Группируя члены ряда попарно, разобьем его на четыре суммы вида:

$$\begin{aligned} J_1 &= \sum_{v=p}^{\infty} \left[\frac{1}{\sqrt{\rho^2 + (2vH + h + z_Q)^2}} - \frac{1}{\sqrt{\rho_0^2 + (2vH + h)^2}} \right] = \\ &= \frac{1}{2H} \sum_{v=p}^{\infty} \left[\frac{1}{\sqrt{a^2 + (v+b)^2}} - \frac{1}{\sqrt{a_0^2 + (v+b_0)^2}} \right], \end{aligned} \quad (10)$$

где

$$a = \frac{\rho}{2H}; \quad a_0 = \frac{\rho_0}{2H}; \quad b = \frac{h + z_Q}{2H}, \quad b_0 = \frac{h}{2H}.$$

Применив формулу (9) и вычислив интегралы, получим:

$$J_1 \approx \frac{1}{4H} \left[\ln \frac{(V(p-1)^2 + 2b_0(p-1) + a_0^2 + b_0^2 + p - 1 + b_0)^{1/2}}{V(p-1)^2 + 2b(p-1) + a^2 + b^2 + p - 1 + b} \right]$$

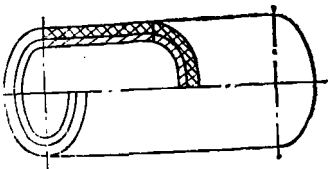


Рис. 1.

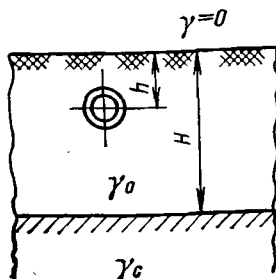


Рис. 2.

$$+ \ln \frac{V\rho^2 + 2b_0\rho + a_0^2 + b_0^2 + \rho + b_0}{V\rho^2 + 2b\rho + a^2 + b^2 + \rho + b}. \quad (11)$$

Таким образом, выражение для функции $\Psi(Ql_M)$ можно представить в виде суммы первых членов ряда (8) и суммы логарифмов вида (11), заменяющих остаток ряда. Имея выражение функции Ψ , нетрудно определить потенциал φ_k , обусловленный источниками, расположенными вне трубопровода. В общем случае его можно представить в виде:

$$\varphi_k(Q) = \int_{L_p} i(l) \Psi(Ql) dl + \sum_{k=1}^n I_k(P_k) \Psi(QP_k), \quad (12)$$

где L_p — контур рельсовой цепи, образованный полотном электрифицированной железной дороги; i — ток утечки из единицы длины железнодорожного полотна; $I_k(P_k)$ — токи заземлений силовых электротехнических установок и станций катодной защиты.

Система уравнений (2), (3) и (5) с граничными условиями на концах трубопровода достаточна для корректной постановки любой конкретной задачи [Л. 4]. Однако для численного решения задачи уравнения следует трансформировать в интегральные. Как это сделать, покажем на конкретном примере.

В поле блуждающих токов однопроводной силовой линии постоянного тока I_n , заземленной на концах в точках N_1 и N_2 , расположен разветвленный трубопровод, защищенный катодными станциями (см. рис. 3). Проводимость изоляции g и сопротивление труб R_0 постоянны на каждой ветви. Требуется найти распределение напряжения на изоляции.

Разобьем весь трубопровод на три участка: 1) L_1L_2 ; 2) L_2L_3 ; зададим направления тока на участках и примем конец L_4 за начало отсчета координаты l . Конец труб будем считать изолированным от грунта и токи на концах равными нулю. В соответствии с рис. 3 уравнение (3) для первого участка примет вид:

$$\begin{aligned} -\frac{dI_1}{dl} &= g_1 u_1(l) + \sum_{i=2}^3 I_i(l_{Di}) \Pi(l_{Di}) + \\ &+ \sum_{j=1}^{m_1} I_{1j} \Pi(l_{T1j}). \end{aligned} \quad (13)$$

Для второго и третьего участков:

$$-\frac{dI_i}{dl} = g_i u_i(l) + \sum_{j=1}^{m_i} I_{ij} \Pi(l_{Tij}) \quad (i = 2, 3), \quad (14)$$

где m_i — число катодных станций на i -м участке, I_{ij} — ток катодной станции, подключенной в точке T_{ij} к трубопроводу и заземленной в точке N_{ij} .

Уравнение (2) для всех участков:

$$-\frac{du_i}{dl} = R_0 I(l) + \frac{d\varphi_0}{dl} \quad (i = 1, 2, 3). \quad (15)$$

Интегрируя уравнение (13) вдоль первого участка от точки $l=L_4=0$ до произвольной точки l_{M1} , и полагая $I_1(0)=0$, получим [Л. 1]:

$$\begin{aligned} I_1(l_{M1}) &= - \int_0^{l_{M1}} g_1 u_1(l) dl - \sum_{i=2}^3 I_i(l_{Di}) 1(l_{M1} l_{Di}) - \\ &- \sum_{j=1}^{m_1} I_{1j} 1(l_{M1} l_{T1j}). \end{aligned} \quad (16)$$

Интегрируя уравнения (14) вдоль второго и третьего участков от точек l_{Di} до произвольных точек l_{Mi} , получим:

$$I_i(l_{Mi}) = I_i(l_{Di}) - \int_{l_{Di}}^{l_{Mi}} g_i u_i(l) dl - \sum_{j=1}^{m_i} I_{ij} 1(l_{Mi} l_{Tij}). \quad (17)$$

Полагая в каждом из выражений (16) и (17) $l_{Mi}=L_i$ и учитывая, что токи на концах труб равны нулю, найдем:

$$\left. \begin{aligned} -\int_0^{L_i} g_i u_i(l) dl &= \sum_{i=2}^3 I_i(l_{Di}) + \sum_{j=1}^{m_i} I_{ij}; \\ \int_{l_{Di}}^{L_i} g_i u_i(l) dl &= I_i(l_{Di}) - \sum_{j=1}^{m_i} I_{ij} \quad (i=2,3). \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Подставим выражения (16) и (17) в уравнение (15), записанное для каждого участка, получим:

$$\begin{aligned} -\frac{du_1}{dl_1} &= -R_{01} \int_0^{l_{M1}} g_1 u_1(l) dl - R_{01} \sum_{i=2}^3 I_i(l_{Di}) \times \\ &\times 1(l_{M1} l_{Di}) - R_{01} \sum_{j=1}^{m_1} I_{1j} 1(l_{M1} l_{T1j}) + \frac{d\varphi_0}{dl_1}; \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} -\frac{du_i}{dl_i} &= R_{0i} I_i(l_{Di}) - R_{0i} \int_{l_{Di}}^{l_{Mi}} g_i u_i(l) dl - \\ &- R_{0i} \sum_{j=1}^{m_i} I_{ij} 1(l_{Mi} l_{Tij}) + \frac{d\varphi_0}{dl_i}. \end{aligned} \quad (20)$$

