

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1976



ИЗДАТЕЛЬСТВО • ЭНЕРГИЯ •

2

*К XXV съезду Коммунистической партии
Советского Союза*

Электрификация — важнейшее направление в создании материально-технической базы коммунизма

БОНДАРЕНКО Т. Л.

Создавая в начале XX в. теорию социалистической революции, разрабатывая стратегию и тактику рабочего класса в борьбе за построение первого в мире пролетарского государства, В. И. Ленин на основе глубокого научного проникновения в суть общественных процессов выявил ряд основополагающих и постоянно действующих факторов, влияющих на развитие и поступательное движение общества к коммунизму. К числу этих факторов относятся:

- принцип совместимости политического строя и его материально-технической базы;
- фактор времени;
- фактор энерговооруженности производительных сил.

Именно эти основные факторы, как показал опыт коммунистического строительства в нашей стране, и в настоящее время являются важнейшим направлением деятельности партии в борьбе за создание материально-технической базы коммунизма.

Раскрывая содержание принципа совместимости, В. И. Ленин писал: «...коммунизм предполагает Советскую власть как политический орган, дающий возможность массе угнетенных вершить все дела, — без этого коммунизм немыслим...

...Этим обеспечена политическая сторона, но экономическая может быть обеспечена только тогда, когда действительно в русском пролетарском

государстве будут сосредоточены все нити крупной промышленной машины, построенной на основах современной техники, а это значит — электрификация...»¹.

Развивая это положение, В. И. Ленин пояснял: что «...единственной материальной основой социализма может быть крупная машинная промышленность, способная реорганизовать и земледелие. Но этим общим положением нельзя ограничиться. Его необходимо конкретизировать. Соответствующая уровню новейшей техники и способная реорганизовать земледелие крупная промышленность есть электрификация всей страны»².

Этот принцип нашел свое конкретное воплощение в плане ГОЭЛРО, одной из основных задач которого, как известно, являлось установление оптимального соотношения между политикой и экономикой, преодоление имевшегося тогда противоречия между отсталой экономикой и самой передовой в мире политической властью рабочего класса. «Выравнить фронт нашей экономики в уровень с достижениями нашего политического уклада» — так сформулирован в плане этот принцип.

Сложившиеся после победы Великой Октябрьской социалистической революции как междуна-

¹ Ленин В. И. Полн. собр. соч. Изд. 5-е, т. 42, с. 30—31.

² Ленин В. И. Полн. собр. соч. Изд. 5-е, т. 44, с. 9.

родная обстановка, так и обстановка внутри страны требовали реализации этого принципа в кратчайшие сроки. Требование усиливалось еще и тем, что за годы империалистической и гражданской войн, иностранной интервенции и блокады и без того отсталые производительные силы аграрной России были окончательно подорваны. Поэтому вторым не менее важным фактором в борьбе за построение социализма в нашей стране В. И. Ленин считал фактор времени.

И в этом случае при выборе кратчайшего пути В. И. Ленин отдавал предпочтение электрической энергии, указывая, что электрификация страны будет не только самым быстрым, но и самым экономичным путем создания социалистической экономики. «Восстановление промышленности на старой основе требует слишком много труда и времени. Мы должны придать промышленности более совершенные формы, а именно — перейти к электрификации. Она требует значительно меньше времени»³. Предложенный В. И. Лениным курс создания социалистической экономики на базе электрификации всей страны решал также вопрос и об энерговооруженности производительных сил: «Мы намерены электрифицировать всю нашу промышленную систему путем создания электростанций на Урале и других местах... Завершение электрификации явится первой важной ступенью на пути к коммунистической организации экономической жизни общества. Вся наша промышленность получит энергию от общего источника, способного снабжать в одинаковой степени все ее отрасли. Это устранил непроизводительное соперничество в поисках топлива и создаст прочную экономическую основу для промышленности, без чего мы не можем надеяться достичь такого уровня обмена продуктами первой необходимости, который бы соответствовал принципам коммунизма...

На мой взгляд, электрификация является наиболее важной из всех великих задач, стоящих перед нами»⁴.

Придавая электрификации всей страны исключительное важное значение, В. И. Ленин говорил: «Только тогда, когда страна будет электрифицирована, когда под промышленность, сельское хозяйство и транспорт будет подведена техническая база современной крупной промышленности, только тогда мы победим окончательно»⁵.

Четко и конкретно определяя пути экономического развития нашего государства, выдвигая на первый план создание материально-технической базы социализма, «на электрификации всего хозяйства основанной», В. И. Ленин указывал, что только электрификация обеспечит тот уровень производительности труда, который необходим для победы нового общественного строя. «Электрификация переродит Россию. Электрификация на почве советского строя создаст окончательную победу основ коммунизма в нашей стране...»⁶. В. И. Ленин был убежден, что «коммунизм — это есть Со-

ветская власть плюс электрификация всей страны»⁷.

Комментируя изложенное, следует подчеркнуть, что каждую из проблем, заключенную в рассмотренных выше факторах, В. И. Ленин оптимальным образом решает с помощью электрификации. Это важное обстоятельство требует некоторого пояснения.

Как известно, вопросами электрификации В. И. Ленин начал заниматься еще задолго до Великой Октябрьской социалистической революции и свои взгляды по этому вопросу изложил во многих дореволюционных работах, заложив в них основы учения об электрификации. После победы Великой Октябрьской социалистической революции, сочетая глубокие теоретические исследования с практической деятельностью по созданию социалистической экономики, учитывая при этом опыт капиталистических стран в области электрификации, достижения научно-технической революции и преимущества социалистической системы ведения народного хозяйства, В. И. Ленин значительно расширил и обобщил основные положения своего учения об электрификации.

В соответствии с этими положениями электрификация рассматривалась В. И. Лениным с трех точек зрения, а именно:

как фундамент, как базис для создания материально-технической базы социализма и реализации социально-экономической программы развития советского общества;

как средство, дающее возможность в кратчайшие исторические сроки повысить производительность и эффективность общественного труда, догнать и перегнать развитые капиталистические страны;

как энергетический потенциал, обеспечивающий требуемую энерговооруженность производительных сил.

Каждая из этих точек зрения в той же последовательности соответствует и рассмотренным выше факторам. Что касается ленинской формулы «коммунизм — это есть Советская власть плюс электрификация всей страны», то в данном случае ее следует рассматривать как своего рода экономическую доктрину, в которой в концентрированном виде изложена система взглядов и стратегический замысел В. И. Ленина в области строительства социалистической экономики на «электрификации всего хозяйства основанной».

Вместе с тем В. И. Ленин понимал, что на интервале времени между замыслом и его претворением в жизнь должен функционировать алгоритм материализации замысла, т. е. план, и не просто план, а целая последовательность текущих и перспективных государственных планов, отражающих как характер периода, на который они создаются, так и взаимодействие между всеми отраслями народного хозяйства страны с учетом принципа соответствия, фактора времени и требуемой для реализации плана энерговооруженности.

³ Ленин В. И. Полн. собр. соч. Изд. 5-е, т. 44, с. 51.

⁴ Ленин В. И. Полн. собр. соч. Изд. 5-е, т. 40, с. 155—156.

⁵ Ленин В. И. Полн. собр. соч. Изд. 5-е, т. 42, с. 159.

⁶ Ленин В. И. Полн. собр. соч. Изд. 5-е, т. 40, с. 148.

⁷ Ленин В. И. Полн. собр. соч. Изд. 5-е, т. 42, с. 30.

Первым в истории человечества научно-обоснованным единым государственным планом создания экономического фундамента социализма был план ГОЭЛРО, рассчитанный на 10—15 лет. В историческом плане, как известно, это был период перехода от капитализма к социализму.

План ГОЭЛРО или «вторая программа партии»⁸, как еще иначе называл его В. И. Ленин, опираясь на новейшие достижения науки и техники, сконцентрировал в себе ряд принципиальных положений, которые и в настоящее время остаются руководящими и направляющими в борьбе нашей партии за дальнейший социально-экономический прогресс советского общества.

В плане ГОЭЛРО В. И. Ленин впервые в научном и практическом аспектах поставил задачу о рациональном размещении производительных сил в масштабе всей страны. При этом ленинская концепция размещения материального производства исходила из сочетания экономических, технических и естественных факторов в их взаимодействии и развитии и предусматривала:

рациональное размещение промышленности «с точки зрения близости сырья» и энергии;

территориальное разделение труда, специализацию и системный подход к экономическому развитию районов;

комплексное развитие хозяйства каждого района;

концентрацию производства и организацию крупных промышленных предприятий;

обеспечение страны и отдельных экономических районов собственными сырьевыми ресурсами и энергией.

Ленинская концепция размещения производительных сил органически связана с электрификацией. В этом отношении план ГОЭЛРО отражал следующие ленинские принципы электрификации, сохранившие свою значимость и в настоящее время:

создание крупных районных современных электростанций (главным образом тепловых), использующих местное первичное топливо и гидроресурсы для обеспечения электроэнергией целых экономических районов;

строительство крупных гидроэлектростанций и их совместная работа с тепловыми для обеспечения бесперебойного снабжения электроэнергией подключенных к ним потребителей;

комплексное использование гидроресурсов (энергетика, ирригация, водный транспорт), создание на базе дешевой электроэнергии народнохозяйственных аграрно-промышленных комплексов;

строительство высоковольтных линий электропередачи, создание объединенных энергетических систем на базе мощных электростанций;

создание на основе региональных энергосистем единой электроэнергетической системы страны (материальное воплощение электрификации), реализующей принципы концентрации производства электроэнергии и централизации электроснабжения;

превращение электроэнергетики в ведущую отрасль народного хозяйства страны и ее постоянное и опережающее развитие, обеспечивающее непрерывное наращивание энергетического потенциала страны в интересах построения коммунистического общества.

Играя ведущую роль в создании социалистической экономики, являясь первоисточником интенсификации и механизации труда, электрификация в плане ГОЭЛРО являлась также основой роста производительности и эффективности общественного труда во всех сферах экономики. Ведущая роль электрификации в создании экономического фундамента социализма подчеркивалась в плане опережающим ростом электроэнергетики (общий рост в 4,4 раза) по отношению к общему росту промышленного производства (общий рост в 2 раза). Рост производительности труда на основе электрификации подчеркивался в плане ГОЭЛРО тем обстоятельством, что удвоение выпуска промышленной продукции предусматривалось получить только при 25%-ном увеличении численности рабочих, занятых в промышленности.

Таким образом, еще на заре Советской власти В. И. Ленин не только указал на революционизирующую роль электрификации в построении материально-технической базы социализма, но и наметил пути ее развития, определив место электрификации в создании материально-технической базы коммунизма.

Ленинский план ГОЭЛРО был воспринят всем советским народом как программа действий по переустройству всей экономики страны на базе новой техники, как стратегия партии, определяющая направление дальнейшего социально-экономического прогресса страны Советов, как руководящие указания партии по вопросам строительства коммунистического общества.

Опыт исторического развития нашей страны подтвердил высокую ленинскую оценку роли электрификации в построении материально-технических баз социализма и коммунизма.

Рассматривая в историческом плане путь, пройденный советским народом и его успехи за годы пятилеток, следует отметить, что проводимая партией политика электрификации страны позволила решить важнейшие задачи социалистического строительства.

В результате выполнения ленинского плана ГОЭЛРО и первого пятилетнего плана развития народного хозяйства (1928—1932 гг.) под руководством нашей партии были достигнуты следующие успехи:

мощность электростанций возросла с 1,1 (1913 г.) до 4,7 млн. *квт* (1932 г.), а производство электроэнергии с 2 до 13,5 млрд. *квт·ч* соответственно;

производительность труда в 1932 г. по сравнению с 1913 г. возросла на 69%;

годовое количество потребляемой электроэнергии сельским хозяйством достигло 86 млн. *квт·ч* против 1,2 млн. *квт·ч* в дореволюционные годы, что явилось важным фактором социалистического преобразования деревни;

⁸ Ленин В. И. Полн. собр. соч. Изд. 5-е, т. 42, с. 151.

по выработке электроэнергии Советский Союз вышел на второе место в Европе и на третье место в мире.

Развитие электроэнергетики в годы второй пятилетки (1933—1937 гг.) и в предвоенные годы (1938—1941 гг.), охватывающие период становления социализма и превращения страны в развитую индустриально-колхозную державу, происходило также опережающими темпами, что способствовало техническому прогрессу в промышленности и сельском хозяйстве, на транспорте и в быту, росту электровооруженности и производительности труда. Успехи, достигнутые за годы первых пятилеток и в предвоенные годы в области электрификации, характеризуются следующими показателями (1940 г. по отношению к 1928 г.):

количество электроэнергии, потребляемой промышленностью, возросло в 10 раз;

количество электроэнергии, потребляемой сельским хозяйством, возросло более чем в 6 раз и составило 538 млн. кВт·ч;

темпы роста производительности труда составили 343%;

прирост промышленной продукции за счет роста производительности труда составил 130%;

коэффициент электрификации промышленности достиг 86,8% против 64,9%;

мощность электростанций возросла в 2,4 раза и составила 11,2 млн. кВт;

производство электроэнергии возросло в 2,5 раза и составило 48,3 млрд. кВт·ч.

Великая Отечественная война временно задержала развитие электрификации в нашей стране. Гитлеровцы в первые годы войны во временно оккупированных районах разрушили более 60 электростанций. Тем не менее к началу 1943 г. в освобожденных районах 50 электростанций были уже восстановлены.

После Великой Отечественной войны темпы опережающего развития электроэнергетики продолжали оставаться высокими. Коммунистическая партия и Советское правительство неуклонно проводили в жизнь ленинские принципы электрификации, органически соединяя их с преимуществами плановой социалистической системы хозяйства.

В марте 1947 г. вновь был пущен Днепрогэс, что в совокупности с другими восстановленными электростанциями дало возможность Советскому Союзу к 30-й годовщине Октябрьской революции по выработке электроэнергии выйти на первое место в Европе и на второе в мире.

Восстановление электроэнергетики происходило на новой технической базе с учетом последних достижений науки и техники. Был построен и введен в действие целый ряд новых электростанций, таких как Рыбинская, Новокузнецкая, Фархадская, Сухумская и др. Велось строительство Цимлянской, Усть-Каменогорской, Мингечаурской и других электростанций. С 1950 г. началось сооружение крупнейших Волжской, Волгоградской и Каховской гидроэлектростанций.

К концу четвертой пятилетки (1946—1950 гг.) производство электроэнергии достигло 91 млрд. кВт·ч и превзошло довоенный уровень на 89%. План ГОЭЛРО в 1950 г. был перевыполнен в 15

раз. По темпам электрификации наша Родина опередила все страны мира. С конца 50-х годов развернулись работы по централизованному снабжению сельского хозяйства электрической энергией от государственных электрических сетей, которое в дальнейшем сыграло большую роль в обеспечении высоких темпов развития сельскохозяйственного производства во всех районах страны.

В годы последующих пятилеток в плане электрификации практически вся страна представляла собой гигантскую строительную площадку. Развернулось крупное строительство ряда мощных гидроузлов и гидроэлектростанций — Куйбышевской, Волгоградской, Ангарской, Камской, Каховской, Горьковской и др. В 1954 г. была введена в действие первая в мире промышленная атомная электростанция мощностью 5 тыс. кВт. Была завершена автоматизация управления агрегатами на всех районных гидроэлектростанциях, внедрялась автоматизация на крупных электростанциях. Создавались условия для создания Единой электроэнергетической системы европейской части СССР.

На основе дальнейшего развития электрификации полным ходом шло создание материально-технической базы развитого социализма. В 1957 г. 40-ю годовщину Октябрьской революции советский народ праздновал в обстановке торжества идей социализма.

Начиная с семилетнего плана (1959—1965 гг.), советский народ под руководством Коммунистической партии Советского Союза приступил к построению материально-технической базы коммунизма.

Продолжая рассматривать электрификацию как важный фактор социально-экономических преобразований в СССР, партия поставила задачу выравнивания уровней экономического развития как отдельных районов страны, так и целых союзных республик, а также дальнейшего подъема материального благосостояния и культурного уровня жизни народа на основе непрерывного роста энергетического и экономического потенциалов страны.

Поставленные задачи нашли свое отражение в решениях XXI, XXII и последующих съездов КПСС, в планах седьмой, восьмой и девятой пятилеток и закреплены в Программе КПСС, принятой XXII съездом КПСС, состоявшимся в октябре 1961 г.

Следуя заветам великого Ленина, партия в своей программе, содержащей определение задач в области экономического строительства и развития материально-технической базы коммунизма, подъема материального благосостояния народа, признала полную электрификацию страны основным стержнем развития экономики коммунистического общества и установила для нее опережающие темпы развития. Это опережение — обязательное условие электрификации всех отраслей народного хозяйства страны.

В научно обоснованной характеристике материально-технической базы коммунизма, данной в Программе КПСС, раскрыт не только тот уровень производительных сил, который обеспечит победу коммунизма, но и показана глубокая взаимосвязь между экономической, научно-техническим прогрессом

и электрификацией, показан научный подход к управлению коммунистическим строительством.

После XXII съезда КПСС еще энергичнее развернулась борьба советского народа за построение коммунистического общества и создание его материально-технической базы.

Программа КПСС и планы, разработанные ЦК КПСС и Советским правительством в области электрификации, успешно претворяются в жизнь. Подтверждением тому — огромные достижения отечественной электроэнергетики. Так, производство электроэнергии за период между XXII и XXIV съездами партии (10 лет) возросло с 293,3 до 741 млрд. кВт·ч, что соответствует ежегодному приросту на 9,5%. Небезынтересно отметить, что только на нужды быта и сферы обслуживания в 1970 г. было израсходовано около 100 млрд. кВт·ч электроэнергии, из которых на освещение жилищ затрачено свыше 17 млрд. кВт·ч или около 70 кВт·ч на одного человека в год.

Одновременно со строительством электростанций в эти годы продолжала создаваться основа Единой электроэнергетической системы европейской части СССР. Мощные магистральные линии электропередачи напряжением 200, 330, 500 и 750 кв покрывали все большую и большую территорию европейской части СССР. Заработали мощные электрообъединения Сибири и Средней Азии. Было положено начало формированию объединенной энергосистемы Дальнего Востока.

Исторические решения XXIV съезда КПСС наметили новые крупные рубежи в строительстве коммунистического общества в нашей стране на основе дальнейшего повышения уровня электрификации всех отраслей народного хозяйства и эффективности использования различных видов энергии.

В своих решениях XXIV съезд КПСС исходил из того, что современная стадия развернутого строительства материально-технической базы коммунизма, в частности развитие основных промышленных отраслей общественного производства, требует использования огромнейших концентраций энергии и непрерывного энергоснабжения.

В 1974 г., определяющем году пятилетки, производство электроэнергии было доведено до 975 млрд. кВт·ч. За годы девятой пятилетки появились десятки новых мощных электростанций — Красноярская, Братская, Усть-Илимская, Нурекская, Токтогульская ГЭС, Сырдарьинская ГРЭС, Курская, Смоленская АЭС и др., были продолжены десятки тысяч километров линий электропередачи. Большое развитие получила атомная энергетика, особенно в тех районах, где ресурсы топлива ограничены.

Таким образом, ленинские предначертания в области электрификации страны успешно претворяются в жизнь советским народом. Наиболее ярким

и материальным подтверждением ленинского учения об электрификации является созданное в нашей стране под руководством КПСС крупнейшее в мире энергообъединение — единая электроэнергетическая система европейской части СССР (ЕЕЭС), обеспечивающая централизованное электроснабжение и электрификацию народного хозяйства страны на территории около 6 млн. кв. км с населением около 175 млн. человек и управляемая с Центрального диспетчерского пульта в Москве. Установленная мощность электростанций, входящих в состав ЕЕЭС, на конец 1970 г. составила около 105 млн. кВт, а выработка электроэнергии достигла 531,6 млрд. кВт·ч. Строящаяся в настоящее время линия электропередачи напряжением 750 кв Донбасс-Днепр-Западная Украина протяженностью 1076 км обеспечит параллельную работу ЕЕЭС с энергосистемой «Мир» и дальнейшее развитие электрификации социалистических стран — членов СЭВ.

В настоящее время в нашей стране создан мощный электроэнергетический потенциал. О его величине и успехах советского народа в борьбе за построение материально-технической базы коммунизма свидетельствуют следующие цифры. В 1920—1921 гг. в стране было введено в строй всего 12 тыс. кВт новых энергетических мощностей. В 1970 г., в год полувекового юбилея плана ГОЭЛРО, новых энергетических мощностей было введено 12 млн. кВт — в 1000 раз больше! Электроэнергии в юбилейном году было произведено в 1425 раз больше, чем в 1920 г. Коэффициент электрификации силового аппарата достиг 90%. Таких темпов роста электрификации не знает ни одно государство в мире.

В заключение отметим, что объективность развития материально-технической базы коммунизма на основе электрификации всех отраслей народного хозяйства страны и всех сфер деятельности человека с еще большей силой подтверждает в наши дни ленинский лозунг «Коммунизм — это есть Советская власть плюс электрификация всей страны».

При написании статьи были использованы также следующие источники: **План** электрификации РСФСР. Доклад VIII съезду Советов Государственной комиссией по электрификации России. М., Госполитиздат, 1955; **Народное хозяйство СССР 1922—1972 гг.** Юбилейный статистический ежегодник. М., «Статистика», 1972; **Труд в СССР.** Статистический сборник. М., «Статистика», 1968; **Сельское хозяйство СССР.** М., Госстатиздат, 1960; **Промышленность СССР.** Статистический сборник. М., Госстатиздат, 1957; **Флаксерман Ю. Н.,** План ГОЭЛРО в действии. М., «Энергия», 1970; **Кржижановский Г. М.** К 25-летию ГОЭЛРО. — «Электричество», 1945; № 12; **Кржижановский Г. М.** С верой в великое дело. — «Правда», 1956, 1 января.



Планирование процессов развития в энергетике с применением метода игр

Канд. техн. наук ГУРСКИЙ С. К.

Белорусский политехнический институт

Неотъемлемой частью принятия технических и экономических решений относительно любых развивающихся во времени процессов является предсказание будущего изменения величин, которые не подконтрольны лицу, принимающему решение, но влияют на эффективность последнего существенным образом.

Для решения поставленной задачи обычно используются методы математической статистики. Общая методологическая схема применения таких методов состоит в том, что на основе имеющихся статистических данных и некоторых априорных предположений о качественных характеристиках прогнозируемого временного ряда, рассматриваемого как реализация дискретного случайного процесса, определяются те или иные числовые характеристики этого процесса (коэффициенты уравнения регрессии в функции времени или множества ориентирующих факторов) и производится прогноз, исходя из допущения о неизменности найденных числовых характеристик в ближайшем будущем.

Практическая эффективность такой методологии зависит от двух принципиальных моментов:

1. Для того чтобы числовые характеристики, описывающие протекание рассматриваемого процесса в прошлом, были достоверны, должен выполняться целый ряд жестких требований: большое количество данных, априорное знание формы уравнения регрессии, нормальность, некоррелированность, постоянство дисперсии и т. д. При использовании множественной регрессии (экспликативной модели [Л. 1]) требуется знать точные значения ориентирующих факторов в момент реализации прогноза.

2. Множество определяемых числовых характеристик процесса должно быть выбрано таким образом, чтобы их неизменность действительно отражала общую философскую установку о непрерывности развития в данном конкретном случае, другими словами, чтобы допущение о неизменности этих характеристик фактически подтверждалось на практике.

Выполнить все эти условия удается далеко не всегда и, прежде всего, ввиду отсутствия достаточного представительного статистического материала об изменении рассматриваемой величины. В таких случаях применение статистических методов для прогнозирования научно не обосновано и, следовательно, неправомерно.

В статье решается задача отыскания объективно оправданного метода прогнозирования некоторого класса временных рядов в условиях малого объема статистических данных. В такой ситуации, разумеется, нет надежды получить очень достоверный прогноз, но представляет интерес найти наиболее обоснованный регулярный подход к выбору решения. Предлагаемый ниже метод в отличие от известных основывается не на идеях математической статистики, адекватно описывающей лишь

массовые явления, а на физических соображениях и некоторых положениях теории информации.

Необходимые сведения из теории информации. Мерой неупорядоченности объекта, т. е. неопределенности его микросостояния в фиксированный момент времени, является энтропия [Л. 2]. В случае, если объект A может находиться в различных состояниях $A_1, A_2, \dots, A_n$, имеющих вероятности $p(A_i), i=1, 2, \dots, n$, его энтропия

$$H(A) = -k \sum_{i=1}^n p(A_i) \ln p(A_i), \quad (1)$$

где k — коэффициент пропорциональности, который в термодинамике [Л. 3] принимается равным постоянной Больцмана ($k=1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град), а в теории связи $k=\log_2 e=1,443$.

Информация о состоянии объекта A , получаемая в результате установления того факта, что произошло некоторое событие B , равна [Л. 2]:

$$I(A/B) = k \sum_{i=1}^n p(A_i/B) \ln \frac{p(A_i/B)}{p(A_i)}, \quad (2)$$

где $p(A_i/B), i=1, 2, \dots, n$ — условная вероятность состояния A_i . Если, например, в результате эксперимента вероятности состояний изменились от величин p_i до величин $q_i, i=1, 2, \dots, n$, то при этом получена информация

$$I = k \sum_{i=1}^n q_i \ln \frac{q_i}{p_i}. \quad (3)$$

В результате наблюдения любого события B , статистически связанного с объектом A , энтропия последнего уменьшается, так как в общем случае справедливо следующее неравенство [Л. 2]:

$$H(A/B) \leq H(A), \quad (4)$$

являющееся строгим при наличии статистической зависимости.

Интервальный прогноз временного ряда изменения материального ресурса. Пусть имеется ряд значений некоторого расходуемого либо получаемого ресурса, зафиксированных в дискретные моменты времени,

$$a_1, a_2, \dots, a_n; a_t > 0, t=1, 2, \dots, n. \quad (5)$$

В этом условии существенно требование, чтобы члены ряда были не только положительны, но и каждый из них выражал в определенном масштабе количество тех или иных физически различных микроединиц (т. е. наименьших долей рассматриваемой величины, доступных наблюдению), причем сумма всех членов ряда

$$R_n = \sum_{i=1}^n a_i \quad (6)$$

также имеет физический смысл — это общее количество конкретно различных микроединиц, распределенных по дискретным моментам времени $t=1, 2, \dots, n$.

Ставится задача принять решение относительно возможных значений a_t в ближайший момент времени в будущем, $t=n+1$. Ситуацию, в которой приходится производить прогнозирование очередного члена временного ряда (5), можно смоделировать с помощью следующего мысленного эксперимента. Для лица, принимающего решение (будем именовать его в дальнейшем оператором), эта ситуация эквивалентна той, которая сложилась бы, если бы к моменту времени $t>n+1$ оператором были получены сообщения о значениях всех, кроме последнего, членах ряда a_t , $t=1, 2, \dots, n$, а сообщение о последнем члене a_{n+1} не было принято из-за неисправности канала связи. Тогда задача прогнозирования члена a_{n+1} оказалась бы для оператора эквивалентной задаче отыскания долевого распределения общей суммы ресурса

$$R_{n+1} = \sum_{t=1}^{n+1} a_t \quad (7)$$

по $n+1$ ячейкам, если количества ресурса в $1, 2, \dots, n$ -й ячейках известны, а количество ресурса в $(n+1)$ -й ячейке и его общее количество неизвестны. Разумеется, такая формулировка проблемы принятия решения не является постановкой задачи в математическом смысле, поскольку отсутствует критерий качества решения.

С практической точки зрения, однако, задача поставлена, поскольку оператор обязан принять то или иное решение, зависящее от количества ресурса в ячейке $n+1$, не зная этого количества, и впоследствии он сможет оценить качество принятого решения, получив возможность наблюдать величину a_{n+1} . В этой связи абстрактную постановку задачи можно конкретизировать следующим образом: исходя из физической сущности рассматриваемой модельной ситуации установить, какие ограничения должны быть наложены на прогнозируемое значение ресурса в $(n+1)$ -й ячейке, чтобы прогноз заведомо не противоречил положениям теории информации.

Пусть A — объект, состоящий из ресурса R_{n+1} , конкретным образом распределенного по $n+1$ ячейкам, причем известно лишь количество ресурса a_t , $t=1, 2, \dots, n$, в каждой из ячеек, кроме $(n+1)$ -й, а конкретный состав микроединиц ресурса в ячейках не известен. Если было бы известно точное местонахождение каждой микроединицы ресурса R_{n+1} , то энтропия объекта A была бы равна нулю. Если же было бы известно только количественное распределение ресурса по всем ячейкам, то энтропия объекта A была бы равна:

$$H_{n+1} = -k \sum_{t=1}^{n+1} \mu_t \ln \mu_t, \quad (8)$$

где μ_t , $t=1, 2, \dots, n+1$, — вероятность события A_t , состоящего в том, что любая взятая случайно конкретная микроединица ресурса находится в t -й ячейке. При этом в соответствии с классическим

определением вероятности [Л. 4] можно определить вероятности μ_t , $t=1, 2, \dots, n+1$, как

$$\mu_t = \frac{a_t}{R_{n+1}}. \quad (9)$$

Таким образом, если бы было известно количество ресурса a_{n+1} , то энтропия объекта A была бы

$$H_{n+1} = -k \sum_{t=1}^{n+1} \frac{a_t}{\sum_{t=1}^{n+1} a_t} \ln \frac{a_t}{\sum_{t=1}^{n+1} a_t}. \quad (10)$$

Если в формуле (10) фигурирует не наблюдаемое, а запрогнозированное значение a_{n+1} , то подсчитанная по (10) энтропия H_{n+1} не должна быть меньше фактической энтропии объекта A при неизвестном значении a_{n+1} , так как в противном случае постановка прогноза a_{n+1} означала бы получение некоторой информации, что не соответствует действительности. В результате же наблюдения количества ресурса в $(n+1)$ -й ячейке энтропия H_{n+1} объекта A должна уменьшиться. Если бы был сделан прогноз a_{n+1} такой, что энтропия H_{n+1} , подсчитанная по (10) при запрогнозированном значении a_{n+1} , оказалась бы меньше истинной энтропии H_{n+1} после наблюдения a_{n+1} , то такой прогноз противоречил бы положениям теории информации. Чтобы этого не случилось, прогнозируемое значение a_{n+1} можно выбрать исходя из условия максимизации энтропии H_{n+1} :

$$\frac{dH_{n+1}}{da_{n+1}} = 0, \quad (11)$$

откуда следует уравнение

$$\sum_{t=1}^n a_t \ln \frac{a_t}{a_{n+1}} = 0, \quad (12)$$

из которого находим

$$a_{n+1} = a_{n+1}^* = \prod_{t=1}^n \frac{a_t}{\sum_{t=1}^n a_t}, \quad (13)$$

где $\prod$ — оператор произведения.

При значении $a_{n+1} = a_{n+1}^*$ вторая производная

$$\frac{d^2 H_{n+1}}{da_{n+1}^2} = -\frac{2k}{\left(\sum_{t=1}^{n+1} a_t\right)^3} \sum_{t=1}^n a_t \ln \frac{a_t}{a_{n+1}} - \frac{k \sum_{t=1}^n a_t}{a_{n+1} \left(\sum_{t=1}^n a_t\right)^2} < 0, \quad (14)$$

так что действительно достигается максимум энтропии.

Изложенный подход пессимистичен в том смысле, что указывая в качестве прогноза количества ресурса в ячейке $n+1$ значение, максимизирующее ожидаемую энтропию, оператор тем самым макси-

мизирует информацию, которая будет получена после получения сведений о фактическом состоянии объекта — значения a_{n+1} — по сравнению с представлением о состоянии объекта, соответствующем поставленному прогнозу.

Другое адекватное представление ситуации, в которой осуществляется прогноз, состоит в том, чтобы в качестве прогноза a_{n+1} принять такую величину, что ее реализация не изменяет степени информированности оператора о состоянии объекта.

Если A_{n+1} — событие, состоящее в том, что взятая наудачу единица ресурса R_{n+1} находится в $(n+1)$ -й ячейке, а $\bar{A}_{n+1}$ — событие, противоположное A_{n+1} , то до наблюдения количества a_{n+1} априорные вероятности этих событий в соответствии с классическим определением вероятности, очевидно, равны:

$$p(A_{n+1}) = \frac{1}{n+1}; \quad p(\bar{A}_{n+1}) = \frac{n}{n+1}. \quad (15)$$

Соответственно априорные вероятности событий A_t , $t=1, 2, \dots, n$, равны

$$\begin{aligned} p(A_t) &= \frac{p(\bar{A}_{n+1}) p(A_t/\bar{A}_{n+1})}{p(\bar{A}_{n+1}/A_t)} = \frac{n}{n+1} \frac{a_t}{R_n} = \\ &= \frac{n}{n+1} \frac{a_t}{\sum_{t=1}^n a_t}, \end{aligned} \quad (16)$$

так как

$$p(\bar{A}_{n+1}/A_t) = 1; \quad p(A_t/\bar{A}_{n+1}) = \frac{a_t}{R_n}. \quad (17)$$

Апостериорные же вероятности событий A_t , $t=1, 2, \dots, n$ после наблюдения значения a_{n+1} определяются как

$$q(A_t) = \frac{a_t}{R_{n+1}} = \frac{a_t}{n+1 + \sum_{t=1}^n a_t}. \quad (18)$$

Тогда в соответствии с формулой (3) информация, получаемая в результате наблюдения количества ресурса в $(n+1)$ -й ячейке,

$$\begin{aligned} I_{n+1} &= k \sum_{t=1}^n \frac{a_t}{n+1 + \sum_{t=1}^n a_t} \ln \frac{(n+1) \sum_{t=1}^n a_t}{n+1 + \sum_{t=1}^n a_t} + \\ &+ k \frac{a_{n+1}}{n+1 + \sum_{t=1}^n a_t} \ln \frac{(n+1) a_{n+1}}{n+1 + \sum_{t=1}^n a_t}. \end{aligned} \quad (19)$$

Решая уравнение

$$I_{n+1} = 0, \quad (20)$$

находим

$$a_{n+1} = a_{n+1}^* = \frac{\sum_{t=1}^n a_t}{n}. \quad (21)$$

Так как прогнозы a_{n+1}^* , a_{n+1}^{**} для $(n+1)$ -го члена ряда получены при различных по смыслу теоретико-информационных предположениях, естественно считать, что они образуют границы разбиения числовой оси, выделяющего зоны, в которых можно ожидать появления a_{n+1} , не вступая в противоречие с теорией информации. Чтобы выяснить местоположение таких зон, достаточно учесть, что при слишком больших и при слишком малых значениях прогноза a_{n+1} энтропия H_{n+1} , вычисленная по (10), резко уменьшается [Л. 2], а такой прогноз, как указывалось выше, не может быть рекомендован. Следовательно, зона возможных прогнозов лежит между значениями a_{n+1}^* , a_{n+1}^{**} , т. е. образует интервал

$$\Delta_{n+1} = [\min(a_{n+1}^*, a_{n+1}^{**}); \max(a_{n+1}^*, a_{n+1}^{**})], \quad (22)$$

что, разумеется, не означает, что в действительности при реализации очередного члена a_{n+1} ряда не могут появляться значения, не укладывающиеся в интервал Δ_{n+1} . Это означает лишь, что наблюдаемый ряд значений a_t , $t=1, 2, \dots, n$, не дает никаких оснований ожидать значений a_{n+1} , лежащих вне интервала Δ_{n+1} .

В тривиальном случае $n=1$ интервал Δ_{n+1} в соответствии с (13) и (21) стягивается в точку, и поэтому $a_2 = a_1$. Этим обосновывается правило прогнозирования при отсутствии статистических данных: «завтра то же, что сегодня», которое оказывается правильным в 70% случаев [Л. 5].

Нами была проведена серия экспериментов на ЦВМ по прогнозированию с помощью формул (13) и (21) нагрузки узла электрической сети энергосистемы для фиксированного часа суток при небольшом объеме статистических данных. При этом оказалось, что вследствие узости интервала Δ_{n+1} большинство реализаций a_{n+1} оказывалось вне этого интервала, хотя и весьма близко к его границам, но особый практический интерес имеет тот факт, что в подавляющем большинстве случаев (70%) реализация a_{n+1} оказывалась ближе к среднему a_{n+1}^* , вычисляемому по новой, впервые здесь предложенной формуле (13), чем к традиционному среднему a_{n+1}^{**} . Небольшой фрагмент таблицы результатов экспериментов представлен в приложении.

Оптимальный выбор расчетных условий для анализа установившегося режима при проектировании развития электрической сети. При расчетах потоко-распределения, связанных с проектированием развития электрической сети для вновь вводимых узлов, а также для узлов с небольшим сроком эксплуатации отсутствует информация о законах распределения нагрузок и тем более нет объективных предпосылок для достоверного однозначного предсказания величин нагрузок в этих узлах. В таких случаях рекомендуется задавать нагрузку соответствующего узла зоной возможных значений [Л. 6]. Для узла с небольшим сроком эксплуатации эту зону можно определить рассмотренным теоретико-информационным методом. Метод применим и для вновь вводимых узлов, если в качестве моментов времени $t=1, 2, \dots, n$ рассматривать моменты вво-

да однотипных подстанций, а в качестве членов ряда a_i — нагрузки подстанций в момент ввода. Далее возникает вопрос, как наилучшим способом использовать значение этой зоны для научно обоснованного прогноза потокораспределения, который позволял бы однозначно оценить эффективность проверяемого варианта схемы.

Ниже предлагается теоретико-игровой подход к решению этой задачи. Для упрощения изложения предполагается, что неопределенной является нагрузка только в одном узле анализируемой сети, причем реактивная мощность связана жесткой функциональной зависимостью с активной задающей мощностью, и эта зависимость известна. Принципиально рассматриваемый подход сохраняется в силе и при неопределенности нагрузок в нескольких узлах, а также при статистической или неопределенной связи реактивной мощности в узле с активной.

Разобьем заданную зону изменения активной мощности особого узла $[P_{\min}, P_{\max}]$ на N одинаковых интервалов и заменим полученное множество непрерывных интервалов множеством их дискретных представителей

$$P_k = P_{\min} - \frac{1}{2} \frac{P_{\max} - P_{\min}}{N} + \frac{P_{\max} - P_{\min}}{N} k = \frac{2k-1}{2N} P_{\max} + \frac{2N-(2k-1)}{2N} P_{\min}, \quad (23)$$

где $k=1, 2, \dots, N$. Тогда проектировщика и природу можно рассматривать как двух игроков, X и Y соответственно, располагающих одинаковыми конечными наборами стратегий

$$S_1 = S_2 = \{P_1, P_2, \dots, P_N\}. \quad (24)$$

Результат любого i -го расчета потокораспределения, $i=1, 2, \dots, N$, будем идентифицировать значением вектора электрических параметров режима, существенных для оценки возможности выбора проверяемого варианта схемы сети, а именно, вектора

$$C_i = (U_1^{(i)}, U_2^{(i)}, \dots, U_n^{(i)}, I_1^{(i)}, I_2^{(i)}, \dots, I_m^{(i)}), \quad (25)$$

где $U_v^{(i)}$, $v=1, 2, \dots, n$ — величина напряжения в v -м независимом узле схемы; $I_\mu^{(i)}$, $\mu=1, 2, \dots, m$ — величина тока в μ -й ветви схемы.