Интегрируя уравнение (19) вдоль первого участка от его начала до произвольной точки l_{Q1} , получим:

$$\begin{aligned} u_1(l_{Q1}) &= u_1(0) + R_{01} \int_0^{l_{Q1}} dl_{M1} \int_0^{l_{M1}} g_1 u_1(l) dl + \\ &+ R_{01} \sum_{i=2}^3 I_i(l_{Di}) \int_0^{l_{Q1}} 1(l_{M1} l_{Di}) dl_{M1} + R_{01} \sum_{j=1}^{m_1} I_{1j} \times \\ &\times \int_0^{l_{Q1}} 1(l_{M1} l_{T1j}) dl_{M1} - \varphi_0(l_{Q1}) + \varphi_0(0). \end{aligned} \quad (21)$$

Вычислив интегралы в (21), заменив потенциал φ_0 его выражением (7) и учитывая, что $u(0) + \varphi_0(0) = \varphi(0)$, после преобразований приходим к интегральному уравнению:

$$\begin{aligned} u_1(l_{Q1}) &+ \int_L g u(l) \Psi(l_{Q1} l) dl - R_{01} \int_0^{l_{Q1}} g_1 u(l) (l_{Q1} - l) dl - \\ &- R_{01} \sum_{i=2}^3 I_i(l_{Di}) (l_{Q1} - l_{Di}) 1(l_{Q1} l_{Di}) = \\ &= \varphi(0) - \varphi_k(l_{Q1}) + R_{01} \sum_{j=1}^{m_1} I_{1j} (l_{Q1} - l_{T1j}) 1(l_{Q1} l_{T1j}). \end{aligned} \quad (22)$$

Интегрируя уравнения (20) вдоль своих участков от их начала l_{Di} до произвольной точки l_{Qi} , аналогично предыдущему получим:

$$\begin{aligned} u_i(l_{Qi}) &+ \int_L g u(l) \Psi(l_{Qi} l) dl - R_{0i} \int_{l_{Di}}^{l_{Qi}} g_i u_i(l) (l_{Qi} - l) dl + \\ &+ R_{0i} I_i(l_{Di}) (l_{Qi} - l_{Di}) = \varphi(l_{Di}) - \varphi_k(l_{Qi}) + \end{aligned}$$

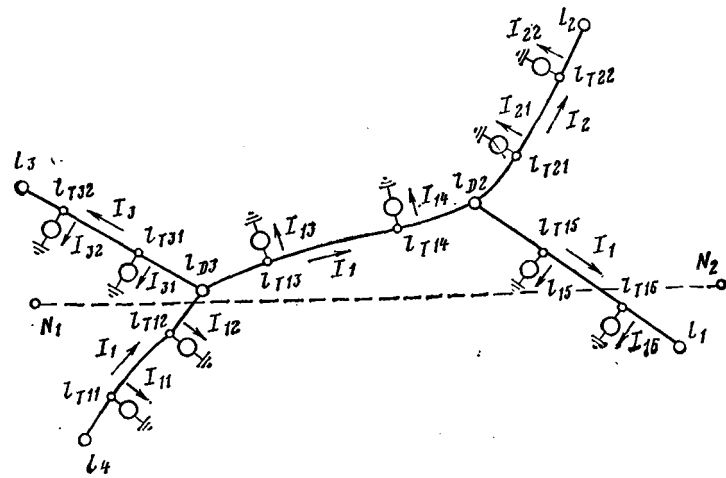


Рис. 3.

$$+ R_{0i} \sum_{j=1}^{m_i} I_{ij} (l_{Qi} - l_{Tij}) 1(l_{Qi} l_{Tij}). \quad (23)$$

В правые части уравнений (22) и (23) вошли неизвестные значения потенциалов труб в начале каждого участка. Выразим значения потенциалов $\varphi(l_{D3})$ и $\varphi(l_{D2})$ через значения $\varphi(0)$. Для этого в выражении (22) примем сначала $l_{Q1} = l_{D3}$, затем $l_{Q1} = l_{D2}$. После простых преобразований найдем:

$$\begin{aligned} \varphi(l_{D3}) &= \varphi(0) + R_{01} \int_0^{l_{D3}} g_1 u_1(l) (l_{D3} - l) dl + \\ &+ R_{01} I_{11} (l_{D3} - l_{T11}), \end{aligned} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} \varphi(l_{D2}) &= \varphi(0) + R_{01} \int_0^{l_{D2}} g_1 u_1(l) (l_{D2} - l) dl + \\ &+ R_{01} I_{13} (l_{D2} - l_{D3}) + R_{01} \sum_{j=1}^3 I_{1j} (l_{D2} - l_{T1j}). \end{aligned} \quad (25)$$

Подставив значения потенциалов (24) и (25) в уравнение (23) и заменив токи $I_i(l_{Di})$ в уравнениях (22) и (23) их выражениями (18) приходим к системе трех интегральных уравнений:

$$\begin{aligned} u_1(l_{Q1}) &+ \int_L g u(l) \Psi(l_{Q1} l) dl - R_{01} \int_0^{l_{Q1}} g_1 u_1(l) (l_{Q1} - l) dl - \\ &- R_{01} \sum_{i=2}^3 (l_{Q1} - l_{Di}) 1(l_{Q1} l_{Di}) \int_{l_{Di}}^{L_i} g_i u_i(l) dl = \\ &= \varphi(0) - \varphi_k(l_{Q1}) + R_{01} \sum_{j=1}^{m_1} I_{1j} (l_{Q1} - l_{T1j}) 1(l_{Q1} l_{T1j}) + \\ &+ R_{01} \sum_{i=2}^3 (l_{Q1} - l_{Di}) 1(l_{Q1} l_{Di}) \sum_{j=1}^{m_i} I_{ij}; \end{aligned} \quad (26)$$

$$\begin{aligned} u_2(l_{Q2}) &+ \int_L g u(l) \Psi(l_{Q2} l) dl - R_{01} \int_0^{l_{D2}} g_1 u_1(l) (l_{D2} - l) dl - \\ &- R_{02} \int_{l_{D2}}^{l_{Q2}} g_2 u_2(l) [(l_{Q2} - l) 1(l_{Q2} l) - l_{Q2} + l_{D2}] dl - \end{aligned}$$