Если проектировщик избрал стратегию P_i , а природа — P_j (это означает, что в действительности в момент реализации проекта будет иметь место величина нагрузки особого узла P_j , а не P_i , как предполагалось при расчете потокораспределения), то вектор реализованных значений параметров режима C_j будет отличаться от вектора рассчитанных значений параметров C_i на величину $C_j - C_i$. Для того, чтобы по возможности уравнивать вес отдельных компонентов невязки, будем оценивать их в относительных единицах, выражая их, как это обычно делается в практике оценки измерительных погрешностей, в долях максимально допустимых значений соответствующих параметров режима. Тогда вектор относительных невязок пред-

ставляется как

$$\Delta_{ij} = (\epsilon_1^{(ij)}, \epsilon_2^{(ij)}, \dots, \epsilon_{n+m}^{(ij)}), \quad (26)$$

где

$$\epsilon_v^{(ij)} = \frac{U_v^{(i)} - U_v^{(j)}}{U_v^{\max}}, \quad v=1, 2, \dots, n; \quad (27)$$

$$\epsilon_v^{(ij)} = \frac{I_{v-n}^{(i)} - I_{v-n}^{(j)}}{I_{v-n}^{\max}}, \quad v=n+1, n+2, \dots, n+m. \quad (28)$$

Для сравнительной оценки результатов реализации пар стратегий (P_i, P_j) , $i, j=1, 2, \dots, N$, необходимо упорядочить множество векторов

$$\Delta = \{\Delta_{ij}, i, j=1, 2, \dots, N\} \quad (29)$$

по какому-либо содержательно приемлемому критерию предпочтительности. В качестве такого критерия δ_{ij} может служить одна из трех возможных норм вектора Δ_{ij} :

$$\|\Delta_{ij}\|_1 = \sqrt{\sum_{v=1}^{n+m} [\epsilon_v^{(ij)}]^2}; \quad (30)$$

$$\|\Delta_{ij}\|_2 = \sum_{v=1}^{n+m} |\epsilon_v^{(ij)}|; \quad (31)$$

$$\|\Delta_{ij}\|_3 = \max_v |\epsilon_v^{(ij)}|. \quad (32)$$

Вторая из этих норм совершенно не усиливает веса больших компонентов невязки, а третья, наоборот, совершенно игнорирует вес всех невязок, кроме наибольшей. В связи с этим в рассматриваемой задаче, по-видимому, наиболее целесообразно использовать в качестве «платежа» норму (30), так как она, с одной стороны, учитывает все компоненты невязки, а с другой стороны, придает непропорционально большой вес большим компонентам. Это является положительным свойством критерия, который должен, прежде всего, предотвращать возможность выхода режимных параметров в «узких» местах схемы за допустимые пределы и в то же время в целях обеспечения наибольшей экономичности варианта схемы способствовать покомпонентному совпадению векторов рассчитанных и реализующихся значений параметров.

Тогда, произведя N расчетов потокораспределения в сети при различных вариантах задания нагрузки особого узла, можно определить значение «платежа» δ_{ij} для каждой пары (P_i, P_j) стратегий игроков X и Y , $i, j=1, 2, \dots, N$. Это дает возможность составить так называемую платежную матрицу или матрицу затрат

$$Z = \begin{array}{c|cccc} & \text{X} & & & \\ & P_1 & P_2 & \dots & P_N \\ \hline Y & & & & \\ P_1 & 0 & \delta_{12} & \dots & \delta_{1N} \\ P_2 & \delta_{21} & 0 & \dots & \delta_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ P_N & \delta_{N1} & \delta_{N2} & \dots & 0 \end{array} \quad (33)$$

Матрица $З$, очевидно, симметрична и имеет нулевые диагональные элементы. Поскольку «интересы» природы не антагонистичны интересам проектировщика, в качестве критерия решения рассматриваемой игры целесообразно использовать не наиболее распространенный минимаксный критерий, а какой-либо критерий, более подходящий для игр с природой, например, критерий недостаточного основания [Л. 7], или равновозможности [Л. 8], при котором всем стратегиям природы приписывается одинаковая вероятность

$$p_j = \frac{1}{N}, \quad j = 1, 2, \dots, N. \quad (34)$$

Тогда задача сводится к минимизации математического ожидания затрат проектировщика

$$\min M[З] = \min_i \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \delta_{ij} = \frac{1}{N} \min_i \sum_{j=1}^N \delta_{ij}. \quad (35)$$

Ввиду конечности множеств S_1, S_2 решение этой задачи всегда существует.

Хотя при изложенном подходе вместо одного расчета потокораспределения приходится производить N таких расчетов, это практически не является сколько-нибудь существенным недостатком, если при составлении платежной матрицы использовать для расчета потокораспределения приближенные

безытеративные методы, например, метод коэффициентов распределения [Л. 9], что вполне допустимо при недостоверной исходной информации.

Выводы. 1. Методы теории информации и теории игр могут найти применение в прогнозировании и планировании процессов развития в энергетике при малой длительности предыстории процесса.

2. Общей основой этих методов является заблаговременный учет последствий от неправильно поставленного прогноза.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мот Ж. Статистические предвидения и решения на предприятии. М., «Прогресс», 1966. 512 с.
2. Фано Р. Передача информации. Статистическая теория связи. М., «Мир», 1965. 438 с.
3. Бриллюэн Л. Наука и теория информации. М., «Физматгиз», 1960. 310 с.
4. Гнеденко Б. В. Курс теории вероятностей. М., «Наука», 1965. 400 с.
5. Ивахненко А. Г., Лапа В. Г. Кибернетические предсказывающие устройства. Киев, «Наукова думка», 1965. 214 с.
6. Веников В. А., Руденко Ю. Н., Совалов С. А. Задачи исследования надежности электроэнергетических систем. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1973, № 5.
7. Льюс Р. Д., Райфа Х. Игры и решения. М., Изд-во иностр. лит., 1961. 642 с.
8. Ланге О. Оптимальные решения. М., «Прогресс», 1967. 285 с.
9. Электрические системы. Электрические расчеты, программирование и оптимизация режимов. Под ред. В. А. Веникова. М., «Высшая школа», 1973. 318 с.

[26.3.1975]



УДК 621.311.1.016.3.001.24

Интервальный однофакторный метод краткосрочного прогнозирования суточного потребления электроэнергии энергосистем

Кандидат техн. наук ТИМЧЕНКО В. Ф., инж. ЕЖИЛОВ В. Х.

ВНИИэлектроэнергетики

Суточное потребление электроэнергии энергосистемы определяется следующим интегралом:

$$W = \int_{t_0}^{t_0+T} P_n(t) dt = \bar{P}_n T, \quad (1)$$

где $P_n(t)$ — значение суммарной активной нагрузки, потребляемой совокупностью электроприемников системы в момент t , $t_0 \leq t \leq T$, $T = 24$ ч; t_0 — начало отсчета времени, обычно 0 часов по местному времени; $\bar{P}_n$ — среднесуточная нагрузка приемников системы.

Прогноз ожидаемого на следующий день или на несколько суток вперед значения суточного электропотребления является одной из существенных частей краткосрочного планирования суточных режимов энергосистем [Л. 1]. Потребление электроэнергии в отечественных энергосистемах измеряется с помощью счетчиков электроэнергии,

приборов класса точности 0,5 с цифровым отсчетом, и ежесуточно регистрируется в оперативных ведомостях. Расположив результаты измерения в хронологическом порядке, их можно рассматривать как реализацию нестационарной случайной функции целочисленного аргумента — календарной даты. Нестационарность ее обусловлена действием ряда естественных факторов и проявляется в недельной и сезонной цикличности, внутримесячной неравномерности и в наличии естественного роста электропотребления; поэтому на разных интервалах времени одинаковой продолжительности нестационарность процесса проявляется по-разному. Наряду с этим, праздничные и примыкающие к ним дни вносят неоднородность в результаты измерения электропотребления. С целью уменьшения обусловленной этим неоднородности, значения электропотребления таких дней, которые назовем «нерегулярными», приведем к значениям электропотребления

«регулярных» дней путем линейной интерполяции потреблений одноименных дней предыдущих и последующих недель.

Вторым шагом в решении задачи настоящей работы является целесообразное упорядочение исходной информации. Для этого удобно представить ее в виде двумерного массива $W[I, J]$, т. е. таблицы с J столбцами и I строками, где J — номер дня недели (1 — понедельник, ..., 7 — воскресенье), а I — номер недели в году, начиная с некоторого, принятого за начало отсчета. Представим массив исходных данных в виде суммы его «регулярной», систематической части и «случайной части»:

$$W[I, J] = R[I, J] + \Psi[I, J]. \quad (2)$$

Наличие случайной составляющей вносит неопределенность, из-за влияния которой точное значение электропотребления определить заранее практически никогда не удастся, что собственно и вынуждает прибегать к прогнозу, т. е. предсказанию, электропотребления. Полностью устранить неопределенность, создаваемую случайной составляющей, невозможно, так как она существует объективно. Поэтому в общем виде задача прогноза может быть сформулирована следующим образом: приближение прогнозируемого электропотребления к ожидаемому фактическому за счет минимизации этой неопределенности путем целесообразного учета свойств как систематической, так и случайной составляющих процесса.

Прогнозы бывают точечные и интервальные [Л. 2]. Точечным принято называть прогноз, результат которого представляется одним числом — ожидаемым значением прогнозируемой величины. Подавляющее число имеющихся методов краткосрочного прогнозирования текущих изменений нагрузки энергосистем, предназначенных для оперативной практики, являются точечными. Интервальный прогноз указывает не только точечную оценку, но и интервал, в котором по предположению может оказаться фактическое значение прогнозируемой величины с оцениваемой наперед вероятностью. В излагаемом ниже методе точечный прогноз электропотребления вычисляется на основе формализованного учета свойств систематической составляющей процесса, а «доверительный» интервал — на основе использования вероятностных свойств и характеристик случайной составляющей.

Определение вида и вычисление параметров прогностических зависимостей. Согласно [Л. 2] основным допущением теорий научных прогнозов является предположение о постоянстве вида и параметров прогностических зависимостей. Поэтому важной составной частью разработки излагаемого в настоящей статье метода было исследование, направленное на выявление стабильных внутренних связей между предыдущими и последующими реализациями электропотребления и адекватное аналитическое описание этих связей. При выборе примененного для этого математического аппарата особое внимание было обращено на его соответствие реальным свойствам процесса с целью обеспечить не только математическую, но и главным образом физическую обоснованность метода прогноза, по-

тому что не только само по себе качество прогнозов, но и принципиальная возможность вычисления интервального прогноза как такового находятся в прямой зависимости от адекватности применяемого описания систематической составляющей процесса и корректности отделения его случайной составляющей, ибо только так и может быть обеспечена минимизация обусловленной последней неопределенности.

Зависимость суточного электропотребления от времени имеет многомерный характер, определяемый действием ряда причинных факторов. Так, сложившаяся в развитых странах семидневная система организации труда и отдыха людей определяет недельную цикличность в изменениях электропотребления. Годовое вращение Земли, связанные с ним изменения температуры, продолжительности светлой части суток вызывают периодически повторяющуюся зависимость электропотребления от сезона года или, что то же, от номера недели в году. Календарная система планирования производства находит отражение в зависимости электропотребления от номера дня в месяце.

Зависимость суточного электропотребления энергосистемы от дня недели и номера недели в году может быть отобразжена с помощью матричных представлений [Л. 3]. Именно поэтому выше и было предложено упорядочить исходные данные в виде матрицы $W[I, J]$, в которой по координате J существует недельная цикличность, а по координате I — сезонная периодичность и естественный рост электропотребления. Цикличность режимов электропотребления делает естественным применение элементов гармонического анализа для выделения систематической составляющей процесса. Случайную составляющую процесса целесообразно анализировать вероятностными методами.

Вычислим долю, которую потребление J -го дня $(I+1)$ -й недели составляет к потреблению за семь предыдущих суток для I от $I=I_0=1$ до $I=52$:

$$Z[I, J] = W[I+1, J] / \sum_{J=0}^{J_0+6} W[I, J]. \quad (3)$$

Это преобразование приводит исходный массив к безразмерному и существенно более однородному виду, нормализует его. Сообразно (2) представим массив (3) в виде суммы:

$$Z[I, J] = S[I, J] + \xi[I, J]. \quad (4)$$

Первое из слагаемых правой части назовем «сезонным». Оно может быть аппроксимировано следующим образом [Л. 3]:

$$S[I, J] = Z_0[J] + A[J] \sin\left(\frac{2\pi}{T_1} I + \Phi[J]\right), \quad (5)$$

где Z_0 — средние значения компонент столбцов массива (3) за период $T_1=52$ неделям (в году, как известно, 52 недели); A и Φ — амплитуда и фаза «сезонной» составляющей.

Значения параметров выражения (5), вычисленные по данным одной из объединенных энергоси-

Таблица 1

Параметр	Значения параметров выражения (5) и среднеквадратической величины остатков аппроксимации, соответствующие дням недели						
	1	2	3	4	5	6	7
$Z_0 [J]$	0,15014	0,15620	0,15668	0,15674	0,15575	0,12788	0,10800
$A [J] 100, \%$	0,39	0,43	0,23	0,29	0,37	0,82	1,79
$Z_0 [J]$							
$\Phi [J], \text{рад}$	2,68	2,62	2,51	2,25	2,43	1,92	1,48
$\frac{\sigma [J]}{Z_0 [J]} 100, \%$	1,72	1,71	1,75	1,71	1,75	3,79	2,34

стем (ОЭС) Европейской части СССР, характеризующейся глубокими изменениями нагрузки в течение суток, недели и года, а также интенсивным естественным ростом потребления, приведены в табл. 1¹. Видно, что для всех дней недели основное значение имеет параметр Z_0 . В [Л. 3] показано, что в компонентах столбцов массива (3) практически отсутствует тенденция к росту.

Это может быть обусловлено следующим. Если составляющие естественного роста суточного и недельного электропотребления входят в числитель и знаменатель выражения (3) в виде сомножителей и имеют одинаковый вид, то они взаимно сокращаются. Тем самым устраняется неопределенность, связанная со случайными изменениями интенсивности естественного роста электропотребления.

Некоторые полезные свойства преобразования (3), правда, записанного в другой форме и для решения другой задачи, были эмпирическим путем обнаружены К. А. Саарендом (ОДУ Северо-Запада).

Авторами было выяснено, что преобразование (3) является одним из эффективных средств минимизации неопределенности в информации об изменениях суточного электропотребления и решения на этой основе задачи данной работы.

Второе слагаемое правой части выражения (4)

$$\xi [I, J] = Z [I, J] - S [I, J] \quad (6)$$

переформируем, сопоставив каждую компоненту этого массива ее календарной дате G :

$$\xi [I, J] \Rightarrow \xi [G] \Rightarrow \xi [i, j], \quad (7)$$

где j — номер дня в месяце; i — номер месяца, и представим в виде такой суммы:

$$\xi [i, j] = Q [i, j] + \Phi [i, j]. \quad (8)$$

Здесь первое слагаемое учитывает проявляющееся в представленном таким способом массиве влияние внутримесячной неравномерности режима электропотребления, т. е. календарную составляющую исходного массива (3). Она может быть аппроксимирована полиномом

$$Q [i, j] = B_0 [i] + B_1 [i] j + B_2 [i] j^2. \quad (9)$$

Массив остатков аппроксимации сформируем по первоначальной форме:

$$\Phi [i, j] = \xi [i, j] - Q [i, j] \Rightarrow \Phi [G] \Rightarrow \Phi [I, J]. \quad (10)$$

¹ Параметры выражения (5) при фиксированном J вычислялись методом наименьших квадратов.

Обобщенной суммой

$$R [I, J] = S [I, J] + Q [i, j] \quad (11)$$

сезонной (5) и календарной (9) составляющих отображается систематическая, регулярная часть массива исходных данных $W [I, J]$, нормализованного с помощью преобразования (3).

Массив остатков аппроксимации (10) отображает почти чисто случайную составляющую массива (3). Оценки среднеквадратических величин компонент столбцов массива остатков приведены в нижней части табл. 1. Они вычислены по формуле:

$$\sigma [J] = \left(\frac{1}{51} \sum_{I=1}^{52} [\Phi [I, J] - M_J \{\Phi [I, J]\}]^2 \right)^{1/2}. \quad (12)$$

Видно, что исключая субботы ($J=6$) величины $\sigma [J]$ достаточно близки, что свидетельствует об известной однородности компонент столбцов массива остатков. При данном J между компонентами столбцов практически отсутствует вероятностная зависимость по координате I (автокорреляция). Но между компонентами столбцов, соответствующих рабочим дням, обычно имеется значимая взаимная корреляция. Распределение вероятности остатков можно принимать гауссовским (рис. 1, а).

Выразим среднеквадратическую величину (12) в процентах к соответствующим значениям Z_0 :

$$\sigma^* [J] = \frac{\sigma [J] \cdot 100\%}{Z_0 [J]}. \quad (13)$$

В [Л. 3] эта величина сопоставлена с значением среднегодовой нагрузки $\bar{P}_n$ соответствующей энергосистемы как показателем уровня электропотребления в системе. Расчеты были проведены для районных энергосистем, ОЭС и ЕЭС с $\bar{P}_n$ от 200 до примерно 100 000 Мвт. Оказалось, что относительная величина (13), представленная в зависимости от соответствующего значения $\bar{P}_n$, ограничивается сверху следующим образом:

$$\text{для } \bar{P}_n \leq 1000 \text{ Мвт } \sigma^* [J] \leq A, \%, \quad (14)$$

$$\text{для } \bar{P}_n > 1000 \text{ Мвт } \sigma^* [J] \leq A_2 / \sqrt[4]{\bar{P}_n}, \%, \quad (14a)$$

где для $J=1-5$ и 7 (рабочие дни и воскресенья); $A_1=3,5\%$, а $A_2=20$. Для суббот значения этих

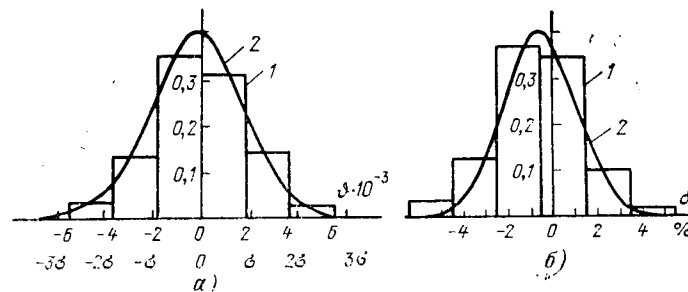


Рис. 1. Гистограммы остатков аппроксимации Φ (а — $m = -0,3 \cdot 10^{-5}$; $\sigma = 2,2 \cdot 10^{-3}$) и ошибок прогноза суточного электропотребления б — ($\delta - m = -0,66\%$; $\sigma = 1,67\%$) энергосистемы $\bar{P}_n = 3000$ Мвт.

1 — эмпирическая оценка; 2 — гауссовская плотность распределения.

коэффициентов несколько больше из-за несистематических повышений электропотребления в отдельные субботние общевыходные дни.

Метод прогнозирования. По [Л. 2] основными компонентами научного прогноза являются его «теория» и «исходные данные», причем основным предположением «теории» является предположение о постоянстве вида и параметров прогностических зависимостей. Теория данного прогноза суточного электропотребления состоит в следующем. Предполагается, что рассмотренные выше преобразования, действительно, имеют место и характеризуются общностью, а вид и параметры выражений (5) и (9) остаются стабильными во времени.

Общность рассмотренных выше преобразований в [Л. 3] подтверждена расчетами на фактических материалах 12 районных энергосистем со среднегодовой нагрузкой от 220 до 5600 Мвт, 8 объединенных энергосистем от 4500 до 20 000 Мвт*, в том числе одной зарубежной, и ЕЭС СССР; там же исследована стабильность параметров зависимостей (5) и (9). Наибольшей стабильностью характеризуется основной параметр выражения (5) $Z_0[J]$: при постепенном развитии уровня и структуры электропотребления, т. е. без присоединения к энергосистеме сложившихся и существующих по мощности новых районов, вариация² этого параметра за 5—6 лет не превышает 0,5% для рабочих дней, 0,75% для суббот и 1,65% для воскресений. Как видно из табл. 1, амплитуда сезонной составляющей $A[J]$ не превышает 1% $Z_0[J]$. Поэтому синусоидальная составляющая в (5) имеет второстепенное значение, однако и ее параметры тоже характеризуются известной стабильностью, хотя и меньшей, чем стабильность Z_0 . Коэффициенты выражения (9) тоже малы, меньше амплитуды A , поэтому их большая или меньшая нестабильность не имеет сколь-нибудь существенного значения.

Определим теперь вторую из основных компонент прогноза — исходные данные, необходимые для повседневных прогнозных расчетов. Цель прогноза состоит в заблаговременном вычислении ожидаемого значения электропотребления J -го дня $(I+1)$ -й недели, а для возможности интервального прогноза — в вычислении оценки среднеквадратической ошибки прогноза.

Выражением (3) задается доля, которую электропотребление J -го дня $(I+1)$ -й недели составляет к потреблению за 7 предыдущих суток, равному:

$$V[I, J] = \sum_{J=J_0}^{J_0+6} W[I, J], \quad I = 1, 2, \dots, 52, \quad (15)$$

$$J_0 = 1, 2, \dots, 7.$$

* Расчеты проводились для ЭС: Бурятской, Смоленской, Крымской, Эстонской, Омской, Латвийской, Новосибирской, Белорусской, Ленинградской, Кузбасской, Донбасской, Свердловской; для ОЭС: Средней Азии, Северо-Запада, Урала, Сибири, Центра и Юга СССР, ГДР, а также для ЕЭС СССР.

² То есть отношение σ к среднему, выраженное в процентах к последнему.

Эту величину и естественно принять в качестве исходных данных, непосредственно используемых в прогнозе. Тогда ожидаемое электропотребление оценивается следующим образом:

$$\hat{W}[I+1, J] = R[I+1, J] V[I, J]. \quad (16)$$

Оценим теперь σ возможной ошибки прогноза. Текущие ошибки прогноза можно характеризовать их относительными значениями:

$$\delta = \frac{W - \hat{W}}{\hat{W}} 100\%. \quad (17)$$

С учетом выражений (3), (12) и (16) выражение (17) можно переписать так:

$$\delta = \frac{ZV - RV}{ZV} 100\% = \frac{Z - R}{Z} 100\% \approx \frac{\delta}{Z_0} 100\%, \quad (18)$$

откуда видно, что среднеквадратическая относительная ошибка прогноза определяется среднеквадратической величиной (13) остатков аппроксимации:

$$\hat{\sigma}_w[J] \approx \sigma[J] V[I, J]. \quad (19)$$

Параметры регулярной части $R[I, J]$ массива (3), т. е. параметры выражений (5) и (9), вычисляются с помощью ЦВМ по данным об изменениях суточного электропотребления системы за год и могут, следовательно, считаться известными. Среднеквадратическая величина остатков аппроксимации вычисляется по тем же данным с помощью выражения (13), и тем самым она тоже известна. Минимизация неопределенности достигается: а) выбором вида выражений (5) и (9) в соответствии с реальным ходом процесса и б) вычислением параметров этих выражений на основе метода наименьших квадратов, применение которого является вполне оправданным в силу отсутствия автокорреляции в массиве остатков аппроксимации.

Метод прогнозирования сводится к следующему. Потребление за 7 дней, предшествующих прогнозируемому, умножается на значение обобщенной суммы (11). Первое слагаемое этой обобщенной суммы вычисляется при заданных значениях I, J (номер недели, номер дня недели), а второе — при заданных i, j (номер месяца, номер дня в месяце).

Судя по данным табл. 1, точность прогнозов рабочих и воскресных дней должна быть примерно одинаковой, а суббот несколько хуже. Но последнее обусловлено реальной причиной: несистематическими повышениями электропотребления в заранее известные субботние дни и, следовательно, в машинные прогнозы может при необходимости вноситься поправка.

Распределение вероятности остатков аппроксимации и ошибок прогноза может приниматься нормальным, гауссовским (рис. 1, а и б).

Знание типа распределения и оценки его параметра (19) позволяет оценить ширину интервала $(\hat{W} - \Delta W_\beta; \hat{W} + \Delta W_\beta)$, в пределах которого с вероятностью $\beta \approx 1$ может, по предположению, оказаться

Таблица 2

Вид прогноза	Значения среднеквадратического смещения прогноза (%), соответствующие дням недели							Время
	1	2	3	4	5	среднее	6	7
Формализованный	1,56	1,51	1,80	1,83	1,83	1,71	2,14	2,26
Интуитивный	2,46	2,19	3,08	3,17	2,76	2,59	2,36	2,56

фактическое значение ожидаемого электропотребления.

Некоторые результаты экспериментальных расчетов. Точность каждого прогноза будем характеризовать относительной ошибкой (17). Ошибки прогноза представляют собой случайные величины. Поэтому по одной или даже нескольким текущим ошибкам еще нельзя судить о качестве прогноза. Для более достоверного суждения о нем необходимо провести статистическую обработку ошибок за достаточно продолжительное время. Для этого целесообразно использовать следующие статистические показатели: среднее значение относительных ошибок M_{δ} , среднеквадратическое отклонение σ_{δ} и среднеквадратическое смещение

$$a_{\delta} = \sqrt{M_{\delta}^2 + \sigma_{\delta}^2}. \quad (20)$$

Текущие ошибки бывают положительные и отрицательные, при сложении они компенсируют друг друга и потому средняя за достаточное время ошибка M_{δ} может быть близка к нулю. Среднеквадратическое отклонение [см. (12)] представляет собой положительную величину, которая предоставляет больше возможностей судить о качестве прогноза. Среднеквадратическое смещение (20) обобщает эти два показателя, что особенно полезно, если $M_{\delta} \neq 0$.

Оценки перечисленных показателей точности, полученные путем сопоставлений прогнозов электропотребления 20 энергосистем с фактом за 25 недель, приведены на рис. 2, а и б.

Ограничивающие кривые проведены в соответствии с выражениями (14), (14а), но при следующих значениях коэффициентов A : для σ_{δ} $A_1 = 3$ и $A_2 = 18$ (рис. 2, а); для a_{δ} $A_1 = 3,5$ и $A_2 = 19$. Эти величины не превосходят заблаговременных оценок [Л. 3], приведенных выше при выражениях (14), (14а). Отсюда видно, что величина (19) может быть использована в качестве заблаговременной оценки не только среднеквадратической ошибки прогноза $\hat{\sigma}_w$, но и его среднеквадратического смещения (20). Физически это объясняется тем, что на стадии вычисления прогнозов уровень электропотребления системы из-за его естественного роста всегда больше, чем на стадии вычисления параметров прогностических зависимостей, а чем больше $\bar{P}_n$, тем относительно меньше случайная составляющая электропотребления [Л. 4]. Это обстоятельство дает возможность заранее оценивать ширину интер-

вала, в пределах которого по предположению с вероятностью β , может оказаться отклонение фактического электропотребления от прогнозного [Л. 5]:

$$\Delta W_{\beta}[I+1, J] = t_{\beta} \hat{\sigma}_w[J] = t_{\beta} \sigma[J] V[I, J]. \quad (21)$$

Весьма интересным является вопрос о выборе целесообразного уровня надежности β (и соответственно — значения коэффициента t_{β}). Он может быть решен только на основании обобщения опыта применения интервальных прогнозов с учетом технико-экономических соображений. Необходимость учета технико-экономического аспекта задачи связана с тем, что желание иметь более высокую надежность β обуславливает повышение степени неопределенности вследствие расширения интервала (21). Напротив, узкий интервал будет чаще перекрываться фактическими ошибками прогноза. Имея в виду гауссовское распределение остатков аппроксимации и ошибок прогноза, можно ожидать, что $\beta \approx 0,95$ будет обеспечиваться значением $t_{\beta} = 2$ (см. рис. 1, а и б) **.

Качество прогнозов рассмотренным методом можно оценить только путем сопоставления его показателей точности и достоверности с прогнозами по другим методам. До последнего времени наилучшие результаты давал прогноз, выполнявшийся персоналом энергосистем на основе опыта работы, инженерной интуиции и т. д. Лучшая точность интуитивных прогнозов нагрузки по сравнению с применявшимися до сих пор формализованными методами, реализованными с помощью ЦВМ, объясняется приспособляемостью, адаптацией инженера — составителя прогнозов к изменяющимся условиям работы своей энергосистемы, способностью его учитывать одновременно большое число факторов, которые могут по его мнению оказывать большее или меньшее влияние на уровень ожидаемого электропотребления и траекторию предстоящих изменений нагрузки системы. Худшая точность имеющихся формализованных методов по сравнению с интуитивным прогнозом объяснялась недостаточно эффективным учетом свойств процесса в этих методах.

В табл. 2 сопоставляются значения среднеквадратического смещения прогноза рассмотренным формализованным методом и прогноза, выполнявшегося на основе интуиции персоналом энергосистемы с $\bar{P}_n = 3000$ Мвт. Видно, что формализованный прогноз оказался точнее.

Из рис. 2 видно, что точность прогноза рассмотренным методом с ростом нагрузки энергосистем улучшается. Но это улучшение происходит достаточно медленно. Последнее, по всей вероятности, связано с наличием достаточно тесной взаимной коррелированности остатков аппроксимации а, следовательно, и ошибок прогноза, соответствующих разным дням недели.

** Эта рекомендация делается в предположительной форме в связи с наличием тесной взаимной коррелированности остатков аппроксимации и соответственно ошибок прогноза для рабочих дней.

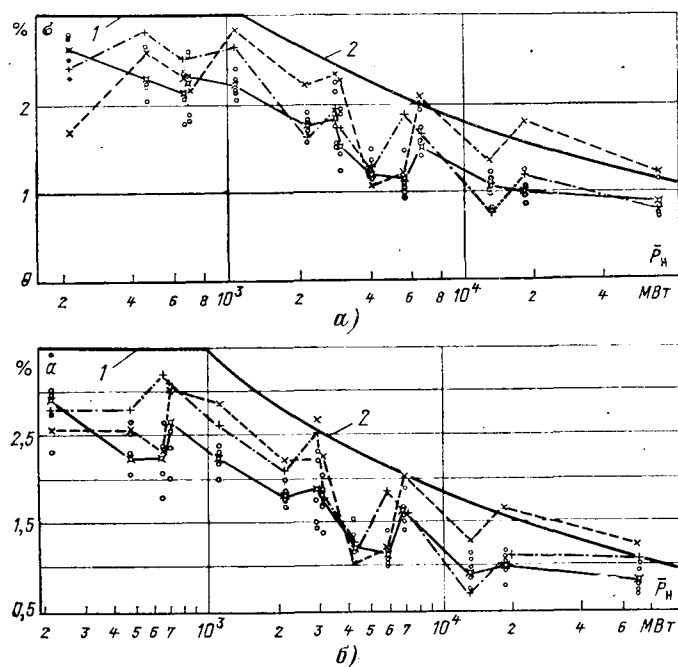


Рис. 2. Среднеквадратические ошибки (а) и среднеквадратические смещения прогноза суточного электропотребления (б) за 25 недель в зависимости от среднегодовой нагрузки энергосистем $\bar{P}_n$.

О—О—О— рабочие дни ($\diamond$ —осредненные); $\times$ — $\times$ — $\times$ — $\times$ — субботы; $+$ — $+$ — $+$ — $+$ — воскресенья; 1, 2—ограничивающие кривые для $J=1\div 5$ и 7.

В [Л. 3] указана возможность учета взаимной коррелированности, который может способствовать дополнительному уточнению машинного прогноза этим методом. Предварительные расчеты показали, что это дает возможность уменьшить среднеквадратическое смещение прогнозов a_3 [$J=2\div 5$] на 25—30% против значений, показанных на рис. 2,б. Результаты вероятностного анализа нагрузки энергосистем (например, [Л. 4]) дают основание полагать, что при учете взаимной коррелированности точность прогноза будет быстрее улучшаться с ростом $\bar{P}_n$, так как в этом случае величина $\bar{P}_n$ войдет в выражение (14а) в степени не $1/4$, а примерно $1/2$.

В большинстве имеющихся методов прогноза нагрузки энергосистем нестационарность реализаций процесса, обусловленная недельной циклическостью режима электропотребления, учитывается путем деления дней недели на «характерные» ($J=2\div 5$) и «нехарактерные» ($J=1, 6, 7$) и применения к анализу и прогнозу тех и других существенно различных алгоритмов и исходных данных разного объема и содержания. Всего в году «нехарактерные» дни вместе с праздничными и примыкающими к ним днями составляют около 45%. Вследствие сезонной периодичности и естественно-го роста электропотребления такой прогноз «нехарактерных» дней дает существенно худшую точность по сравнению с «характерными» днями.

В отличие от известных методов предлагаемый данной работой метод требует разделения не дней недели, а дней года на «регулярные» и «нерегулярные» (см. выше). Последних в календаре всего лишь около 5,5%, причем прогнозы электропотреб-

ления для таких дней могут вычисляться как и для регулярных с внесением затем поправки. Для прогнозов используется исходная информация всегда одного и того же объема — данные за последнюю неделю и один и тот же алгоритм. Уже это обеспечивает больше возможностей автоматизации вычислений по сравнению с имеющимися методами. Представление о точности прогноза по всем дням недели в зависимости от $\bar{P}_n$ дает рис. 2. Несколько худшая точность прогноза суббот, как уже отмечалось, объясняется несистематическими повышениями электропотребления в некоторые субботы, которые обычно бывают заранее известны персоналу и в машинный прогноз которых могут вноситься соответствующие поправки. Указанная повышенная степень автоматизируемости вычислений полезна, в частности, для вычисления прогнозов и на несколько дней вперед. Такая необходимость возникает, например, в предвыходной день пятидневной рабочей недели. Она реализуется в машинной программе путем автоматической подстановки в (16) и (21) вместо фактических значений неизвестного пока электропотребления их прогнозных значений. Это практически не ухудшает точность прогноза. Параметры прогнозистических зависимостей вычисляются на ЦВМ М-220, М-222, БЭСМ-4 за время, приблизительно равное 7 мин на основе исходной информации, объемом в 371 десятичное число; повседневный прогноз занимает менее 3 мин машинного времени.

Выводы. 1. Предложенный в статье метод основан на обнаруженной авторами прямой функциональной зависимости между предыдущими и последующими реализациями режимов электропотребления и на ее адекватном описании.

Метод является однофакторным в том смысле, что использует однородную информацию о прошлых изменениях электропотребления, в которой уже учтено фактическое влияние на потребление сезонных и календарных факторов.

2. Экспериментальные расчеты на фактических материалах большого количества энергосистем разной мощности за достаточно большое время показали его применимость на всех уровнях иерархии оперативного управления энергосистемами (ЭС, ОЭС, ЕЭС) от 200 до 90 тыс. Мвт.

3. Сопоставление на фактических материалах энергосистемы с суммарной нагрузкой 3000 Мвт за 5—10 месяцев показало, что точность предложенного формализованного метода выше точности интуитивного прогноза, выполнявшегося персоналом энергосистемы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Дарманчев А. К. Основы оперативного управления энергосистемами. М.—Л., Госэнергоиздат, 1960. 392 с.
2. Тейл Г. Прикладное экономическое прогнозирование. М., «Прогресс», 1970. 512 с.
3. Тимченко В. Ф. Колебания нагрузки и обменной мощности энергосистем. М., «Энергия», 1975. 212 с.
4. Тимченко В. Ф. О тенденциях изменения случайных колебаний нагрузки энергосистем и их объединений. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1969, № 1, с. 61—70.
5. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. М., «Наука», 1969. 576 с.

[26.9.1975]

Матрично-вычислительный метод анализа компенсации реактивных нагрузок сложной электрической сети

Доктор техн. наук КАЯЛОВ Г. М., инж. МОЛОДЦОВ В. С.

Ростов-на-Дону

В [Л. 1] был предложен метод расчета оптимальной компенсации реактивных нагрузок (КРН) в сложной электрической сети, основанный на использовании квадратичной аналитической модели для годовых потерь энергии в ней, в функции от мощностей нерегулируемых конденсаторных батарей (КБ) в ее узлах. Благодаря применению в расчетном алгоритме принципа повторного уточнения применяемой модели этот метод обеспечивает при относительно малой трудоемкости высокую точность расчета, ограничиваемую лишь возможностями применяемой ЦВМ.

В статье предложен новый метод расчета оптимальной КРН, основанный на явных матричных выражениях для экономически оптимальных мощностей КБ в различных узлах сети. Достижимое упрощение расчетов заключается в том, что из соответствующего алгоритма полностью выпадает алгоритм решения основной системы уравнений с большим числом неизвестных, который заменяется алгоритмом вычисления по готовым матричным формулам.

В этом матрично-вычислительном методе оптимального распределения мощностей КБ между узлами сложной сети, естественно, предполагается принимаемое в матричной теории сетей допущение о равенстве напряжений во всех узлах сети. Однако приведенные в статье примеры параллельных расчетов по обоим указанным методам выявили различие в экономически оптимальной суммарной мощности всех КБ, не превышающее 5% при совпадающих значениях минимума приведенных затрат.

Матрично-вычислительный метод. Часто рассматриваются раздельно две известные различные постановки задачи КРН, а именно, экономическая и балансовая. В обеих постановках целевой функцией являются приведенные затраты Z по сети в целом, но в балансовой задаче дополнительно задается суммарная мощность¹ Q_k конденсаторов, подлежащих распределению по узлам сети.

В статье на первый план выдвигается ранее нерешенная в явном виде балансовая задача, как основная и наиболее общая. Действительно, решение экономической задачи дает лишь знание глобального минимума приведенных затрат (см. например, [Л. 2]); однако для принятия обоснованного проектного решения необходимо еще, по ряду причин, знать поведение целевой функции Z в достаточно большой окрестности ее глобального экстремума.

¹ Здесь принята формально-математическая характеристика балансовой задачи, не зависящая от того, вызвано ли характерное ограничение $\sum Q_{ki} = Q_k$ требованием собственного баланса реактивных мощностей (отсутствие системного дефицита), либо другими причинами (развитие системы по этапам и т. п.).

Для этой цели в статье предлагается рассчитывать по точкам и использовать зависимость

$$Z_{\min} = f(Q_k), \quad (1)$$

где $Z_{\min}$ — минимально возможные приведенные затраты по сети при заданной суммарной мощности Q_k установленных в ней конденсаторов. Зависимость (1) выдвигается в настоящей работе в качестве основной экономической характеристики возможных решений задачи КРН для данной сети.

Характеристика (1) получается путем последовательного решения нескольких балансовых задач при $Q_k = Q_1, Q_2, \dots$, вплоть до точки экстремума $\min f(Q_k) = \min Z_{\min}$; последняя точка и дает решение экономической задачи. При решении круга задач, к которым относится задача КРН, значительное применение получили, как известно, методы математического программирования, как, например, градиентный метод. В гораздо меньшей мере разработано применение к подобным задачам матричного метода. Основным, но все еще недостаточно используемым достоинством последнего, является возможность получения в явном виде обобщенных формул для искомых величин; последние коренным образом упрощают общее решение задачи, давая проектиранту необходимую ориентировку в физическом и расчетном аспектах задачи. Подобные формулы настолько теоретически важны и практически эффективны, что являются целесообразным максимальное развитие и использование матричного метода.

Исходные положения и формулировка задачи. Предварительно заметим, что излагаемый далее метод расчета и анализа экономически оптимальной компенсации реактивных нагрузок разработан применительно к основным питающим сетям с напряжением от 35 до 220 кВ включительно. Сети более высокого напряжения здесь не рассматриваются, так как характер трактовки рассматриваемой задачи там существенно изменяется ввиду осложнений, связанных в основном со значительными зарядными токами линий, условиями устойчивости системы и др.

Далее принято, что в качестве исходного задания КРН заданы конфигурация и все параметры сети, которая содержит в общем случае N узлов, не считая балансирующего пункта (нулевой узел). Из них в $(n+1)$ узлах, включая нулевой, расположены уже имеющиеся источники реактивной мощности с известными среднегодовыми значениями последней. По каждому из остальных $N-n$ нагрузочных узлов известны среднегодовые реактивные нагрузки.

Для всех генерирующих узлов известны пределы $q_{\max}$ и $q_{\min}$ их годовой нагрузки; из них верх-

ний $q_{\max}$ равен номинальной реактивной мощности источника, а нижний $q_{\min}$ определяется требованиями устойчивости энергосистемы. Мощности и местоположение синхронных компенсаторов (СК) предполагаются заранее известными из расчета устойчивости системы.

Для каждой решаемой балансовой задачи излагаемый ниже метод позволяет определить оптимальные значения мощностей нерегулируемых КБ в нагрузочных узлах, а также реактивные мощности генераторных узлов. Известно, что здесь налицо задача квадратичного программирования [Л. 3], решение которой сводится к минимизации целевой функции приведенных затрат Z по сети в целом:

$$Z = \beta \Delta W + (\bar{I}A + \bar{B}Q_{kV})e \quad (2)$$

при условиях

$$Q_{kj} \geq Q_{крj}, \quad j = n+1, n+2, \dots, N \quad (3)$$

и ограничениях

$$\bar{I}Q_{kV} = Q_k; \quad (4)$$

$$q_{\min, i} \leq q_i \leq q_{\max, i}, \quad i = 0, 1, 2, \dots, n, \quad (5)$$

где β — расчетная стоимость потерь энергии; A — матрица-столбец постоянных составляющих капитальных затрат на установку КБ; B — матрица-строка, составляющие которой равны значениям B удельной стоимости КБ в различных узлах; Q_{kN} — матрица-столбец мощностей КБ в j -х нагрузочных узлах; $Q_{крj}$ — экономически целесообразная минимальная мощность КБ в j -м узле в связи с наличием постоянной составляющей приведенных затрат (способ определения величин $Q_{крj}$ изложен² в [Л. 4]).

Полные потери энергии ΔW в сети, входящие в (2), складываются из потерь энергии ΔW_c в сети, потерь энергии ΔW_{gc} в генераторах источников и потерь ΔW_{KB} в КБ, т. е.

$$\Delta W = \Delta W_c + \Delta W_{gc} + \Delta W_{KB}. \quad (6)$$

Значение потерь энергии в сети согласно приложению 1 и [Л. 5] определяется средними нагрузками узлов.