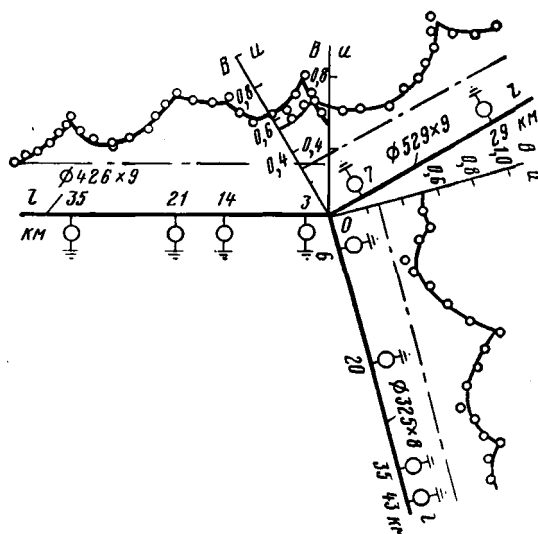


Рис. 4.

$$-R_{01}(l_{D2}-l_{D3}) \int_{l_{D3}}^{L_3} g_3 u_3(l) dl = R_{01} \left[\sum_{j=1}^3 I_{1j}(l_{D2}-l_{T1j}) + (l_{D2}-l_{D3}) \sum_{j=1}^{m_3} I_{3j} \right] + R_{02} \sum_{j=1}^{m_2} I_{2j} [(l_{Q2}-l_{T2j}) 1(l_{Q2}-l_{T2j}) - l_{Q2} + l_{D2}] - \varphi_k(l_{Q2}) + \varphi(0); \quad (27)$$

$$u_3(l_{Q3}) + \int_L^{L_3} g u(l) \Psi(l_{Q3}l) dl - R_{01} \int_0^{l_{D3}} g_1 u_1(l) (l_{D3}-l) dl - R_{03} \int_{l_{D3}}^{L_3} g_3 u_3(l) [(l_{Q3}-l) 1(l_{Q3}-l) - l_{Q3} + l_{D3}] dl = R_{01} I_{11}(l_{D3}-l_{T11}) + R_{03} \sum_{j=1}^{m_3} I_{3j} [(l_{Q3}-l_{T3j}) 1(l_{Q3}-l_{T3j}) - l_{Q3} + l_{D3}] - \varphi_k(l_{Q3}) + \varphi(0). \quad (28)$$

Трубопровод всюду изолирован от грунта изоляционным покрытием, удельная электропроводность которого во много раз меньше электропроводности грунта. Поэтому для определения $\varphi(0)$, входящего во все правые части системы уравнений (26)–(28) и его согласования с $\varphi_0(0)$, используем линейные свойства системы и принцип непрерывности электрического тока. Суммируя соотношения (18), получим:

$$\int_L^{L_3} g u(l) dl = - \sum_{j=1}^{m_1} I_{1j} - \sum_{j=1}^{m_2} I_{2j} - \sum_{j=1}^{m_3} I_{3j} = - \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^{m_i} I_{ij}, \quad (29)$$

т. е. полный ток утечки из трубопроводов равен сумме токов, текущих в трубопровод.

Рассмотрим два решения $u^{(1)}(l)$ и $u^{(2)}(l)$ системы (26)–(28) при двух различных значениях их правых частей:

$$\left. \begin{aligned} f^{(1)}(l_{Qi}) &= f(l_{Qi}) - \varphi(0), \quad i = 1, 2, 3; \\ f^{(2)}(l_{Qi}) &= 1, \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

где $f(l_{Qi})$ — значения правых частей уравнений (26)–(28). Так как уравнения (26)–(28) линейные, то их решение $u(l)$ (напряжение на изоляции труб) можно представить в виде суммы решений $u^{(1)}(l)$ и $u^{(2)}(l)$:

$$u(l) = u^{(1)}(l) + \varphi(0) u^{(2)}(l). \quad (31)$$

Умножив обе части равенства (31) на проводимость изоляции $g(l)$ и проинтегрировав по контуру L всего трубопровода, получим:

$$\int_L g u(l) dl = \int_L g u^{(1)}(l) dl + \varphi(0) \int_L g u^{(2)}(l) dl. \quad (32)$$

Из этого соотношения, с учетом равенства (29) найдем

$$\varphi(0) = - \frac{\sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^{m_i} I_{ij} + \int_L g(l) u^{(1)}(l) dl}{\int_L g u^{(2)}(l) dl}. \quad (33)$$

Подставив значение $\varphi(0)$ в выражение (31), найдем искомого напряжение на изоляции труб.

Такой прием позволяет находить решение задачи и в том случае, когда проводимость изоляционного покрытия труб меняется с расстоянием вдоль оси трубопроводов по заданному закону, например, если на каких-то участках трубопровода изоляция отсутствует и трубопровод контактирует с грунтом.

В заключение отметим, что распределение тока утечки вдоль полотна электрифицированной железной дороги может быть найдено решением уравнений, подобных (26)–(28), поскольку железнодорожное полотно можно также рассматривать в виде коммуникатора, провода которого расположены на поверхности земли.

На рис. 4 приведены результаты расчета и полевых измерений напряжений на изоляции труб при катодной защите разветвленного газопровода. Газопровод состоит из четырех участков стальных труб, длина, диаметр и толщина стенок которых составляют: 1 — 43 км, 426 мм, 9 мм; 2 — 43 км, 325 мм, 8 мм; 3 — 37 км, 529 мм, 9 мм; 4 — 1 км, 325 мм, 8 мм. Первый участок защищен четырьмя катодными станциями на 3, 14, 21 и 35 км от точки разветвления труб, второй — также четырьмя станциями на 6, 20, 35, 43 км и третий — двумя станциями на 7 и 29 км. Заземления всех станций отстоят на 400 м от точки их подключения к трубам. Значения токов приведены в таблице на рис. 4. Погонное сопротивление изоляционного покрытия труб 1000 Ом·м. Среднее значение удельного сопротивления грунта 100 Ом·м. Сплошной линией на рис. 4 показано рассчитанное распределение напряжения u , точками — измеренные значения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тозони О. В. Электродинамическая теория цепей. Изв. вузов. Энергетика и транспорт, 1977, № 1.
2. Тозони О. В. Метод вторичных источников в электротехнике. — М.: Энергия, 1975.
3. Тозони О. В. Математические модели для расчета электрических и магнитных полей. — Киев: Наукова думка, 1964.
4. Тозони О. В., Нежинская М. М. Расчет поля токов в земле и сети подземных трубопроводов. — Изв. вузов. Электромеханика, 1968, № 10.

[19.07.78]

Потери от вихревых токов при постоянном подмагничивании

СТАРОДУБЦЕВ Ю. Н.

Свердловск

В современных электрических машинах сталь может работать в условиях подмагничивания постоянным магнитным полем. Поэтому изучение магнитных характеристик стали в таком режиме намагничивания имеет большое значение для практики [Л. 1]. Как было показано в [Л. 2], постоянная составляющая магнитного поля увеличивает магнитные потери в стали. Причем, с увеличением амплитуды индукции переменного поля прирост магнитных потерь уменьшается. Исследование влияния подмагничивания на магнитные потери для различных материалов в широком диапазоне частот показало, что постоянная составляющая магнитного поля увеличивает магнитные потери не только при перемагничивании вдоль направления прокатки, но и при перемагничивании в поперечном направлении и в условиях вращательного потока [Л. 3 и 4].

Обычно полагают [Л. 2 и 5], что рост магнитных потерь при подмагничивании постоянным полем связан с увеличением гистерезисных потерь. В [Л. 6] сделано разделение потерь на составляющие с помощью экстраполяции к нулевой частоте и установлено, что разность между общими потерями и гистерезисными не изменяется с ростом подмагничивающего поля. Следует отметить, что используемый метод разделения потерь имеет большую погрешность. Кроме того, измерения были проведены при высокой частоте, где разделение еще более затруднено из-за скин-эффекта. Поэтому можно считать, что точных результатов по влиянию подмагничивания постоянным полем на магнитные потери на вихревые токи нет.

Целью данной статьи явилось определение влияния подмагничивания постоянным магнитным полем на магнитные потери на вихревые токи. Для простоты расчета использовалась модель бесконечной ферромагнитной пластины, обладающей полосовой доменной структурой с плоскими доменными стенками [Л. 7]. Выбор модели связан с тем, что современные анизотропные электротехнические стали [Л. 8] имеют высокую степень кристаллографической текстуры и доменная структура в них хорошо соответствует использованной для расчета модели.

Бесконечную пластину (рис. 1) толщиной d , с плоскопараллельными доменными стенками, удаленными друг от друга на расстояние $2L$, поместим в постоянное магнитное поле, направленное вдоль намагниченности доменов. При этом доменные стенки сместятся от положения равновесия на расстояние $\Delta = B_0 L / B_s$, где B_0 — магнитная индукция образца в постоянном поле; B_s — магнитная индукция насыщения. В том же направлении в режиме синусоидальной индукции включим переменное поле $B_m = B_m \cos \omega t$. Оно отклоняет доменные стенки на расстояние $S(t) = B_m L / B_s$. Смещение доменных стенок вызывает изменение намагниченности образца, что, в свою очередь, приводит к возникновению электрического поля вихревых токов. Электрическое поле вихревых токов \vec{E} внутри пластины можно найти из уравнений Максвелла:

$$\left. \begin{aligned} \text{rot } \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}; \\ \text{div } \vec{E} &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

с граничными условиями $E_z(x, y, \pm d/2) = 0$. Кроме того, из условия симметрии задачи справедливы соотношения: $\partial \vec{E} / \partial y = 0$; $E_x(x, y, 0) = 0$; $E_z(0, y, z) = 0$.

Магнитная индукция в каждом домене равна B_s , а направление намагниченности изменяется на противоположное при переходе через доменную стенку, толщиной которой в расчетах будем пренебрегать. Используя условие периодичности доменной структуры, магнитную индукцию внутри пластины в некоторый момент времени можно представить в виде ряда Фурье [Л. 9]:

$$B_y(x, t) = \frac{B_s S(t)}{L} + \frac{2B_s}{L} \times \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{p_k} \sin p_k [L + \Delta + S(t)] \cos p_k x, \quad (2)$$

где $p_k = \frac{\pi k}{2L}$, $k = 1, 2, 3 \dots$. Величина $\frac{B_s S(t)}{L}$ равна результирующей магнитной индукции образца, вызванной действием переменного магнитного поля в момент времени t .

Второй член в формуле (2) вносит поправку на периодичность распределения магнитной индукции в образце (т. е. учитывает наличие доменной структуры) и на присутствие постоянного подмагничивающего поля. Решение уравнений Максвелла после подстановки в них (2) можно представить в виде:

$$E_z(x, z, t) = -\frac{4B_s}{Ld} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} p_k J_{nk}(t) \times \times \frac{1}{p_k^2 + q_n^2} \cos q_n z \sin p_k x; \quad (3)$$

$$E_x(x, z, t) = \frac{4B_s}{Ld} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} q_n J_{nk}(t) \times \times \frac{1}{p_k^2 + q_n^2} \sin q_n z \cos p_k x + G(z), \quad (4)$$

где

$$q_n = \frac{\pi n}{d}; n = 1, 3, 5, \dots; v = \frac{\partial S}{\partial t},$$

а

$$J_{nk}(t) = \int_{-d/2}^{d/2} v \cos p_k [L + \Delta + S(t)] \cos q_n z dz. \quad (5)$$

Функцию $G(z)$ можно найти из уравнения $\text{rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$ при подстановке в него (2) — (4):

$$G(z) = -\frac{B_s v}{L} z. \quad (6)$$

Эта функция соответствует напряженности электрического поля классических вихревых токов (т. е. не учитывающих периодического распределения магнитной индукции в образце), связанной с изменением результирующей магнитной индукции

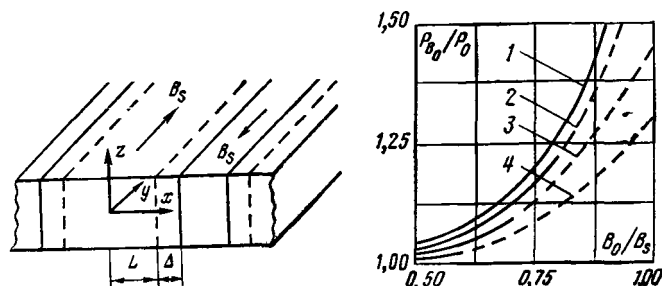


Рис. 1. Модель ферромагнитной пластины, обладающей доменной структурой. Штриховой линией обозначено положение доменных стенок в отсутствие магнитного поля, а сплошной линией — после наложения постоянного поля.