При подстановке составляющих полных потерь энергии в выражение (2) получим³:

$$\begin{aligned} Z = \beta T \left\{ \frac{1}{U^2} [\bar{q}_{cn} R_{nn} q_{cn} - 2\bar{q}_{cn} R_{n, N} (Q_{cN} - Q_{kN}) + \right. \\ \left. + (\bar{Q}_{cV} - \bar{Q}_{kN}) R_{NN} (Q_{cV} - Q_{kV})] + \bar{\beta}_n q_{cn} + \right. \\ \left. + \beta_{BP} [\bar{I} (Q_{cN} - Q_{kN}) + \Delta Q_c - \bar{I} q_{cn}] + \bar{I} Q_{kN} \beta_k \right\} + \\ + (\bar{I}A + \bar{B}Q_{kV})e, \end{aligned} \quad (7)$$

где U — среднее напряжение сети; q_{cn} , Q_{cN} — соответственно среднегодовые мощности источников и нагрузки узлов; ΔQ_c — реактивные потери в сети;

R_{nn} , $R_{n, N}$ и R_{NN} — блоки матрицы R_N (характеризующей действительную часть матрицы узловых сопротивлений сети),

$$R_N = \begin{bmatrix} R_{nn} & R_{n, N} \\ R_{N, n} & R_{NN} \end{bmatrix}, \quad (8)$$

характеризующие соответственно собственные и взаимные сопротивления генераторных узлов R_{nn} , взаимные узловые сопротивления между генераторными и нагрузочными узлами $R_{n, N}$ собственные и взаимные узловые сопротивления нагрузочных узлов R_{NN} , $e = e_0 + e_n$ — сумма коэффициентов отчислений на амортизацию, текущий ремонт и обслуживание и нормативного коэффициента эффективности e_n .

Матричное решение балансовой задачи КРН. Для минимизации целевой функции (7) с учетом ограничений (3) — (5) приравняем нулю частные производные:

$$\frac{\partial H}{\partial q_i} = 0, \quad i = 1, 2, \dots, n; \quad (9)$$

$$\frac{\partial H}{\partial Q_{kj}} = 0, \quad j = n+1, n+2, \dots, N, \quad (10)$$

где

$$H = Z + \lambda (\bar{Q}_{kV} - Q_k).$$

Перепишем систему (9) с учетом (4) в развернутой матричной форме:

$$\begin{bmatrix} R_{11}R_{12} \dots & R_{1n}R_{1, n+1} \dots & R_{1N} & 0 \\ R_{21}R_{22} \dots & R_{2n}R_{2, n+1} \dots & R_{2N} & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ R_{n1}R_{n2} \dots & R_{nn}R_{n, n+1} \dots & R_{n, N} & 0 \\ R_{n+1, 1}R_{n+1, 2} \dots & R_{n+1, n}R_{n+1, n+1} \dots & R_{n+1, N} & 1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ R_{N1}R_{N2} \dots & R_{N, n}R_{N, n+1} \dots & R_{NN} & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} -q_1 \\ -q_2 \\ \dots \\ -q_n \\ Q_{c, n+1} - Q_{k, n+1} \\ \dots \\ Q_{cN} - Q_{kV} \\ -\lambda' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\beta_1 - \beta_{BP}) \frac{U^2}{2} \\ (\beta_2 - \beta_{BP}) \frac{U^2}{2} \\ \dots \\ (\beta_n - \beta_{BP}) \frac{U^2}{2} \\ \frac{BeU^2}{2T\beta} + (\beta_k - \beta_{BP}) \frac{U^2}{2} \\ \dots \\ \frac{BeU^2}{2T\beta} + (\beta_k - \beta_{BP}) \frac{U^2}{2} \\ Q_{cN} - Q_k \end{bmatrix} \quad (11)$$

или в сжатом виде

$$\begin{bmatrix} R_N & 1' \\ \bar{I}' & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Q \\ -\lambda' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c' \\ Q_{cN} - Q_k \end{bmatrix}, \quad (12)$$

² Это решение, впрочем, относится только к экономической задаче; для балансовой задачи требуется особое решение.

³ Черта над буквой или цифрой обозначает транспонированную матрицу.

$$Q_{kj} = Q_{cj} - \sum_{i=0}^n G_{ji} \frac{[Q_{cs} - Q_k]}{\sum_{i=0}^n \sum_{j=n+1}^N G_{ij}}, \quad (21)$$

$$j = n+1, n+2, \dots, N.$$

Наконец, в важном частном случае одного источника питания (расположенного в 0-м узле) формула (21) примет следующий вид:

$$Q_{kN} = Q_{cN} - G_{N0} \frac{[Q_{cs} - Q_k]}{\Sigma G_{N0}}, \quad (22)$$

где G_{N0} — матрица-столбец проводимостей ветвей, соединяющих j -й нагрузочный узел с базисным узлом 0; ΣG_{N0} — сумма проводимостей всех ветвей, соединяющих узлы j с базисным узлом.

Формулу (22) можно переписать в следующем виде:

$$[Q_{cN} - Q_{kN}] \frac{1}{[Q_{cs} - Q_k]} = G_{N0} \frac{1}{\Sigma G_{N0}}. \quad (23)$$

Физический смысл ее очевиден: относительное значение недокомпенсированной средней нагрузки в узле равно относительной проводимости ветви между данным узлом и базисным. При этом за базы относительных величин приняты соответственно [см. знаменатели в (23)] суммарная средняя недокомпенсированная нагрузка по сети в целом и сумма проводимостей ветвей, отходящих от базисного узла.

Формулы для радиальной сети [Л. 7] получают-ся из (22) как частный случай.

Алгоритм расчета оптимальной КРН. В соответствии с изложенным выше, весь алгоритм расчета сводится к следующему:

1. Для ряда значений Q_k оптимальные значения q_i и Q_{kj} определяются по матричным формулам (18) — (22). Расчет по этим формулам заменяет в данном алгоритме всю процедуру решения сложной системы уравнений.

2. В случае невыполнения условий (3) и (5) в некоторых узлах сети исходная сеть заменяется на упрощенную эквивалентную уже не включающую указанных узлов. При этом рекомендуется применить матричный метод эквивалентирования, предложенный в [Л. 8]. Весьма существенно, что этот метод эквивалентирования сводится к корректировке параметров ветвей отходящих от узлов сети, ограничивающих исключаемое.

3. Для эквивалентной сети расчет по п. 1 производится снова. Расчеты по п. 1 и 2 повторяются до тех пор, пока не получатся решения, удовлетворяющие условиям (3) и (5).

4. Используя стандартные программы (например для ЦВМ типа БЭСМ-4М) и результаты расчетов по п. 3, рассчитывается характеристика (1), вплоть до точки ее экстремума $\min Z_{\min}$. Абсцисса данной точки соответствует оптимальной суммарной мощности КБ, являющейся решением экономической задачи.

Приложение 1. Покажем, что значение снижения $\delta \Delta W_c$ потерь энергии в сети благодаря КРН зависит только от средних реактивных нагрузок узлов сети.

Является очевидным следующее матричное выражение для потерь энергии в сети после КРН:

$$\Delta W_c = \frac{1}{U^2} \int_0^T [\bar{Q}_N(t) - \bar{Q}_{kN}] R_N [Q_N(t) - Q_{kN}] dt \quad (П-1)$$

или в развернутом виде

$$\Delta W_c = \frac{1}{U^2} \left\{ 2 \sum_{i < j}^{1, N, 2, N} \int_0^T Q_i(t) Q_j(t) R_{ij} dt + \right. \\ \left. + \sum_{i=1}^N \int_0^T Q_i^2(t) R_{ii} dt - 2 \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N Q_{ci} Q_{kj} R_{ij} T + \right. \\ \left. + 2 \sum_{i < j}^{1, N, 2, N} Q_{ki} Q_{kj} R_{ij} T + \sum_{i=1}^N Q_{ki}^2 R_{ii} T \right\}, \quad (П-2)$$

где T — годовое число часов (8760 ч).

Выражение для тех же потерь ΔW_{oc} , но до выполнения КРН, получим отсюда при $Q_{kN} = 0$; снижение потерь энергии $\delta \Delta W_c$ благодаря КРН составит:

$$\delta \Delta W_c = \Delta W_{oc} - \Delta W_c = \frac{T}{U^2} \{ \bar{Q}_{cN} R_N Q_{cN} - \\ - [\bar{Q}_{cN} - \bar{Q}_{kN}] R_N [Q_{cN} - Q_{kN}] \} \quad (П-3)$$

или в развернутом виде

$$\delta \Delta W_c = \frac{T}{U^2} \left\{ 2 \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N Q_{ci} Q_{kj} R_{ij} - \right. \\ \left. - 2 \sum_{i < j}^{1, N, 2, N} Q_{ki} Q_{kj} R_{ij} - \sum_{i=1}^N Q_{ki}^2 R_{ii} \right\}. \quad (П-4)$$

Как видно, в выражения (П-3) и (П-4) входят лишь средние значения нагрузок Q_{cj} .

Приложение 2. Пример 1. Рассчитать экономически оптимальную КРН для сети по рис. 1 при следующих числовых данных: $T = 8760$ ч; $\beta = 0,7 \cdot 10^{-5}$ тыс. руб./квт·ч; $A_j = 2$ тыс. руб.; $B_j = 6$ тыс. руб./Мвар;

$$U_{\text{ВЛ (ГРЭС)}} = 230 \text{ кВ}; e = e_o + e_n = 0,04 + 0,12 = 0,16.$$

Конденсаторы подлежат установке на шинах 110 кВ п/ст. 1—4.

Для применения формулы (22) необходимо знание проводимостей ветвей, непосредственно связывающих источник питания (БП) с шинами 110 кВ п/ст. 1—4; для этой цели в данном случае необходимо эквивалентировать исходную сеть, исключив из нее шины 220 кВ п/ст. 1—4, по методу из [Л. 8]. При этом, учитывая большую неоднородность исходной сети, необходимо оперировать комплексными сопротивлениями ветвей.

Расчет искомых проводимостей состоит из следующих операций [Л. 8]:

1. Приведение сопротивлений ветвей схемы к напряжению 220 кВ.

2. Составление матрицы узловых проводимостей исходной сети с комплексными коэффициентами.

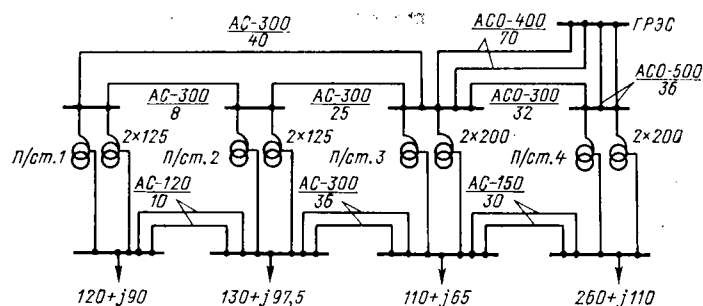


Рис. 1. Схема сети к примеру 1 расчета оптимальной КРН (нагрузки узлов среднегодовые и указаны в Мвт и Мвар).

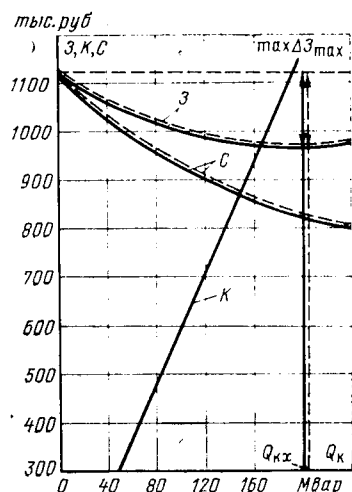


Рис. 2. Графики изменения капитальных (K), эксплуатационных (C) и приведенных ($З$) затрат в зависимости от суммарной мощности Q_k .

Пунктирные линии — согласно матрично-вычислительному методу; сплошные — по методу аналитических моделей.

3. Обращение матрицы узловых проводимостей исходной сети (использовалась стандартная программа), т. е. получение матрицы узловых сопротивлений.

4. Исключение из матрицы узловых сопротивлений исходной сети строк и столбцов, соответствующих узлам 220 кв п/ст. 1—4.

5. Определение матрицы узловых проводимостей путем обращения, полученной в п. 4 матрицы узловых сопротивлений.

6. Определение проводимостей ветвей, входящих в формулу (22), исходя из матрицы узловых проводимостей, найденной в п. 5.

Найденные при этом значения проводимостей G_{j0} приведены в строке 1 табл. 1.

Далее согласно методике статьи с использованием (22) рассчитывается по точкам основная экономическая характеристика КРН данной сети.

Результаты расчетов характеристики сведены в табл. 2, где $\max \Delta Z_{\max}$ — максимальная величина снижения приведенных затрат при данном Q_k . Как видно из табл. 2, оптимальный вариант соответствует суммарной мощности $Q_{kx} = 205$ Мвар. Оптимальное распределение этой мощности по узлам сети приведено в строке 2 табл. 1.

Для схемы по рис. 1 был выполнен также расчет основной экономической характеристики КРН методом аналитических моделей [Л. 1]. Результаты этого расчета (табл. 3) показывают, что оптимальный вариант соответствует суммарной мощно-

Таблица 1
Оптимальное распределение конденсаторов по узлам сети (к примеру 1)

Параметр	Шины 110 кв			
	п/ст 1	п/ст 2	п/ст 3	п/ст 4
G_{j0} , сим (значение приведено к 220 кв)	0,002192	0,002087	0,002699	0,002396
Q_{kj} , Мвар*	53,169	62,435	19,652	69,744
Q_{kj} , Мвар**	51,464	74,698	11,882	61,411

* По матрично-вычислительному методу.

** По методу аналитических моделей.

Таблица 2
Экономическая характеристика согласно матрично-вычислительному методу (к примеру 1*)

Итерации	Всего Q_k , Мвар	K , тыс. руб.	C , тыс. руб.	ΔZ , тыс. руб.
0	—	—	1114,7914	—
1	165	998	855,1694	139,8620
2	170	1028	850,4213	141,0101
3	175	1058	845,8388	141,9925
4	180	1088	841,3974	142,8340
5	185	1118	837,1093	143,5221
6	190	1148	832,9560	144,0754
7	195	1178	828,9377	144,4939
8	200	1208	825,0727	144,7624
9	205	1238	821,3425	144,8909
10	210	1268	817,7718	144,8601

* Количество знаков после запятой выбрано с целью оценить точность метода путем сопоставления с методом аналитических моделей.

Таблица 3
Экономическая характеристика согласно методу аналитических моделей (к примеру 1)

Итерации	Всего Q_k , Мвар	K , тыс. руб.	C , тыс. руб.	ΔZ , тыс. руб.
0	—	—	1114,7914	—
1	158,1990	957,1940	860,4049	139,5233
2	197,8820	1195,2920	825,7968	145,5596
3	199,4550	1204,7300	824,6353	145,5885

Таблица 4
Оптимальное распределение конденсаторов по узлам сети (к примеру 2)

Параметр	Шины 110 кв			
	п/ст 1	п/ст 2	п/ст 3	п/ст 4
G_{j0} , сим	0,236	0,119	0,168	0,253
Q_{kj} , Мвар*	3,389	7,604	15,758	14,249
Q_{kj} , Мвар**	2,285	6,571	15,456	15,292

* По матрично-вычислительному методу.

** По методу аналитических моделей.

сти $Q_{kx} = 199,455$ Мвар, распределение которой по узлам сети приведено в строке 3 табл. 1. Графики изменения капитальных затрат (K), эксплуатационных (C) и приведенных ($З$) по обоим методам приведены на рис. 2.

Таблица 5

Экономическая характеристика согласно матрично-вычислительному методу (к примеру 2)

Итерации	Всего Q_{kx} Мвар	К, тыс. руб.	С, тыс. руб.	ΔZ , тыс. руб.
0	—	—	278,7055	—
1	31	194	244,7618	10,6637
2	33	206	243,1017	10,8838
3	35	218	241,4907	11,0548
4	37	230	239,9287	11,1767
5	39	242	238,4219	11,2435
6	41	254	236,9642	11,2612
7	43	266	235,5617	11,2237

Таблица 6

Экономическая характеристика согласно методу аналитических моделей (к примеру 2)

Итерации	Всего Q_{kx} Мвар	К, тыс. руб.	С, тыс. руб.	ΔZ , тыс. руб.
0	—	—	278,7055	—
1	39,3740	244,2440	238,1008	11,2954
2	39,6040	245,6240	237,9353	11,2963

Пример. 2. Рассчитать экономически оптимальную КРН для сети по рис. 3, используя при этом данные задачи 1. В данном примере эквивалентирование сети не требуется, ввиду этого значения проводимостей ветвей, связывающих БП с шинами 110 кВ п/ст. 1—4, можно принять равными обратным значениям активных сопротивлений. Значения искоемых проводимостей приведены в табл. 4 строка 1.

Результаты расчета (табл. 5) показывают, что экономически оптимальный вариант отвечает суммарной мощности $Q_{kx}=41$ Мвар. Оптимальное распределение этой мощности приведено в строке 2 табл. 4.

Результаты расчета (табл. 6) методом аналитических моделей показывают, что оптимальный вариант соответствует суммарной мощности $Q_{kx}=39,604$ Мвар, распределение которой по узлам сети приведено в строке 3 табл. 4.

Графики изменения K , C и Z по обоим методам приведены на рис. 4.

Результаты расчета по методу аналитических моделей можно с полным основанием считать точным решением. Как видно, в обоих примерах погрешности изложенного метода не превысили: в значениях $Q_{kx}=3,6\%$ (в сторону завышения), а в значениях $\max \Delta Z_{\max}=0,5\%$ (в сторону занижения). В отдельных узлах сети рассчитанные по

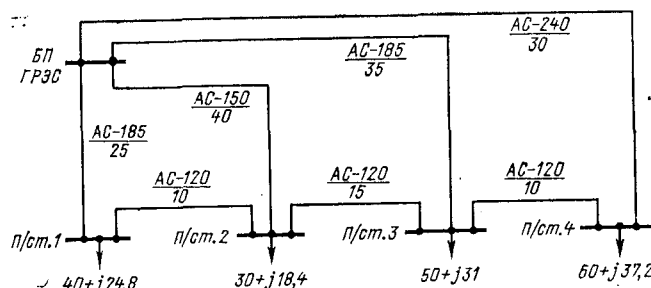
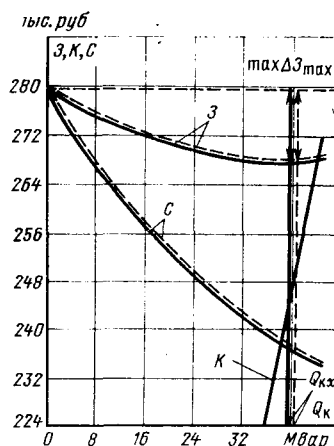


Рис. 3. Схема сети к примеру 2 расчета оптимальной КРН (нагрузки узлов среднегодовые и даны в Мвт и Мвар).

Рис. 4. Графики изменения капитальных (K), эксплуатационных (C) и приведенных (Z) затрат в зависимости от суммарной мощности Q_{kx} .

Пунктирные линии — согласно матрично-вычислительному методу; сплошные — по методу аналитических моделей.

двум методам мощности КБ разнятся больше, но лишь в тех узлах, где эти мощности значительно меньше, чем в других узлах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Каялов Г. М., Молодцов В. С. Определение оптимальных мощностей регулируемых конденсаторных батарей в узлах сложной сети по методу аналитических моделей ее характеристик. — «Электричество», 1974, № 8, с. 72—74.
2. Ковалев И. Н., Татевосян Г. М. Алгоритм решения одной задачи компенсации реактивных нагрузок. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1972, № 6, с. 132—136.
3. Горушкин В. И., Романовская Т. К., Александров О. А. Применение алгоритма квадратичного программирования к задаче оптимального распределения реактивных нагрузок. — Изв. вузов СССР. Энергетика, 1969, № 5, с. 6—10.
4. Ковалев И. Н., Татевосян Г. М. Принцип критической мощности конденсаторной батареи. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1974, № 5, с. 56—63.
5. Каялов Г. М., Молодцов В. С. Определение значений параметров сложной электрической сети, близких к оптимальным. — «Электричество», 1974, № 5, с. 8—12.
6. Гантмахер Ф. Р. Теория матриц. М., «Наука», 1966. 576 с.
7. Гительсон С. М. Экономические решения при проектировании электроснабжения промышленных предприятий. М., «Энергия», 1971. 255 с.
8. Каялов Г. М., Молодцов В. С. Способ эквивалентирования электрической сети. — «Электричество», 1974, № 7, с. 83—84.

[10.4.1975]



Фильтро-симметрирующие устройства в системах электроснабжения промышленных предприятий

ЖЕЖЕЛЕНКО И. В., СЕВРЮКОВ В. К., ЧУБАРЬ Л. А.

Ждановский металлургический институт

Несимметрия напряжений является одним из важнейших показателей качества электрической энергии, в значительной мере определяющим экономичность и надежность электроснабжения. Однако до последнего времени вопрос о несимметрии напряжений в системах электроснабжения промышленных предприятий обсуждался весьма редко. Широкое обследование электросетей предприятий различных отраслей промышленности, предпринятое авторами в 1969—1974 гг., позволило установить, что в большом числе случаев несимметрия напряжений превосходит значение 2%, допустимое согласно ГОСТ 13109-67. Как правило, в указанных сетях наблюдается поперечная несимметрия, обусловленная подключением различного рода однофазных электротермических и других устройств на предприятиях черной и цветной металлургии, химической и ряда других отраслей промышленности, а также определяемая влиянием однофазных тяговых нагрузок. Значительно реже проявляется продольная несимметрия вследствие различия индуктивных сопротивлений отдельных фаз реакторов, которое допускается в пределах 10%; далее этот случай подробно рассматриваться не будет.

Применение однофазных нагрузок часто сочетается с использованием нелинейных устройств, в основном вентильных преобразователей. В результате наряду с несимметрией напряжения основной частоты наблюдается также значительная несинусоидальность напряжения. Это обстоятельство делает весьма актуальной проблему создания комплексных фильтро-симметрирующих устройств, назначением которых должны быть симметрирование напряжений и фильтрация высших гармоник.

Ниже рассматриваются вопросы расчета несимметричных режимов в промышленных электросетях с нелинейными нагрузками, а также выбора фильтро-симметрирующих устройств. Рассмотрение ограничивается сетями со стабильным режимом работы.

Симметричные составляющие токов однофазных линейных нагрузок. Для дальнейших выводов принимаем, что при отключенных однофазных нагрузках комплексы действующих значений линейных напряжений представляются в виде:

$$\dot{U}_{ab} = U_{ab} e^{j\frac{\pi}{6}}; \quad \dot{U}_{bc} = -j\dot{U}_{bc}; \quad \dot{U}_{ca} = U_{ca} e^{j\frac{5\pi}{6}}. \quad (1)$$

Будем полагать также, что подключение однофазных нагрузок не приводит к деформации системы линейных напряжений. При включении на линейные напряжения $\dot{U}_{ab}$ и $\dot{U}_{bc}$ токи нагрузок I_{ab} и I_{bc} и линейные токи I_a , I_b , I_c представляются выражениями:

$$\left. \begin{aligned} I_{ab} &= I_{ab} e^{j\left(\frac{\pi}{6} - \varphi\right)}; \\ I_{bc} &= -jI_{bc} e^{-j\varphi}; \end{aligned} \right\} \quad (2a)$$

$$\left. \begin{aligned} I_a &= I_{ab} - I_{ca} = I_{ab} e^{j\left(\frac{\pi}{6} - \varphi\right)}; \\ I_b &= -jI_{bc} e^{-j\varphi} - I_{ab} e^{j\left(\frac{\pi}{6} - \varphi\right)}; \\ I_c &= jI_{bc} e^{-j\varphi}, \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

где φ — фазный угол нагрузок.

Ток обратной последовательности

$$I_{2n} = \frac{\sqrt{3}}{6} \sqrt{(I_{ab})^2 + (I_{bc})^2} e^{j\psi_{12}}, \quad (3a)$$

где

$$\psi_{12} = \arctg \frac{\sqrt{3} I_{ab}}{I_{ab} - 2I_{bc}} - \varphi. \quad (36)$$

Выражая линейные токи через мощности нагрузок, представим I_{2n} в виде

$$I_{2n} = \frac{\sqrt{3}}{6U_n} \sqrt{3S_{ab}^2 + (S_{ab} - 2S_{bc})^2} e^{j\psi_{12}}, \quad (4a)$$

$$\psi_{12} = \arctg \frac{\sqrt{3} S_{ab}}{S_{ab} - 2S_{bc}} - \varphi, \quad (46)$$

где $S_{ab(bc)}$ — полные мощности однофазных нагрузок; U_n — номинальное напряжение сети.

В случае подключения только нагрузки S_{ab} оказывается:

$$\psi_{12} = \pi/3 - \varphi. \quad (5)$$

Симметричные составляющие сетевых токов вентильных преобразователей при несимметрии напряжения. При подключении неуправляемого преобразователя к сети с несимметричным напряжением система сетевых токов также оказывается несимметричной; токи первой и высших гармоник содержат составляющие прямой и обратной последовательности. Помимо гармоник канонических порядков появляются также неканонические или аномальные гармоники [Л. 3]. Симметричные составляющие высших гармоник ввиду их малости [Л. 3] практически не влияют на величину несимметрии напряжения сети; поэтому в дальнейшем будем оценивать лишь составляющие первой гармоники. Примем углы коммутации, а также амплитуды кривых сетевых токов одинаковыми как в симметричном, так и в несимметричном режимах. Последнее предположение справедливо при идеально сглаженном токе; применительно к преобразователям промышленных предприятий, имеющим сглаживающие дроссели на стороне постоянного тока, такое допущение является вполне корректным [Л. 4].

Первая гармоника тока обратной последовательности может быть найдена из разложения в ряд Фурье последовательности криволинейных импульсов, являющихся разностью сетевых токов при симметричном и несимметричном напряжении (рис. 1). Длительность импульсов определяется углами сдвига несимметричной системы векторов $\dot{U}_{ab}$, $\dot{U}_{bc}$, $\dot{U}_{ca}$ относительно симметричной системы векторов прямой последовательности $\dot{U}_{ab1}$, $\dot{U}_{bc1}$, $\dot{U}_{ca1}$ (рис. 2), которую будем приближенно считать одинаковой до и после подключения однофазных нагрузок и вентильных преобразователей.

Обозначая угол между векторами напряжений прямой $\dot{U}_{ab1}$ и обратной $\dot{U}_{ab2}$ последовательности через ψ_2 (рис. 2) и учитывая, что $\dot{U}_{ab2}/\dot{U}_{ab1} \approx \dot{U}_{ab2}/U_n$, с помощью теоремы косинусов находим:

$$\frac{k_{н*}}{\sin \varepsilon_1} = \frac{1}{\sin (\psi_{2n} - \varepsilon_1)}. \quad (6a)$$

Разлагая $\sin (\psi_{2n} - \varepsilon_1)$ в ряд и принимая $\sin \varepsilon_1 \approx \varepsilon_1$, получаем:

$$\varepsilon_1 = \frac{k_{н*} \sin \psi_{2n}}{1 + k_{н*} \cos \psi_{2n}} \approx k_{н*} \sin \psi_{2n}. \quad (66)$$

Углы $\varepsilon_{2(3)}$ находятся как

$$\varepsilon_{2(3)} = k_{н*} \sin \left(\frac{2}{3} \pi \mp \psi_{2n} \right). \quad (6b)$$

Комплекс первой гармоники I_{a1} сетевого тока фазы a согласно рис. 1:

$$I_{a1} = \chi_1 e^{j\psi_1} + \chi_2 e^{j\left(\psi_1 + \frac{2}{3}\pi\right)} - \chi_1 e^{j(\psi_1 + \pi)} - \chi_2 e^{j\left(\psi_1 + \frac{5}{3}\pi\right)}, \quad (7)$$

где $\chi_{1(2)}$ — действующее значение первой гармоники разложения в ряд Фурье 1-го (2-го) импульса; ψ_1 — начальная фаза указанного разложения для 1-го импульса.

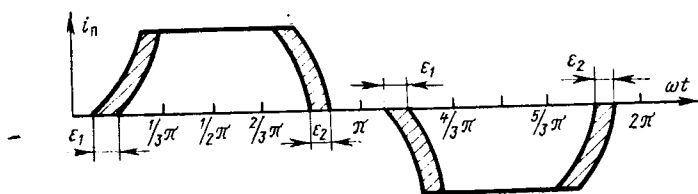


Рис. 1. Импульсы сетевых токов при несимметричном напряжении.

Выражения для сетевых токов I_{bn} , I_{cn} аналогичны.

Амплитуда и начальная фаза первой гармоники разложения p -го импульса:

$$\chi_{pm} = \frac{\epsilon_p}{2\pi} \sqrt{\sin^2 \gamma + \gamma^2 - \gamma \sin 2\gamma}; \quad (8a)$$

$$\psi_p = \arctg \frac{\cos 2\gamma - 1}{\sin 2\gamma - 2\gamma}, \quad (8b)$$

где γ — угол коммутации.

Как следует из (8б), начальная фаза первой гармоники разложения p -го импульса не зависит от его длительности. Погрешность расчетов по формуле (8а) не превосходит 0,5% при $\epsilon \leq 8^\circ$. С погрешностью не более 3% для $\gamma \leq 30^\circ$ выражение (8а) может быть заменено более простым:

$$\chi_{pm} = \frac{I_{pm}}{\pi} \epsilon_p, \quad (8в)$$

которое совпадает с выражением для амплитуды первой гармоники разложения прямоугольного импульса. При углах коммутации $\gamma = 10-25^\circ$ оказывается $\psi_p = 75-85^\circ$; в дальнейшем примем приближенно $\psi_p \approx \pi/2$.

Для проведения практических расчетов выразим амплитуду импульса через величину первой гармоники сетевого тока преобразователя в симметричном режиме I_1 ; амплитуда импульса равна (с учетом коэффициента трансформации трансформатора преобразователя) величине выпрямленного тока; на основании [Л. 4] получим:

$$\chi_{pm} = 0,39 I_1 \epsilon_p. \quad (9)$$

С учетом (7) и (8) после преобразований выражения для составляющей обратной последовательности сетевого тока фазы a преобразователя запишутся в виде (индекс «а» опущен):

$$\left. \begin{aligned} I_{2n} &= 0,13 I_1 \sqrt{(\epsilon_1 + \epsilon_3 - 2\epsilon_2)^2 + 3(\epsilon_1 - \epsilon_3)^2}; \\ \arg I_{2n} &= \frac{\pi}{2} + \arctg \frac{\sqrt{3}(\epsilon_1 - \epsilon_3)}{\epsilon_1 + \epsilon_3 - 2\epsilon_2}. \end{aligned} \right\} \quad (10a)$$

Подставляя в полученные выражения 6б и в, находим:

$$\left. \begin{aligned} I_{2n} &= 0,39 k_{нс*} I_1; \\ \arg I_{2n} &= \psi_{2n} + \frac{\pi}{3}. \end{aligned} \right\} \quad (10б)$$

Учитывая, что вектор фазного напряжения $\dot{U}_a$ сдвинут относительно вектора линейного напряжения на угол $-\pi/6$ и что соответствующий импульс сетевого тока появляется с запаздыванием на угол $+\pi/6$, начальную фазу ψ_{2n} первой гармоники тока обратной последовательности неуправляемого преобразователя следует определять по выражению:

$$\psi_{2n} = \arg I_{2n} - 2 \frac{\pi}{6} = \psi_{2n} + \frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{3} = \psi_{2n}. \quad (10в)$$

Таким образом, ток обратной последовательности неуправляемого преобразователя и напряжение той же последовательности, обусловленное несимметричными линейными нагрузками, сифазны. Ток прямой последовательности рассматриваемой системы импульсов

$$I_{1n} = 0,195 I_1 \sqrt{3\epsilon_2^2 + (\epsilon_2 - \epsilon_3)^2} = 0,39 k_{нс*} I_1, \quad (11)$$

т. е. равен току обратной последовательности. Поскольку, как правило, $k_{нс*} \leq 0,05$, ток прямой последовательности неуправляемого преобразователя при несимметрии напряжений сети можно принимать равным току I_1 ; дополнительная погрешность составит не более 2%.

Ток обратной последовательности управляемых вентильных преобразователей в значительной мере зависит от чувствительности систем сеточного (импульсно-фазового) управления к несимметрии напряжения сети. Если несимметрия напряжений не влияет на работу системы сеточного управления, то в силу неизменности выпрямленного тока в статическом режиме работы преобразователей сетевые токи содержат составляющие только прямой последовательности. Асимметрия управляющих импульсов, обусловленная отклонением параметров элементов и расстройкой систем сеточного управления, естественно, приводит к появлению тока обратной последовательности; здесь этот вопрос не рассматривается. Наиболее распространенные устройства сеточного (импульсно-фазового) управления ртутными и тиристорными преобразователями предприятий — системы, построенные по «вертикальному» принципу ССУП4(5); полувольновые; системы с магнитными усилителями в анодных цепях и др. [Л. 2] чувствительны к несимметрии напряжений. Угол управления для q -го канала системы определяется [Л. 2] как

$$\alpha_q = \alpha + \Delta\alpha_q,$$

где α и $\Delta\alpha_q$ — установочное значение угла управления и ошибка, обусловленная несимметрией напряжения.

Расчеты показывают, что при $|\Delta\alpha_q| \leq 5^\circ$ и $\alpha = 10-40^\circ$ углы коммутации отличаются друг от друга не более чем на 10%; поэтому вполне допустимо считать их одинаковыми и находить по известным выражениям для нормального симметричного режима.

Ток обратной последовательности определяется по выражению (10б), аргумент его

$$\psi_{2n} \approx \psi_{2n} + \alpha. \quad (12)$$

Влияние параметров системы электроснабжения на ток обратной последовательности вентильного преобразователя. Как следует из выражений (10б), ток обратной последовательности вентильного преобразователя зависит от коэффициента несимметрии линейных напряжений сети. При подключении преобразователя к сети с однофазными нагрузками первоначальная несимметрия изменится, что приведет к изменению тока обратной последовательности преобразователя и т. д. Очевидно, что ток обратной последовательности преобразователя в рассматриваемом случае следует определять методом последовательных приближений. На рис. 3а представлена векторная диаграмма токов обратной последовательности однофазной нагрузки I_{2n} , неуправляемого преобразователя I_{2n} и эквивалентного тока I_{2x} , а также напряжения обратной последовательности для нулевого, первого и второго приближений. Аналогичная диаграмма для управляемого преобразователя приведена на рис. 3б. Диаграмма и последующие выкладки основаны на некоторых допущениях.

1. На ток обратной последовательности, обусловленный однофазными нагрузками, не влияет режим работы вентильного преобразователя.

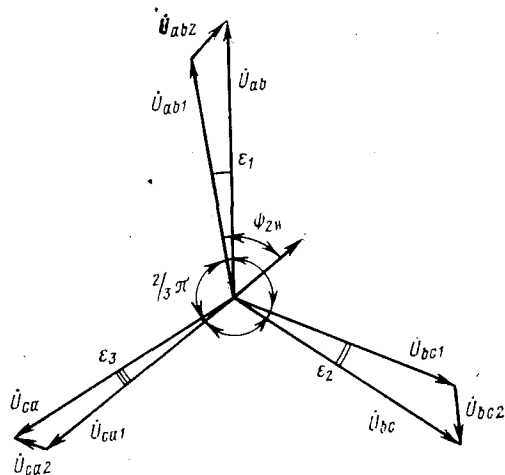


Рис. 2. Диаграмма симметричной и несимметричной системы векторов линейных напряжений.

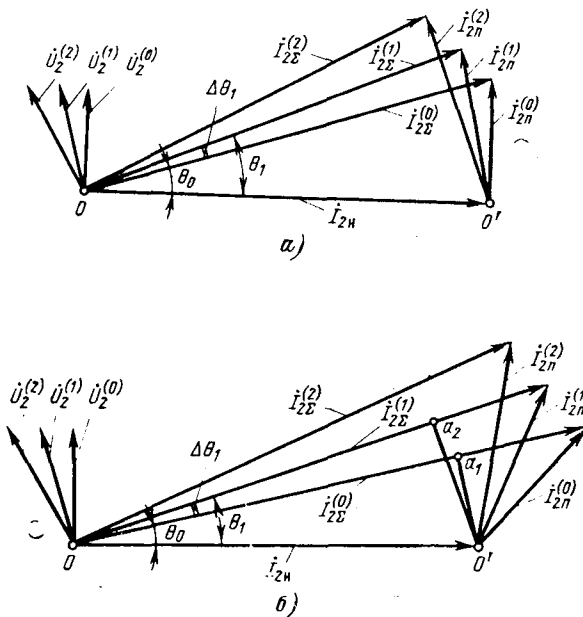


Рис. 3. Векторные диаграммы токов обратной последовательности однофазной нагрузки и токов неуправляемого (а) и управляемого (б) преобразователей.

2. Сопротивление обратной последовательности сети линейно и имеет чисто реактивный характер.

Эквивалентный ток обратной последовательности неуправляемого преобразователя и однофазных нагрузок для n -го приближения:

$$I_{2\Sigma}^{(n)} = I_{2n} \sqrt{1 + \beta_0^2 \delta_{n-1}^2 + 2\beta_0 \delta_{n-1} \cos \chi} \times$$

$$\times \left[\theta_0 + \sum_{q=1}^n \Delta\theta_q + \arcsin \frac{\sin \theta_0 + \sum_{q=1}^n \Delta\theta_q}{\beta_0 \delta_{n-1}} \right] = I_{2n} \delta_n, \quad (13)$$

где $\beta_0 = \frac{I_{2n}^{(0)}}{I_{2n}}$; $\delta_0 = \frac{I_{2\Sigma}^{(0)}}{I_{2n}}$; $\theta_0 = \arctg \beta_0$.

Анализ выражения (13), выполненный с помощью ЦВМ для $\beta = 0,1-0,4$, показал, что после 2-го приближения изменения тока обратной последовательности преобразователя (и коэффициента δ_n) практически не наблюдаются. Коэффициент δ_n (с погрешностью не более 2%) определяется по выражению

$$\delta_n = \sqrt{1 - \beta_0^2}, \quad (14a)$$

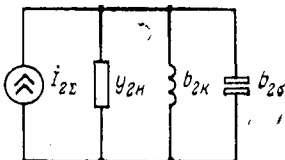


Рис. 4. Схема замещения подстанции предприятия для определения составляющих тока обратной последовательности. b_{2K} и b_{2C} — проводимости короткого замыкания питающей сети мощностью S_K и трехфазной батареи конденсаторов мощностью Q_n (если она имеется); y_n — проводимость остальной нагрузки S_n , рассматриваемой в качестве обобщенной; в относительных единицах [Л. 1 и 5]:

$$y_{2n} = \frac{1}{0,18 + j0,24} 2 - j2,67.$$

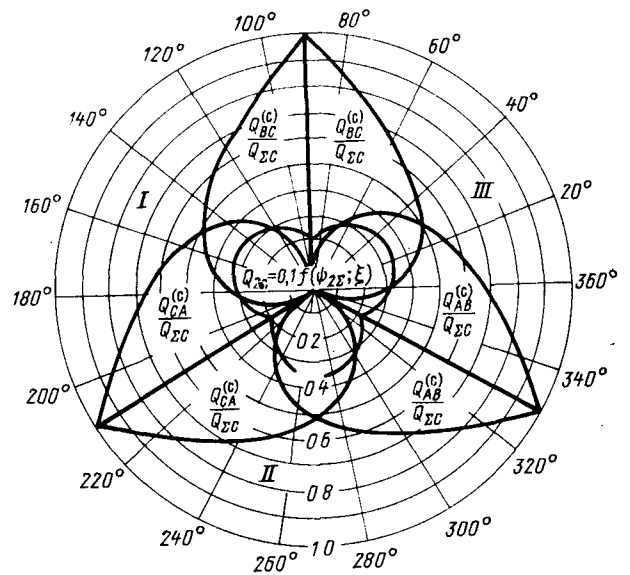


Рис. 5. Кривые для выбора мощности батарей конденсаторов фильтро-симметрирующего устройства.