Рис. 2. Увеличение магнитных потерь на вихревые токи P_{B_0}/P_0 под действием постоянного подмагничивающего поля в зависимости от B_0/B_s при разных амплитудах переменного потока B_m/B_s .

$$1 - \frac{B_m}{B_s} = 0,05; 2 - \frac{B_m}{B_s} = 0,2; 3 - \frac{B_m}{B_s} = 0,3; 4 - \frac{B_m}{B_s} = 0,4.$$

образца. Потери энергии на вихревые токи можно найти путем интегрирования:

$$P_{B_0} = \frac{\sigma}{2Ld} \frac{\omega}{2\pi} \int_{-d/2}^{d/2} \int_0^{2L} \int_{-\pi/\omega}^{\pi/\omega} E^2 dz dx dt, \quad (7)$$

где σ — электропроводность материала. После усреднения по объему образца получаем:

$$P_{B_0}(t) = \frac{\sigma}{4} \left(\frac{4B_s}{Ld} \right)^2 \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{J_{nk}^2(t)}{p_{nk}^2 + q_{nk}^2} + \frac{\sigma}{d} \int_{-d/2}^{d/2} G^2(z) dz. \quad (8)$$

Второй член в (8) после усреднения по времени дает классические потери на вихревые токи:

$$P_c = \frac{\sigma B_s^2 d^2 \omega^2}{24}. \quad (9)$$

После суммирования по k и усреднения по времени всего выражения (8) получаем:

$$P_{B_0} = P_c \frac{96}{\pi^3} \left(\frac{24}{d} \right) \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^3} \times \left[\frac{\text{ch } 2q_n L}{\text{sh } 2q_n L} \frac{J_1 \left(2q_n L \frac{B_m}{B_s} \right)}{2q_n L \frac{B_m}{B_s}} + \frac{1}{2} \text{cth } 2q_n L \right], \quad (10)$$

где $J_1 \left(2q_n L \frac{B_m}{B_s} \right)$ — функция Бесселя первого порядка с аргументом $2q_n L \frac{B_m}{B_s}$. Формула (10) при $\Delta = 0$ переходит в соотношение, полученное в [Л. 7].

На рис. 2 представлен график зависимости относительно увеличения потерь на вихревые токи P_{B_0}/P_0 под действием постоянного подмагничивающего поля от величины B_0/B_s для разных амплитуд индукции переменного поля. В расчетах принималось $2L/d=2$, что соответствует типичным значениям для хорошо текстурированной стали толщиной 0,35 мм. Реальные условия перемагничивания в модели выполняются при

$B_m + B_0 \leq B_s$. Вне этой области кривые на графике нанесены штриховой линией. Видно, что P_{B_0}/P_0 растет с увеличением подмагничивающего поля и с уменьшением амплитуды индукции переменного поля. Причем максимальное увеличение не превышает 2 и получается при малых B_m/B_s и больших B_0/B_s . Известно, что магнитные потери на вихревые токи увеличиваются с ростом $2L/d$ [Л. 7]. Поэтому рост магнитных потерь с увеличением напряженности постоянного поля качественно можно объяснить увеличением объема материала, занятого широкими доменами, т. е. намагниченными в направлении постоянного поля.

Из полученных результатов следует, что в хорошо текстурированных ферромагнитных материалах, обладающих простой плоскопараллельной доменной структурой, присутствие постоянного магнитного поля приводит к увеличению магнитных потерь на вихревые токи. Причем, прирост магнитных потерь на вихревые токи больше при малых амплитудах индукции переменного поля.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Дружинин В. В. Магнитные свойства электротехнической стали. М.: Энергия, 1974.
2. Либкинд М. С. Мощност намагничивания и потери в трансформаторной стали при наложении сильного постоянного поля на переменное поле частотой 50 Гц. — Вестник электропромышленности, 1957, № 12.
3. Карасев В. В., Семенова С. Б. Потери в электротехнической стали при наличии постоянной и переменной составляющих магнитного поля. — Электротехника, 1975, № 4.
4. Phillips R., Overshott K. J. Domain Configuration under Rotational Flux and Applied Stress Conditions in Silicon Iron. — IEEE Trans. Mag., 1974, vol. 10, № 2.
5. Карасев В. В. К расчету потерь в стали трансформаторов и реакторов преобразовательных устройств. — Электротехника, 1973, № 3.
6. Буланова А. И., Векслер А. З., Рудный Н. М. Исследование ваттметрового метода измерения потерь при одновременном намагничивании электротехнической стали постоянным и переменным полем. — Труды ВНИИМ, 1956, № 29 (89).
7. Pry R. H., Bean C. P. Calculation of the Energy Loss in Magnetic Sheet Materials Using a Domain Model. — J. Appl. Phys., 1958, vol. 29, № 3.
8. New Grain — Oriented Silicon Steel Orientcore HI—B/Taguchi S., Wada T., Jamamoto T. a. o. — Nippon Steel Technical Report, 1973, № 4.
9. Жаков С. В., Филиппов Б. Н. К теории электромагнитных потерь в монокристаллических ферромагнитных листах при наличии в них доменной структуры. — Физ. мет. и металл. 1974, т. 38, № 3.

[15.08.78]

ИМЕЕТСЯ В ПРОДАЖЕ

Электрические измерения неэлектрических величин/ Под ред. проф., доктора техн. наук П. В. Новицкого. — 5-е изд., перераб. и доп. — 1975. — 576 с. — В пер.: 2 р. 27 к.

Основное внимание в книге направлено на систематизацию вопросов теории и систематизацию физических явлений, используемых для создания измерительных преобразователей, датчиков и приборов. Исходя из этого, в первой части книги, названной «Теоретические основы измерительной техники», рассматриваются основы теории погрешностей, измерительных цепей и динамики приборов и преобразователей. Во второй части «Физические основы приборостроения» рассмотрены основные виды измерительных преобразователей, сгруппированные по общности физического принципа действия. И, наконец, в третьей части дается обзор методов построения приборов и измерений для наиболее характерных групп измеряемых величин.

Книга предназначена в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений, готовящих специалистов в области промышленного и научного приборостроения и автоматизации процессов управления, а также для инженерно-технических и научных работников смежных областей.

Книгу можно приобрести по адресу:

103050, г. Москва, ул. Медведова, 1, магазин № 6 «Техническая книга».

АЛЬБЕРТ ЭЙНШТЕЙН (К 100-летию со дня рождения)



Альберт Эйнштейн (с картины Л. О. Пастернака. Государственная Третьяковская галерея).

А. Эйнштейн (1879—1955 гг.) — один из величайших физиков нашей эпохи. Влияние его научных идей на физическое миропонимание сравнимо с влиянием открытий Коперника, Галилея, Ньютона.

С именем Эйнштейна связывается прежде всего теория относительности. К началу века все было подготовлено к ее созданию многочисленными исследованиями выдающихся ученых второй половины прошлого века: Пуанкаре, Минковского, Майкельсона, Фитцджеральда, Римана, Лоренца. Теория относительности была естественным развитием электродинамики Максвелла, умершего в год рождения Эйнштейна. Однако чрезвычайные трудности на пути к ее пониманию и отчетливой формулировке главной идеи заключались в необходимости отступить от привычного, казавшегося неизбежным представления о физическом мире. Так, Лоренц уже после завершения построения специальной теории относительности, в котором он сам принимал большое участие, высказывал предположение, что среди равноправных инерциальных систем координат, движущихся одна относительно другой, мы не в состоянии определить действительно неподвижную не потому, что такой не существует, а лишь потому, что мы не знаем еще как это сделать.

Нет абсолютных длины, массы, времени — они зависят от систем координат наблюдателя, среди которых все инерциальные системы равноправны. А с пространством (сантиметр), массой (грамм) и временем (секунда) связывались представления абсолютности, недаром во системной единице — санти-

метр, грамм, секунда — легко закрепилось название абсолютной. Новый взгляд на физические понятия требовал и пересмотра отношения к философским категориям пространства, времени и материи, поэтому интерес к новым научным теориям возник не только у физиков и математиков.

Характерно, что в 1915—1916 гг., несмотря на войну, в «толстых» журналах, например в «Русском богатстве», публиковались статьи, посвященные теории относительности. После революции, как только начала восстанавливаться связь с зарубежными странами, все появлявшиеся у нас публикации Эйнштейна вызвали среди интеллигенции необыкновенный интерес. Его популярные книги при первой возможности пересводились и печатались, поскольку отличались глубоким содержанием и простотой изложения, несмотря на абстрактность тематики.

Большим событием была публикация на русском языке (1921—1922 гг.) книги Эйнштейна «О специальной и общей теории относительности», написанной в 1916 г. и опубликованной в Германии в 1917 г. В предисловии Эйнштейн говорил: «... книга имеет целью дать возможно точное представление о теории относительности читателям, интересующимся этой теорией с общенаучной, философской точки зрения, но не владеющим математическим аппаратом теоретической физики. Предполагается, что читатель имеет общеобразовательную подготовку, а также достаточно терпения и силы воли. Автор приложил много усилий для того, чтобы достигнуть по возможности более ясного и простого изложения основных мыслей в той последовательности и связи, в какой они фактически возникли. В интересах ясности оказались неизбежными повторения; пришлось отказаться от стремления к изящности изложения; я твердо придерживался рецепта гениального теоретика Больцмана — оставить изящество портным и сапожникам».

Эйнштейн не раз обращался к популярному изложению современных научных взглядов из-за естественного желания сделать результаты научных достижений достоянием всего человечества, судьбами которого он всегда был не только обеспокоен, но и считал себя обязанным заботиться об этих судьбах. В этом высокий нравственный облик ученого.

Одна из замечательных популярных книг Эйнштейна в соавторстве с Инфельдом «Эволюция физики», русский перевод которой вышел в трех изданиях, любопытна для нас еще и тем, что в качестве иллюстраций в ней приводятся фотографии, сделанные русскими физиками В. К. Аркадьевым (дифракционные картины) и С. И. Вавиловым (броуновское движение).

Излагать вопросы современной физики, не обращаясь к математике, не легко, недаром Галилей говорил, что книга природы написана математическим языком, поэтому, естественно, взамен затраченного труда Эйнштейн требовал вдумчивости и ответных усилий от своих читателей. Увы, он часто встречался с самым поверхностным отношением. Более того, иногда люди переходили к собственным высказываниям о теории относительности, приводя произвольные суждения на основании знакомства только с ее названием. «Он враг нашей семьи потому, что ввел относительность в мир абсолютного», — пишет он без некоторой иронии, вероятно, Жан д'Ормесон (член Французской Академии, издатель «Фигаро») в своем романе о французской аристократической семье. На самом деле теорию относительности можно было бы, и даже с не меньшим основанием, назвать теорией «абсолютности» хотя бы за одно то, что уравнения Максвелла без всякого изменения их записи остаются справедливыми во всех инерциальных системах, поскольку все наблюдаемые величины при переходе от одной системы координат к другой претерпевают преобразования, называемые преобразованиями Лоренца. При этом в любой из этих инерциальных систем, хотя бы они и двигались одна относительно другой с большой скоростью, решение

уравнений Максвелла приводит к одинаковому значению скорости распространения электромагнитных волн для свободного пространства (вакуума): $c^2 = \text{const}$, что и соответствует наблюдениям: скорость света постоянна.

Одновременно с электродинамикой и теорией относительности внимание Эйнштейна занимали многие другие разделы физики — излучение, квантовая теория, фотоэффект, статистическая теория; ему всегда хотелось во всем дойти до самой глубины, до самой сути. Его исследования в области теории относительности распространялись на астрофизические и космогонические проблемы. Значение и разнообразие исследований Эйнштейна освещено в многочисленных статьях, опубликованных к 100-летию ученого: «Природа» (№ 3, 1979), «Новый мир» (№ 3, 1979) и др., поэтому ограничимся здесь лишь напоминанием о работах, прямо касающихся электротехники и электроэнергетики.

Нельзя не поставить на первое место знаменитое равенство, связывающее энергию и массу: $mc^2 = E$. Само представление о возможности получения атомной энергии и энергий термоядерных реакций не могло возникнуть до развития и обоснования идей, выраженных этой формулой: она озаглаживает возможный выход из угрожающего истощения топливно-энергетических запасов. Эйнштейновская электродинамика движущихся тел лежит в основе всей техники получения быстро движущихся частиц (электромагнитные ускорители), а детальная разработка некоторых вопросов классической электродинамики Максвелла, выполненная именно Эйнштейном, позволяет наиболее полно и адекватно описывать процессы электромеханического преобразования в обычных электро-механических машинах. Свойственные Эйнштейну убедительность и ясность руководящих идей можно иллюстрировать известным опытом Эйнштейна — де Хааза, однозначно пока-

завшим электрокинетическую природу носителей магнитного момента; с такой же ясностью поставленной задачи и твердостью основной идеи Эйнштейн анализирует вопрос о механических силах, испытываемых поляризованным телом в электромагнитном поле.

В статье 1908 г., написанной Эйнштейном совместно с И. Лаубом, говорится, что «силы, действующие в электромагнитном поле на элемент объема материи, являются результирующей ponderomotorных сил, которые действуют в этом поле на все, находящиеся в данном элементе объема электрические и магнитные частицы», при этом отмечается, что «элемент объема надо всегда выбирать так, чтобы ограничивающая его поверхность не проходила через электрические или магнитные диполи». Другими словами, указывается на необходимость считаться с тем, что пока диэлектрик остается диэлектриком, его заряды связаны в диполь, и сила, действующая на диэлектрик, складывается из сил, действующих на его диполи. Сказанное подтверждается и всем последующим ходом математических операций. Аналогично обстоит дело и с магнетиками, намагниченность которых определяется только ориентацией носителей элементарных магнитных моментов. Основываясь на высказанной руководящей идее, Эйнштейн и Лауб приходят к обобщению и подтверждению формул Максвелла для введенного им тензора натяжений в электромагнитном поле.