из которого следует, что при подключении неуправляемых вентильных преобразователей к сети с однофазными нагрузками эквивалентный ток обратной последовательности и коэффициент несимметрии уменьшаются; эти изменения незначительны, и в большинстве случаев ими можно пренебречь. Начальная фаза тока (и напряжения) обратной последовательности возрастает на величину

$$\Delta\psi_{2n} = \arctg \beta_0 + \sum_{q=1}^n \Delta\theta_q \approx \arctg \beta_0. \quad (146)$$

Эквивалентный ток обратной последовательности управляемого преобразователя для n -го приближения также определяется по выражению (13); для рассматриваемого диапазона изменений величины β_0 это выражение может быть заменено более простым:

$$\delta_n = \sqrt{1 + \beta_0^2 + 2\beta_0 \sin(\alpha - \theta_0)}. \quad (15a)$$

Погрешность расчетов по последней формуле не превосходит 5%, что соответствует точности второго приближения; после третьего приближения изменение величины δ_n не превосходит 0,1%.

Анализ выражения (15a) показывает, что в зависимости от величины угла управления преобразователя $\delta_n \geq 1$. При $\alpha = 10-40^\circ$ оказывается $\delta_n \approx 1,02-1,06$, что свидетельствует о некотором увеличении эквивалентного тока обратной последовательности и коэффициента несимметрии напряжений сети. При приближенных расчетах несимметричных режимов влиянием вентильных преобразователей можно пренебречь. Начальная фаза тока (и напряжения) обратной последовательности возрастает на

$$\Delta\psi_{2n} \approx \arcsin \frac{\beta_0 \cos \alpha}{\sqrt{1 + \beta_0^2 - 2\beta_0 \sin \alpha}}. \quad (156)$$

Последнее выражение имеет погрешность не более 3%. Отметим, что неучет угла $\Delta\psi_{2n}$ может привести к значительной погрешности при выборе мощности симметрирующих устройств.

Определение напряжения обратной последовательности. Схема замещения подстанции предприятия для составляющих обратной последовательности приведена на рис. 4. Выражая проводимость схемы рис. 4 через соответствующие полные

мощности, представим модуль и аргумент полного сопротивления обратной последовательности $z_{2\gamma}$ и $\psi_{2\gamma}$ в виде:

$$z_{2\gamma} = \frac{U_2}{S_K \sqrt{4k_n^2 + (1 + 2,67k_n - k_3)^2}} = x_k k_{2\gamma}; \quad (16a)$$

$$\psi_{2\gamma} = \arctg \frac{1 + 2,67k_n - k_3}{2k_n}, \quad (16b)$$

где $k_n = \frac{S_n}{S_K}$; $k_3 = \frac{Q_3}{S_K}$; x_k — сопротивление короткого замыкания на шинах подстанции. Из (16b) можно заключить, что практически всегда $\psi_{2\gamma} \approx \frac{\pi}{2}$. Значение коэффициента $k_{2\gamma}$ составляет, как правило, 0,92 — 0,97.

Искомое напряжение обратной последовательности:

$$\left. \begin{aligned} U_2 &= I_{2\gamma} z_{2\gamma} = I_{2H} \delta n z_{2\gamma}; \\ \psi_{u2} &= \frac{\pi}{2} + \psi_{2H} + \Delta \psi_{2H} = \psi_{2\gamma} + \frac{\pi}{2}. \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

В условиях эксплуатации напряжение обратной последовательности может быть найдено по показаниям приборов. Составляющая обратной последовательности несимметричной системы линейных напряжений, представленной на рис. 2,

$$\begin{aligned} U_2 &= \frac{1}{3} \sqrt{U_{ab}^2 + (U_{ab} + \Delta U_{bc})^2 + (U_{ab} + \Delta U_{ca})^2 -} \\ &\quad - 2U_{ab}(U_{ab} + \Delta U_{bc}) \cos\left(\frac{\pi}{3} - \varepsilon_2 + \varepsilon_3\right) - 2U_{ab}(U_{ab} + \\ &\quad + \Delta U_{ca}) \cos\left(\frac{\pi}{3} + \varepsilon_3 - \varepsilon_1\right) + \\ &\quad + 2(U_{ab} + \Delta U_{bc})(U_{ab} + \Delta U_{ca}) \cos\left(\frac{2\pi}{3} + \varepsilon_3 - \varepsilon_1\right); \end{aligned} \quad (18a)$$

$$\psi_{u2} = \frac{\pi}{6} + \arctg X$$

$$\begin{aligned} X &= \frac{U_{ab}\varepsilon_1 + (U_{ab} + \Delta U_{bc}) \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varepsilon_2\right) -}{U_{ab} \cos \varepsilon_1 - (U_{ab} + \Delta U_{bc}) \cos\left(\frac{\pi}{3} - \varepsilon_2\right) -} \\ &\quad - \frac{(U_{ab} + \Delta U_{ca}) \sin\left(\frac{\pi}{3} + \varepsilon_3\right)}{(U_{ab} + \Delta U_{ca}) \cos\left(\frac{\pi}{3} + \varepsilon_3\right)}, \end{aligned} \quad (18b)$$

где $\Delta U_{bc} = U_{bc} - U_{ab}$; $\Delta U_{ca} = U_{ca} - U_{ab}$.

При $\frac{\Delta U_{bc(ca)}}{U_{ном}} \leq 0,08$ оказывается $\varepsilon_p < 5^\circ$.

Пренебрегая величинами ε_p , получаем выражения:

$$U_2 = \frac{1}{3} \sqrt{(\Delta U_{bc} - \Delta U_{ca})^2 + \Delta U_{bc} \Delta U_{ca}}; \quad (18в)$$

$$\psi_{u2} = \frac{\pi}{6} + \arctg \frac{\sqrt{3} (\Delta U_{ca} - \Delta U_{bc})}{\Delta U_{bc} + \Delta U_{ca}}. \quad (18г)$$

Погрешность расчетов по последним выражениям в сравнении с результатами, получаемыми по (18a) и (18б), не превосходит 3%.

Выбор элементов фильтро-симметрирующих устройств. Фильтро-симметрирующие устройства, как известно, представляют собою трехфазные несимметричные системы «индуктивность — емкость» с соединением, как правило, в треугольник, настроенные на частоты фильтруемых гармоник; принципиально можно конденсаторы устройства включать в звезду.

Симметрирующий эффект достигается несимметричным включением двух батарей конденсаторов, мощности которых, очевидно, будут практически одинаковыми как при раздельном выполнении резонансного фильтра и симметрирующего устройства, так и в случае объединения их в фильтро-симметрирующее устройство; небольшим различием, обусловленным неодинаковостью реакторов в рассматриваемых случаях, можно пренебречь.

Мощности батарей конденсаторов $Q_{AB}^{(c)}$, $Q_{BC}^{(c)}$, $Q_{CA}^{(c)}$ и подключение их между теми или иными фазами сети определяются в зависимости от аргумента $\psi_{2\gamma}$ вектора $I_{2\gamma}$ в I, II и III областях (рис. 5). Суммарная мощность батарей в предположении, что они работают при номинальном напряжении, определяется по формуле

$$Q_{\Sigma c} = 2k \sqrt{3} U_n I_{2\gamma} \sin(\psi_{2\gamma} + \xi) = 2k \sqrt{3} U_n I_{2H} f(\psi_{2\gamma}; \xi). \quad (19a)$$

Значения угла ξ в I, II и III областях соответственно равны $-\frac{\pi}{3}$; 0 ; $\frac{\pi}{3}$; k — коэффициент, характеризующий требуемую степень снижения несимметрии, находится в пределах $0 \leq k \leq 1$.

Выражение (19a) можно также представить в виде

$$Q_{\Sigma c} = \frac{2k S_K k_{nc*}}{k_{2\gamma}} f(\psi_{2\gamma}; \xi).$$

Отношения мощности $\frac{Q_{AB}^{(c)}}{Q_{\Sigma c}}$, $\frac{Q_{BC}^{(c)}}{Q_{\Sigma c}}$, $\frac{Q_{CA}^{(c)}}{Q_{\Sigma c}}$ в I, II и III областях:

$$\left. \begin{aligned} \text{I. } \frac{Q_{CA}^{(c)}}{Q_{\Sigma c}} &= \frac{1,15}{\sqrt{3} - \tg \psi_{2\gamma}}; \quad \frac{Q_{BC}^{(c)}}{Q_{\Sigma c}} = 1 - \frac{1,15}{\sqrt{3} - \tg \psi_{2\gamma}}; \\ \text{II. } \frac{Q_{AB}^{(c)}}{Q_{\Sigma c}} &= 0,6 - 0,29 \ctg \psi_{2\gamma}; \quad \frac{Q_{CA}^{(c)}}{Q_{\Sigma c}} = 0,5 + \\ &\quad + 0,29 \ctg \psi_{2\gamma}; \\ \text{III. } \frac{Q_{AB}^{(c)}}{Q_{\Sigma c}} &= \frac{1}{2 + \sqrt{3} \ctg \psi_{2\gamma}}; \quad \frac{Q_{BC}^{(c)}}{Q_{\Sigma c}} = 1 - \frac{1}{2 + \sqrt{3} \ctg \psi_{2\gamma}} \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

На рис. 5 представлены графики $f(\psi_{2\gamma})$, а также $\frac{Q_{AB}^{(c)}, (BC, CA)}{Q_{\Sigma c}}$.

Оптимальную, с точки зрения минимума ущерба в сети, мощность батарей конденсаторов симметрирующего устройства $Q_{\Sigma c}$ найдем из уравнения приведенных затрат (при пренебрежении потерями в устройстве):

$$Z_{nc} = pK_c + Y_{nc},$$

где p — суммарный коэффициент эффективности капитальных вложений; K_c — затраты на симметрирующие устройства; $K_c = k_\lambda Q_{\Sigma c}$, здесь $Q_{\Sigma c}$ — мощность батарей при полной компенсации несимметрии ($k=1$); Y_{nc} — ущерб, обусловленный несимметрией напряжения.

Ущерб, обусловленный несимметрией напряжений, определяется тепловыми потерями в элементах сетей и ускоренным старением изоляции вследствие дополнительного нагрева за счет этих потерь; следовательно,

$$Y_{nc} = \rho k^2 n_{c*} (1-k)^2,$$

где ρ — коэффициент, зависящий от параметров обратной последовательности электрооборудования и режима работы сети. Таким образом,

$$Z_{nc} = \rho \lambda k Q_{\Sigma c} + \rho k^2 n_{c*} (1-k)^2. \quad (21)$$

Из уравнений $\partial Z / \partial k = 0$ находим оптимальное значение k :

$$k = 1 - \frac{\rho \lambda Q_{\Sigma c}}{2 \rho k^2 n_{c*}}. \quad (22)$$

Расчеты показывают, например, что для электрометаллургических предприятий оптимальное значение коэффициента не-

симметрии находится в пределах 1,5—2,5%. Анализ выражения (23а) показывает, что при допустимых согласно ГОСТ 1282-68 технологических отклонениях емкостей конденсаторов в пределах $-5 \div 10\%$, что соответствует отклонениям сопротивлений их в пределах примерно $-11 \div 5\%$, отклонения сопротивлений могут составлять $-15 \div 13\%$. При проектировании обычно технологические отклонения параметров отдельных конденсаторов заранее не известны; поэтому для обеспечения компенсации этих отклонений необходимо значительно увеличивать мощность батарей конденсаторов в случае применения нерегулируемых реакторов [Л. 3]. В этом случае экономически целесообразным может оказаться реализация раздельных устройств симметрирования и фильтрации. Поэтому при реализации фильтро-симметрирующих устройств целесообразно применять регулируемые реакторы.

При построении фильтро-симметрирующих устройств необходимо учитывать, что наличие технологических отклонений емкостей (мощностей) конденсаторов от номинальных значений может привести к появлению значительно больших отклонений емкостей и сопротивлений ветвей эквивалентной звезды, рассчитанных по номинальным параметрам; по указанным сопротивлениям выбираются индуктивности реакторов.

Если сопротивления батарей, конденсаторов, определенные по номинальным значениям емкостей, соответственно равны $x_{ab}^{(H)}$, $x_{bc}^{(H)}$, $x_{ca}^{(H)}$ и отклонения их (в относительных единицах) составляют Δ_{ab} , Δ_{bc} , Δ_{ca} , то сопротивление ветви («луча») эквивалентной звезды

$$x_A \approx x_A^{(H)} [1 + (\Delta_{ab} - \Delta'_{ab}) + (\Delta_{ca} - \Delta'_{ca}) - \Delta'_{bc}], \quad (23a)$$

где $x_A^{(H)}$ — сопротивление ветви звезды, рассчитанное по сопротивлениям $x_{ab}^{(H)}$, $x_{bc}^{(H)}$, $x_{ca}^{(H)}$.

$$\left. \begin{aligned} \Delta'_{ab} &= \frac{x_{ab}^{(H)} \Delta_{ab}}{x_{ab}^{(H)} + x_{bc}^{(H)} + x_{ca}^{(H)}}; & \Delta'_{bc} &= \\ &= \frac{x_{bc}^{(H)} \Delta_{bc}}{x_{ab}^{(H)} + x_{bc}^{(H)} + x_{ca}^{(H)}}; & \Delta'_{ca} &= \frac{x_{ca}^{(H)} \Delta_{ca}}{x_{ab}^{(H)} + x_{bc}^{(H)} + x_{ca}^{(H)}} \end{aligned} \right\} \quad (23b)$$

Для оценки мощности батарей конденсаторов $Q_{ab}^{(\Phi)}$; $Q_{bc}^{(\Phi)}$; $Q_{ca}^{(\Phi)}$, необходимой для обеспечения фильтрации гармоник, положим, что для симметрирования используются батареи мощностью $Q_{bc}^{(c)}$ и $Q_{ca}^{(c)}$. Определим токи ν -й гармоники $I_{\nu ab}$, $I_{\nu bc}$, $I_{\nu ca}$, необходимые для выбора мощности батарей по условию перегрузки их за счет токов гармоник. Учитывая, что токи гармоник нелинейных нагрузок, которые рассматриваются как источники тока, образуют симметричные трехфазные системы, при резонансной настройке фильтро-симметрирующего устройства будем иметь: $I_{A\nu} = I_{B\nu} = I_{C\nu} = I_{\nu}$. В этом случае искомые токи найдем, определив напряжения на конденсаторах; для этой цели предварительно треугольник преобразуется в звезду. После весьма тривиальных преобразований получим:

$$I_{ab\nu} = \frac{I_{\nu}}{3 + 2 \frac{Q_{bc}^{(c)}}{Q_{ab}^{(\Phi)}} + 2 \frac{Q_{ca}^{(c)}}{Q_{ab}^{(\Phi)}} + \frac{Q_{bc}^{(c)} Q_{ca}^{(c)}}{(Q_{ab}^{(\Phi)})^2}} \times \\ \times \sqrt{\left(1,5 + \frac{Q_{bc}^{(c)}}{Q_{ab}^{(\Phi)}} + 0,5 \frac{Q_{ca}^{(c)}}{Q_{ab}^{(\Phi)}}\right)^2 + 0,75 \frac{(Q_{ca}^{(c)})^2}{(Q_{ab}^{(\Phi)})^2}}. \quad (24)$$

Выражения для $I_{bc\nu}$ и $I_{ca\nu}$ получаются из (24) циклической перестановкой индексов. Анализ этих выражений показывает, что $I_{ab\nu}/I_{\nu} < \sqrt{3}$, причем это отношение уменьшается с уменьшением величины $Q_{ab}^{(a)}$. В то же время $I_{bc(ca)\nu}/I_{\nu} > \sqrt{3}$. Отмеченное обстоятельство позволяет выбирать для целей филь-

трации батарею меньшей мощности в сравнении со случаем, когда резонансный фильтр выполняется отдельно.

Мощность батарей конденсаторов резонансных фильтров как известно, пропорциональна току гармоники, на частоту которой настроен фильтр. Поскольку функция $I_{ab\nu}(Q_{ab}^{(c)})$ монотонно убывает с уменьшением $Q_{ab}^{(c)}$, принципиально для фильтрации гармоник величина Q_{ab} может быть выбрана сколь угодно малой, если это допустимо по условиям перегрузки конденсаторов, подключенных между фазами с и b и с и a. Выбор мощности батарей, предназначенных для фильтрации, может выполняться исходя из экономических соображений таким образом, чтобы стоимость фильтро-симметрирующего устройства была меньше стоимости двух слагаемых устройств.

Оценим экономическую целесообразность раздельного выполнения фильтрующего и симметрирующего устройств и совмещенного фильтро-симметрирующего устройства. Очевидно, такое сопоставление имеет смысл в случае, когда резонансный фильтр и симметрирующее устройство подключаются через общий выключатель. При проведении анализа пренебрежем реактивной мощностью конденсаторов и реакторов на частотах высших гармоник ввиду ее малости, а также наличием технологических отклонений параметров конденсаторов и реакторов и влиянием реакторов на уровень напряжения на батареях конденсаторов.

В первом случае суммарная стоимость устройств

$$K_{\Sigma 1} = (Q'_{\Sigma\Phi} + Q'_{\Sigma c}) \lambda + \frac{Q'_{\Sigma\Phi}}{\nu^2} \Lambda, \quad (25)$$

где $Q'_{\Sigma\Phi}$ — мощность батарей конденсаторов резонансного фильтра; λ и Λ — стоимость единицы установленной мощности конденсаторов и реакторов.

Для фильтро-симметрирующего устройства

$$K_{\Sigma 2} = (Q''_{\Sigma\Phi} + Q_{\Sigma c}) \lambda + \frac{Q''_{\Sigma\Phi} + Q_{\Sigma c}}{\nu^2} \Lambda, \quad (26)$$

где $Q''_{\Sigma\Phi}$ — мощность батарей, устанавливаемых для целей фильтрации; как отмечалось выше,

$$\Delta Q = Q'_{\Sigma\Phi} - Q''_{\Sigma\Phi} > 0.$$

Разность затрат

$$\Delta K = K_1 - K_2 = \Delta Q \lambda + \frac{\Delta Q - Q_{\Sigma c}}{\nu^2} \Lambda \quad (27)$$

положительна, если соблюдается неравенство

$$\Delta Q > \frac{Q_{\Sigma c}}{\nu^2 \left(\lambda + \frac{\Lambda}{\nu^2} \right)}. \quad (28)$$

Поверочные расчеты показывают, что на практике оказывается $\Delta Q \geq 0,1 Q_{\Sigma c}$, т.е. стоимость фильтро-симметрирующих устройств в рассматриваемом случае меньше суммарной стоимости фильтра и симметрирующего устройства; это свидетельствует о целесообразности реализации фильтро-симметрирующих устройств. При соблюдении неравенства (28) дополнительные затраты на реакторы окупаются снижением затрат на конденсаторы, предназначенные для фильтрации гармоник. Окончательно величина ΔQ выбирается с учетом баланса реактивных мощностей.

На практике часто оказывается необходимым предусматривать фильтрацию двух гармоник, например, 11 и 13-й при 12-фазных схемах преобразователей. В этом случае целесообразно использовать два фильтро-симметрирующих устройства, распределяя мощность симметрирующих конденсаторов между ними пропорционально величинам токов фильтруемых гармоник с обязательным учетом перегрузки конденсаторов по току и мощности; проверка допустимости выбранной мощности батарей конденсаторов с учетом проникновения в цепи их других гармоник, кроме фильтруемых, производится по методике, данной в [Л. 3]. При этом погрешность от неучета изменения гармоник за счет емкостей оказывается незначительной (не более 1—2%).

Фильтро-симметрирующие устройства для повышения качества электроэнергии в сетях

Канд. техн. наук КУЗНЕЦОВ В. Г., доктор техн. наук ШИДЛОВСКИЙ А. К.

Институт электродинамики АН УССР

В последние годы появилось значительное количество нелинейных и несимметричных потребителей большой мощности, подключение которых к трехфазной сети приводит к заметному ухудшению качества электроэнергии. И если показатели качества электроэнергии (коэффициенты несимметрии и несинусоидальности напряжения) выходят за допустимые пределы (соответственно 2 и 5%), необходимо применять меры по их нормализации — устанавливать фильтры высших гармоник, использовать специальные схемы симметрирования, устанавливать симметрирующие устройства (СУ) и т. д.

Раздельное применение фильтров и СУ не может быть признано рациональным. Такое решение приводит к увеличению весогабаритных характеристик дополнительно устанавливаемого оборудования и его мощности, поскольку элементы симметричного фильтра не участвуют в процессе симметрирования (здесь и в дальнейшем будем рассматривать процесс симметрирования на основной частоте, так как несимметрия высших гармоник тока не оказывает существенного влияния на несимметрию напряжений сети в целом), а элементы симметрирующих устройств в большинстве своем не позволяют осуществлять фильтрацию гармоник.

Более целесообразно одни и те же элементы устройства использовать многофункционально, например, для симметрирования, фильтрации гармоник и регулирования реактивной мощности.

Ниже рассматриваются схемы фильтро-симметрирующих устройств (ФСУ) и анализируются их энергетические показатели на основной частоте, оцениваются их симметрирующие, фильтрующие и регулирующие возможности. Для простоты анализа полагаем, что реактивные элементы ФСУ не имеют потерь и расчет их производится без учета реактивных сопротивлений сетевых элементов. Такое допущение вполне правомерно при оценке симметрирующих свойств ФСУ на основной частоте и сравнительном анализе фильтрующих свойств схем.

Рассмотрим двухплечевую схему ФСУ (на рис. 1 показана сплошными линиями), где однофазная несимметричная нагрузка

$$Y_n = y_n e^{-j \frac{\pi}{6}} \quad (1)$$

подключена на линейное напряжение U_{23} (при расчетах принимаем, что фазное напряжение U_1 совпадает с положительным направлением вещественной оси). Нагрузки с таким коэффициентом мощности ($\cos \varphi_n = 0,866$) весьма распространены (индукционные печи, установки электрошлакового переплава, сварочные агрегаты и т. д.)

Фильтрующие свойства указанной схемы для v -й гармоники с учетом отмеченных выше допущений будут проявляться при условии

$$\frac{x_L}{x_C} = \frac{y_C}{y_L} = \frac{1}{v^2} = d, \quad (2)$$

где $x_L(y_L)$ и $x_C(y_C)$ — модули сопротивлений (проводимостей) индуктивного и емкостного элементов на основной частоте.

Несимметричный фильтр может быть настроен на любую из высших гармоник путем изменения параметров одного из реактивных элементов. Так, например, если $x_L = \text{const}$, то с увеличением порядкового номера гармоники емкость батарей необходимо уменьшать в соответствии с (2). При $x_C = \text{const}$ с увеличением значения v необходимо уменьшать индуктивное сопротивление элементов.

Рассмотрим симметрирующие возможности схем на частоте основной гармоники. В общем случае вектор пульсирующей мощности i -го двухплосника¹

$$\dot{N}_i = N_i e^{j\varphi_i} = S_i e^{j(2\varphi_i - \varphi_i)} = U_i I_i e^{j(2\varphi_i - \varphi_i)}, \quad (3)$$

¹ Милых А. Н., Шидловский А. К., Кузнецов В. Г. Схемы симметрирования однофазных нагрузок в трехфазных цепях. Киев, «Наукова думка», 1973. 219 с.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Электрические сети. М., «Высшая школа», 1971, т. II. 438 с. Авт.: В. А. Веников, А. А. Глазунов, Л. А. Жуков, Л. А. Солдаткина.
2. Деткин Л. П. Системы управления тиристорными и ионными электроприводами. М., Информэлектро, 1971. 72 с.
3. Жежеленко И. В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промышленных предприятий. М., «Энергия», 1974. 170 с.
4. Электропередача постоянного тока как элемент энергетических систем. Изд. АН СССР, 1962. 340 с. Авт.: Л. Р. Нейман, С. Р. Глинтерник, А. В. Емельянов, В. Г. Новицкий.
5. Солдаткина Л. А. Электрические сети и системы. М., «Энергия», 1972. 272 с.

[31.1.1975]

Выводы. 1. При наличии однофазных линейных нагрузок вентильные преобразователи промышленных электросетей потребляют из сети ток обратной последовательности.

2. Величина коэффициента несимметрии за счет тока обратной последовательности изменяется незначительно; однако изменение начальной фазы оказывается значительно большим, что существенно сказывается на величине мощности конденсаторов симметрирующего (фильтро-симметрирующего) устройства.

3. При решении задач симметрирования напряжений и снижения уровней гармоник экономически целесообразно применение фильтро-симметрирующих установок, являющихся устройствами многоцелевого назначения.

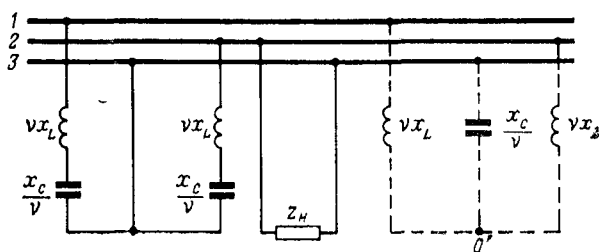


Рис. 1.

где ψ_i — фаза напряжения на i -м двухполюснике;
 φ_i — фазовый угол двухполюсника.

С учетом (2) и (3) пульсирующие мощности на основной частоте плеч ФСУ и нагрузки запишутся как

$$\begin{aligned} \dot{N}_{23} &= U^2 \frac{y_C}{1-d} e^{-j\frac{\pi}{2}}; \\ \dot{N}_{31} &= U^2 \frac{y_C}{1-d} e^{j\frac{\pi}{6}}; \quad \dot{N}_H = U^2 y_H e^{j\frac{5\pi}{6}}, \end{aligned} \quad (4)$$

где U — линейное напряжение сети.

Условие симметрирования заключается в полной компенсации пульсирующих мощностей всех элементов, т. е.

$$\sum_i^n \dot{N}_i = 0. \quad (5)$$

Для рассматриваемой схемы на рис. 1 справедливо

$$\dot{N}_{23} + \dot{N}_{31} = -\dot{N}_H; \quad Q_C - Q_L = l S_H, \quad (6)$$

где l представляет собой отношение действительного значения мощности нагрузки к номинальному, т. е. относительную мощность нагрузки.

С помощью (2) и (4) найдем модули тока и напряжения на элементах ФСУ:

$$I_{23} = I_{31} = \frac{U y_L d}{d-1}; \quad U_C = \frac{U}{d-1}; \quad U_L = \frac{dU}{d-1}. \quad (7)$$

Выражая составляющие мощностей в (6) через (7) с учетом (2), определим параметры индуктивного и емкостного элементов ФСУ через параметры нагрузки:

$$y_L = \frac{1-d}{d} l y_H; \quad y_C = (1-d) l y_H. \quad (8)$$

Одной из важных энергетических характеристик рассматриваемых устройств является коэффициент использования его элементов, представляющий собой отношение мощности однофазной нагрузки к установленной мощности ФСУ (на основной частоте):

$$k_u = \frac{l S_H}{S_{\text{ФСУ}}}. \quad (9)$$

Чем больше этот коэффициент, тем эффективнее используются элементы устройства. Для рассматриваемой схемы

$$k_u = \frac{l S_H}{2(Q_L + Q_C)} = \frac{1-d}{2(1+d)}. \quad (10)$$

Другой важной характеристикой комплекса «устройство — нагрузка» является входной коэффициент мощности $\cos \theta$. При наличии n -го количества двухполюсников (включая и однофазную нагрузку) входной коэффициент мощности определяется из выражения:

$$\cos \theta = \cos \arctg \frac{\text{Im} \left[\sum_{i=1}^n \dot{S}_i \right]}{\text{Re} \left[\sum_{i=1}^n \dot{S}_i \right]}. \quad (11)$$

Для рассматриваемой схемы на рис. 1 (показана сплошными линиями)

$$\cos \theta = \cos \arctg \frac{\sin \varphi_H (1-d) + 2(1+d)}{\cos \varphi_H (1-d)}. \quad (12)$$

Элементы ФСУ необходимо выбирать с учетом протекания v -й (фильтруемой) гармоники тока:

$$\begin{aligned} I_{31(1+v)} &= I_{23(1+v)} = \sqrt{I_{23}^2 + I_{23(v)}^2} = \\ &= U l y_H \sqrt{1 + \frac{\alpha^2 \beta^2}{3 v^2}}, \end{aligned} \quad (13)$$

где величина $\frac{\alpha}{v}$ характеризует отношение тока v -й гармоники к суммарному току преобразователей на основной частоте в месте подключения ФСУ, а коэффициент β равен отношению суммарной мощности преобразователей на основной частоте к номинальной мощности однофазной нагрузки.

Напряжения на элементах ФСУ при протекании v -й гармоники тока с учетом (8) можно вычислить из следующих выражений:

$$\left. \begin{aligned} U_{L(1+v)} &= U_L \sqrt{1 + \frac{\alpha^2 \beta^2}{3}}; \\ U_{C(1+v)} &= U_C \sqrt{1 + \frac{\alpha^2 \beta^2}{3 v^2}}, \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

где U_L и U_C определяются из (7).

Из последнего выражения следует, что дополнительное увеличение напряжения на реактивных элементах ФСУ зависит от соотношения мощностей нелинейной и несимметричной нагрузок, причем при прочих равных условиях это увеличение напряжения на емкостном элементе меньше, нежели на индуктивном.

Энергетические характеристики на основной частоте для ФСУ со схемой рис. 1 (сплошные линии) в наиболее характерном спектре нечетных гармоник, встречающихся в промышленных сетях, приведены в табл. 1.

Из табл. 1 следует, что в рассматриваемой схеме k_H весьма низок и его значение не превышает 0,5, т. е. здесь мощность элементов ФСУ более чем в 2 раза превышает мощность однофазной нагрузки. Это объясняется тем, что пульсирующая мощность, необходимая для компенсации вектора $\dot{N}_H$, создается с помощью результирующих сопротивлений плеч, несущих на основной частоте емкостный характер, и векторы $\dot{N}_{31}$ и $\dot{N}_{23}$ образуют угол $\frac{2\pi}{3}$.

Таблица 1

Гармоники	Энергетические характеристики			
	d	k_H	$Q_C/S_H; U_C/U$	$Q_L/S_H; U_L/U$
5-я	0,04	0,46	1,0416	0,0416
7-я	0,0205	0,48	1,02092	0,02092
11-я	0,00826	0,495	1,00832	0,00832
13-я	0,00591	0,499	1,00594	0,00594

Примечание. $\cos \theta^* = 0,5$ для всех гармоник имеет емкостный характер.

Следовательно, для симметрирования (т. е. компенсации вектора N_H) необходима удвоенная мощность плеча ФСУ. К дополнительному увеличению установленной мощности ФСУ приводит также нерациональное (с точки зрения симметрирования) включение индуктивных элементов. Кроме того, в этой схеме конденсаторы находятся под повышенным (против номинального) напряжением.

Достоинством рассмотренного ФСУ является то, что оно на основной частоте генерирует реактивную мощность в сеть. Это обстоятельство необходимо учитывать при выборе источников реактивной мощности и их размещении на стадии проектирования сетей.

В условиях эксплуатации сетей уровень напряжения может быть как повышенным, так и пониженным (относительно номинального значения). В этом случае возникает задача регулирования как значения, так и знака реактивной мощности ФСУ при минимальной установленной мощности его элементов. Аналогичная задача зачастую возникает и в автономных системах электроснабжения при наличии несимметричной нагрузки в условиях протекания высших гармоник.

Ниже будет показано, что увеличить k_H можно путем изменения электрической схемы соединения элементов.

Для нагрузки с параметрами, определяемыми из (1), рассмотрим схему ФСУ с элементами, соединенными в звезду (на рис. 1 показана пунктирными линиями). В этой схеме индуктивные элементы выбираются одинаковыми и при соблюдении условий фильтрации гармоник высших порядков здесь можно получить максимально допустимый $k_H = 1$. Преобразуем звезду элементов в треугольник и определим его реактивные сопротивления:

$$\left. \begin{aligned} x_{12}(\nu) &= 2\nu x_L - \frac{\nu^3 x_L^2}{x_C}; \\ x_{23}(\nu) &= \nu x_L - 2 \frac{x_C}{\nu}. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Из (15) определяем параметры элементов, при которых имеет место фильтрация гармоник

$$\frac{x_L}{x_C} = \frac{y_C}{y_L} = \frac{2}{\nu^2} = d, \quad (16)$$

где x_L и x_C — модули сопротивлений реактивных элементов на основной частоте.

Рассмотрим симметрирующие возможности схемы. Для этого определим положение точки O' (рис. 2, а) относительно центра тяжести треугольника линейных напряжений (точка 0) с учетом (16):

$$U_{O'O} = \frac{\dot{U}_s(Y_C - Y_L)}{2(Y_L + Y_C)} = \dot{U}_s k, \quad (17)$$

где

$$k = \frac{d+1}{d-2} = \frac{2+\nu^2}{2(1-\nu^2)}. \quad (18)$$

Из (17) следует, что направление перемещения точки O' полностью определяется направлением фазного напряжения $\dot{U}_s$. Рассмотрим, каким образом изменяется положение точки O' с изменением частоты. Из (18) следует, что при увеличении ν от 1 до ∞ точка O' перемещается из ∞ в точку, находящуюся на середине вектора U_{12} (точка m на рис. 2, а). Таким образом, в рассматриваемой схеме на основной частоте общая точка звезды фазных напряжений элементов всегда располагается вне треугольника линейных напряжений. Иными словами, при фильтрации гармоник $\nu > 1$ напряжения основной частоты на индуктивных симметрирующих элементах всегда остаются меньшими, чем на емкостных.

Для характерного спектра нечетных гармоник значения величин d и k следующие:

ν	d	$-k$
5-я	0,08	0,564
7-я	0,041	0,533
11-я	0,0165	0,511
13-я	0,0118	0,509

Из приведенных значений d и k следует, что для всех высших гармоник, начиная с 5-й, отклонение точки O' от точки m (рис. 2, б) не превышает 6,4% фазного напряжения питающей сети.

Напряжения на индуктивных ($\dot{U}'_1, \dot{U}'_2$) и емкостном ($\dot{U}'_3$) элементах, а также токи в них могут быть определены с помощью следующих выражений:

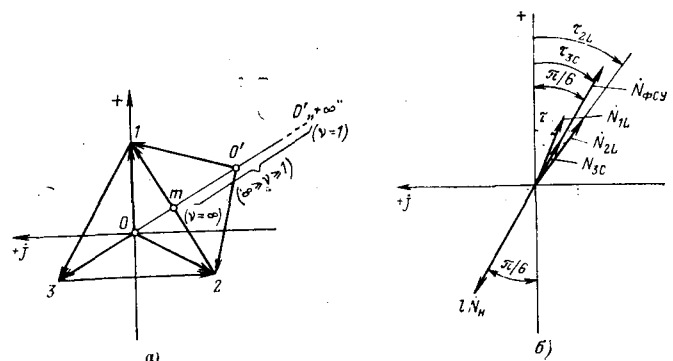


Рис. 2.

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}'_1 &= \frac{U}{\sqrt{3}} \sqrt{(1+k)^2 - k} e^{-j \arctg \frac{\sqrt{3}k}{(2+k)}}, \\ \dot{U}'_2 &= \frac{U}{\sqrt{3}} \sqrt{(1+k)^2 - k} e^{j [\pi + \arctg \frac{\sqrt{3}(1+k)}{(1-k)}]}, \\ \dot{U}'_3 &= \frac{U}{\sqrt{3}} (1-k) e^{j \frac{2\pi}{3}}, \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

где k определяется из (18):

$$I_1 = \dot{U}'_1 Y_L; \quad I_2 = \dot{U}'_2 Y_L; \quad I_3 = \dot{U}'_3 Y_C. \quad (20)$$

Пульсирующие мощности для схемы рис. 1 (пунктир) запишутся как:

$$\left. \begin{aligned} \dot{N}_{1L} &= \frac{U^2}{3} [(1+k)^2 - k] y_L e^{-j \left(2 \arctg \frac{\sqrt{3}k}{(2+k)} + \frac{\pi}{2} \right)}, \\ \dot{N}_{2L} &= \frac{U^2}{3} [(1+k)^2 - k] y_L e^{j \left(2 \arctg \frac{\sqrt{3}(1+k)}{(1-k)} - \frac{\pi}{2} \right)}, \\ \dot{N}_{3C} &= \frac{3U^2}{(2-d)^2} y_C e^{-j \frac{\pi}{6}}. \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

$$\dot{N}_H = U^2 y_H e^{j \frac{5\pi}{6}}. \quad (22)$$

Полное симметрирование токов на основной частоте будет при условии:

$$\dot{N}_{1L} + \dot{N}_{2L} + \dot{N}_{3C} = -I \dot{N}_H. \quad (23)$$

Модули $|\dot{N}|$ и фазы τ пульсирующих мощностей ФСУ для ряда нечетных гармоник приведены в табл. 2, а векторная диаграмма пульсирующих мощностей — на рис. 2, б.

Из табл. 2 следует, что в схеме ФСУ по рис. 1 (пунктир), в отличие от ранее рассмотренного случая (рис. 1, сплошные линии), пульсирующие мощности элементов практически совпадают по фазе и находятся в противофазе с пульсирующей мощностью нагрузки. Следовательно, указанное ФСУ позволяет симметрировать и фильтровать гармоники при минимальной установленной мощности элементов. Из (5) и (21) следует, что для рассматриваемой схемы при полном симметрировании справедливо:

$$2Q_L \cos \left(-2 \arctg \frac{\sqrt{3}k}{2+k} - \frac{\pi}{3} \right) + Q_C = I S_H. \quad (24)$$

Из последнего уравнения с учетом (16) можно определить параметры элементов устройства на основной частоте через параметры нагрузки:

$$\left. \begin{aligned} y_L &= \frac{I y_H}{\frac{2}{3} [(1+k)^2 - k] \cos \left(-2 \arctg \frac{\sqrt{3}k}{2+k} - \frac{\pi}{3} \right) +} \\ &\rightarrow \frac{3d}{(2+d)^2}; \quad y_C = d y_L. \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

Таблица 2

Гармоники	$\frac{ \dot{N}_L }{S_H}$	$\frac{ \dot{N}_C }{S_H}$	τ_{1L}	τ_{2L}	τ_{3C}
5-я	0,251	0,0651	—21°20'	—38°40'	—30°
7-я	0,250	0,0322	—25°20'	—34°40'	—30°
11-я	0,250	0,01255	—28°30'	—31°30'	—30°
12-я	0,250	0,00904	—29°	—31°	—30°

С помощью (19) и (25) определяются реактивные мощности элементов ФСУ:

$$\left. \begin{aligned} \frac{Q_L}{I S_H} &= \frac{1}{2 \cos \left(-2 \arctg \frac{\sqrt{3}k}{2+k} - \frac{\pi}{3} \right) +} \\ &\rightarrow \frac{9d}{(2-d)^2 [(1+k)^2 - k]}; \\ Q_C &= Q_L \frac{9d}{(2-d)^2 [(1+k)^2 - k]}. \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

Для рассматриваемой схемы входной коэффициент мощности

$$\cos \theta = \cos \arctg \frac{I S_H \sin \varphi_H + 2Q_L - Q_C}{I S_H \cos \varphi_H}.$$

Определим токи и напряжения на элементах ФСУ с учетом протекания высших гармоник тока. Принимая во внимание (20) и (25), запишем токи основной частоты через параметры нагрузки:

$$I_1 = I_2 = U \sqrt{\frac{(1+k)^2 - k}{3}} \frac{I y_H}{a}; \quad I_3 = \frac{U(1-k)d I y_H}{\sqrt{3}a}, \quad (27)$$

где

$$a = \frac{2}{3} [(1+k)^2 - k] \cos \left(-2 \arctg \frac{\sqrt{3}k}{2+k} - \frac{\pi}{3} \right) + \frac{3d}{(2-d)^2}.$$

Выразим суммарный ток преобразователей I_H на основной частоте через ток однофазной нагрузки:

$$I_H = \frac{\beta I_H}{\sqrt{3}}. \quad (28)$$

Токи основной частоты, выраженные с помощью тока преобразователей, определяются из выражений:

$$I_1 = I_2 = \frac{V(1+k)^2 - k}{a\beta} I_H; \quad I_3 = \frac{(1-k)d}{a\beta} I_H.$$

Токи высших гармоник, протекающие по элементам устройства

$$\left. \begin{aligned} I_{1(v)} = I_{2(v)} &= \frac{\alpha}{v} I_H = \frac{\alpha \beta a I_1}{v \sqrt{(1+k)^2 - k}}; \\ I_{3(v)} &= \frac{\alpha \beta a I_3}{v(1-k)d}. \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

Окончательные выражения для напряжений и токов на элементах ФСУ, соединенных звездой,

имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} U'_{1(1+\nu)} &= U'_1 \sqrt{1 + \frac{\alpha^2 \beta^2 a^2}{(1+k)^2 - k}} = U'_{2(1+\nu)}; \\ U'_{3(1+\nu)} &= U'_3 \sqrt{1 + \frac{\alpha^2 \beta^2 a^2}{\nu^2 (1-k)^2 d}}; \\ I_{1(1+\nu)} &= I_{2(1+\nu)} = I_1 \sqrt{1 + \frac{\alpha^2 \beta^2 a^2}{\nu^2 [(1+k)^2 - k]}}; \\ I_{3(1+\nu)} &= I_3 \sqrt{1 + \frac{\alpha^2 \beta^2 a^2}{\nu^2 (1-k)^2 d^2}}, \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

где U'_1, U'_3, I_1, I_3 — фазные напряжения и токи основной частоты.

В табл. 3 представлены энергетические характеристики ($f=50$ гц) для ФСУ со схемой соединения элементов по рис. 1 (пунктир).

В рассматриваемой схеме в отличие от ФСУ по схеме неполного треугольника (рис. 1, сплошные линии) оптимально используются симметрирующие элементы ($k_H \approx 1$), т. е. мощность устройства для $f=50$ гц при полном симметрировании токов практически не превышает мощности однофазной нагрузки. Кроме того, в ФСУ по схеме звезды емкостный элемент находится под напряжением, меньшим или равным номинальному, в то время как в схеме рис. 1, сплошные линии напряжения на конденсаторной батарее на 4,16% ($f=50$ гц), а при наличии гармоник, как следует из (14), в еще большей степени превышает номинальное напряжение сети.

Входной коэффициент мощности в рассматриваемой схеме является отстающим. Поэтому указанную схему целесообразно использовать в сочетании со схемой рис. 1, сплошные линии, либо в сочетании с компенсирующими конденсаторами, включенными по схеме неполного треугольника. При комбинации схем ФСУ (рис. 1) входной коэффициент мощности изменяется в диапазоне $0,5 < \cos \theta < 0,5^*$ (т. е. от 0,5 индуктивного до 0,5 емкостного). Поэтому выбор параметров ФСУ для различных гармоник необходимо производить с учетом необходимой величины и знака реактивной мощности сети в узле с несимметричной нагрузкой.

При необходимости осуществлять в сети симметрирование, фильтрацию гармоник и регулирование реактивной мощности целесообразно использовать рассмотренную схему ФСУ с соединением элементов звездой в сочетании с синхронно-регулируемыми батареями конденсаторов (рис. 3). В качестве

емкостных элементов ФСУ и синхронно регулируемых батарей могут быть использованы имеющиеся в сети конденсаторы, предназначенные для компенсации реактивной мощности.

В схеме рис. 3 суммарная пульсирующая мощность $\dot{N}_{\text{СУ}}$, создаваемая равными по величине емкостными сопротивлениями $Z_{C(31)}$ и $Z_{C(23)}$, совпадает по фазе с пульсирующей мощностью $\dot{N}_{\text{ФСУ}}$ создаваемой ФСУ, и находится в противофазе с аналогичной мощностью нагрузки ($\cos \varphi_H = 0,866$). В данной схеме симметрирование может осуществляться при различных соотношениях между $|\dot{N}_{\text{ФСУ}}| = Q_{\text{ФСУ}}$ (индуктивная мощность) и $|\dot{N}_{\text{ФСУ}}| = Q_{\text{СУ}}$ (емкостная мощность), причем $Q_C = 2Q_{C(23)} = 2Q_{C(31)}$. Следовательно, устройство по схеме рис. 3 может выполнять в сети функции источника реактивной мощности, улучшать гармонический состав напряжений и их симметрию.

При полном симметрировании токов однофазной нагрузки

$$\dot{N}_{\text{ФСУ}} + \dot{N}_{\text{СУ}} + \dot{N}_H = 0, \quad (31)$$

где

$$\dot{N}_{\text{ФСУ}} = \dot{N}_{1L} + \dot{N}_{2L} + \dot{N}_{3C}.$$

Из (31) следует, что $|\dot{N}_{\text{ФСУ}}| + Q_{\text{СУ}} = S_H$.

Обозначив $Q_{\text{СУ}} = \frac{S_H}{n}$, найдем параметры элементов схемы, необходимые для симметрирования нагрузки и фильтрации гармоник:

$$\left. \begin{aligned} z_L &= z_{1L} = z_{2L} = \\ &= \frac{n \left\{ \frac{2}{3} [(1+k)^2 - k] \cos \left(-2 \arctg \frac{\sqrt{3}k}{2+k} - \frac{\pi}{3} \right) + \right.}{n-1} \rightarrow \\ &\quad \left. + \frac{3d}{(2-d)^2} \right\} z_H; \\ z_{3C} &= \frac{\nu^2}{2} z_L; z_C = z_{C(23)} = z_{C(31)} = n z_H. \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

Реактивная мощность, потребляемая ФСУ из сети,

$$\begin{aligned} Q_{\text{ФСУ}} &= \frac{\left\{ 2 [(1+k)^2 - k] - \frac{9d}{(2-d)^2} \right\} \times}{2 [(1+k)^2 - k] \cos \left(-2 \arctg \frac{\sqrt{3}k}{2+k} - \frac{\pi}{3} \right) +} \rightarrow \\ &\quad \times \frac{n-1}{n} S_H \\ &\rightarrow \frac{9d}{(2-d)^2}. \end{aligned} \quad (33)$$

Суммарная реактивная мощность, обусловленная несимметричной нагрузкой, ФСУ и СУ,

$$\begin{aligned} Q &= \text{Im} |\dot{S}_H| + Q_{\text{ФСУ}} - Q_{\text{СУ}} = 2Q_L + 0,5S_H - \\ &\quad - Q_{3C} - Q_{\text{СУ}}, \end{aligned} \quad (34)$$

где $Q_L = Q_{1L} = Q_L$.

Таблица 3

Гармоники	Энергетические характеристики			
	k_H	$\cos \theta$	Q_L/S_H	Q_C/S_H
5-я	0,990	0,561	0,447	0,116
7-я	0,999	0,532	0,470	0,061
11-я	1,00	0,515	0,487	0,025
13-я	1,00	0,510	0,490	0,020

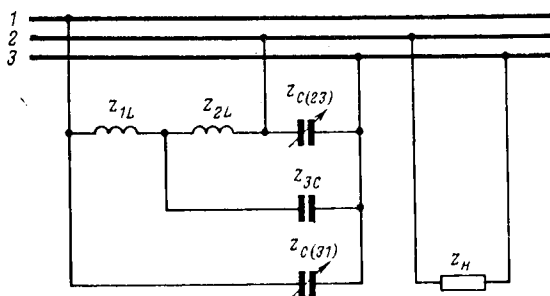


Рис. 3.

При $Q > 0$ реактивная мощность потребляется из сети, а при $Q < 0$ — генерируется.

Потеря напряжения на участке сети с сопротивлениями r и x по которому протекают токи симметричной $S_{\text{сим}}$, несимметричной S_H нагрузок, СУ и ФСУ при полной компенсации токов обратной последовательности составит:

$$\Delta U = \frac{\text{Re}|\dot{S}_{\text{сим}} + \dot{S}_H|}{U_H} r + \frac{\text{Im}|\dot{S}_{\text{сим}}|}{U_H} x \pm \frac{Q}{U_H} x, \quad (35)$$

где U_H — напряжение в нагрузочном узле сети.

Регулируемый диапазон потери напряжения на данном участке сети определяется последним членом уравнения (35):

$$\delta U_{\text{рег}} = \frac{\Delta U}{U_H} = \pm \frac{Q}{U_H^2} x. \quad (36)$$

С достаточной для практики степенью точности коэффициент несимметрии напряжений сети может быть определен из следующего выражения:

$$\epsilon_H = \left| \frac{\dot{N}_H - (\dot{N}_{\text{ФСУ}} + \dot{N}_{\text{СУ}})}{S_{\text{к.з}}} \right| \leq 0,02. \quad (37)$$

С точки зрения симметрирования оптимальным является вариант, когда пульсирующая мощность каждого из элементов устройства находится в противофазе с аналогичной мощностью нагрузки, т. е.

когда $\dot{N}_{\text{ФСУ}}$ и $\dot{N}_{\text{СУ}}$ совпадают по фазе. Однако, как следует из (37), из-за ограничений по допустимому значению несимметрии зачастую здесь невозможно получить достаточную для изменения уровня напряжения величину реактивной мощности.

Более широкими регулируемыми возможностями обладает схема рис. 3. Здесь тот же вектор $\dot{N}_{\text{СУ}}$ создается с помощью удвоенной (по сравнению с оптимальным симметрированием) мощности синхронно регулируемых одинаковых емкостных элементов.

Использование указанного устройства в промышленных электрических сетях, содержащих несимметричные и нелинейные нагрузки, позволит существенно улучшить такие показатели качества электроэнергии, как несимметрию, несинусоидальность и отклонение напряжений.

Выводы. 1. Схема фильтро-симметрирующего устройства (ФСУ) с соединением реактивных элементов в звезду позволяет по сравнению с двухплечевой схемой ФСУ существенно уменьшить установленную мощность элементов, необходимую для симметрирования и устранить перенапряжения на конденсаторных батареях.

2. Использование в промышленных электрических сетях ФСУ, реактивные элементы которого соединены в звезду, в сочетании с синхронно-регулируемыми батареями конденсаторов (в качестве последних могут быть использованы имеющиеся в сети конденсаторы, предназначенные для компенсации реактивной мощности), соединенными по схеме неполного треугольника, позволяет комплексно нормализовать такие показатели качества энергии, как несимметрию, несинусоидальность и отклонения напряжения при минимальной мощности дополнительно устанавливаемого оборудования.

• [4.4.1975]

◇ ◇ ◇

УДК 621.316.1.017.2(—22)

Потери электроэнергии в сельских воздушных линиях 0,38 кВ

Канд. техн. наук ГРИГОРЬЕВ Н. Д.

Москва

Протяженность сельских линий 0,38 кВ, значения потерь электроэнергии в них, приведенные затраты на электроснабжение по этим линиям и т. п. составляют около 40—60% соответствующих показателей сельских распределительных линий 35—0,38 кВ [Л. 1—3 и др.]. Поэтому являются актуальными вопросы проектирования, сооружения и эксплуатации сельских воздушных линий напряжением 0,38 кВ. Одним из важных требований к распределительным сетям является обеспечение допустимых отклонений напряжения на зажимах электроприемников. Наряду с этим не снимаются

вопросы снижения потерь электроэнергии в них и экономичности электроснабжения. Кроме того, расчет потерь энергии в сельских ВЛ 0,38 кВ необходим для решения технико-экономических и некоторых других задач.

Параметры ВЛ 0,38 кВ носят случайный характер и определяются составом сельских потребителей электроэнергии, находящихся в зоне действия конкретной электрической сети, конфигурацией и типом населенных пунктов, взаимным расположением хозяйственных построек и т. п. Для получения необходимых первичных статистических дан-

ных были обследованы проекты, выполненные институтом «Сельэнергопроект», и паспорта более 100 сельских ВЛ 0,38 кВ ряда центральных областей РСФСР. С целью оценки случайной выборки, содержащей 35 ВЛ 0,38 кВ с производственными, 44 с коммунально-бытовыми и 23 со смешанными потребителями электроэнергии, были вычислены математические ожидания M и среднеквадратические отклонения σ для следующих показателей:

1. Количество участков в линии n , отличающихся величиной тока нагрузки. Для ВЛ 0,38 кВ с коммунально-бытовой и смешанной нагрузкой учитывалось изменение мощности после каждого ввода.

2. Длина линии l , т. е. расстояние от трансформаторной подстанции (ТП) до наиболее удаленного электроприемника.

3. Сопротивление линии r , равное сумме сопротивлений участков линии от ТП до наиболее удаленного электроприемника.

4. Максимальная мощность нагрузки S_1 на первом от ТП участке линии.

5. Электроэнергия, переданная по линии за год A , т. е. сумма потребления электроэнергии за год электроприемниками, подключенными к линии.

6. Время использования максимума нагрузки линии T .

7. Сумма потерь напряжения на участках линии от ТП до наиболее удаленного ввода при максимальной симметричной нагрузке $\Delta U\%$.

8. Сумма потерь мощности на всех участках линии при максимуме нагрузки $\Delta P\%$. В ВЛ 0,38 кВ с коммунально-бытовыми и смешанными потребителями электроэнергии учтено увеличение потерь мощности из-за неравномерности фазных токов нагрузки и наличия тока в нулевом проводе. Вероятностные методы учета несимметричных режимов нагрузки в сельских ВЛ 0,38 кВ при расчете всех рассмотренных в статье показателей приведены в [Л. 2].

9. Отношение потерь мощности в линии при несимметрии нагрузки в максимуме к потерям мощности при равномерной нагрузке фаз (коэффициент увеличения потерь мощности при несимметрии нагрузки α).

10. Коэффициент неравномерности нагрузки β на первом от ТП участке линии, равный отношению тока в нулевом проводе к току нагрузки при ее симметричном распределении по фазам.

11. Ток наиболее нагруженной фазы первого от ТП участка линии, отнесенный к сумме токов всех фаз этого же участка (γ).

12. Сумма потерь электроэнергии на всех участках линии за год ($\Delta A\%$).

13. Отношение потерь энергии на первом от ТП участке к потерям энергии в линии ($\Delta A_1/\Delta A$).

14. Время потерь для сельской ВЛ 0,38 кВ за год (τ).

Общая статистическая характеристика перечисленных показателей сельских ВЛ 0,38 приведена в таблице.

В городских и промышленных сетях напряжением до 1000 В применяется упрощенный расчетный способ определения потерь электроэнергии по формуле [Л. 4 и др.]:

$$\Delta A = 3I^2 r_{\Sigma} \tau \cdot 10^{-3},$$

Числовые характеристики показателей сельских ВЛ 0,38 кВ

Показатели	Нагрузка ВЛ					
	производственная		коммунально-бытовая		смешанная	
	М	σ	М	σ	М	σ
n	4,06	2,47	21,3	10,6	16,8	8,21
l , км	0,31	0,18	0,73	0,33	0,7	0,34
r , Ом	0,32	0,18	1,11	0,45	0,87	0,53
S_1 , кВА	45,6	26,7	21,3	13,8	35,7	19,6
A , тыс. кВт·ч	103	73,7	46,8	30,4	85	43,6
T , ч	2770	1150	2230	230	2820	790
ΔU , %	5,78	2,66	7,46	3,25	9,99	3,81
ΔP , %	5,8	2,44	7,85	2,95	9,88	5,07
α	0	—	1,38	0,31	1,13	0,1
β	0	—	0,49	0,28	0,31	0,16
γ	0	—	0,45	0,06	0,41	0,04
ΔA , %	2,69	1,38	3,03	1,22	4,08	2,32
$\Delta A_1/\Delta A$	0,61	0,35	0,39	0,24	0,44	0,27
τ , ч	1400	800	885	220	1220	615

где ΔA — потери электроэнергии в линии, кВт·ч; I_1 — ток нагрузки на первом от ТП участке линии в максимуме, а; r_0 — эквивалентное сопротивление линии, вычисляемое на основе данных измерений в период максимума нагрузок на всех участках, Ом.

Нами с целью получения для сельских ВЛ 0,38 кВ достаточно простого и относительно точного способа определения значения r_0 было введено понятие об эквивалентном сопротивлении линии для потерь напряжения, равном [Л. 2]:

$$r_U = \frac{\Delta U_{\Sigma}}{\sqrt{3} I_1 \cos \varphi_1} - x_U \operatorname{tg} \varphi_1 \approx \frac{\Delta U_{\Sigma}}{\sqrt{3} I_1}, \quad (1)$$

где r_U , x_U — эквивалентные активное и индуктивное сопротивления линии для потерь напряжения, при протекании по которым тока первого от ТП участка линии будут такие же потери напряжения, что и их сумма на всех участках линии, Ом; ΔU_{Σ} — сумма потерь напряжения на всех участках линии, В.

В отличие от активного (в дальнейшем слово «активное» будет опущено) эквивалентного сопротивления линии для потерь напряжения показателем r_0 будем называть эквивалентным сопротивлением линии для потерь мощности.

Погрешность вычисления r_U по приближенному равенству (1) может быть (в зависимости от марки и сечения провода, а также — от значения коэффициента мощности нагрузки) положительной и отрицательной. В среднем она меньше двух процентов для обследованных сельских ВЛ 0,38 кВ с производственными электроприемниками [Л. 2]. Поэтому приближенное равенство (1) может быть использовано для определения эквивалентного сопротивления линии для потерь напряжения как в сельских сетях с осветительной, так и двигательной нагрузками.

Характер изменения тока вдоль активных сопротивлений участков линии аналогичен графику нагрузки по продолжительности. Поэтому анало-

гично существующим зависимостям времени потерь от времени использования максимума можно получить зависимости между эквивалентными сопротивлениями линии для потерь мощности и напряжения.

Возможность существования указанных зависимостей подтверждается следующим теоретическим анализом [Л. 2]:

1. Для линии с двумя электроприемниками при условии, когда ток нагрузки потребителя электроэнергии, подключенного в конце линии, намного больше первого, т. е. при $I_2 \gg I_1$ имеем $r'_3 \approx r'_U$.

2. Если мощности электроприемников в начале линии намного больше, чем в конце, то в этом случае для N нагрузок, подключенных через равные сопротивления участков линии

$$r''_U = \frac{1}{3} \frac{N+1}{N-1} r_L; \quad r''_3 = \frac{1}{5} \frac{N(N+1)}{(N-1)^2} \times \\ \times \left(1 - \frac{2}{3N^2}\right) r_L; \quad r''_3 = \frac{3}{5} \frac{N}{N-1} \left(1 - \frac{2}{3N^2}\right) r''_U,$$

где r_L — сопротивление линий, Ом.

3. При N потребителях электроэнергии, примерно равномерно распределенных вдоль линии,

$$r'''_U = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{N}\right) r_L; \quad r'''_3 = \frac{1}{6} \left(1 + \frac{1}{N}\right) \times \\ \times \left(2 + \frac{1}{N}\right) r_L; \quad r'''_3 = \frac{1}{3} \left(2 + \frac{1}{N}\right) r'''_U.$$

4. Если мощности электроприемников в начале линии намного меньше, чем в конце, то при N нагрузках, подключенных примерно через равные сопротивления участков линии,

$$r^{IV}_U = \frac{2}{3} \left(1 + \frac{1}{N}\right) r_L; \quad r^{IV}_3 = \frac{1}{3} \frac{N+1}{N-1} \times \\ \times \left(1,6 - \frac{1}{N} - \frac{2}{5N^2}\right) r_L; \\ r^{IV}_3 = \frac{1}{2} \frac{N}{N-1} \left(1,6 - \frac{1}{N} - \frac{2}{5N^2}\right) r^{IV}_U.$$

5. Для линии с двумя потребителями электроэнергии, подключенными в начале и в конце линии

$$\frac{r^V_3}{r_L} = \left(\frac{r^V_U}{r_L}\right)^2.$$

Нетрудно убедиться в том, что первый рассмотренный вариант дает наибольшее, а пятый — наименьшее значения эквивалентных сопротивлений для потерь мощности при одной и той же величине эквивалентного сопротивления линии для потерь напряжения:

$$\frac{r^{2I}_U}{r_L} \leq r_3 \leq r^V_U. \quad (2)$$

Если при определении эквивалентного сопротивления линии для потерь мощности ориентироваться на среднюю величину из предельных значений (2), то максимальная теоретически возможная погрешность расчета может иметь недопустимо большие значения. Указанная погрешность для обследованных сельских ВЛ 0,38 кВ уменьшается в среднем в 4 раза при выделении сопротивления

r_1 первого от ТП участка линии и принятии наибольшего максимального тока в оставшейся части схемы линии, равным току I_1 . Целесообразность указанного приема следует и из того, что для любой схемы линии эквивалентные сопротивления для потерь мощности и напряжения равны сумме r_1 и в определенной степени (даже в несколько раз) уменьшенных сопротивлений остальных участков линии. Значение уменьшения последних зависит от отношения токов первого от ТП и остальных участков линии.

В результате такого искусственного приема исключается из рассмотрения первый вариант схемы электрической линии. Кроме того, при этом сети с коммунально-бытовой нагрузкой следует отнести к третьему варианту, так как, если не учитывать первый от ТП участок линии, подключаемые к ним электроприемники в основном распределены равномерно вдоль линии; сети с производственной нагрузкой, как правило, содержащие электроприемники большой мощности в начале линии, следует отнести ко второму варианту; сети со смешанной нагрузкой могут быть отнесены к 2, 4 и 5 вариантам, так как силовые потребители относительно большой мощности могут подключаться в начале, конце и середине линии.

Варианты 2, 4 и 5 схем электрических линий приводят практически к одинаковым зависимостям между эквивалентными сопротивлениями для потерь мощности и напряжения, а именно [Л. 2]:

$$r_3 = \frac{2}{3} \frac{r^2_U}{r_L} + \frac{1}{3} r_U. \quad (3)$$

Следовательно, рассмотренный выше искусственный прием выделения первого от ТП участка линии позволяет написать неравенства:

$$\frac{(r_U - r_1)^2}{r_L - r_1} \leq r_3 - r_1 \leq \frac{2}{3} \frac{(r_U - r_1)^2}{r_L - r_1} + \frac{1}{3} (r_U - r_1). \quad (4)$$

Приняв, что искомое значение $(r_3 - r_1)$ находится примерно в середине возможных пределов (4), получим:

$$r_3 = \frac{5}{6} \frac{(r_U - r_1)^2}{r_L - r_1} + \frac{1}{6} (r_U + 5r_1). \quad (5)$$

Укажем, что в настоящее время при проектировании выбранные сечения проводов ВЛ 0,38 кВ проверяются на допустимую потерю напряжения [Л. 3]. Поэтому при проектировании, а также в условиях эксплуатации, когда параметры и показатели рассматриваемых ВЛ примерно соответствуют их проектным значениям, не потребуется дополнительных расчетов и измерений по определению ΔU_Σ и r_U . Кроме того, в процессе эксплуатации в период максимума измеряются ежегодно токи нагрузки в начале линии напряжения на шинах ТП и на вводе наиболее удаленного электроприемника. Если токи отпавк намного меньше токов нескольких первых от ТП участков линии, то на этих участках происходят почти все потери мощности и энергии. По данным вероятностно-статистического анализа обследованных сельских ВЛ

0,38 кВ центральной нечерноземной зоны РСФСР установлено, что на первый от ТП участок в зависимости от характера нагрузки приходится в среднем 40—60% потерь энергии от общих потерь во всей линии (см. таблицу). Поэтому при наличии данных эксплуатационных измерений следует пользоваться формулой (5), приняв

$$r_U \approx r_{Uл} = \frac{U_{a1} + U_{b1} + U_{c1} - (U_{an} + U_{bn} + U_{cn})}{I_{a1} + I_{b1} + I_{c1}}, \quad (6)$$

где $r_{Uл}$ — эквивалентное сопротивление для потерь напряжения в линии, Ом; I_{a1}, I_{b1}, I_{c1} — фазные токи в начале линии, а; $U_{a1}, U_{b1}, U_{c1}, U_{an}, U_{bn}, U_{cn}$ — фазные напряжения в начале и в конце линии, в.

Регрессионно-корреляционный анализ показателей обследованных сельских ВЛ 0,38 кВ подтвердил наличие вероятностных зависимостей между эквивалентными сопротивлениями для потерь мощности и напряжения. Парные коэффициенты корреляции между ними равны 0,91—0,97. Полученные уравнения регрессии имеют вид:

для линий с производственной нагрузкой

$$\left. \begin{aligned} r_s &= 0,006 + 0,775r_U \approx 0,78r_U; \quad r_s = -0,1 + \\ &\quad + 0,911r_{Uл} \approx 0,91r_{Uл}; \\ \text{для линий с коммунально-бытовой нагрузкой} \\ r_s &= -0,044 + 0,684r_U \approx 0,68r_U; \quad r_s = \\ &= 0,03 + 0,759r_{Uл} \approx 0,76r_{Uл}; \\ \text{для линий со смешанной нагрузкой} \\ r_s &= -0,073 + 0,8r_U \approx 0,8r_U; \quad r_s = \\ &= -0,069 + 0,953r_{Uл} \approx 0,95r_{Uл}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Средние погрешности приближенного определения эквивалентного сопротивления линии для потерь мощности по предлагаемым зависимостям (7) и формуле (5) для обследованных ВЛ 0,38 кВ равны $\pm 3\%$ [Л. 2].

С другой стороны, при определении r_s в зависимости от r_U значительно сокращаются затраты труда, так как отпадает необходимость в специальных периодических измерениях токов на всех участках линии и в предварительном вычислении потерь мощности в линии.

К сельским ВЛ 0,38 кВ могут подключаться однофазные бытовые и осветительные потребители электроэнергии. Поэтому нагрузка в рассматриваемых линиях распределяется неравномерно между фазами. Для приближенного вычисления коэффициента увеличения потерь мощности в линии при несимметрии нагрузки в максимуме получены следующие уравнения регрессии (парные коэффициенты корреляции соответственно равны 0,814 и 0,863):

$$\left. \begin{aligned} &\text{для линий с коммунально-бытовыми потребителями электроэнергии} \\ \alpha &= -0,372 + 3,92\gamma; \\ &\text{для линий со смешанными потребителями} \\ \alpha &= 0,18 + 2,34\gamma. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Обычно сельские ВЛ 0,38 кВ с однофазными электроприемниками имеют неполнофазные (двух- и трехпроводные) участки, которые находятся в конце линии и отпаек. Следовательно, коэффициент α_1 на первом от ТП участке линии меньше, чем для всей линии, т. е. при приближенном определении коэффициента увеличения потерь мощности в линии при несимметрии нагрузки в максимуме по вероятностным зависимостям (8) его значение необходимо принимать не меньше величины α_1 и не больше, чем для однофазных участков [Л. 2]:

$$1 + \left[1 - 3 \frac{I_{a1}I_{b1} + I_{a1}I_{c1} + I_{b1}I_{c1}}{(I_{a1} + I_{b1} + I_{c1})^2} \right] \left(2 + 3 \frac{r_{он1}}{r_{оф1}} \right) \leq \alpha \leq 6, \quad (9)$$

где $r_{он1}, r_{оф1}$ — удельные активные сопротивления одного километра нулевого и фазного проводов первого от ТП участка линии, Ом/км.

При проектировании для получения коэффициента α по зависимостям (9) предварительно необходимо вычислить показатель [Л. 2]

$$\gamma = \frac{1}{3} + K_s \sqrt{D[I_{*ф1}]}, \quad (10)$$

где K_s — коэффициент надежности расчета, принимаемый равным $1 \div 3$; $D[I_{*ф1}]$ — дисперсия относительного значения фазного тока в максимуме первого от ТП участка линии с однофазными потребителями электроэнергии, определяемая как

$$D[I_{*ф1}] = \frac{S_{ф1} - S_{ф.с1}}{S_{с1}^2} \left(0,197 - 0,1065 \frac{S_{ф1} - S_{ф.с1}}{S_{пр1} - S_{пр.с1}} \right);$$

где $S_{ф1}, S_{ф.с1}$ — максимальная мощность нагрузки соответственно фазы и силовой (трехфазной) рассматриваемой фазы первого от ТП участка линии, кВ·а; $S_{пр1}, S_{пр.с1}$ — соответственно полная присоединенная (установленная) мощность и присоединенная мощность силовых электроприемников, питающихся через первый от ТП участок линии, кВ·а.

Для линий только с однофазными коммунально-бытовыми электроприемниками можно принять

$$S_{ф.с1} = 0; \quad S_{пр.с1} = 0; \quad S_{ф1} = \frac{1}{3} S_1; \quad \frac{S_{ф1} - S_{ф.с1}}{S_{пр1} - S_{пр.с1}} = K_{01}.$$

Тогда

$$D[I_{*ф1}] = \frac{1}{3S_1} (0,197 - 0,1065K_{01}), \quad (11)$$

где K_{01} — коэффициент одновременности для первого от ТП участка ВЛ.

Проверочными расчетами, выполненными для обследованных сельских ВЛ 0,38 кВ, установлено, что средняя погрешность предлагаемого приближенного способа определения α пренебрежимо мала (меньше 0,2%).

Для определения потерь энергии в сельских ВЛ 0,38 кВ можно воспользоваться также уравнениями регрессии, полученными нами для случайной выборки по центральной нечерноземной зоне

РСФСР. Парные коэффициенты корреляции равны 0,75—0,88. Вероятностные зависимости имеют вид:

для линий с производственной нагрузкой

$$\Delta P' = \Delta P = -0,42 + 0,0592S_1; \Delta P'^0/0 = \Delta P^0/0 = 1,12 + 0,81\Delta U^0/0;$$

$$\frac{\Delta A_n}{t_n} = 0,063 + 0,384\Delta P; \Delta A_n^0/0 = 0,23 + 0,736\Delta P^0/0;$$

для линий с коммунально-бытовой нагрузкой

$$\Delta P' = -0,386 + 0,0821S_1; \Delta P'^0/0 = 0,64 + 0,712\Delta U^0/0;$$

$$\frac{\Delta A_n}{t_n} = -0,0145 + 0,239\Delta P; \Delta A_n^0/0 = -0,24 + 0,614\Delta P^0/0;$$

для линий со смешанной нагрузкой

$$\Delta P' = 0,38 + 0,0689S_1; \Delta P'^0/0 = -1,26 + 1,008\Delta U^0/0;$$

$$\frac{\Delta A_n}{t_n} = -0,049 + 0,313\Delta P; \Delta A_n^0/0 = -0,39 + 0,665\Delta P^0/0.$$

(12)

где $\Delta P'$ — потери мощности на всех участках линии при симметрии нагрузки в максимуме, кВт; $\Delta P'^0/0$ — то же, %; ΔA_n — потери энергии в линии при несимметрии нагрузки за период наибольших нагрузок (месяц или сезон), кВт·ч; $\Delta A_n^0/0$ — то же, %; t_n — длительность периода наибольших нагрузок, ч.

Порядок вычисления потерь энергии по предлагаемым зависимостям рассмотрим на примере. В линии со смешанной нагрузкой $\gamma = 0,35$ и $\Delta U\% = 9,48\%$. Определим величину потерь мощности и энергии в линии, если из статистических данных следует, что в декабре потребляется 14% энергии годового ее расхода.

Из зависимостей (12) и (8) для рассматриваемой линии имеем: $\Delta P'^0/0 = -1,26 + 1,008 \cdot 9,48 = 8,29\%$; $\alpha = 0,18 + 2,34 \cdot 0,35 = 1,01$; $\Delta P\% = \Delta P'^0/0 \alpha = 8,37\%$; $\Delta A_n = -0,39 + 0,665 \cdot 8,37 = 5,11\%$.

Значение потерь энергии в линии за год можно подсчитать так же, как и в городских электрических сетях [Л. 2]:

$$\Delta A = \Delta A_n \left(\frac{A}{A_n} \right)^2 \frac{t_n}{8760} \text{ или } \Delta A =$$

$$= \Delta A_n^0/0 \frac{A}{A_n} \frac{t_n}{8760},$$

где A_n — энергия, переданная линией за период наибольших нагрузок.

Тогда потери энергии в линии за год при $t_n = 744$ ч

$$\Delta A^0/0 = 5,11 \frac{100}{14} \cdot \frac{744}{8760} = 3,1\%.$$

Расчетами для обследованных ВЛ 0,38 кВ установлено, что погрешности в определении потерь мощности и энергии по зависимостям (12) в отдельных случаях могут достигать значительных размеров (особенно при малых значениях ΔP и ΔA). Однако среднее значение погрешности не превосходит 5% [Л. 2]. Кроме того, линии с малыми потерями напряжения, а следовательно, и с малыми потерями мощности и энергии не исследуют с целью выявления сроков реконструкции, снижения потерь и т. п. Поэтому предлагаемые уравнения регрессии можно рекомендовать для вычисления потерь мощности и энергии в сельских ВЛ 0,38 кВ центральной нечерноземной зоны РСФСР. Для других районов страны необходимо провести аналогичные исследования по уточнению коэффициентов вероятностных зависимостей.

В заключение отметим, что для определения эквивалентного сопротивления линии, коэффициента увеличения потерь мощности в линии, потерь электроэнергии в сельских ВЛ 0,38 кВ по предлагаемым методам исходная информация наиболее легко может быть получена из проектных данных. Поэтому рассмотренные методы могут быть рекомендованы для планирования и анализа потерь электроэнергии в сельских ВЛ 0,38 кВ, а также — для технико-экономического обоснования соответствующих проектных решений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Энергетика СССР в 1971—1975 гг. Под ред. А. С. Павленко и А. М. Некрасова. М., «Энергия», 1972.
2. Григорьев Н. Д. Определение потерь энергии в сельских воздушных линиях напряжением до 1000 в. Автореф. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. М., 1973 (МИИСП).
3. Расчетные затраты на производство, передачу и распределение электроэнергии сельским потребителям. — В кн.: Вопросы электрификации сельского хозяйства. Минск, «Полымя», 1965. Авт.: Л. Е. Эбин, С. В. Шуров, М. С. Левин, А. А. Халфен.
4. Справочник энергетика промышленных предприятий. Под общ. ред. А. А. Федорова, Г. В. Сербиновского и Я. М. Большама. М., Госэнергоиздат, 1963, т. 1.
5. Будзко И. А., Гессен В. Ю. Электроснабжение сельского хозяйства. М., «Колос», 1973.

[1.9.1975]



Исследование магнитного поля в воздушном зазоре электрической машины с двусторонней зубчатостью

Доктор техн. наук, проф. КОНИК Б. Е.

Ленинград

Для оптимизации расчета, проектирования электрических машин и более полного исследования в различных режимах нужно совершенствовать их математическое описание. В частности, следует уточнить расчет поля в рабочем зазоре, от которого зависят все характеристики машины. Основными факторами, влияющими на поле, являются: геометрия воздушного зазора, меняющаяся при вращении ротора; дискретное распределение обмотки по пазам; переменные токи в обмотках фаз; нелинейное магнитное сопротивление стали магнитопровода. В свою очередь, токи в обмотках зависят от поля и режима работы машины. Таким образом, расчет поля в зазоре машины должен быть увязан с расчетом ее характеристик. Строгое решение задачи по расчету поля может быть выполнено, если рассматривать эту задачу как краевую. Однако учет при этом всех указанных факторов и анализ влияния каждого из них на поле и характеристики машины с целью нахождения оптимального варианта весьма сложен, даже при применении современных ЦВМ.

В статье показывается, что решение рассматриваемой задачи при пренебрежении магнитным сопротивлением стали ($\mu_{ст} \rightarrow \infty$) может быть значительно упрощено, если пользоваться скалярным магнитным потенциалом, позволяющим разбить общую краевую задачу на ряд простейших. Решение каждой из них дает возможность определить магнитную проводимость зазора под одним из зубцов статора или ротора с учетом всех отмеченных факторов вне зависимости от токов обмотки. При симметричной машине достаточно решить лишь две простейшие краевые задачи — для одного зубца статора и одного зубца ротора, но при разных значениях угла поворота ротора, после чего легко определяются магнитные проводимости зазоров под остальными зубцами. Используя их, можем составить уравнения потоков, потокоцеплений обмоток всех зубцов, электромагнитного момента [Л. 1], электрического и механического равновесия машины. Решение этой системы уравнений полностью определяет поведение машины в любом режиме ее работы.

Такая методика позволяет сравнительно просто учесть влияние различных факторов на характеристики машины. Она может быть использована для дальнейшего уточнения расчета с учетом магнитного сопротивления стали.

Первоначально рассмотрим решение задачи по определению поля в зазоре при фиксированном положении ротора и неизменных токах в обмотках. В дальнейшем покажем возможность использования этих решений для исследования динамических режимов.

Под областью зазора в статье понимается все воздушное пространство, ограниченное зубчатыми

поверхностями статора и ротора; она включает в себя и пазы, в которых расположены проводники с током. В зонах, занятых током, поле является вихревым, вне этих зон его можно рассматривать как потенциальное. Для возможности применения скалярного магнитного потенциала во всей области зазора полагаем, что намагничивающий ток данного зубца распределен в виде линейной нагрузки $A(h)$ по высоте h его боковой поверхности. Практически можно принять $A(h)$ постоянной величиной. Проверка и данные [Л. 3] показывают, что это допущение приводит лишь к небольшой погрешности (в несколько процентов) определения поля в области паза и не отражается на точности расчета основного поля, замыкающегося между статором и ротором. Под намагничивающим током данного зубца будем понимать суммарное мгновенное значение н. с. (ампер-витков) всех фаз, охватывающих данный зубец.

Рассмотрим сначала случай, когда намагничивающая обмотка расположена только на статоре (рис. 1). При принятом допущении $\mu_{ст} \rightarrow \infty$ распределение скалярного магнитного потенциала φ по границам зазора может быть принято следующим.

Ярмо статора и части зубцов до точек 0, где начинается линейная нагрузка, являются магнитоэквипотенциальными. Условно примем их потенциал равным нулю.

На участках k -го зубца, занятых линейной нагрузкой $A_{sk}(h)$, скалярный потенциал $\varphi_{sk} = F_{sk}(h)$, где $F_{sk}(h) = \int_0^h A_{sk}(h) dh$ — н. с. k -го зубца на высоте h .

Практически с достаточным приближением можно принять $A_{sk} = F_{sk}/h_{sk}$; $F_{sk}(h) = F_{sk}h/h_{sk}$, где h_{sk} — высота k -го зубца, занятая линейной нагрузкой;

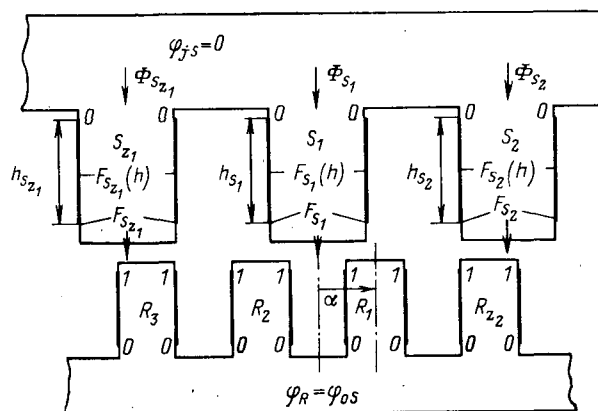


Рис. 1. Распределение скалярного магнитного потенциала по границе воздушного зазора.

F_{Sk} — максимальное значение $F_{Sk}(h)$, равное суммарной н. с. k -го зубца статора.

Коронка k -го зубца статора до точек, где кончается линейная нагрузка, имеет одинаковый потенциал $\varphi_{Sh} = F_{Sk}$. Условимся считать н. с. F_{Sk} и поток Φ_{Sk} положительными, если они направлены от основания зубца к воздушному зазору. Весь ротор имеет одинаковый потенциал $\varphi_R = \varphi_{0S}$, зависящий от геометрии зазора, значения и распределения н. с. статора.

Кратко граничные условия данной задачи запишем в виде:

$$\varphi_{jS} = 0; \varphi_{Sk}(h) = F_{Sk}(h), \varphi_R = \varphi_{0S}, k = 1, 2, \dots, z_1. \quad (1)$$

Учитывая линейность уравнения Лапласа для поля в исследуемой области, краевую задачу (1) можно разбить на простейшие задачи с граничными условиями:

$$\begin{aligned} \varphi_{jS} = 0, \varphi_{Sn=k}(h) = F_{Sk}(h), \varphi_{Sn \neq k}(h) = \varphi_R = 0, \\ n, k = 1, 2, \dots, z_1; (1, k) \\ \varphi_S = 0, \varphi_R = \varphi_{0S}. \quad (1, z_1 +) \end{aligned}$$

Смысл условий (1, k) в том, что задается потенциал вдоль границы только одного k -го зубца, а потенциалы остальных участков статора и всего ротора принимаются равными нулю. Задача (1, $z_1 + 1$) означает, что задан потенциал ротора, а потенциал всего статора равен нулю.

Все z_1 задач (1, k) являются задачами Дирихле, и решение их может быть найдено любым из существующих методов (например, [Л. 2]).

На рис. 2 представлена примерная картина плоскопараллельного поля, соответствующая решению задачи (1,1) при изображенной геометрии зазора. Как видно из рисунка, поле в зазоре практически существует лишь на участке b_1, b_2 , ограниченном первым зубцом и двумя прилегающими к нему пазами статора. При принятом допущении $\mu_{ст} \rightarrow \infty$ картина поля, рассчитанная для единицы тока обмотки, зависит только от геометрии зазора данного участка. Этим значительно упрощается ре-

шение задачи (1). В ряде случаев задача (1,1), в свою очередь, может быть подразделена на еще более простые составляющие. Так, например, выделив на рис. 2 участки b_3b_4, b_5b_6 с однородным полем, получим несколько практически независимых друг от друга участков $b_1b_3, b_3b_4, b_4b_5, b_5b_6, b_6b_2$, которые можно рассматривать раздельно.