Весной этого года в Третьяковской галерее был впервые выставлен портрет Эйнштейна, написанный Л. О. Пастернаком. Фотография картины, любезно представленная родственниками художника, впервые помещается здесь.

ПОЛИВАНОВ К. М., доктор техн. наук, проф.

АЛЕКСАНДР ДМИТРИЕВИЧ ДРОЗДОВ

Советская наука понесла тяжелую утрату. 3 марта 1979 г. скоропостижно скончался член КПСС с 1948 г., заслуженный деятель науки и техники РСФСР, профессор, доктор технических наук, заведующий кафедрой «Электрические станции» Новочеркасского политехнического института Александр Дмитриевич Дроздов.

В 1936 г. после окончания Новочеркасского политехнического института А. Д. Дроздов становится преподавателем этого вуза, а с 1938 г. возглавляет кафедру «Электрические станции». За 40 лет руководимой им кафедрой подготовлено более 2000 специалистов-электриков. В настоящее время воспитанников кафедры можно встретить в любой энергосистеме СССР.

А. Д. Дроздовым создана теория реле с двумя подводимыми токами, разработаны и внедрены магнитные трансформаторные реле, улучшены характеристики токовых реле, исследованы процессы в трансформаторах тока. По этим научным направлениям он защитил кан-



дидатскую и докторскую диссертации, а также подготовил свыше 60 кандидатов технических наук.

Большое внимание уделял Александр Дмитриевич методической работе. Им выпущено два учебных пособия по курсу «Электромагнитные переходные процессы», учебное пособие коллектива авторов «Автоматизация энергетических систем», монография «Электрические цепи с ферромагнитными сердечниками в релейной защите». Всего им опубликовано 272 научные работы, получено 40 авторских свидетельств и 3 патента.

Многогранная деятельность коммуниста А. Д. Дроздова по развитию электроэнергетики и воспитанию высококвалифицированных инженеров-энергетиков высоко оценена правительством — он награжден шестью орденами и медалями, в 1972 г. ему присвоено звание заслуженного деятеля науки и техники РСФСР.

Ушел из жизни человек большой души, настоящий труженик науки, который увлекал окружающих энтузиазмом и энергией. Жизненный путь Александра Дмитриевича — яркий пример служения науке, Родине. Светлая память о нем всегда будет жить в наших сердцах.

Товарищи, коллеги, ученики

Меерович Э. А. — Журнал «Электричество» и русская электротехника в начале XX в.	1	словский А. П., Козлов Г. А. — Синусно-косинусные вращающиеся трансформаторы в преобразователях «угол—код»	52
Синегубко Ю. Е., Эфрос А. Г. — Метод расчета несимметричных многофазных цепей	7	Мамедшахов М. Э. — Особенности термометрического метода измерения удельных потерь при нарушении его основополагающих условий	55
Гельфанд Я. С., Перельман В. Ш. — Реле сопротивления с использованием широтно-импульсного делительного устройства	15	Бенилов С. Б., Цацкин М. А. — Магнитоупругие волны в рельсе и проблема передачи информации	58
Бахнов Л. Е., Левитан И. И. — Влияние мощных управляемых выпрямителей на питающую сеть	20	Шмойлов А. В. — Определение вероятностных характеристик дефицита мощности в энергосистемах	61
Михайлов О. П. — Тензор чувствительности магнитоупорных преобразователей	25	Глазунов А. А., Гремяков А. А., Строев В. А. — Технико-экономическое эквивалентирование электрических сетей в задачах компенсации реактивной мощности	64
Калиниченко А. Я. — Об одном способе управления m -фазным тиристорным широтно-импульсным преобразователем	30	Мамедов Ф. А., Иванов М. Н. — Определение коэффициента мощности асинхронного двигателя в динамических режимах	67
Соколов М. М., Шинянский А. В., Шевырев Ю. В. — Методика исследования тиристорных электроприводов в системах соизмеримой мощности	37	Тозони О. В., Нежинский М. М. — Расчет электрозащиты подземных трубопроводов	71
Бальян Р. Х., Обрусник В. П. — Аналитический метод геометрической оптимизации ферромагнитных устройств	40	Стародубцев Ю. Н. — Потери от вихревых токов при постоянном подмагничивании	75
Куликов А. А. — Методика полного электромагнитного расчета системы с индукционной катушкой при периодически изменяющейся электрической схеме	46	Поливанов К. М. — Альберт Эйнштейн (К 100-летию со дня рождения)	77
Преснухин Л. Н., Бархоткин В. А., Недопекин К. К., Бого-		Дроздов А. Д.	78

CONTENTS

The Journal «Electrichestvo» and Russian Electrical Engineering at the Outset of the Twentieth Century — E. A. Meyerovitch	1	Special Features of a Thermometrical Method for Measuring Specific Losses When Its Basic Principles are Violated — S. E. Mamedshakhov	55
A Method of Calculating Unsymmetrical Multi-Phase Circuits — U. E. Sinyegubko, A. G. Efros	7	Magnetoelastic Waves in Rails and the Problem of Information Transfer — S. B. Benilov, M. A. Tsatskin	58
A Distance Relay Employing a Pulse-Width Dividing Element — J. S. Gelfand, V. S. Perelman	15	Determining Probability Characteristics for Power Deficit in Power Systems — A. V. Shmoilov	61
The Influence of Large Controlled Rectifiers on the Supply Circuit — L. E. Bachnov, I. I. Levitan	20	Trade-Off Reduction in Networks for Reactive Power Compensation Problems — A. A. Glazunov, A. A. Gremyakov, V. A. Stroyev	64
The Sensitivity Tensor for Magnetic Converters — O. P. Mikhailov	25	Determining the Power Factor of an Induction Motor for Dynamic Operating Conditions — F. A. Mamedov, M. N. Ivanov	67
One Way of Controlling an m -Phase Thyristorized Pulse-Width Converter — A. J. Kalinichenko	30	Calculating the Electrolysis Protection of Underground Pipe Lines — O. V. Tozoni, M. M. Nedjinski	71
A Method for Studying Thyristorized Electric Drives in Systems of Similar Capacity — M. M. Sokolov, A. V. Shinyanski, U. V. Shevirayev	37	Eddy Current Losses With D. C. Magnetization — U. N. Starodubtsev	75
An Analytical Method of Geometric Optimization of Ferromagnetic Devices — R. H. Balyan, V. P. Obrusnik	40	Albert Einstein — Commemorating His 100 th Birthday — K. M. Polivanov	77
A Method for the Complete Electromagnetic Calculation of a System Having an Inductance Coil for a Periodically Varying Electric Circuit — A. A. Kulikov	46	CHRONICLE	78
Sine-Cosine Rotating Transformers in «Angle-Code» Converters — L. N. Presnukhin, V. A. Barkhotkin, K. K. Nedopekin, A. P. Bogoslovski, G. A. Kozlov	52		