Магнитный поток (рис. 2) рационально разбить на следующие составляющие: $\Phi_{\delta S_1} = \mu_0 L \int_{c_1}^{c_2} H_n dl$ — поток, входящий в ротор из зубца статора 1; $\Phi_{S_2 S_1} = \mu_0 L \int_{c_2}^{c_3} H_n dl$, $\Phi_{S_{z_1} S_1} = \mu_0 L \int_{c_3}^{c_4} H_n dl$ — потоки, входящие в соседние зубцы статора 2 и z_1 из зубца статора 1; $\Phi_{p S_1} = \mu_0 L \left(\int_{c_2}^{c_3} H_n dl + \int_{c_7}^{c_6} H_n dl \right)$ — поток рассеяния обмотки зубца статора 1, входящий в ярмо, где L — осевая длина машины; $H_n = \left| \frac{\partial \varphi}{\partial n} \right|$ — абсолютное значение нормальной составляющей напряженности поля на границе; dl — элемент контура границы.

К перечисленным потокам следует прибавить их составляющие, замыкающиеся с торцов машины.

Для дальнейших расчетов приведем потоки к наибольшей н. с. зубца F_{S_1} . Соответствующие приведенные магнитные проводимости определяются:

$$\Lambda_{a11} = \Phi_{a11} / F_{S_1}, \quad (2)$$

где $a_{11} = \delta S_1, S_2 S_1, S_{z_1} S_1, p S_1$.

Если решение задачи (1,1) найдено графически, то проводимости определяются по количеству единичных трубок на соответствующем участке.

Аналогично решаются задачи (1, 2) — (1, z_1), и для k -го зубца статора определяются приведенные

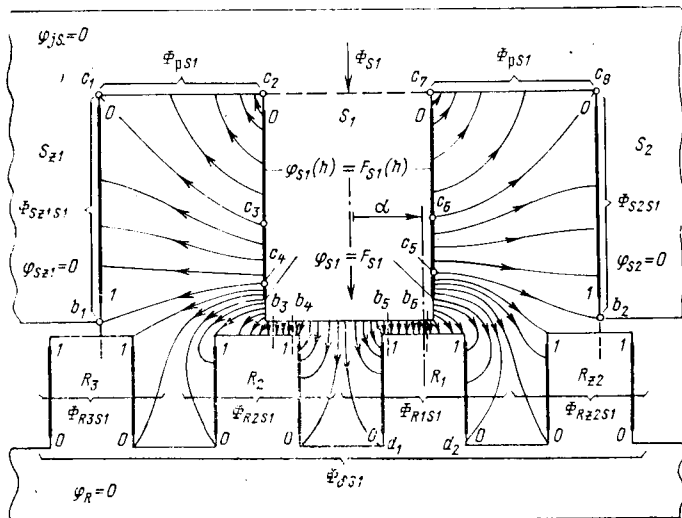


Рис. 2. Граничные условия задачи (1, 1) и примерная картина поля, соответствующая ее решению.

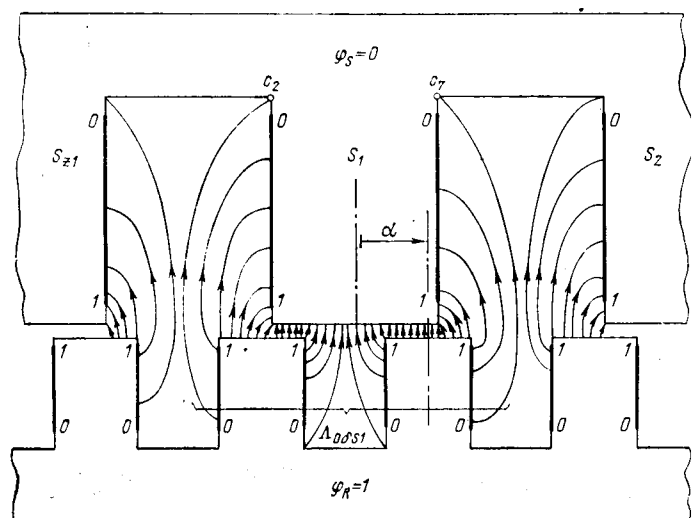


Рис. 3. Граничные условия задачи (3) и примерная картина поля, соответствующая ее решению.

проводимости $\Lambda_{a_{1k}}$, где $a_{1k} = \delta S_k$, $S_{k+1}S_k$, $S_{k-1}S_k$, pS_k .

Рассмотрим теперь задачу (1, z_1+1). Несмотря на то, что величина φ_{0S} пока неизвестна, вследствие линейности среды может быть найдена магнитная проводимость зазора для поля данной задачи при произвольном значении φ_{0S} , например при $\varphi_{0S} = 1$. Поэтому решаем предварительно задачу

$$\varphi_S = 0, \quad \varphi_R = 1. \quad (3)$$

На рис. 3 приведена примерная картина плоскопараллельного поля, являющаяся частью решения задачи (3) при тех же геометрических размерах, что и на рис. 2. По ней определяем магнитную проводимость $\Lambda_{0\delta S_1}$ между 1-м зубцом статора и ротором, численно равную потоку на участке c_2c_7

$$\Lambda_{0\delta S_1} = \Phi_{0\delta S_1} = \mu_0 L \int_{c_2}^{c_7} H_{0n} dl,$$

где $H_{0n} = \left| \frac{\partial \varphi_0}{\partial n} \right|$ — абсолютное значение нормальной составляющей напряженности на границе.

Аналогично определяется магнитная проводимость $\Lambda_{0\delta S_k}$ для k -го зубца статора. К ним следует прибавить проводимости соответствующих торцевых потоков.

Теперь можно определить неизвестную величину φ_{0S} , исходя из условия непрерывности магнитных линий, входящих в ротор при одновременном действии, н. с. всех зубцов статора

$$\sum_{k=1}^{z_1} \Lambda_{\delta S_k} F_{S_k} - \left(\sum_{k=1}^{z_1} \Lambda_{0\delta S_k} + \Lambda_T \right) \varphi_{0S} = 0,$$

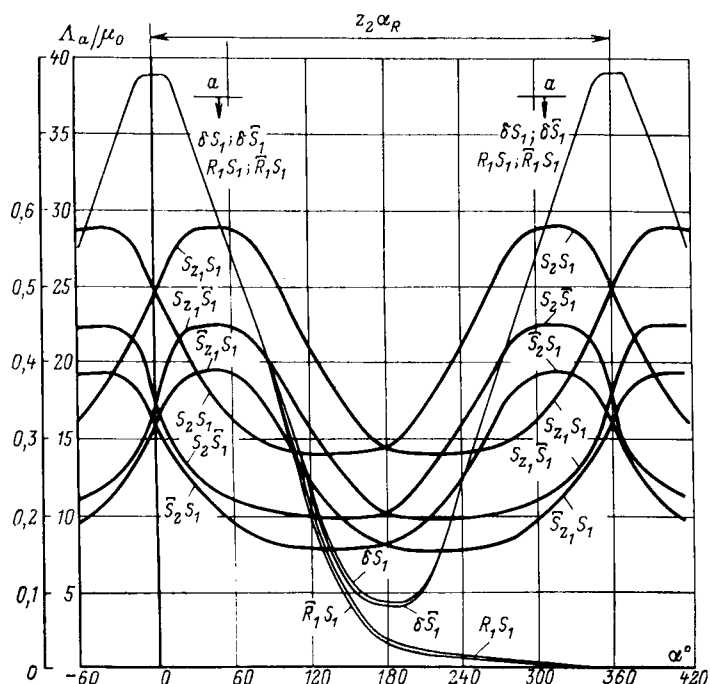


Рис. 4. Зависимости магнитных проводимостей Λ_a от угла поворота ротора α .

Ось 1 — $a = \delta S_1, \delta \bar{S}_1$; ось 2 — $a = S_2 S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_2 S_1, S_2 \bar{S}_1, S_3 S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_3 S_1, S_3 \bar{S}_1, S_4 S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_4 S_1, S_4 \bar{S}_1, S_5 S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_5 S_1, S_5 \bar{S}_1, S_6 S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_6 S_1, S_6 \bar{S}_1, S_7 S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_7 S_1, S_7 \bar{S}_1, S_8 S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_8 S_1, S_8 \bar{S}_1, S_9 S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_9 S_1, S_9 \bar{S}_1, S_{10} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{10} S_1, S_{10} \bar{S}_1, S_{11} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{11} S_1, S_{11} \bar{S}_1, S_{12} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{12} S_1, S_{12} \bar{S}_1, S_{13} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{13} S_1, S_{13} \bar{S}_1, S_{14} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{14} S_1, S_{14} \bar{S}_1, S_{15} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{15} S_1, S_{15} \bar{S}_1, S_{16} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{16} S_1, S_{16} \bar{S}_1, S_{17} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{17} S_1, S_{17} \bar{S}_1, S_{18} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{18} S_1, S_{18} \bar{S}_1, S_{19} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{19} S_1, S_{19} \bar{S}_1, S_{20} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{20} S_1, S_{20} \bar{S}_1, S_{21} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{21} S_1, S_{21} \bar{S}_1, S_{22} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{22} S_1, S_{22} \bar{S}_1, S_{23} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{23} S_1, S_{23} \bar{S}_1, S_{24} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{24} S_1, S_{24} \bar{S}_1, S_{25} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{25} S_1, S_{25} \bar{S}_1, S_{26} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{26} S_1, S_{26} \bar{S}_1, S_{27} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{27} S_1, S_{27} \bar{S}_1, S_{28} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{28} S_1, S_{28} \bar{S}_1, S_{29} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{29} S_1, S_{29} \bar{S}_1, S_{30} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{30} S_1, S_{30} \bar{S}_1, S_{31} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{31} S_1, S_{31} \bar{S}_1, S_{32} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{32} S_1, S_{32} \bar{S}_1, S_{33} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{33} S_1, S_{33} \bar{S}_1, S_{34} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{34} S_1, S_{34} \bar{S}_1, S_{35} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{35} S_1, S_{35} \bar{S}_1, S_{36} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{36} S_1, S_{36} \bar{S}_1, S_{37} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{37} S_1, S_{37} \bar{S}_1, S_{38} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{38} S_1, S_{38} \bar{S}_1, S_{39} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{39} S_1, S_{39} \bar{S}_1, S_{40} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{40} S_1, S_{40} \bar{S}_1, S_{41} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{41} S_1, S_{41} \bar{S}_1, S_{42} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{42} S_1, S_{42} \bar{S}_1, S_{43} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{43} S_1, S_{43} \bar{S}_1, S_{44} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{44} S_1, S_{44} \bar{S}_1, S_{45} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{45} S_1, S_{45} \bar{S}_1, S_{46} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{46} S_1, S_{46} \bar{S}_1, S_{47} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{47} S_1, S_{47} \bar{S}_1, S_{48} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{48} S_1, S_{48} \bar{S}_1, S_{49} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{49} S_1, S_{49} \bar{S}_1, S_{50} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{50} S_1, S_{50} \bar{S}_1, S_{51} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{51} S_1, S_{51} \bar{S}_1, S_{52} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{52} S_1, S_{52} \bar{S}_1, S_{53} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{53} S_1, S_{53} \bar{S}_1, S_{54} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{54} S_1, S_{54} \bar{S}_1, S_{55} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{55} S_1, S_{55} \bar{S}_1, S_{56} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{56} S_1, S_{56} \bar{S}_1, S_{57} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{57} S_1, S_{57} \bar{S}_1, S_{58} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{58} S_1, S_{58} \bar{S}_1, S_{59} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{59} S_1, S_{59} \bar{S}_1, S_{60} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{60} S_1, S_{60} \bar{S}_1, S_{61} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{61} S_1, S_{61} \bar{S}_1, S_{62} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{62} S_1, S_{62} \bar{S}_1, S_{63} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{63} S_1, S_{63} \bar{S}_1, S_{64} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{64} S_1, S_{64} \bar{S}_1, S_{65} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{65} S_1, S_{65} \bar{S}_1, S_{66} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{66} S_1, S_{66} \bar{S}_1, S_{67} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{67} S_1, S_{67} \bar{S}_1, S_{68} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{68} S_1, S_{68} \bar{S}_1, S_{69} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{69} S_1, S_{69} \bar{S}_1, S_{70} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{70} S_1, S_{70} \bar{S}_1, S_{71} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{71} S_1, S_{71} \bar{S}_1, S_{72} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{72} S_1, S_{72} \bar{S}_1, S_{73} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{73} S_1, S_{73} \bar{S}_1, S_{74} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{74} S_1, S_{74} \bar{S}_1, S_{75} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{75} S_1, S_{75} \bar{S}_1, S_{76} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{76} S_1, S_{76} \bar{S}_1, S_{77} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{77} S_1, S_{77} \bar{S}_1, S_{78} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{78} S_1, S_{78} \bar{S}_1, S_{79} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{79} S_1, S_{79} \bar{S}_1, S_{80} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{80} S_1, S_{80} \bar{S}_1, S_{81} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{81} S_1, S_{81} \bar{S}_1, S_{82} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{82} S_1, S_{82} \bar{S}_1, S_{83} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{83} S_1, S_{83} \bar{S}_1, S_{84} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{84} S_1, S_{84} \bar{S}_1, S_{85} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{85} S_1, S_{85} \bar{S}_1, S_{86} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{86} S_1, S_{86} \bar{S}_1, S_{87} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{87} S_1, S_{87} \bar{S}_1, S_{88} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{88} S_1, S_{88} \bar{S}_1, S_{89} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{89} S_1, S_{89} \bar{S}_1, S_{90} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{90} S_1, S_{90} \bar{S}_1, S_{91} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{91} S_1, S_{91} \bar{S}_1, S_{92} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{92} S_1, S_{92} \bar{S}_1, S_{93} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{93} S_1, S_{93} \bar{S}_1, S_{94} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{94} S_1, S_{94} \bar{S}_1, S_{95} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{95} S_1, S_{95} \bar{S}_1, S_{96} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{96} S_1, S_{96} \bar{S}_1, S_{97} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{97} S_1, S_{97} \bar{S}_1, S_{98} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{98} S_1, S_{98} \bar{S}_1, S_{99} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{99} S_1, S_{99} \bar{S}_1, S_{100} S_1, S_1 \bar{S}_1, \bar{S}_{100} S_1, S_{100} \bar{S}_1.$

где Λ_T — магнитная проводимость торцевым потокам, замыкающимся между ротором и ярмом статора, включая внешний магнитопровод, если таковой имеется.

Отсюда

$$\varphi_{0S} = \left(\sum_{k=1}^{z_1} \Lambda_{\delta S_k} F_{S_k} \right) / \left(\sum_{k=1}^{z_1} \Lambda_{0\delta S_k} + \Lambda_T \right). \quad (4)$$

Изменив теперь масштаб поля задачи (3) в φ_{0S} раз, получим решение задачи (1, z_1+1). Сложив его с решениями задач (1, 1) — (1, z_1), найдем искомое решение задачи (1).

При расчете машины обычно представляет интерес не сама картина поля в зазоре, а потоки и потокоцепления обмоток зубцов, по которым определяются все характеристики машины. Поток у основания k -го зубца статора может быть подсчитан по формуле:

$$\Phi_{S_k} = (\Lambda_{\delta S_k} + \Lambda_{S_{k+1}S_k} + \Lambda_{S_{k-1}S_k} + \Lambda_{pS_k}) F_{S_k} - \Lambda_{S_k S_{k+1}} F_{S_{k+1}} - \Lambda_{S_k S_{k-1}} F_{S_{k-1}} - \Lambda_{0\delta S_k} \varphi_{0S}. \quad (5)$$

Потокоцепление с катушкой k -го зубца μ_1 -й фазы статора с числом витков $w_{\mu_1 S_k}$ вычисляется по выражению:

$$\Psi_{\mu_1 S_k} = w_{\mu_1 S_k} [(\Lambda_{\delta S_k} + \Lambda_{S_{k+1}S_k} + \Lambda_{S_{k-1}S_k} + \Lambda_{pS_k}) F_{S_k} - \Lambda_{S_k S_{k+1}} F_{S_{k+1}} - \Lambda_{S_k S_{k-1}} F_{S_{k-1}} - \Lambda_{0\delta S_k} \varphi_{0S}], \quad (6)$$

где

$$\Lambda_{\bar{a}k} = \Lambda_{ak} K_{\bar{a}k};$$

$$a_k, \bar{a}_k = \delta S_k, \delta \bar{S}_k; S_{k+1} S_k, S_{k+1} \bar{S}_k; S_{k-1} S_k, S_{k-1} \bar{S}_k; p S_k p \bar{S}_k; S_k S_{k+1}, \bar{S}_k S_{k+1}; S_k S_{k-1}, \bar{S}_k S_{k-1}; 0 \delta S_k, 0 \delta \bar{S}_k;$$

$K_{\bar{a}k}$ — коэффициенты, учитывающие реальное сцепление потоков $\Phi_{\delta S_k} = \Lambda_{\delta S_k} F_{S_k}$, $\Phi_{S_{k+1}S_k} = \Lambda_{S_{k+1}S_k} F_{S_k}$ и т. д. с катушкой $w_{\mu_1 S_k}$;

$$K_{\bar{a}k} = \frac{\left(\mu_0 L \int_{l_{ak}} w_{\mu_1 S_k l} H_n dl \right)}{(\Lambda_{ak} F_{S_k} w_{\mu_1 S_k})}, \quad (7)$$

где l_{ak} — участок границы, приходящийся на поток Φ_{ak} (аналогичный участкам $c_2 c_3$, $c_3 c_4$ и т. д. на рис. 2); $w_{\mu_1 S_k l}$ — число витков, охватываемых линией H в произвольной точке l этого участка; H_n — абсолютное значение нормальной составляющей поля на участке l_{ak} , создаваемого н. с. F_s , значения которой принимаются:

$$F_s = \begin{cases} F_{S_k} & \text{при } a_k = \delta S_k, S_{k+1} S_k, S_{k-1} S_k, p S_k, \\ F_{S_{k+1}} & \text{при } a_k = S_k S_{k+1}; \\ F_{S_{k-1}} & \text{при } a_k = S_k S_{k-1}; \\ \varphi_{0S} & \text{при } a_k = 0 \delta S_k. \end{cases}$$

Данную методику можно использовать при решении динамической задачи с учетом вращения ротора. Для этого в общем случае выполняем решение задач (1, 1) — (1, z_1), (3) при разных углах α

дящих в (5) и (6), достаточно ограничиться в общем случае решением задач (1,1) — (1, z_1) или в случае симметричной машины — решением только задачи (1,1), но при разных значениях угла α .

Рассмотрим случай, когда намагничивающая обмотка расположена только на роторе и заданы н. с. F_{Ri} всех его зубцов ($i=1, 2, \dots, z_2$). Определим поле в зазоре, потоки и потокосцепления всех зубцов ротора по изложенной методике. Примем нумерацию зубцов ротора в обратном направлении по сравнению с зубцами статора. При этом сохраняются все предыдущие выражения, только в них надо поменять местами буквы и индексы z_1 и z_2 , S и R , k и i , μ_1 и μ_2 . Так, аналогично (4) — (6) получаем:

$$\varphi_{0R} = \frac{\left(\sum_{i=1}^{z_2} \Lambda_{\delta Ri} F_{Ri} \right)}{\left(\sum_{i=1}^{z_2} \Lambda_{0\delta Ri} + \Lambda_T \right)}; \quad (9)$$

$$\Phi_{RiR} = (\Lambda_{\delta Ri} + \Lambda_{Ri+1Ri} + \Lambda_{Ri-1Ri} + \Lambda_{pRi}) F_{Ri} - \Lambda_{RiRi+1} F_{Ri+1} - \Lambda_{RiRi-1} F_{Ri-1} - \Lambda_{0\delta Ri} \varphi_{0R}; \quad (10)$$

$$\psi_{\mu 2RiR} = \omega_{\mu 2Ri} [(\Lambda_{\delta \bar{R}i} + \Lambda_{Ri+1\bar{R}i} + \Lambda_{Ri-1\bar{R}i} + \Lambda_{p\bar{R}i}) F_{Ri} - \Lambda_{\bar{R}iRi+1} F_{Ri+1} - \Lambda_{\bar{R}iRi-1} F_{Ri-1} - \Lambda_{0\delta \bar{R}i} \varphi_{0R}], \quad (11)$$

где все величины имеют смысл, аналогичный предыдущему, причем проводимости и коэффициенты являются периодическими функциями с периодом, определяемым конфигурацией зубчатой поверхности статора.

При симметричной (в указанном смысле) неавтополусной машине для определения всех проводимостей и коэффициентов, входящих в (9) — (11) как функций α , достаточно решить задачи типа (1,1) и (3) для ротора при разных значениях α (или только (1,1) при $\Lambda_{\delta Ri} \approx \Lambda_{0\delta Ri}$ и $K_{\delta \bar{R}i} \approx K_{0\delta \bar{R}i}$) и найти эти зависимости для 1-го зубца ротора. По ним определяются аналогичные зависимости для других зубцов ротора. Так, для i -го зубца ротора

$$\Lambda_{\delta Ri}(\alpha) = \Lambda_{\delta Ri}[\alpha + (i-1)\beta_R], \quad (12)$$

где углы α и β_R — в пространственных градусах; $\beta_R = \alpha_S - \alpha_R$. Подобным же образом могут быть выражены остальные проводимости и коэффициенты зубцов ротора.

Рассмотрим теперь общий случай, когда намагничивающие обмотки расположены на статоре и на роторе и заданы их н. с. F_{Sk} , F_{Ri} , положительные направления которых приняты от оснований зубцов к воздушному зазору (встречное включение обмоток статора и ротора). В данном случае распределение скалярного потенциала вдоль границ зазора может быть задано в виде:

$$\begin{aligned} \varphi_{iS} &= \varphi_{0R}; \quad \varphi_{Sk}(h) = F_{Sk}(h) + \varphi_{0R}; \quad \varphi_{iR} = \varphi_{0S}, \\ \varphi_{Ri}(h) &= F_{Ri}(h) + \varphi_{0S}, \end{aligned} \quad (13)$$

где φ_{0S} и φ_{0R} определяются по (4) и (9).

Задачу (13) рационально решать путем наложения решений для н. с. статора и ротора в отдельно-

сти, при этом потоки и потокосцепления зубцов статора и ротора могут быть подсчитаны по формулам:

$$\begin{aligned} \Phi_{Sk} &= \Phi_{SkS} - \Phi_{SkR}; \quad \psi_{\mu 1Sk} = \psi_{\mu 1SkS} - \psi_{\mu 1SkR}; \\ \Phi_{Ri} &= \Phi_{RiR} - \Phi_{RiS}, \quad \psi_{\mu 2Ri} = \psi_{\mu 2RiR} - \psi_{\mu 2RiS}, \end{aligned} \quad (14)$$

где Φ_{SkS} , $\psi_{\mu 1SkS}$, Φ_{RiR} , $\psi_{\mu 2RiR}$ — потоки и потокосцепления обмоток k -го зубца статора и i -го зубца ротора, вызванные токами собственных обмоток статора и ротора, подсчитываемые по (4) — (6), (9) — (11); Φ_{SkR} , $\psi_{\mu 1SkR}$, Φ_{RiS} , $\psi_{\mu 2RiS}$ — потоки и потокосцепления обмоток k -го зубца статора и i -го зубца ротора, вызванные токами обмоток другой стороны — ротора, статора.

Физически Φ_{SkR} , Φ_{RiS} учитывают распределение потоков зубцов ротора по зубцам статора и наоборот.

Определим сначала величины Φ_{RiS} , $\psi_{\mu 2RiS}$. Из решения задачи (1,1) можем определить одну из составляющих этих величин, вызванную н. с. 1-го зубца статора. С этой целью на рис. 2 выделяем части магнитного потока, входящие в отдельные зубцы ротора и подсчитываемые по формуле:

$$\Phi_{RiS1} = \mu_0 L \int_{l_i} H_n dl,$$

где l_i — контур i -го зубца ротора (например, $d_{11}d_2$ зубца R_1); $H_n = \left| \frac{\partial \varphi}{\partial n} \right|$ — абсолютное значение нормальной составляющей напряженности поля на границе.

К указанным потокам следует прибавить соответствующие составляющие с торцов машины. Определяем приведенные магнитные проводимости для данных потоков:

$$\Lambda_{RiS1} = \Phi_{RiS1} / F_{S1}.$$

При графическом решении задачи (1,1) проводимости определяются по количеству единичных магнитных трубок. Практически отличными от нуля будут лишь некоторые из этих проводимостей для зубцов ротора, расположенные вблизи 1-го зубца статора.

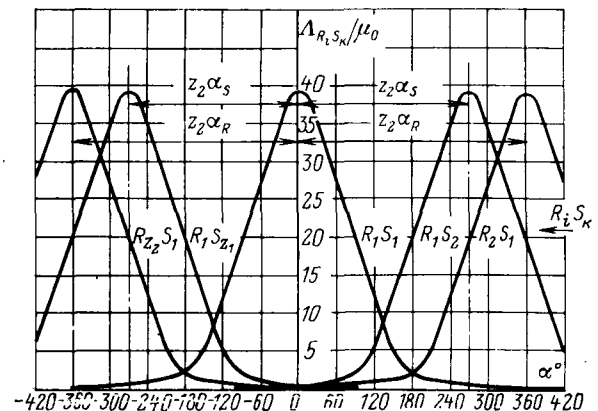


Рис. 6. Зависимости магнитных проводимостей между k -м зубцом статора и i -м зубцом ротора от угла поворота ротора α при симметричных статоре и роторе.

Для потоков Φ_{RiS1} определяем коэффициенты $K_{\bar{R}iS1}$, учитывающие реальное сцепление потоков с витками $w_{\mu 2Ri}$ μ -й фазы i -го зубца ротора в виде:

$$K_{\bar{R}iS1} = \left(\mu_0 L \int_{l_i} w_{\mu 2Ri} H_n dl \right) / (\Lambda_{RiS1} F_{S1} w_{\mu 2Ri}),$$

где $w_{\mu 2Ri}$ — число витков, охватываемых линией H в произвольной точке контура l_i ; $w_{\mu 2Ri}$ — полное число витков рассматриваемой катушки.

Из решения задачи (1,1) при разных значениях α получаем зависимости $\Lambda_{RiS1}(\alpha)$ и $K_{\bar{R}iS1}(\alpha)$. Аналогично из решения задач (1,2) — (1,2₁) получаем Λ_{RiSk} и $K_{\bar{R}iSk}(\alpha)$. По ним подсчитываем одну часть величин Φ_{RiS} и $\psi_{\mu 2RiS}$:

$$\begin{aligned} \Phi'_{RiS} &= \sum_{k=1}^{z_1} \Lambda_{RiSk} F_{Sk}; \quad \psi'_{\mu 2RiS} = w_{\mu 2Ri} \sum_{k=1}^{z_1} \Lambda_{RiSk} F_{Sk} K_{\bar{R}iSk} = \\ &= w_{\mu 2Ri} \sum_{k=1}^{z_1} \Lambda_{\bar{R}iSk} F_{Sk}, \end{aligned}$$

где $\Lambda_{\bar{R}iSk} = \Lambda_{RiSk} K_{\bar{R}iSk}$.

В этих суммах отличными от нуля будут один или несколько членов для зубцов статора, связанных потоком с i -м зубцом ротора.

В частном случае симметричной неявнополюсной машины все зависимости $\Lambda_{RiSk}(\alpha)$, $K_{\bar{R}iSk}(\alpha)$, $\Lambda_{\bar{R}iSk}(\alpha)$ при разных значениях k и i представляют собой идентичные функции α , но сдвинутые относительно друг друга по фазе на одинаковые пространственные углы: α_S — для смежных значений k и α_R — для смежных значений i . Эти функции можно рассматривать как периодические с периодом, равным полному обороту ротора. Для их определения достаточно найти из решения задачи (1,1) $\Lambda_{RiS1}(\alpha)$, тогда

$$\Lambda_{RiSk}(\alpha) = \Lambda_{RiS1}[\alpha - (k-1)\alpha_S - (i-1)\alpha_R], \quad (15)$$

где α — в пространственных градусах.

На рис. 4 и 5 представлены зависимости Λ_{RiS1} , $\Lambda_{\bar{R}iS1}$ (на единицу длины машины, без учета торцевых потоков) и $K_{\bar{R}iS1}$ от α (в эл. град. ротора), найденные из решения предыдущей задачи. Они симметричны относительно оси ординат.

На рис. 6 представлено взаимное расположение кривых $\Lambda_{RiSk}(\alpha)$ для приведенного примера. Из рис. 4 следует, что практически $\Lambda_{RiS1} \approx \Lambda_{\bar{R}iS1}$, поэтому можно принять $\Lambda_{RiSk} \approx \Lambda_{\bar{R}iSk}$.

Вторая часть величин Φ_{RiS} и $\psi_{\mu 2RiS}$ зависит от φ_{0S} ; она может быть представлена в виде:

$$\begin{aligned} \Phi''_{RiS} &= \Lambda_{0Ri} \varphi_{0S}; \quad \psi''_{\mu 2RiS} = w_{\mu 2Ri} \Lambda_{0Ri} \varphi_{0S} K_{0\bar{R}i} = \\ &= w_{\mu 2Ri} \Lambda_{0\bar{R}i} \varphi_{0S}, \end{aligned}$$

где Λ_{0Ri} , $K_{0\bar{R}i}$, $\Lambda_{0\bar{R}i} = \Lambda_{0Ri} K_{0\bar{R}i}$ имеют смысл, аналогичный Λ_{0Sk} , $K_{0\bar{S}k}$, $\Lambda_{0\bar{S}k}$.

Таким образом,

$$\Phi_{RiS} = \Phi'_{RiS} - \Phi''_{RiS}, \quad \psi_{\mu 2RiS} = \psi'_{\mu 2RiS} - \psi''_{\mu 2RiS}. \quad (16)$$

Аналогично определяются Φ_{SkR} и $\psi_{\mu 1SkR}$:

$$\Phi_{SkR} = \Phi'_{SkR} - \Phi''_{SkR}; \quad \psi_{\mu 1SkR} = \psi'_{\mu 1SkR} - \psi''_{\mu 1SkR}, \quad (17)$$

где

$$\Phi'_{SkR} = \sum_{i=1}^{z_2} \Lambda_{SkRi} F_{Ri}; \quad \psi'_{\mu 1SkR} = w_{\mu 1Sk} \sum_{i=1}^{z_2} \Lambda_{\bar{S}kRi} F_{Ri};$$

$$\Phi''_{SkR} = \Lambda_{0Sk} \varphi_{0R}; \quad \psi''_{\mu 1SkR} = w_{\mu 1Sk} \Lambda_{0\bar{S}k} \varphi_{0R};$$

$$\Lambda_{\bar{S}kRi} = \Lambda_{SkRi} K_{\bar{S}kRi}; \quad \Lambda_{0\bar{S}k} = \Lambda_{0Sk} K_{0\bar{S}k}.$$

Чем больше членов входит в суммы Φ'_{RiS} , $\psi'_{\mu 2RiS}$, тем меньше их в суммах Φ'_{SkR} , $\psi'_{\mu 1SkR}$ и наоборот.

Дальнейший расчет характеристик машины на основе изложенной методики рационально производить по схеме, указанной в начале статьи. При выполнении расчета можно пользоваться заданием функций проводимостей и коэффициентов в виде таблиц, графиков или разложениями их в ряды Фурье. Так как расчет по данной методике связан с суммированием дискретных величин потоков, потокосцеплений и т. д. по зубцам машины, то это позволяет учесть ступенчатое изменение н. с. без необходимости разложения ее в ряд Фурье [Л. 4].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Коник Б. Х. Учет зубчатости статора и ротора в электрических машинах. — Изв. вузов. Электротехника, 1963, № 7.
2. Бинс К., Лауренсон П. Анализ и расчет электрических и магнитных полей. М., «Энергия», 1970.
3. Рихтер Р. Электрические машины. Л.—М., ОНТИ, 1935, т. 1.
4. Коник Б. Е. Поле и момент неявнополюсной машины при учете двусторонней зубчатости и дискретности распределения намагничивающей силы. Доклад на Научном Совете по теоретическим и электрофизическим проблемам АН СССР. Рига, «Зинатне», 1971.

[27.6.1974]



Моделирование аварийных режимов машин постоянного тока для оценки релейных защит

Инженеры КИРИЕВСКИЙ Е. В., СТЕПАНОВ Г. П., канд. техн. наук ФОМЕНКО Г. П.

Рост мощностей и усложнение автономных электроэнергетических систем постоянного тока, повышение требований к качеству электроэнергии и бесперебойности питания требуют совершенствования средств релейной защиты (РЗ).

Известно [Л. 1], что при коротком замыкании разрушение оборудования и возникновение пожара происходят за время менее 0,1 сек. В связи с этим защита должна обладать высоким быстродействием — $(5-30) \cdot 10^{-3}$ сек. Это требование выполняется в системах РЗ, использующих информацию о токе по концам защищаемого участка — направленной максимально-токовой защите с блокировкой по току (ТБТ) и дифференциально-токовой защите с блокировкой (ДТБ) [Л. 2].

Наряду с требованием повышения быстродействия РЗ все острее становится и вопрос повышения чувствительности, так как при больших номинальных токах фидеров токи дуговых коротких замыканий могут быть одного порядка с номинальными [Л. 3]. Остаточное напряжение $U_{ост}$ в точке короткого замыкания может составлять 0,1—0,85 напряжения $U_{сети}$, предшествующего режиму короткого замыкания. В зависимости от значения $U_{ост}$ могут возникать токи подпитки от двигателей в точку короткого замыкания (при малых $U_{ост}$), либо токи отсоса от точки короткого замыкания к двигателям (при больших $U_{ост}$).

Чувствительность названных выше защит [Л. 2]:

$$(I_{с.з})_{ТБТ} = (1 + \gamma)^2 (n - m) [l(1 + \gamma)^2 + \gamma_0(\gamma + 2)] + \left. \begin{aligned} &+ \gamma_0(\gamma + 2) \frac{I_{nj}}{m}; \\ &\sum_{i=1}^m I_{ni} \end{aligned} \right\} \quad (1a)$$

$$(I_{с.з})_{ТБТ} / I_{<0} = (I_{с.з})_{ТБТ} / I_{=0}; \quad (I_{с.з})_{ДТБ} = 2(\gamma + 2)(l\gamma + n\gamma_0), \quad (16)$$

где $(I_{с.з})_{ТБТ}$, $(I_{с.з})_{ДТБ}$ — токи срабатывания РЗ соответственно ТБТ и ДТБ, выраженные в долях от суммы номинальных токов питаемых фидеров $\sum_{i=1}^m I_{ni}$;

n и m — общее число фидеров и число питаемых фидеров защищаемого участка; γ_0 и γ — аддитивная и мультипликативная погрешности измерительных преобразователей; l — кратность тока отсоса (+ l) или подпитки (− l) в питаемом фидере по отношению к его номинальному току.

Как следует из (1a) и (16), кроме конфигурации сети и нестабильности измерительных преобразователей, на чувствительность РЗ в большой степени влияет кратность тока отсоса или подпитки — параметров, характеризующих переходный процесс в цепи потребителей — машин постоянного тока (МПТ). Кроме того, характер изменения тока отсоса (подпитки) во времени определяет быстродей-

ствие РЗ. Следовательно для правильного построения элементов, выбора уставок по току, оценки чувствительности и быстродействия РЗ необходимо знать характер переходных процессов в защищаемой сети и особенно токов отсоса и подпитки в цепи МПТ в аварийных режимах.

Система дифференциальных уравнений, наиболее полно описывающих переходные процессы в МПТ, в частности при коротких замыканиях на их зажимах, приведена в [Л. 4], где предлагается для ее решения использовать численные методы приближенного интегрирования. Однако эти методы достаточно сложны, громоздки и не всегда пригодны для инженерных расчетов. Более удобным способом расчета процессов в МПТ является математическое моделирование на АВМ [Л. 5—7]. Однако при построении моделей в указанных работах не учитываются переходное падение напряжения под щетками $U_{щ}$ и коммутационная реакция якоря E_K , в то время как известно [Л. 8], что $U_{щ}$ является одним из существенных факторов, влияющих на работу МПТ в переходных режимах, особенно при коротком замыкании, а E_K в этом случае настолько возрастает, что становится основным видом реакции якоря в машине [Л. 4].

Таким образом, при исследовании режима короткого замыкания указанные факторы необходимо учитывать. В связи с этим в статье сделана попытка создать математическую модель, позволяющую исследовать и рассчитывать на АВМ переходные процессы при коротком замыкании в цепи МПТ для оценки поведения и выбора параметров РЗ. Так как рассматриваемые типы РЗ являются быстродействующими, то интересующий нас отрезок времени переходного процесса с момента возникновения замыкания составляет не более $50 \cdot 10^{-3}$ сек. Принимаемые при создании модели допущения будут названы при рассмотрении соответствующих уравнений МПТ.

При возникновении короткого замыкания переходный процесс в цепи якоря описывается уравнением:

$$U - C_e \Omega \Phi = I_a R_a + L_a p I_a + U_{щ}, \quad (2)$$

где U — напряжение на зажимах МПТ; C_e — электромашинная постоянная; Ω — угловая скорость вращения; Φ — полезный поток; I_a — ток якоря; R_a , L_a — сопротивление и индуктивность якорной цепи; p — оператор дифференцирования.

Переходное напряжение между щетками и коллектором в пренебрежении трансформаторной э.д.с. и статическим падением напряжения на щетках при нормальном коммутирующем поле определим из уравнения [Л. 8]:

$$U_{щ} = \frac{p}{a} k_p (E_{rs} - E_{Ks}), \quad (3)$$

где p, a — число пар полюсов и число пар параллельных ветвей обмотки якоря; k_p — коэффициент щеточного перекрытия; E_{rs}, E_{ks} — средние значения соответственно реактивной и коммутационной э. д. с.

Известно [Л. 9], что э. д. с. E_{rs} пропорциональна скорости вращения Ω двигателя и току якорной цепи I_a , а э. д. с. E_{ks} — скорости вращения Ω и индукции B_k под добавочным полюсом. Поэтому, вводя допущение о пропорциональности величин B_k и I_a , а также учитывая, что для получения прямоугольной коммутации в установившемся режиме обычно добиваются [Л. 9] равенства:

$$E_{rs} = E_{ks}, \quad (4)$$

имеем

$$E_{ks} = E_{rs0} \beta_k \omega; \quad E_{rs} = E_{rs0} i \omega, \quad (5)$$

где E_{rs0} — реактивная э. д. с. секции в номинальном режиме; $\beta_k = B_k/B_n$; $\omega = \Omega/\Omega_n$; $i = I_a/I_{an}$; B_n ; Ω_n — номинальные значения индукции и скорости вращения соответственно.

Строго говоря, изменение B_k , пропорциональное току I_a , имеет место в диапазоне нагрузочных токов, превышающих номинальный I_{an} не более, чем в 2 раза (для некомпенсированных машин). Однако, как будет показано далее, погрешность, вносимая допущением о линейности характеристики $B_k = f(I_a)$, невелика.

В переходном режиме при изменении тока якоря индукция B_k изменяется с запаздыванием, обусловленным вихревыми токами в массивных частях магнитной системы. На основании сказанного будем рассматривать индукцию под добавочными полюсами как выходной, а ток якоря — как входной параметры двухполюсника. Тогда, эквивалентуруя вихревые токи короткозамкнутым витком, имеем переходную функцию $g(t)$ двухполюсника:

$$g(t) = \frac{B_k^{(1)}}{I_a^{(1)}} \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{T_{вх}}\right) \right],$$

где $T_{вх}$ — постоянная времени вихревых токов добавочных полюсов; $B_k^{(1)}$ — реакция индукции на единичный скачок $I_a^{(1)}$ тока якоря.

Используя интеграл Дюамеля, имеем:

$$B_k = \int_0^t I'_a(\tau) \left[1 - \exp\left(-\frac{t-\tau}{T_{вх}}\right) \right] \frac{B_k^{(1)}}{I_a^{(1)}} d\tau$$

или в относительных единицах

$$\beta_k = \int_0^t i'(\tau) \left[1 - \exp\left(-\frac{t-\tau}{T_{вх}}\right) \right] d\tau. \quad (6)$$

Подставляя (5) и (6) в (3) и опуская промежуточные вычисления, получаем:

$$U_{щ} = E_{r0} \omega \int_0^t i'(\tau) \exp\left(-\frac{t-\tau}{T_{вх}}\right) d\tau, \quad (7)$$

где

$$E_{r0} = \frac{p}{a} k_p E_{rs0}.$$

На основании изложенного согласно (2) и (7) уравнение якорной цепи МПТ в относительных единицах можно представить в виде:

$$\varepsilon = \varphi \omega + i \varepsilon_a + T_a p i + \varepsilon_{щ} \omega \int_0^t p i(\tau) \exp\left(-\frac{t-\tau}{T_{вх}}\right) d\tau, \quad (8)$$

где

$$\varepsilon = \frac{U}{E_n}; \quad \varepsilon_a = \frac{I_{an} R_a}{E_n}; \quad \varepsilon_{щ} = \frac{E_{r0}}{E_n}; \quad \varphi = \frac{\Phi}{\Phi_n};$$

$$T_a = \frac{L_a I_{an}}{E_n}; \quad E_n = C_e \Phi_n \Omega_n; \quad E_n \text{ и } \Phi_n$$

— номинальное значение э. д. с. и полезного магнитного потока МПТ.

В цепи возбуждения переходный процесс описывается уравнением:

$$U_b = I_b R_b + 2p \frac{\omega_b}{a_b} \Phi'_{\Sigma}, \quad (9)$$

где U_b — напряжение возбуждения; $\Phi_{\Sigma} = \Phi + \Phi_s$ — полный поток, сцепленный с шунтовой (независимой) обмоткой возбуждения (ОВ); $\Phi = \lambda \left(2 \frac{\omega_b}{a_b} I_b \pm \pm 2 \frac{\omega_c}{a_c} I_a - F_p \right)$ — полезный поток; $\Phi_s = \gamma_s \lambda_s 2 \frac{\omega_b}{a_b} I_b$ — поток рассеяния; $\lambda = \frac{\Phi}{F_0}$ — магнитная проводимость

полезного потока (при допущении о линейности кривой намагничивания); F_0 — н. с. шунтовой (независимой) ОВ в номинальном режиме; I_b — ток возбуждения; ω_b, a_b — число витков на полюс и число параллельных ветвей ОВ; R_b — сопротивление цепи возбуждения; ω_c, a_c — число витков на полюс п число параллельных ветвей последовательной обмотки; γ_s — коэффициент сцепления потока рассеяния с шунтовой ОВ; λ_s — магнитная проводимость потоков рассеяния; F_p — н. с. реакции якоря.

При расположении щеток на геометрической нейтральной

$$F_p = F_q + F_k,$$

где $F_q = F_{q0} |i|$ — н. с. поперечной реакции якоря; F_{q0} — то же при номинальном токе якоря; F_k — н. с. коммутационной реакции якоря.

С учетом принятого допущения о пренебрежении статическим падением напряжения на щетках согласно [Л. 4] имеем:

$$F_k = \pm b_k A S_n I_a \left(1 - \gamma_k \frac{B_k}{I_a} \right), \quad (10)$$

где $A S_n$ — линейная нагрузка при номинальном токе; b_k — коммутационная зона; $\gamma_k = \frac{E_{ks0}}{E_{rs0}} = 1$ в соответствии с (4).

В переходном режиме из-за демпфирующего действия вихревых токов индукция под добавочными полюсами достигает установившегося значения с запаздыванием, определяемым постоянной времени $T_{вх}$. В этом случае уравнение (10) аналогично (7) для $U_{щ}$ принимает вид:

$$F_k = \pm B_k A S_n \int_0^t i'_a(\tau) \exp\left(-\frac{t-\tau}{T_{вх}}\right) d\tau. \quad (11)$$

Знак плюс относится к генераторному, минус — к двигательному режиму МПТ. В (11) н. с. F_K не зависит от скорости вращения, что в общем случае не совсем точно. Однако известно [Л. 4], что при снижении относительной скорости от 1,0 до 0,5 зависимость F_K от ω очень слабо выражена: F_K уменьшается всего на 15—20%. Очевидно, за интересующий нас отрезок времени $50 \cdot 10^{-3}$ сек после возникновения короткого замыкания скорость уменьшится незначительно, поэтому с достаточной для практических расчетов точностью можно считать, что в этом промежутке времени F_K не зависит от ω . Учитывая сказанное, после несложных преобразований (9) с учетом (11) получаем в относительных единицах уравнение цепи возбуждения в виде:

$$\varepsilon = \varepsilon' \varphi + \varepsilon_{q0} |i| - \varepsilon_c i + \varepsilon_K \left(\frac{T_{BS}}{T_{BK}} - 1 \right) \int_0^t p i(\tau) \times \\ \times \exp \left(-\frac{t-\tau}{T_{BK}} \right) d\tau + T_{BP} p \varphi + T_{Bq} p |i| - (T_{BK} + T_{B.c}) p i, \quad (12)$$

где

$$\varepsilon' = \frac{\Phi_H R_B}{2 \frac{\omega_B}{a_B} \lambda E_H}; \quad \varepsilon_{q0} = \frac{F_{q0} R_B}{2 \frac{\omega_B}{a_B} E_H}; \quad \varepsilon_c = \frac{\omega_c}{\omega_B} \frac{a_B}{a_c} \frac{R_B I_H}{E_H};$$

$$\varepsilon_K = \frac{b_K A S_H R_B}{2 \frac{\omega_B}{a_B} E_H}; \quad T_B = 2p \frac{\omega_B}{a_B} \left(1 + \gamma_s \frac{\lambda_s}{\lambda} \right) \frac{\Phi_H}{E_H};$$

$$T_{Bc} = 4p \frac{\omega_B}{a_B} \frac{\omega_c}{a_c} \gamma_s \lambda_s \frac{I_H}{E_H}; \quad T_{Bq} = 2p \frac{\omega_B}{a_B} \gamma_s \lambda_s \frac{F_{q0}}{E_H};$$

$$T_{BK} = 2p \frac{\omega_B}{a_B} \gamma_s \lambda_s \frac{b_K A S_H}{E_H}; \quad T_{BS} = 4p \frac{\omega_B}{a_B} \gamma_s \frac{\lambda_s}{\lambda} \frac{\Phi_H}{E_H} \frac{1}{\varepsilon}.$$

Уравнение моментов на валу МПТ в относительных единицах имеет вид:

$$i \dot{\varphi} - \mu_c = T_M p \omega, \quad (13)$$

где $T_M = \frac{GD^2}{4} \frac{\Omega_H}{M_H}$ — электромеханическая постоянная времени; $M_H = C_M I_H \Phi_H$ — номинальный момент МПТ; μ_c — момент сопротивления на валу МПТ в относительных единицах; GD^2 — маховой момент.

На основании (8), (12) и (13) записываем систему машинных уравнений для их реализации на АВМ:

$$\left. \begin{aligned} p \bar{i} &= -\alpha_1 \bar{i} + \alpha_2 \bar{\varepsilon} - \alpha_3 \bar{\omega} 10^{-2} \int_0^t p \bar{i}(\tau) \times \\ &\times \exp \left(-\frac{t-\tau}{T_{BK}} \right) d\tau - \alpha_4 \bar{\omega} \bar{\varphi} \cdot 10^{-2}; \\ \bar{\varphi} &= A + \alpha_{10} \bar{i} - \alpha_{11} |\bar{i}|, \quad p A = -\alpha_5 \bar{\varphi} - \\ &- \alpha_6 |\bar{i}| + \alpha_7 \bar{i} + \alpha_8 \bar{\varepsilon} - \\ &- \alpha_9 \int_0^t p \bar{i}(\tau) \exp \left(-\frac{t-\tau}{T_{BK}} \right) d\tau; \\ p \bar{\omega} &= \alpha_{12} \bar{i} \bar{\varphi} 10^{-2} - \alpha_{13} \bar{\mu}_c; \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

$$\alpha_1 = \frac{\varepsilon_a}{T_a m_i}; \quad \alpha_2 = \frac{m_i}{T_a m_i m_\varepsilon}; \quad \alpha_3 = \frac{\varepsilon_{\omega} 10^2}{T_a m_i m_\omega}; \\ \alpha_4 = \frac{m_i 10^2}{T_a m_i m_\varphi m_\omega}; \quad \alpha_5 = \frac{\varepsilon'}{T_B m_i}; \quad \alpha_6 = \frac{m_\varphi \varepsilon_{q0}}{T_B m_i m_i}; \\ \alpha_7 = \frac{m_\varphi \varepsilon_c}{T_B m_i m_i}; \quad \alpha_8 = \frac{m_\varphi}{T_B m_i m_\varepsilon}; \quad \alpha_9 = \frac{m_\varphi \varepsilon_K \left(\frac{T_{BS}}{T_{BK}} - 1 \right)}{T_B m_i m_i}; \\ \alpha_{10} = \frac{m_\varphi (T_{BK} + T_{B.c})}{T_B m_i}; \quad \alpha_{11} = \frac{m_\varphi T_{Bq}}{T_B m_i}; \\ \alpha_{12} = \frac{m_\omega 10^2}{T_M m_i m_i m_\varphi}; \quad \alpha_{13} = \frac{m_\omega}{T_M m_i m_\mu}.$$

Здесь $\bar{i}$, $\bar{\varphi}$, $\bar{\omega}$, $\bar{\varepsilon}$, $\bar{\mu}_c$ — машинные переменные; m_i , m_φ , m_ω , m_ε , m_μ — масштабы, соответствующие физическим переменным i , φ , ω , ε , μ_c ; m_t — масштаб по времени.

Для проверки точности полученной модели было проведено моделирование на АВМ типа МНБ-1 и натурные испытания машины постоянного тока типа П111 мощностью 90 кВт. Конструктивные и расчетные данные МПТ, необходимые для моделирования:

$U_H = 230$ в; $E_H = 209$ в; $I_{aH} = 391$ а; $n_H = 980$ об/мин; $I_B = 8,35$ а; $R_a = 0,0532$ ом (с учетом сопротивления кабеля до места короткого замыкания); $p = 2$; $a = 1$; $\omega_B/a_B = 850$; $\Phi_H = 4 \cdot 10^{-2}$ вб; $b_K = 3,2$ см;

$M_H = 992$ н·м; $GD^2 = 40,8$ кг·м²; $E_{rs0} = 2,13$ в;

$k_p = 2,66$; $R_B = 28$ ом; $F_{q0} = 1400$ а; $F_0 = 14000$ а; $T_{BK} = 0,02614$ сек; $L_a = 1,19$ мГн*; $\varepsilon = 1,1$; $\varepsilon_{q0} = 0,11$; $\gamma_s = 0,8$;

$\varepsilon_K = 0,073$; $\varepsilon' = 1,1$; $\varepsilon_{\omega} = 0,054$; $\varepsilon_a = 0,1$; $\varepsilon_c = 0$ (последовательная обмотка была отключена);

$T_B = 0,734$ сек; $T_{Bq} = 0,008$ сек; $T_{B.c} = 0$; $T_{BK} = 0,0055$ сек;

$T_a = 0,0022$ сек; $T_M = 1,2$ сек.

Масштабы: $m_i = 3,91$ в/о.е.; $m_\varphi = 80$ в/о.е.; $m_\varepsilon = 90$ в/о.е.; $m_\mu = 3,13$ в/о.е.; $m_t = 100$ С. маш/С. натур, $m_\omega = 80$ в/о.е.

Коэффициенты: $\alpha_1 = 0,448$; $\alpha_2 = 0,196$; $\alpha_3 = 0,307$; $\alpha_4 = 0,275$; $\alpha_5 = 0,015$; $\alpha_6 = 0,031$; $\alpha_7 = 0$; $\alpha_8 = 0,012$; $\alpha_9 = 0,038$; $\alpha_{10} = 0,153$; $\alpha_{11} = 0,232$; $\alpha_{12} = 0,213$; $\alpha_{13} = 0,213$.

Моделирование составляющей $\int_0^t p \bar{i}(\tau) \exp \left(-\frac{t-\tau}{T_{BK}} \right) d\tau$

осуществляется с помощью RC-цепи, параметры которой определяются из условия $RC = T_{BK} m_t$. В данном случае $R = 130$ ком, $C = 20$ мкф.

Натурные испытания проводились на экспериментальной установке (рис. 1), состоящей из ис-

* Учитывая, что при расчете индуктивности якорной цепи известная формула Уманского — Ливилля для некомпенсированных машин дает большие погрешности [Л. 10], значение L_a определялось экспериментально по методике, изложенной в [Л. 10].

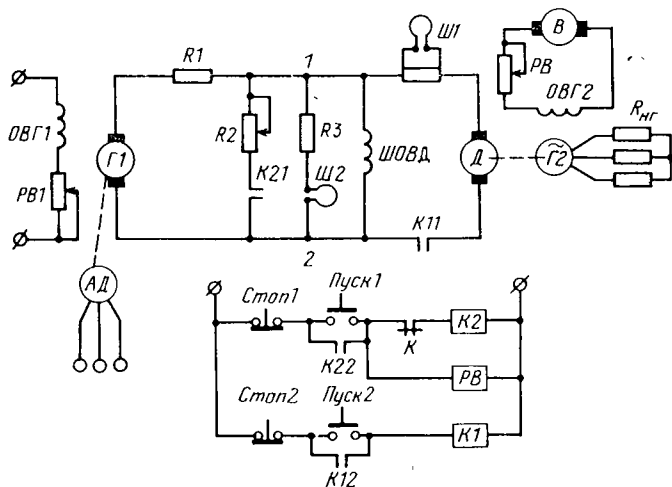


Рис. 1. Принципиальная схема экспериментальной установки для исследования переходных процессов в МПТ.

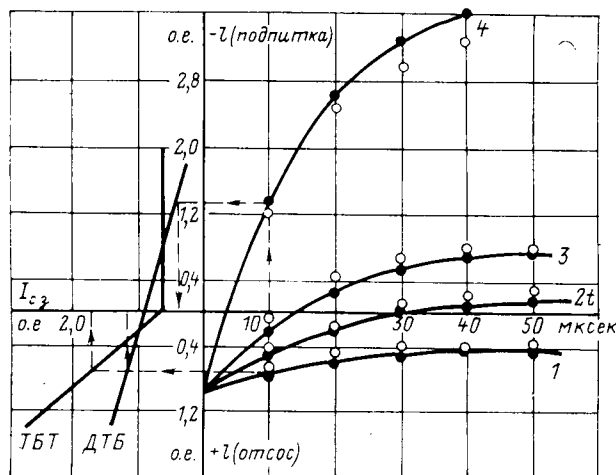


Рис. 2. Результаты моделирования и экспериментального исследования переходных процессов в МПТ типа П111 при коротком замыкании с различными $U_{ост}$.
— модель; ○ — опыт:

1 — $U_{ост}/U_{сети} = 0,91$; 2 — $U_{ост}/U_{сети} = 0,82$; 3 — $U_{ост}/U_{сети} = 0,72$;
4 — $U_{ост}/U_{сети} = 0,2$.

Зависимость чувствительности защит ДТБ и ТБТ от кратности токов отсоса и подпитки при $n=2$; $m=1$; $\gamma=\gamma_0=0,1$;

$$I_{Hf} = 5 \text{ ка}, \quad \sum_{i=1}^m I_{Hi} = 3 \text{ ка}.$$

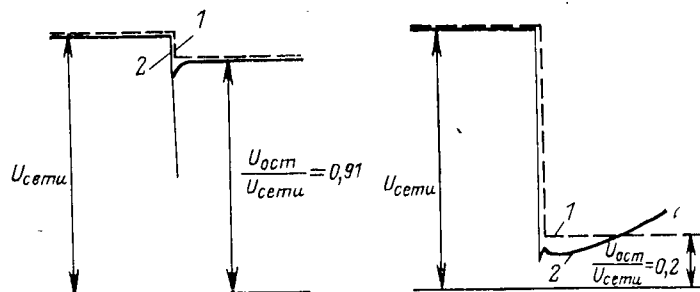


Рис. 3. Форма остаточного напряжения в точке короткого замыкания.

1 — модель; 2 — опыт.

следуемой МПТ (Д) типа П111, соединенной посредством муфты с синхронным двигателем (Г2) типа ДС104-6 мощностью 100 кВт, генератора постоянного тока (Г1) типа ГП4000-375 (4400 кВт, 660 в, 6670 а), сопротивлений $R1=0,1$ ом, $R2$ — регулируемого; $R3$ — добавочного. Генератор Г2 служит для создания момента на валу Д; Г1 используется как источник постоянного напряжения.

Запуск исследуемого двигателя осуществлялся следующим образом. Вначале устанавливается напряжение генератора Г1 примерно 90—100 в, чтобы ограничить пусковой ток. Затем нажатием кнопки «пуск 2» включается контактор К1, и по мере разгона двигателя Д повышается напряжение генератора Г1 до необходимого значения. Различные значения остаточных напряжений при имитации короткого замыкания через дугу осуществлялись с помощью сопротивлений $R1$, $R2$ и контактора К2. При включении К2 нажатием кнопки «пуск 1» ток имитируемого замыкания и остаточное напряжение определялись сопротивлением $R2$. Суммарное время замыкания определяется выдержкой реле времени РВ и временем отпадания контактора К2. Изменения тока якоря и остаточного напряжения в месте короткого замыкания (точки 1—2) записывались на осциллографе с помощью шлейфов Ш1 и Ш2.

На рис. 2 представлены кривые тока переходного процесса при коротком замыкании на зажимах МПТ, полученные экспериментально и на АВМ. Сравнение результатов показывает хорошее совпадение экспериментальных и расчетных данных. Расхождение в области низких остаточных напряжений объясняется, с одной стороны, тем, что при натурных испытаниях не удастся получить напряжение $U_{ост}$ требуемой формы (рис. 3) из-за влияния индуктивности источника питания Г1 и трудности поддержания низкого остаточного напряжения в экспериментальной установке на одном уровне, а с другой стороны, — неточностью принятого при разработке модели допущения о линейности зависимости $B_k = f(I_a)$. Однако максимальное расхождение данных моделирования и эксперимента не превышает 9%, что вполне пригодно для практики.

На рис. 2 для случая $n=2$, $m=1$ построены согласно (1а), (1б) зависимости $I_{с.з} = f(t)$. Совмещение графиков этих зависимостей с набором кривых переходного процесса МПТ при коротком замыкании с различными $U_{ост}$ дает возможность оценить чувствительность РЗ двухконцевого участка автономных электроэнергетических систем постоянного тока при заданном быстродействии.

Например, если время срабатывания РЗ должно быть $t_{ср} = 10$ мсек, то в диапазоне $0,91 \geq \frac{U_{ост}}{U_{сети}} > 0,2$ чувствительность ДТБ изменяется от 1,2 до 0,4, а ТБТ — от 1,75 до 0,6. Если же, например, известно, что $\frac{U_{ост}}{U_{сети}} \leq 0,8$ (кривая 2), а по условию быстродействия допускается $t_{ср} = 40$ мсек, то получаем в худшем случае $(I_{с.з})_{ДТБ} = 0,8$, в то время как $(I_{с.з})_{ТБТ} = 0,6$.

Максимальная электромагнитная мощность электрических машин с электромеханической редукцией скорости

Канд. техн. наук ВАРЛЕЙ В. В.

Москва

Электродвигатели с электромеханической редукцией скорости, двигатели с катящимся ротором (ДКР) и волновые двигатели (ВД), находят применение в автоматизированном электроприводе малой мощности. В названных электродвигателях ротор служит промежуточным звеном «механического редуктора», которое встроено в активную зону и непосредственно участвует в процессе электромеханического преобразования. Первичное, быстроходное, звено «редуктора» исключено из конструкции и заменено электромашинным устройством, а именно, якорем электрической машины, осуществляющим электромагнитное воздействие на ротор. По принципу преобразования энергии электродвигатели с электромеханической редукцией скорости относятся к классу синхронных электрических машин.

В электродвигателях с электромагнитным или магнито-электрическим возбуждением (синхронные ДКР и ВД индукторного типа) изменение проводимости рабочего зазора происходит с синхронной скоростью поля якоря. С этой же скоростью перемещается по расточке активной зоны основная волна поля возбуждения, индуцирующая в обмотке якоря э. д. с. с частотой питающей сети. В синхронно-реактивных ДКР и ВД с соответствующими синхронными скоростями перемещаются по расточке гармоники поля якоря, обуславливающие наведение в обмотке э. д. с. основной частоты.

Особенностью электродвигателей с электромеханической редукцией скорости является, то, что электромагнитная мощность, развиваемая в активной зоне машины, может быть использована только в том случае, если отсутствует проскальзывание на поверхностях фрикционной передачи или «выдавливание» из зацепления колеса зубчатой передачи «механического редуктора».

Необходимое условие передачи вращающего момента кинематической парой и, следовательно, условие реализации электромагнитной мощности на валу электродвигателя может быть установлено из уравнения равновесия сил, действующих в механическом контакте на поверхностях обкатывания:

$$k_c \geq \frac{P_q}{P_d}, \quad (1)$$

где $k_c = \zeta k_n$, $\zeta = 0,8-1,2$ — коэффициент дополнительных сил, действующих в сторону минимального зазора и обусловленных весом и перемещением центра массы ротора ДКР (или упругими силами и силами трения, сопровождающими деформацию гибкого ротора ВД); k_n — коэффициент сцепления поверхностей обкатывания при фрикционном зацеплении (либо коэффициент, характеризующий радиальное усилие реакции на зубчатое колесо при зубчатом зацеплении); P_q — электромагнитная сила, действующая в зоне контакта на поверхностях обкатывания фрикционной передачи или в зубчатом зацеплении и соответствующая электромагнитному моменту;

P_d — электромагнитная сила, действующая в зоне контакта вдоль оси, проходящей через центр системы и положение минимального зазора, и обуславливающая давление на фрикционных поверхностях или в зубчатом зацеплении.

Электромагнитные силы P_q и P_d определяются параметрами магнитного поля в рабочей зоне машины и значениями угла β . Названный угол характеризует величину нагрузки и определяется относительным сдвигом вектора н. с. якоря и продольной оси машины (оси d), проходящей в каждый момент времени через центр системы и положение минимального зазора¹.

Значению угла β , полученному из условия $k_c = \frac{P_q}{P_d}$, будет

соответствовать наибольшая электромагнитная мощность, которая может быть реализована в синхронных электрических машинах с электромеханической редукцией скорости.

Выражение электромагнитной мощности синхронной явнополюсной m -фазной электрической машины [Л. 1] может быть представлено в виде:

$$P_{эм} = mE_0 I \sin p\beta + \frac{mI^2}{2} (x_d - x_q) \sin 2p\beta, \quad (2)$$

где E_0 , I — э. д. с. и ток фазы; β — рабочий угол, геом. град.; p — число пар полюсов обмотки якоря; x_d , x_q — синхронные индуктивные сопротивления обмоток якоря по осям d и q .

С учетом векторной диаграммы выражение тока фазы синхронного явнополюсного двигателя будет:

$$I = \frac{k_E U}{x_d} i_i, \quad (3)$$

где U — напряжение фазы; $k_E = \frac{E_0}{U}$ — относительное значение э. д. с. фазы;

$$i_i = \frac{-(1 + r^* \operatorname{tg} p\beta) + k_E^{-1} [(1 + \operatorname{tg} p\beta)^2 + \cos p\beta (1 + r^* \operatorname{tg} p\beta)^2 + (1 - k_E^2) (r^* - x_q^* \operatorname{tg} p\beta)^2]^{0,5}}{(r^* - x_q^* \operatorname{tg} p\beta)^2}$$

¹ Для волнового синхронного электродвигателя индукторного типа обозначение индекса силы P_q , соответствующей электромагнитному моменту, условно. Используя правило параллельного переноса сил, можно показать, что указанная сила действует вдоль малой оси деформации ротора, т. е. вдоль «отрицательного направления» оси d .

Для оценки параметров РЗ разветвленных участков систем с несколькими питаемыми присоединениями необходимо моделировать весь участок, т. е. совмещать модели нескольких МПТ в соответствии с заданной конфигурацией защищаемого участка сети.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Азовцев А. А., Рокотян Ю. В. Короткие замыкания в мощных электроустановках постоянного тока. — «Судовая электротехника и связь», 1968, вып. 40.
2. Жуковский Ю. Г., Кириевский Е. В., Фоменко Г. П. Сравнительный анализ токовых защит сети постоянного тока. — «Труды Новочеркасского политехнического института. Приборы и устройства автоматики», 1974, т. 292.
3. Гольцман Э. Р. Токоограничение при дуговых коротких замыканиях. — «ЭП. Аппараты низкого напряжения», 1971, вып. 7.

4. Ермолин Н. П. Переходные процессы в машинах постоянного тока. М., Госэнергоиздат, 1951.

5. Боляев И. Л. Математическое моделирование электромашиных схем постоянного тока. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1958, № 1.

6. Фрейдзон Г. Р. Математическое моделирование систем автоматического управления на судах. Л., «Судостроение», 1969.

7. Дунаевский С. Я. и др. Моделирование элементов электромеханических систем. М., «Энергия», 1971.

8. Фетисов В. В. Переходное падение напряжения и потери под щетками в машине постоянного тока при расстроенной коммутации. — «Электричество», 1953, № 8.

9. Толынский В. А. Электрические машины постоянного тока. М., Госэнергоиздат, 1956.

10. Борцов Ю. А. и др. Определение параметров якорной цепи машин постоянного тока с учетом вихревых токов. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1971, № 10.

[27.12.1974]

при $p\beta \leq \frac{\pi}{2}$; $r = \frac{r}{x_d}$ — относительное значение активного сопротивления фазы обмотки якоря; $x_q = \frac{x_q}{x_d}$ — относительное значение синхронного индуктивного сопротивления обмотки якоря по оси q .

Отметим, что для синхронных электродвигателей индукторного типа с электрохимической редукцией скорости в реальном диапазоне параметров можно принять: $k_E = 0,2-0,5$.

С учетом приведенных выше выражений определим величину электромагнитной мощности, которая может быть реализована в синхронных электрических машинах рассматриваемого типа.

Синхронные электродвигатели индукторного типа. Электродвигатели выполняются, как правило, с магнитоэлектрическим возбуждением. Униполярный магнитный поток возбуждения создается посредством постоянного магнита. Проводимость для потока якоря вдоль оси машины по пути потока униполярного возбуждения мала. В результате синхронные индуктивные сопротивления по осям d и q практически равны $x_d = x_q$ [Л. 2] и, следовательно, реактивные составляющие электромагнитного момента и мощности равны нулю.

Выражение электромагнитной мощности m -фазной синхронной неявнополюсной машины можно записать в виде:

$$P_{эм} = m \frac{E_0 U}{x_d} \tilde{P}_{эм}, \quad (4)$$

где

$$\tilde{P}_{эм} = k_E f i \sin p\beta.$$

Для электродвигателей рассматриваемого типа выражения электромагнитных сил [Л. 3]

$$P_q = 0,48 f^{-1} \delta^{-1} I E_0 \operatorname{ch} u_1 \sin p\beta; \quad (5)$$

$$P_d = P_{d1} + P_{d2} + P_{d3}, \quad (6)$$

причем

$$P_{d1} = 0,24 f^{-1} \delta^{-1} p^{-1} I^2 x_{ad} q \operatorname{cth} u_1$$

— составляющая электромагнитной силы, обусловленная полем якоря;

$$P_{d2} = 0,24 f^{-1} \delta^{-1} p^{-1} E_0^2 x_{ad}^{-1} q^{-1}$$

— составляющая электромагнитной силы, обусловленная полем возбуждения;

$$P_{d3} = 0,48 f^{-1} \delta^{-1} p^{-1} I E_0 \operatorname{ch} u_1 \operatorname{cth} u_1 \cos p\beta;$$

— составляющая электромагнитной силы, обусловленная взаимодействием полей якоря и возбуждения;

$$\operatorname{ch} u_1 \approx \varepsilon^{-1}; \quad q \approx \varepsilon^{-1} (1 - \sqrt{1 - \varepsilon^2}); \quad \operatorname{cth} u_1 \approx (1 - \varepsilon^2)^{-0,5};$$

ε — относительный эксцентриситет положения ротора ДКР или относительная амплитуда деформации гибкого ротора ВД; δ — средний радиальный рабочий зазор в активной зоне машины; f — частота питающей сети; x_{ad} — индуктивное сопротивление реакции якоря по продольной оси машины.

В общем случае для составляющей силы P_{d2} следует ввести множитель $k_L = 1-3$, учитывающий дополнительные силы, действующие в зоне торцового магнитопровода, служащего для проведения униполярного потока возбуждения.

С учетом последнего и выражений (5) и (6) математическую запись условия передачи вращающего момента на выходной вал машины представим в виде:

$$k_c = \frac{p \sin p\beta}{\frac{0,5 q f i}{\operatorname{sh} u_1 k_a} + \frac{0,5 k_L k_a}{q \operatorname{ch} u_1 f i} + \operatorname{cth} u_1 \cos p\beta}, \quad (7)$$

причем $k_a = x_d / x_{ad}$ — коэффициент, учитывающий индуктивное сопротивление рассеяния фазы обмотки якоря.

Подставив значение угла β , полученное в результате решения приведенного трансцендентного уравнения, в выражение (4), определим максимальную электромагнитную мощность, которая может быть реализована (использована) в синхронной электрической машине с электрохимической редукцией скорости $P_{эм}$. Отношение $P_{эм} / P_{эм \max}$, где $P_{эм \max}$ — максимальная электромагнитная мощность, определяет коэффициент использования максимальной электромаг-

нитной мощности ($k_{ис}$) в синхронном электродвигателе с электрохимической редукцией скорости.

На рис. 1 приведены значения коэффициента $k_{ис}$ для электродвигателей рассматриваемого типа с магнитоэлектрическим возбуждением.

В числителе выражения (7) имеется множитель p . При равенстве коэффициентов сцепления на поверхностях качения синхронных ДКР и ВД (что имеет место в машинах с фрикционными передачами) максимальное значение рабочего угла (эл. град.) в синхронном ДКР в реальном диапазоне параметров примерно в 2 раза больше, чем в синхронном ВД. Поэтому коэффициент использования максимальной электромагнитной мощности в синхронном ДКР будет практически в 2 раза больше соответствующего значения коэффициента использования синхронного ВД.

Отмеченное обусловлено тем, что при равных электромагнитных нагрузках и равных геометрических параметрах активных зон электромагнитные силы, действующие в синхронном ВД относительно меньше.

Из (5) и (6) следует, что при выполнении названных условий количественное уменьшение сил происходит: P_q — в 2 раза, P_{d1} — в 8 раз, P_{d2} — в 2 раза, P_{d3} — в 4 раза.

В машинах с зубчатым зацеплением на поверхностях качения коэффициент сцепления определяется величиной $1/\operatorname{tg} \alpha_z$, где α_z — угол зацепления зубчатой передачи.

По конструктивным соображениям значения α_z зубчатых передач в ВД обычно меньше значений α_z зубчатых передач ДКР (для ВД $\alpha_z = 30-40^\circ$; для ДКР $\alpha_z = 50-65^\circ$). Вследствие этого значения максимального рабочего угла (эл. град.) для машин рассматриваемого типа могут быть равны (или даже несколько больше для ВД с зубчатой передачей). С учетом сказанного можно принять, что значения коэффициентов использования в машинах различного типа, имеющих зубчатые передачи, примерно равны.

Однако и при равенстве значений $k_{ис}$ и равенстве максимальных моментов (электромагнитные нагрузки и геометрические параметры активных зон соответственно равны) реализуемая мощность в синхронных ДКР относительно выше. Последнее обусловлено большим значением синхронной скорости поля в рабочем зазоре.

Приведенный анализ справедлив в предположении, что механические потери в рассматриваемых электродвигателях равны.

Синхронно-реактивные электродвигатели. Выражение электромагнитной мощности синхронной реактивной машины с учетом (2) и (3) при $k_E = 0$ будет иметь вид:

$$P_{эм} = m \frac{U^2}{x_d} \tilde{P}_{эм}, \quad (8)$$

где

$$\tilde{P}_{эм} = \frac{(1 - x_q) \operatorname{tg} p\beta}{(1 + r \operatorname{tg} p\beta)^2 + (x_q \operatorname{tg} p\beta - r)^2};$$

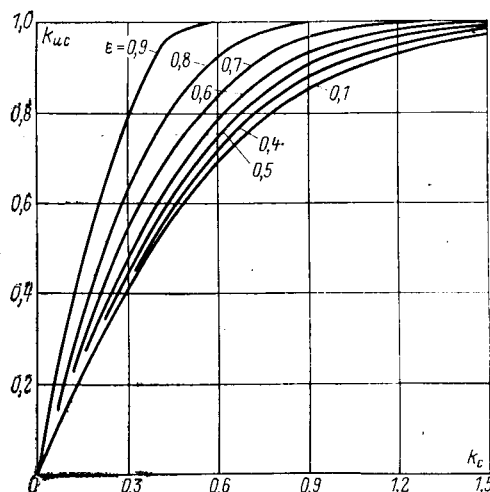


Рис. 1. Зависимость $k_{ис} = f(k_c)$ синхронного индукторного типа ($k_E = 0,3$; $r = 0,2$; $k_L = 2$; $k_a = 1,1$).

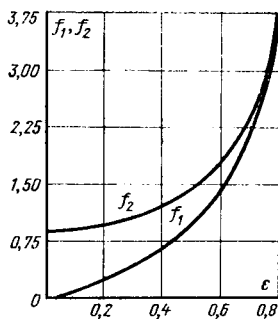


Рис. 2. Зависимость электромагнитных сил синхронно-реактивного ДКР от величины ϵ .

$x_q^* = \frac{x_q}{x_d}$ — относительное значение синхронного индуктивного

сопротивления фазы по поперечной оси; p — число пар полюсных выступов ротора синхронно-реактивной машины.

В синхронно-реактивных машинах обычного типа период изменения потокоцепления фазы по углу поворота продольной оси ротора равен π (эл. град.) или π/p (геом. град.). В синхронно-реактивном ВД обмотка якоря двухполюсная, период изменения потокоцепления фазы равен π (геом. град.), оси d и q сдвинуты на угол $\pi/2$ (геом. град.), число пар полюсных выступов $p=1$. В синхронно-реактивном ДКР обмотка якоря выполняется двухполюсной с укороченным шагом и дробным числом пазов на полюс и фазу. Период изменения потокоцепления фазы равен 2π (геом. град.) оси d и q сдвинуты относительно друг друга на угол π (геом. град.) [Л. 2]. В соответствии с этим число пар полюсных выступов в синхронно-реактивном ДКР следует считать равным половине, т. е. $p=0,5$.

Максимальное значение электромагнитной мощности синхронно-реактивной машины из условия $dP_{эм}/d\beta$ будет соответствовать углу:

$$\beta_{\max} = \frac{1}{p} \operatorname{arctg} \left(\frac{1 + r^2}{r^2 + x_q^*} \right). \quad (9)$$

Электромагнитные силы, действующие в активной зоне двигателей, являются при прочих равных условиях лишь функциями тока якоря и относительного эксцентриситета положения ротора ДКР или относительной деформации ротора ВД.

С учетом выражений электромагнитных сил необходимое условие передачи максимального вращающего момента кинематической парой может быть представлено из (1) для синхронно-реактивных машин различных типов в следующем виде:

$$k_c = \frac{\sin 2p\beta}{\varphi_1 + \varphi_2 \cos 2p\beta}, \quad (10)$$

причем имеют место соотношения:
для ДКР

$$\varphi_1 = \frac{\epsilon f_1}{4k_D}; \quad \varphi_2 = \frac{\epsilon f_2}{4k_D};$$

$k_D \approx 0,45 \frac{1 - \sqrt{1 - \epsilon^2}}{\epsilon \sqrt{1 - \epsilon^2}}$ — коэффициент, характеризующий величину электромагнитного момента двигателя [Л. 4]; f_1 и f_2 — коэффициенты (рис. 2), характеризующие величины составляющих электромагнитных сил, действующих по оси d в сторону минимального зазора;

для ВД

$$\varphi_1 = 0,6 \frac{\epsilon^3}{(1 - \epsilon^2)(1 - \sqrt{1 - \epsilon^2})};$$

$$\varphi_2 = 0,488 \frac{(1 - \epsilon^2)^{1,5} + 2\epsilon^2 - 1}{(1 - \epsilon^2)(1 - \sqrt{1 - \epsilon^2})}.$$

Из уравнения (10) можно получить аналитическое выражение максимального рабочего угла β в синхронно-реактивном ДКР или ВД в функции величины ϵ и k_c . Значение наибольшего рабочего угла, при котором осуществляется кине-

матическая связь с выходным валом в синхронно-реактивном двигателе с электромеханической редукцией скорости, будет равно:

$$\beta_c = \frac{1}{2p} \left[\arcsin \frac{\varphi_1 k_c}{\sqrt{1 + (\varphi_2 k_c)^2}} + \arcsin \frac{\varphi_2 k_c}{\sqrt{1 + (\varphi_2 k_c)^2}} \right]. \quad (11)$$

По значениям β_c согласно (8) определяется максимальное значение электромагнитной мощности, реализуемой в машине.

С учетом (8), (9) и (11) выражение коэффициента использования максимальной электромагнитной мощности синхронно-реактивного двигателя представим:

$$k_{ис} = \frac{\operatorname{tg} p\beta_c}{\operatorname{tg} p\beta_{\max}} \frac{(1 + r^* \operatorname{tg} p\beta_{\max})^2 + (r^* - x_q^* \operatorname{tg} p\beta_{\max})^2}{(1 + r^* \operatorname{tg} p\beta_c)^2 + (r^* - x_q^* \operatorname{tg} p\beta_c)^2}. \quad (12)$$

Относительное индуктивное сопротивление x_q^* в машинах рассматриваемого типа является функцией величины, характеризующей неравномерность рабочего зазора (величины ϵ) [Л. 5].

На рис. 3 приведены соответственно для синхронно-реактивных ДКР и ВД значения коэффициента использования мощности для различных значений ϵ .

В синхронно-реактивных машинах с фрикционными передачами в диапазоне реальных значений параметров ($k_n \approx 0,15-0,3$; $\epsilon \approx 0,5-0,7$) коэффициент использования в ДКР на 25—50% относительно выше. При равенстве электромагнитных нагрузок и геометрических параметров активных зон машин рассматриваемого типа максимальный электромагнитный момент в синхронно-реактивном ДКР превосходит соответствующее значение синхронно-реактивного ВД практически 2 раза [Л. 4]. В этой связи реализуемый электромагнитный момент в синхронно-реактивном ДКР с фрикционной передачей в 1,5—2 раза больше, чем в ВД аналогичного типа. При выполнении конструкции синхронно-реактивных машин с зубчатыми передачами значение коэффициента использования ВД может превышать соответствующее значение ДКР в 1,5 раза. Однако и в этом случае реализуемый электромагнитный момент синхронно-реактивных ВД при одинаковых электромагнитных нагрузках и геометрических параметрах активных зон будет относительно меньше.

Поскольку скорость модуляции проводимости рабочего зазора в синхронно-реактивных ВД по сравнению с синхронно-реактивным ДКР в 2 раза меньше, то преимущества последнего с точки зрения величины реализуемой электромагнитной мощности проявляются в еще большей мере.

Из приведенного анализа и выполненных расчетов следует:

1. Мощность, используемая в синхронных машинах с электромеханической редукцией скорости, в общем случае состав-

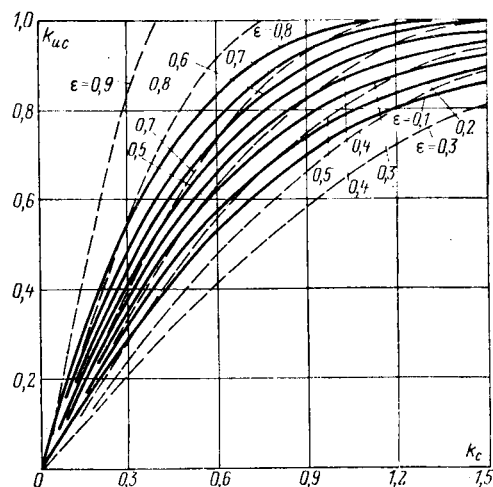


Рис. 3. Зависимость коэффициента использования максимальной электромагнитной мощности от k_c .

— — — синхронно-реактивного ДКР; — — — — синхронно-реактивного ВД.

ляет часть максимальной электромагнитной мощности синхронной машины классического типа, имеющей равные электромагнитные нагрузки, параметры и геометрические размеры активной зоны.

2. Относительное значение максимальной электромагнитной мощности синхронных машин с электромеханической редукцией скорости при неизменной величине приложенного напряжения и прочих равных условиях возрастает:

при увеличении коэффициента k_e , характеризующего сцепление на фрикционных поверхностях обкатывания или усилие реакции на зубчатое колесо;

при увеличении относительного эксцентриситета положения ротора ДКР или относительной деформации ротора ВД; для машин индукторного типа указанное справедливо в диапазоне меньших значений коэффициента k_E , характеризующего величину э. д. с. холостого хода, и, следовательно, величину н. с. возбуждения (для $k_E < 0,75$);

при уменьшении k_E в диапазоне больших значений ε ;

при увеличении коэффициента k_L , учитывающего дополнительные электромагнитные силы, обусловленные полем возбуждения в зоне торцового магнитопровода.