УДК 621.372.001.24

Метод расчета несимметричных многофазных цепей. Синегубко Ю. Е., Эфрос А. Г. — «Электричество», 1979, № 9.
Предлагается метод расчета несимметричных многофазных цепей, названный методом фазных составляющих. Ток в цепи представляется суммой токов, вызванных каждой из фазных э. д. с. в отдельности. Фазные составляющие токов определяются из систем замещения многофазной цепи, в которых оставляется по одному источнику фазной э. д. с. Приведены примеры расчета несимметричных трансформаторных цепей методом фазных составляющих. Библ. 3.

УДК 621.316.925.451

Реле сопротивления с использованием широтно-импульсного делительного устройства. Гельфанд Я. С., Перельман В. Ш. — «Электричество», 1979, № 9.
Проводятся результаты разработки реле сопротивления с использованием делительного устройства, выделяющего напряжение, пропорциональное сопротивлению на входе реле. Делительное устройство выполнено на принципе широтно-импульсной модуляции с применением интегральных операционных усилителей и логических схем. Библ. 6.

УДК 621.314.632.001.5

Влияние мощных управляемых выпрямителей на питающую сеть. Вахнов Л. Е., Левитан И. И. — «Электричество», 1979, № 9.
Проведен сравнительный анализ основных схем мощных управляемых выпрямителей при различных законах управления с учетом влияния процессов коммутации. Показано влияние процессов коммутации на энергетические показатели управляемых выпрямителей. Получены выражения для расчета характеристики глубоко регулируемого привода постоянного тока. Библ. 3.

УДК 538.652:62—71

Тензор чувствительности магнитоупругих преобразователей. Михайлов О. П. — «Электричество», 1979, № 9.
Рассматривается тензор магнитоупругой чувствительности третьего ранга, описывающий линейную связь тензора упругих напряжений с приращением вектора магнитной индукции для случая трансверсально-изотропной ферромагнитной среды. Показывается, что существуют три вида магнитоупругой чувствительности: продольная и поперечная, связанные с нормальными упругими напряжениями, и тангенциальная, связанная с касательными напряжениями. Определена чувствительность существующих типов магнитоупругих преобразователей в случае простого и комбинированного нагружения. Библ. 10.

УДК 621.314.252.001.3

Об одном способе управления m -фазным тиристорным широтно-импульсным преобразователем. Калинин А. Я. — «Электричество», 1979, № 9.
Излагается способ управления тиристорами многофазных широтно-импульсных преобразователей, позволяющий существенно упростить цифровую систему управления. Приводятся алгоритмы функционирования дешифраторов — основного узла цифровой системы управления: рассматривается особенность осуществления регулирования коэффициента заполнения во всем диапазоне с разбиением пределов регулирования каждого канала на зоны регулирования. Показано, что эффективность применения рассматриваемого способа управления повышается с увеличением числа фаз преобразователя. Приводятся формулы, устанавливающие связь между параметрами системы управления и тиристорным электроприводом. Библ. 6.

УДК 62-833.6:621.314.632.001.5

Методика исследования тиристорных электроприводов в системах соизмеримой мощности. Соколов М. М., Шинянский А. В., Шевырев Ю. В. — «Электричество», 1979, № 9.
Рассматривается методика исследования переходных процессов в системе дизель — синхронный генератор — тиристорный преобразователь — двигатель постоянного тока. Показана возможность изучения такой сложной системы по средним значениям. Приведено сопоставление результатов расчета переходных процессов в тиристорном электроприводе по средним и мгновенным значениям. Библ. 7.

УДК 621.313.8.001.24

Методика полного электромагнитного расчета систем с индукционной катушкой при периодически изменяющейся электрической схеме. Куликов А. А. — «Электричество», 1979, № 9.
Представлены методика расчета и математические описания электромагнитных процессов в системах с индукционной катушкой. Рекомендованы методы реализации математических описаний на ЦВМ и АВМ. Библ. 11.

УДК 621.314.2.013.001.24

Аналитический метод геометрической оптимизации ферромагнитных устройств. Бальян Р. Х., Обрусник В. П. — «Электричество», 1979, № 9.
Изложен обобщенный аналитический метод анализа и синтеза оптимальной геометрии различных ферромагнитных устройств (ФМУ), позволяющий с достаточной для практики точностью определить оптимальные соотношения геометрических размеров трансформаторов, дросселей, подмагничиваемых трансформаторов и др. Метод позволяет проводить геометрическую оптимизацию для различных условий проектирования (минимум массы, объема, стоимости при различных сочетаниях активных материалов). Библ. 4.

УДК 681.142:621.314.214.2.001.3

Синусно-косинусные вращающиеся трансформаторы в преобразователях «угол—код». Преснухин Л. Н., Бархоткин В. А., Недопкин К. К., Богословский А. П., Козлов Г. А. — «Электричество», 1979, № 9.
Даются краткие технические характеристики ряда наиболее предпочтительных для построения преобразователей «угол—код» двух-полусных и многополусных СКВТ. Рассматриваются особенности применения СКВТ в преобразователях «угол—код». Приводятся различные структуры преобразователей «угол—код» на базе СКВТ, дается описание этих структур. Библ. 3.

УДК 621.3.043.3.017.3.088

Особенности термометрического метода измерения удельных потерь при нарушении его основополагающих условий. Мамедшахов М. Э. — «Электричество», 1979, № 9.
Приведена методика расчета погрешностей, возникающих при измерении местных потерь, когда в исследуемой области источника тепла являются функцией двух координат пространства и времени. Библ. 5.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Афанасьев В. В., Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ипатов П. М., Костенко М. В., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Рабинович С. И., Слежановский О. В., Совалов С. А., Тареев Б. М., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шаталов А. С.

Научные редакторы: Б. Н. Евсеев (редактор отдела), А. Б. Желдыбин

Адреса редакции: 103012, Москва, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.

101000, Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648

Адрес для телеграмм: МОСКВА, 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Н. Н. Хотулева

Сдано в набор 17.07.79
Усл. печ. л. 10,0

Подписано в печать 03.09.79
{Уч.-изд. л. 12,38

T-16138

Формат 60×90¹/₈
Тираж 8529 экз.

Печать высокая
Заказ 223