3. При одинаковых электромагнитных нагрузках и геометрических параметрах активных зон величина реализуемой

электромагнитной мощности ДКР выше, чем величина реализуемой электромагнитной мощности ВД аналогичного типа.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Вольдек А. И. Электрические машины. М., «Энергия», 1966.
2. Бертинов А. И., Варлей В. В. Электрические машины с катящимся ротором. М., «Энергия», 1969.
3. Варлей В. В. Учет высших гармоник линейной нагрузки якоря при анализе рабочих процессов в синхронных машинах с электромеханической редукцией скорости. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1975, № 2.
4. Варлей В. В. Электромагнитный момент синхронно-реактивных электродвигателей с электромеханической редукцией скорости. — «Электричество», 1975, № 2, с. 82—85.
5. Варлей В. В. Индуктивные сопротивления реакции якоря синхронно-реактивных электрических машин с электромеханической редукцией скорости. — «Электромеханика», 1975, № 6.

[24.4.1975]



УДК 62-83.001.24

Выбор основных параметров крановых электроприводов на основе оптимизации расхода энергии при регулировании

Канд. техн. наук ПЕВЗНЕР Е. М., инж. ЯУРЕ А. Г.

Москва

В связи с ростом общего объема выпуска крановых механизмов и суммарной установленной мощности их электроприводов вопросы энергетике крановых систем приобретают первостепенное значение. Эффективность улучшения энергетических показателей электроприводов определяется не только непосредственным уменьшением потребления электроэнергии, но и возможностью значительного снижения устанавливаемой мощности исполнительных двигателей, пускорегулирующих сопротивлений и других элементов крановых систем. Энергетические и регулировочные показатели электроприводов играют существенную роль в оптимизации параметров крановых механизмов.

Из всей совокупности требований, лежащих в основе проектирования и расчета электроприводов крановых механизмов, их энергетические показатели определяются следующими данными: ε_n — общей продолжительностью включения электропривода; ε_p — продолжительностью включения на малых и посадочных скоростях и z — общим числом включений и торможений электропривода за единицу времени, ч.

В связи с широким диапазоном изменения параметров расчет крановых электроприводов требует введения обобщенных показателей. Таким показателем может быть эквивалентный к. п. д. системы.

Эквивалентный к. п. д. электропривода грузозового механизма при условии полного использования исполнительного двигателя может быть определен выражением:

$$\eta_{\text{экв}} = \frac{3600\varepsilon_n P_{\text{дв.н}}}{3600\varepsilon_n P_{\text{дв.н}} + A_{\text{сум}}}, \quad (1)$$

где $P_{\text{дв.н}}$ — номинальная мощность двигателя при каталожной продолжительности включения ε_n , кВт; $A_{\text{сум}}$ — суммарные потери в электроприводе, кВт·ч, равные сумме потерь статических режимов перемещения грузов с постоянной скоростью $A_{\text{уст}}$, потерь в режимах пусков и торможений $A_{\text{дин}}$ и потерь в электроприводе в режимах малых и посадочных скоростей A_p .

Величины потерь могут быть определены следующими выражениями:

$$A_{\text{уст}} = \Delta P_{\text{уст}} t_{\text{уст}} = m P_{\text{дв.н}} [3600(\varepsilon_n - \varepsilon_p) - t_{\text{дин}} z], \quad (2)$$

$$A_{\text{дин}} = k P_{\text{дв.н}} z, \quad (3)$$

$$A_p = \Delta P_p 3600 \varepsilon_p = q P_{\text{дв.н}} 3600 \varepsilon_p. \quad (4)$$

В этих выражениях: $\Delta P_{\text{уст}}$ и ΔP_p — эквивалентные мощности потерь в приводе в установившихся режимах и режимах работы на малых и посадочных скоростях; $t_{\text{уст}}$ — время установившихся режимов; $t_{\text{дин}}$ — время пуска и время торможения, приведенные к одному включению; $m = \Delta P_{\text{уст}} / P_{\text{дв.н}}$ — коэффициент потерь в системе в статических режимах, учитывающий эквивалентную нагрузку двигателя; k — эквивалентный коэффициент потерь в системе при пуске и торможении, отнесенный к одному включению; $q = \Delta P_p / P_{\text{дв.н}}$ — эквивалентный коэффициент потерь в системе в режиме работы на малых и посадочных скоростях.

Подставляя (2) — (4) в (1) и преобразуя, получаем следующее выражение для эквивалентного к. п. д. электропривода:

$$\eta_{\text{экв}} = \frac{1}{a + bz}, \quad (5)$$

где

$$a = 1 + \frac{q\varepsilon_p}{\varepsilon_H} + m \left(1 - \frac{\varepsilon_p}{\varepsilon_H} \right); \quad (6)$$

$$b = \frac{k - mt_{\text{дин}}}{3600\varepsilon_H}. \quad (7)$$

Анализ выражений (5) — (7) показывает, что значение эквивалентного к. п. д. практически не зависит от продолжительности включения привода, поскольку величины q , m и k пропорциональны ε_H . Зависимость $\eta_{\text{экв}}$ от ε_p при постоянстве числа включений представляет собой прямую линию, наклон которой определяется соотношением потерь в приводе на характеристиках режимов установившегося движения и малых скоростей. При равенстве указанных потерь $q=m$ и согласно (6) $\eta_{\text{экв}}$ не зависит от ε_p . Таким образом, величины a и b полностью определяются структурой построения кранового электропривода и применяемыми при этом методами регулирования. Рассмотрим с этой точки зрения существующие релейно-контакторные крановые электроприводы переменного тока, направления их модернизации и новые тиристорные крановые системы, основанные на принципах фазового, импульсного и частотного регулирования.

Из общего числа выпускаемых промышленностью крановых систем на долю электроприводов переменного тока приходится около 94% объема выпуска. Из этого объема около 90% составляют электроприводы с параметрическим регулированием скорости сопротивлением в цепи ротора, около 7% — электроприводы с многоскоростными двигателями и около 3% — регулируемые электроприводы, обеспечивающие стабильные малые скорости (дрессельное регулирование, двухдвигательные системы и др.).

Для управления электроприводами первой группы используются силовые кулачковые контроллеры и магнитные контроллеры типов К, КС; Т и ТСА, особенностями которых являются: отсутствие устойчивых посадочных и промежуточных скоростей; осуществление тормозных режимов и операций по доводке на характеристиках противовключения с применением однофазного торможения при спуске

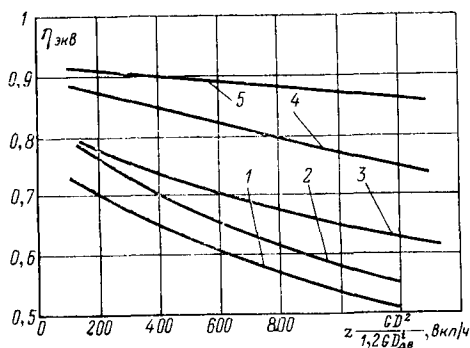


Рис. 1. Зависимость эквивалентного к. п. д. электропривода от приведенного числа включений электродвигателя.

1 — параметрическое регулирование при торможении противовключением; 2 — система с трехскоростным двигателем при соотношении полюсов 4/8/24; 3 — параметрическое регулирование с динамическим торможением; 4 — система с двухскоростным двигателем и частотным регулированием в нижней зоне скоростей до $0,4n_{\text{ном}}$; 5 — частотное управление односкоростным двигателем.

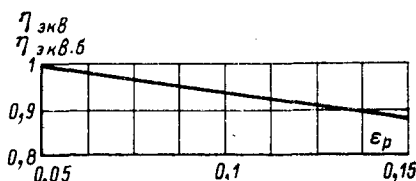


Рис. 2. Зависимость относительного значения эквивалентного к. п. д. от продолжительности включения для систем параметрического регулирования при торможении противовключением.

легких грузов; контролируемые в функции времени или вручную ступенчатый спуск и торможение двигателя.

С учетом указанных особенностей на основании выражений (5) — (7) для серийных крановых электроприводов были рассчитаны зависимости $\eta_{\text{экв}}$ в функции числа включений z при различных ПВ работы механизма на малых и посадочных скоростях.

На рис. 1 приведена зависимость (кривая 1) $\eta_{\text{экв}} = f \left(z \frac{GD^2_{\text{мех}}}{1,2GD^2_{\text{дв}}} \right)$ при $\varepsilon_p = 0,05$. С увеличением ε_p значения $\eta_{\text{экв}}$ снижаются, поскольку для систем параметрического регулирования потери на промежуточных характеристиках определяются скольжением ротора машины. На рис. 2 приведена зависимость относительной величины $\eta_{\text{экв}} = f(\varepsilon_p)$, где в качестве базового принято значение $\eta_{\text{экв}}$ при $\varepsilon_p = 0,05$. Анализ приведенных графиков показывает, что эквивалентный к. п. д. серийных крановых электроприводов для механизмов среднего режима работы (число включений около 300) находится на весьма низком уровне — 60—65%, снижаясь до 45—55% для электроприводов тяжелого режима работы. Такие энергетические показатели определяются нерациональным построением системы с использованием режима противовключения, а также отсутствием стабильных посадочных скоростей, что приводит к увеличению продолжительности работы на малых скоростях и числа включений электропривода.

Существенное улучшение энергетических и регулировочных показателей асинхронных крановых электроприводов с параметрическим регулированием может быть достигнуто путем применения методов форсированного динамического торможения. Наиболее простыми при этом являются системы с использованием режима динамического торможения самовозбуждения, обеспечивающие стабильные посадочные скорости в диапазоне 1:8 в 4-м квадранте. Модернизация серийных крановых электроприводов на основе методов динамического торможения позволит на 10—12% увеличить к. п. д. системы электропривода (кривая 3 на рис. 1), при этом увеличение продолжительности работы на посадочной скорости не приводит к снижению эквивалентного к. п. д. благодаря экономичности метода регулирования.

Зависимость $\eta_{\text{экв}} = f \left(z \frac{GD^2_{\text{мех}}}{1,2GD^2_{\text{дв}}} \right)$ может служить

одним из основных критериев определения области применения крановых систем электропривода. Одним из важных направлений совершенствования

крановых электроприводов является внедрение для широкой группы механизмов легкого и среднего режимов работы электроприводов с двух- и трехскоростными асинхронными короткозамкнутыми электродвигателями с диапазоном регулирования до 1:6. На рис. 1 кривая 2 представляет зависимость, рассчитанную для электропривода с трехскоростным двигателем при соотношении числа полюсов машины 4/8/24. Эта зависимость показывает, что энергетические показатели электроприводов с трехскоростными двигателями выше, чем в применяемых в настоящее время системах, но уступают показателям электроприводов с динамическим торможением. Однако из условий теплового режима короткозамкнутой машины число включений таких электроприводов должно быть не выше 500 в час для подъемных механизмов и 100—150 для механизмов передвижения.

Рассмотрим характеристики $\eta_{\text{эв}} = f\left(z \frac{GD_{\text{мех}}^2}{1,2GD_{\text{дв}}^2}\right)$

для вновь разрабатываемых крановых тиристорных электроприводов переменного тока, к которым относятся [Л. 1] системы фазового и импульсного управления двигателями с контактными кольцами, и частотно-регулируемые электроприводы с преобразователями инверторного типа при управлении односкоростными и преобразователями непосредственного типа при управлении двух- и трехскоростными асинхронными короткозамкнутыми двигателями.

Для систем фазо-импульсного управления, основанных на принципах параметрического регулирования, справедливыми остаются зависимости 1 и 3. При этом зависимость 1 характеризует системы фазового управления, поскольку при их реализации ввод режима динамического торможения значительно усложняет схему электропривода. Зависимость 3 характеризует системы импульсного управления с применением режима динамического торможения с самовозбуждением во втором и четвертом квадранте работы электропривода.

Применение систем частотного регулирования позволяет значительно улучшить энергетические показатели крановых электроприводов. Наиболее высокими энергетическими показателями обладают частотно-регулируемые электроприводы с односкоростными асинхронными короткозамкнутыми двигателями. В результате оптимального регулирования в статических и переходных режимах и снижения маховых масс исполнительного электродвигателя [Л. 2] такие системы имеют к. п. д. около 0,9—0,85 (кривая 5 рис. 1) во всех практически используемых режимах работы кранового механизма.

Частотно-регулируемые электроприводы с преобразователями непосредственного типа и двух-трехскоростными асинхронными короткозамкнутыми двигателями также обладают высокими энергетическими показателями (кривая 4 рис. 1) на уровне 0,8—0,75 в зависимости от режима работы механизмов. Такие показатели обеспечиваются благодаря высоким регулировочным свойствам системы в статических режимах и одновременном увеличении удельной мощности и момента, снимаемых с единицы объема машины вследствие перехода от

электромашинного регулирования к частотному в нижней зоне регулирования скоростей [Л. 3].

Для всех рассматриваемых систем за исключением фазового регулирования (для которого справедлива зависимость рис. 2) характерным является малое влияние ϵ_p на величину к. п. д. привода $\eta_{\text{эв}}$.

Энергетические свойства электропривода характеризуются также коэффициентом мощности. Однако этот показатель для тиристорных систем определяется главным образом построением преобразователей, а не свойствами систем электропривода.

Являясь обобщенным показателем режима работы, а также энергетических и регулировочных свойств электропривода, эквивалентный к. п. д. позволяет обоснованно подойти к выбору исполнительного двигателя системы и основных ее элементов, в том числе пускорегулирующих сопротивлений при их наличии в системе.

Следует отметить, что по применяемой в настоящее время методике расчет выполняется по коэффициентам, характеризующим режим работы без учета свойств электропривода. Это наряду с недостаточно обоснованным определением режима работы может привести к большим погрешностям.

Мощность исполнительного двигателя пропорциональна потерям и обратно-пропорциональна коэффициенту теплоотдачи. Это дает возможность определить ее следующим выражением:

$$P_n = \frac{P_{\text{ст.н}}}{k'_p \beta^3 \eta_{\text{эв.б}} / \eta_{\text{эв.б}}}, \quad (8)$$

где k'_p — постоянный коэффициент, зависящий от типа двигателя; β — коэффициент теплоотдачи; $\eta_{\text{эв.б}}$ — к. п. д., принятый за базовый.

В качестве $\eta_{\text{эв.б}}$ целесообразно принять $\eta_{\text{эв}}$ при $z=0$. При этом $\eta_{\text{эв.б}}=1/a$ характеризует электропривод с точки зрения организации исполнительного двигателя в статике при номинальной и посадочной скорости; коэффициент теплоотдачи можно принять пропорциональным отношению $\eta_{\text{эв}}/\eta_{\text{эв.б}}$. Значение $\eta_{\text{эв}}$, соответствующее заданному z , определяется еще и особенностями организации переходных режимов системы. С учетом зависимостей $\eta_{\text{эв.б}}$ и β номинальная мощность исполнительного двигателя определяется зависимостью:

$$P_n = \frac{P_{\text{ст.н}}}{k_p (a\eta_{\text{эв.б}})^2}, \quad (9)$$

или с учетом выражений для статической мощности различных типов крановых механизмов:

$$P_n = \frac{P_{\text{ст.н}} v_n}{A (a\eta_{\text{эв.б}})^2}, \quad (9a)$$

где $Q_{\text{ст.н}}$ — номинальное статическое усилие, кгс; v_n — номинальная скорость механизма, м/мин.

В таблице приведены значения коэффициентов a , b и k_p для рассматриваемых систем электропривода, а также коэффициента A в зависимости от типа механизма.

Мощность пускорегулировочных сопротивлений в электроприводах с торможением противовключения определяется как разность суммарных потерь в электроприводе и потерь в двигателе. Считая, что в переходных режимах все потери в системе выделяются в резисторах (тем самым несколько завышая их мощность) и учитывая, что время рабо-

Тип электропривода	a	b 10 ⁻⁴	k _p	Коэффициент А механизма		
				подъема или стрелы	моста или передвижения	телески или поворота
Электродвигатели с контактными кольцами	Серийные системы контакторно-контроллерного управления и электроприводы с фазовым управлением	1,31	5,44	0,64	8,1	235
	Модернизированные системы с динамическим торможением и электроприводы с импульсным управлением	1,23	3,04	0,64	8,1	235
	Электроприводы с трехскоростными двигателями при диапазоне регулирования 1:6	1,2	5,57	—	—	—
Коротко-замкнутый двигатель	Частотное регулирование многоскоростным двигателем и преобразователем непосредственного типа	1,11	1,91	0,75	6,9	200
	Частотное регулирование односкоростным двигателем и преобразователем инверторного типа	1,08	0,64	—	—	—

ты двигателя в установившихся режимах пропорционально величине $\left(1 - \frac{bz}{\epsilon_n}\right) = 1 - \frac{1/\eta_{\text{экв}} - a}{\epsilon_n}$, получим следующее выражение для определения мощности резисторов:

$$P_{\text{рез}} = P_n \left[\left(\frac{1}{\eta_{\text{экв}}} - 1 \right) - \left(\frac{1}{\eta_{\text{дв}}} - 1 \right) \times \right. \\ \left. \times \left(1 - \frac{1/\eta_{\text{экв}} - a}{\epsilon_n} \right) \right] \quad (10)$$

или после преобразований

$$P_{\text{рез}} = P_n \left[\left(\frac{1}{\eta_{\text{экв}}} - 1 \right) + \left(\frac{1}{\eta_{\text{дв}}} - 1 \right) \left(\frac{1/\eta_{\text{экв}} - a}{\epsilon_n} \right) \right], \quad (10a)$$

где $\eta_{\text{дв}}$ — к. п. д. электродвигателя.

Для электроприводов с динамическим торможением необходимо учесть, что в тормозных режимах двигатель отключается от сети; аккумулируемая в крановой системе энергия выделяется в резисторах. Принимая продолжительность работы привода и к. п. д. системы механизм-двигатель в тормозных переходных и установившихся режимах равными соответственно 0,5 ϵ_n и 0,5, мощность пускорегулирующих резисторов для электроприводов с динамическим торможением можно определить по выра-

жению:

$$P_{\text{рез}} = P_n \left[1,25 \left(\frac{1}{\eta_{\text{экв}}} - 1 \right) - \left(\frac{1}{\eta_{\text{дв}}} - 1 \right) \times \right. \\ \left. \times \left(1 - \frac{1/\eta_{\text{экв}} - a}{\epsilon_n} \right) \right]. \quad (11)$$

Являясь обобщенным показателем энергетических и регулировочных свойств электропривода, эквивалентный к. п. д. системы позволяет оптимизировать параметры кранового механизма. При заданной на основании соответствующих стандартов грузоподъемности характеристики кранового механизма определяются его скоростными параметрами.

Основная характеристика кранового механизма — его производительность — при известной технологии выполнения работ полностью определяется регулировочными показателями электропривода и может быть охарактеризована зависимостью:

$$N = f(v_n), \quad (12)$$

где N — числа циклов; v_n — максимальная скорость механизма. Однако существенным является получение максимума производительности при минимальных затратах энергии. Такая постановка задачи приводит к определению максимума зависимости [Л. 4]:

$$\eta_{\text{экв}} N = f(v_n). \quad (13)$$

Построение зависимостей $\eta_{\text{экв}} N = f(v_n)$ требует знания конкретных параметров механизма, что лишает их общности. Число циклов N прямо пропорционально средней скорости механизма $v_{\text{ср}}$. Это позволяет вместо зависимости (12) анализировать зависимость

$$\eta_{\text{экв}} v_{\text{ср}} = f(v_{\text{ном}}). \quad (14)$$

Умножим обе части уравнения (13) на величину номинальной грузоподъемности для подъемного механизма или на величину статической нагрузки для механизмов передвижения:

$$\eta_{\text{экв}} v_{\text{ср}} \theta_{\text{ст.н}} = f(v_n \theta_{\text{ст.н}}). \quad (15)$$

Произведение $v_n \theta_{\text{ст.н}}$ согласно (9) и (9a) пропорционально мощности статической нагрузки

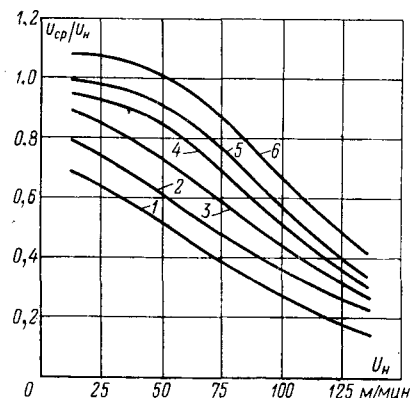
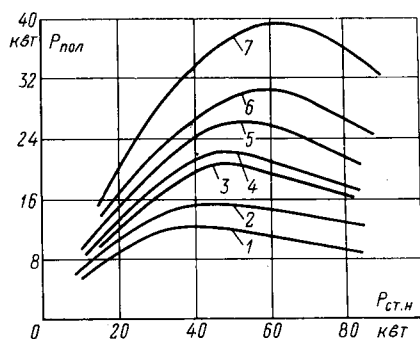


Рис. 3. Зависимость $v_{\text{ср}}/v_n = f(v_n)$.

1 — контакторно-контроллерные системы параметрического регулирования; 2 — система с трехскоростным двигателем; 3 — контакторно-контроллерные системы параметрического регулирования при динамическом торможении; 4 — система с двухскоростным двигателем и частотным регулированием скорости в зоне до 0,4 $v_{\text{ном}}$; 5 — фазо-импульсное регулирование; 6 — частотное регулирование.

Рис. 4. Зависимость $P_{пол} = f(P_{ст.н})$.

1 — контактно-контроллерные системы параметрического регулирования при торможении противоторможением; 2 — система с трехскоростным двигателем; 3 — контактно-контроллерная система параметрического регулирования при динамическом торможении; 4 — фазовое регулирование; 5 — импульсное регулирование; 6 — система с двухскоростным двигателем и частотным регулированием в нижней зоне; 7 — частотное регулирование.

$P_{ст.н}$, а $\eta_{эв} v_{ср} \theta_{ст.н}$ — мощности, полезно затраченной на перемещение груза. В результате зависимость (15) преобразуется в зависимость:

$$P_{пол} = f(P_{ст.н}), \quad (16)$$

позволяющую в общем виде рассчитать оптимальные скоростные характеристики крановых механизмов. Оптимальная с точки зрения получения максимальной производительности при минимальных потерях энергии скорость грузового механизма определится по значению $P_{ст.н}$, при котором величина $P_{пол}$ достигнет максимума.

Расчет кривых $v_{ср}/v_{ном} = f(v_{ном})$ выполняется по зависимостям $v_{ср} = f(v_{ном}; \Delta v/v_{ном}; z; H)$ и $z = f(v_{ном}, H)$, полученным на основании обработки статистических данных. Эти зависимости определяют производительность (среднюю скорость) и число включений z в функции номинальной скорости $v_{ном}$, плавности регулирования $\Delta v/v_{ном}$ и параметров грузовой траектории H при заданной технологии выполнения работ [Л. 4].

На рис. 3 построены графики $v_{ср}/v_{ном} = f(v_{ном})$, рассчитанные для крановых механизмов, имеющих различные системы электропривода и выполняющих перегрузочные операции с грузами общего назначения. Эти зависимости наглядно иллюстрируют влияние регулировочных свойств системы электропривода на практически реализуемые скоростные параметры кранового механизма.

На основании зависимостей $v_{ср}/v_{н} = f(v_{н})$ (рис. 3) и $\eta_{эв} = f\left(z \frac{GD^2_{мех}}{1,2GD^2_{дв}}\right)$ (рис. 1) на рис. 4 построены характеристики $P_{пол} = f(P_{ст.н})$ для крановых механизмов с применяемыми электроприводами переменного тока. Характеристики $P_{пол} = f(P_{ст.н})$ показывают, что для каждой группы крановых

механизмов существуют оптимальные скоростные параметры, определяющие их статическую мощность и зависящие от технологии выполнения работ и применяемой системы электропривода. При этом увеличение указанных параметров возможно только на основе применения электроприводов с высокими регулировочными и энергетическими показателями.

Характеристики $P_{пол} = f(P_{ст.н})$ определяют значение оптимально-реализуемой для данного класса механизмов статической мощности $P_{ст.н}$, по величине которой в соответствии с вышеприведенными выражениями может быть выбран исполнительный двигатель и пускорегулирующая аппаратура, входящая в комплект кранового электропривода.

Выводы. 1. Для каждого класса крановых механизмов существуют оптимальные, с точки зрения затрат энергии, скоростные параметры, зависящие от технологии выполнения работ и применяемой системы электропривода. При этом увеличение указанных параметров целесообразно только на основе применения электроприводов с более высокими регулировочными и энергетическими показателями.

2. Предлагаемая методика расчета характеристик $P_{пол} = f(P_{ст.н})$ позволяет определить оптимальные параметры крановых механизмов на основе учета к. п. д. крановых электроприводов и их регулировочных свойств. Характеристика $P_{пол} = f(P_{ст.н})$ является обобщенным критерием сравнения систем электроприводов при их выборе для конкретных типов крановых механизмов.

3. Расчеты по выбору мощности кранового двигателя должны осуществляться не только на основании задаваемого режима работы механизма, но и с учетом энергетических показателей используемой системы электропривода.

4. При задаваемых скоростных параметрах механизма выбор системы электропривода должен осуществляться с учетом оптимальных энергетических показателей системы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Состояние и перспективы развития электропривода подъемно-транспортных механизмов. — «Электричество», 1973, № 3. Авт.: М. М. Соколов, А. В. Шинянский; В. В. Москаленко; А. Г. Яуре.
2. Петров И. И., Певзнер Е. М., Шукалов В. Ф. Частотно-регулируемый электропривод высокопроизводительных судовых грузоподъемных механизмов. — «Электричество», 1971, № 6, с. 44—48.
3. Яуре А. Г., Певзнер Е. М., Ровинский П. А. Частотно-регулируемые электроприводы грузоподъемных механизмов с непосредственными преобразователями частоты. — В кн.: Тиристорные электроприводы с асинхронными двигателями. Свердловск, 1974.
4. Яуре А. Г., Богословский А. П., Певзнер Е. М. Электроприводы судовых грузоподъемных механизмов. Л., «Судостроение», 1971.

[12.6.1975]



Магнитострикционные исполнительные устройства микроперемещений

Канд. техн. наук МИХАЙЛОВ О. П.

Москва

Эффект магнитострикции широко применяется для создания преобразователей, работающих в резонансном режиме. Хорошо известны технологические, измерительные и управляющие приборы, основанные на этом принципе. Нерезонансный режим используется значительно реже. Вместе с тем, нерезонансные магнитострикционные устройства появились почти одновременно с электромагнитными. Так, например, один из первых телефонов — телефон Райза — [Л. 1 и 2] был основан на магнитострикционном принципе.

Однако малые перемещения и относительно большие габариты на многие годы отодвинули магнитострикционные устройства на второй план, сохранив их преимущества только в резонансном режиме. Сейчас во многих областях техники появились прецизионные приборы, станки, измерительные машины, в которых необходимо осуществлять малые и сверхмалые точные перемещения. Получить такие перемещения традиционными механическими или электромеханическими способами чрезвычайно трудно, а подчас даже невозможно.

Магнитострикционный принцип позволяет исключить всякие промежуточные механические передачи и тем самым обеспечивает высокую чувствительность и плавность перемещений, а также исключительно большую механическую жесткость при значительных рабочих усилиях. Магнитострикционные устройства микроперемещений работают в статическом (вернее квазистатическом) режиме, либо в режиме низкочастотных колебаний, далеких от резонанса. Во всех этих случаях на первое место выдвигаются точностные параметры, а энергетическая сторона вопроса имеет меньшее значение. Среди большого числа магнитострикционных эффектов, которые могут служить основой для осуществления микроперемещений, следует выделить линейную магнитострикцию (эффект Джоуля), заключающуюся в линейном удлинении ферромагнитного стержня, помещенного в продольное поле (рис. 1, а), и угловую магнитострикцию (эффект Видемана) — закручивание стержня в комбинированном продольном и циркулярном поле (рис. 1, б). Каждому прямому магнитострикционному эффекту соответствует термодинамически обратный ему магнитоупругий эффект: линейной магнитострикции — эффект Виллари (рис. 1, в), который заключается в изменении намагниченности ферромагнитного сердечника при растяжении или сжатии; угловой магнитострикции — эффект Вертгейма, связанный с изменением намагниченности стержня при закручивании (рис. 1, г).

Примером простейшего устройства микроперемещений, основанного на эффекте линейной магнитострикции, может служить ультрамикротом фирмы GBN [Л. 3], предназначенный для приготовления биологических срезов с подачей до $3 \text{ \AA}$. Для этого используется никелевый стержень, закрепленный одним концом и помещенный в намагничивающую катушку.

Свободный конец стержня связан с препаратом. При размагничивании никелевый стержень удлиняется (магнитострикция никеля отрицательна) и тем самым осуществляет подачу в направлении режущей кромки ножа.

Аналогичное устройство применено для точных перемещений зеркала в интерферометре фирмы SIP [Л. 4], для тонкой подачи при алмазном шлифовании [Л. 5], для компенсации износа инструмента и в целом ряде других случаев.

Следует отметить, что если резонансный режим магнитострикционных преобразователей изучен достаточно подробно, то нерезонансным магнитострикционным устройствам посвящено гораздо меньше работ.

Ниже делается попытка систематического рассмотрения магнитострикционных исполнительных устройств микроперемещений.

Статические характеристики. В основе расчета статических характеристик магнитострикционных устройств лежит кривая $\lambda = \Delta l/l = \lambda(H)$, где Δl — приращение длины стержня при намагничивании; H — напряженность поля.

Кривая магнитострикции хорошо аппроксимируется дробно-линейной зависимостью

$$\lambda = \frac{H}{aH + b}. \quad (1)$$

Коэффициенты a и b определяются экспериментально. На рис. 2 представлены зависимости, построенные в координатах $(H/\lambda; H)$ по данным различных авторов. Как видно из графиков, все экспериментальные точки лежат достаточно близко к прямым линиям, что подтверждает правильность выбора эмпирической зависимости. Подобные же формулы получены для других магнитострикционных материалов.

Вводя новые переменные $\tilde{\lambda} = \lambda_s - \lambda$ и $\tilde{H} = H + b/a$, уравнение (1) можно привести к простейшему виду:

$$\tilde{\lambda} = K/\tilde{H},$$

где λ_s — магнитострикция насыщения; $K = b/a^2$.

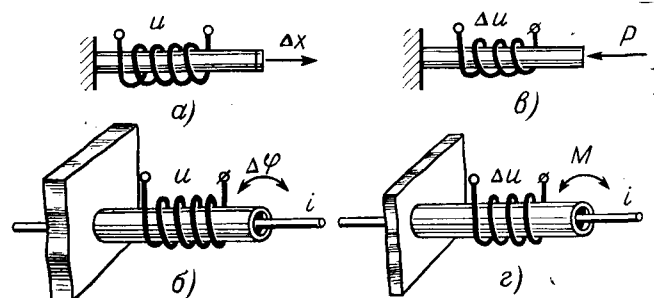


Рис. 1. Иллюстрации магнитострикционных и магнитоупругих эффектов.

а — линейная магнитострикция (эффект Джоуля); б — угловая магнитострикция (эффект Видемана); в — магнитоупругий эффект Виллари; г — магнитоупругий эффект Вертгейма.

Для оценки нелинейности кривой магнитоотрицательности проведем ее линейризацию на ограниченном отрезке изменения поля $[0; H_m]$, используя принцип равномерного (наилучшего) приближения. Максимальное отклонение линейризующей прямой (не проходящей через начало координат) от кривой магнитоотрицательности $\lambda(H)$ на отрезке $[0; H_m]$ составит:

$$\Delta_m = \frac{\lambda_s}{2} (1 - \sqrt{q})^2,$$

где $q = \tilde{\lambda}_m / \lambda_s$ — диапазон изменения магнитоотрицательности.

В том случае, когда линейризующая прямая $\lambda = C_\lambda H$ должна проходить через начало координат

$$C_\lambda = \frac{K}{\tilde{H}_m^2} \left[\frac{V\sqrt{q} - V\sqrt{2}(1-q)}{V\sqrt{q}(2q-1)} \right]^2,$$

нелинейность кривой магнитоотрицательности можно определить по формуле:

$$\Delta_m = \lambda_s (1 - q) \left(\frac{C_\lambda \tilde{H}_m^2}{K} q - 1 \right).$$

Полученные результаты показывают, что при 5%-ном отклонении от линейности используемый участок кривой магнитоотрицательности не должен превышать, примерно, половины магнитоотрицательности насыщения. Для дальнейшего уменьшения нелинейности необходимы специальные схемные решения.

Дробно-линейная аппроксимация позволяет произвести гармонический анализ низкочастотных магнитоотрицательных колебаний при постоянном подмагничивании H_0 . Такой режим встречается довольно часто в случае компенсации периодических ошибок или отработки периодических перемещений. При этом магнитоотрицательные колебания описываются формулой:

$$\lambda(t) = \frac{H_0 + H_m \cos(\omega t)}{a[H_0 + H_m \cos(\omega t)] + b} = \lambda_0 \left(1 + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \times \right. \\ \left. \times q^n \cos^n(\omega t) \right) = \lambda_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \Lambda_k \cos(k\omega t),$$

где λ_0 — постоянная составляющая, а амплитуды отдельных гармоник определяются суммой ряда

$$\Lambda_k = 2\tilde{\lambda}_0 \sum_{n=0}^{\infty} C_{2n+k} \left(\frac{H_m}{2H_0} \right)^{2n+k},$$

либо по рекуррентным формулам

$$\Lambda_k - \left(\frac{H_m}{2H_0} \right) \Lambda_{k-1} = \left(\frac{H_m}{2H_0} \right) \Lambda_{k+1}.$$

Амплитуды гармоник образуют убывающую геометрическую прогрессию с коэффициентом

$$\zeta = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{2n!}{n!(n+1)!} \left(\frac{H_m}{2\tilde{H}_0} \right)^{2n+1},$$

Это позволяет определить коэффициент нелинейных искажений в виде:

$$\Gamma = \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \approx \zeta + \frac{\zeta^3}{2}.$$

При расчете магнитоотрицательных устройств необходимо учитывать влияние внешних упругих напряжений, которое зависит от порядка нагружения и намагничивания [Л. 6 и 7]. Под действием сильных предварительных упругих напряжений в ферромагнетике появляются определенные направления легкого намагничивания. Поскольку магнитоотрицательность насыщения зависит от направления вектора спонтанной намагниченности, внешние упругие напряжения изменяют ее величину.

На рис. 3 представлено изменение кривой магнитоотрицательности никеля ($\lambda < 0$) под действием предварительных сильных растягивающих напряжений. При малых полях растяжение несколько уменьшает магнитоотрицательность, однако при больших полях магнитоотрицательность увеличивается. Максимальное увеличение магнитоотрицательности насыщения составляет 50%.

Подобный же эффект наблюдается при сжатии материала с положительной магнитоотрицательностью. Правильно выбранное предварительное упругое напряжение позволяет увеличить общее магнитоотрицательное перемещение при том же значении намагничивающего поля. В качестве примера [Л. 3] можно привести дифференциальное магнитоотрицательное устройство (рис. 4), состоящее из никелевого стакана 1 и пермендюрного стержня 2, между которыми помещена намагничивающая обмотка 3. Для создания упругих напряжений служит мощная тарельчатая пружина 5. При завинчивании резьбовой шайбы 4 пружина растягивает стакан и сжимает стержень. При этом общее перемещение свободного конца стержня увеличивается с 6 до 9 мкм.

Влияние нагрузки, приложенной после намагничивания сердечника, необходимо учитывать для построения силовой характеристики магнитоотрицательного устройства. Нагрузка σ реактивного характера уменьшает магнитоотрицательность (примем ее равной λ_s):

$$\lambda = \lambda_s - \sigma/E. \quad (2)$$

Здесь E — модуль упругости.

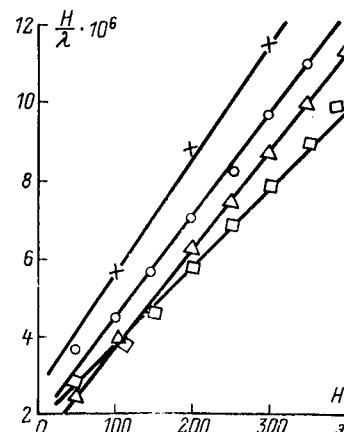


Рис. 2. Аппроксимация кривой магнитоотрицательности дробно-линейной зависимостью.

△ — магнитоотрицательность никеля по данным Яновского Г. М.; × — Власова А. Я.; ○ — Ягола Г. К.; □ — автора.

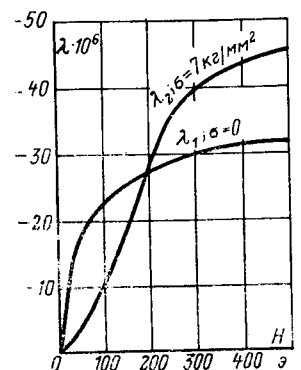


Рис. 3. Влияние упругих напряжений на характеристику магнитоотрицательных устройств.

Таблица 1

Материал	Магнитострикция насыщения $\lambda_s \cdot 10^6$	Критическое напряжение $\sigma_{кр}$, н/см ²
Никель	35	735
K49Ф2	70	1520
K65	90	2020
Ю-14	40	710
Ю-10	27	460

При некоторой критической нагрузке рабочее перемещение будет равно нулю. Из (2) следует, что

$$\sigma_{кр} = E\lambda_s. \quad (3)$$

Значение $\sigma_{кр}$ для наиболее употребительных магнитострикционных материалов приведено в табл. 1. Как видно из этих данных, магнитострикционные силы примерно на порядок выше, чем силы электромагнитного притяжения, что позволяет преодолевать весьма значительные нагрузки.

Следует учесть, что упругое напряжение, приложенное после намагничивания, увеличивает магнитострикцию и тем самым частично компенсирует гуковскую деформацию.

Температурная погрешность магнитострикционных устройств. При нагреве магнитострикция ферромагнетиков изменяется. Согласно [Л. 9] магнитострикция насыщения линейно зависит от температуры

$$\lambda_{st} = \lambda_{s0} (1 - \theta/\Theta),$$

где Θ — температура Кюри; λ_{s0} — магнитострикция насыщения при температуре 0(К). Изменение магнитострикции на 1 К, следовательно, равно λ_s/Θ , т. е. представляет собой величину, пренебрежимо малую (табл. 2). При частичном намагничивании это значение еще более уменьшается.

Наибольший вклад в температурную погрешность вносит линейное расширение сердечника при нагревании. Это связано с большими значениями коэффициента линейного расширения магнитострикционных материалов α . Можно ввести понятие об относительной температурной погрешности:

$$(\Delta\lambda_r)_{отн} = \alpha/\lambda_s$$

и критической температуры, при которой магнитострикционное перемещение полностью «съедается» тепловым расширением

$$\tau_k = \frac{1}{(\Delta\lambda_r)_{отн}} = \frac{\lambda_s}{\alpha}.$$

Значения $(\Delta\lambda_r)_{отн}$ и τ_k приведены в табл. 2. Малая величина τ_k требует для уменьшения температурной погрешности жесткой термостабилизации. Так, для никеля при допустимой температурной погрешности $\pm 5\%$ температура сердечника должна быть стабилизирована с точностью до $\pm 0,1$ К.

Более простым и действенным способом уменьшения температурной погрешности является кинематическая компенсация, которая заключается в использовании дифференциальной схемы со звеньями, выполненными из материалов, имеющих магни-

Таблица 2

Материал	Коэффициент линейного расширения $\alpha \cdot 10^6$, 1/К	Относительная температурная погрешность, $(\Delta\lambda_r)_{отн}$	Критическое превышение температуры τ_k , К
Никель	12,4	0,354	2,8
K49Ф2	10,0	0,143	7,0
K65	10,5	0,117	8,5
Ю-14	14,0	0,35	2,85
Ю-10	12,0	0,445	2,25

тострикцию разного знака (см. рис. 4). При этом магнитострикционные перемещения складываются, а температурные — вычитаются. Полная компенсация достигается не изменением длины звеньев, как это обычно делается, а подбором материалов и изменением отношения температур отдельных звеньев так, чтобы выполнялось очевидное соотношение:

$$\tau_1/\tau_2 = \alpha_2/\alpha_1. \quad (4)$$

Температурная погрешность определяется в основном внутренним тепловыделением намагничивающей катушки. При этом температурное поле становится неоднородным и отношение τ_1/τ_2 отличным от единицы.

Магнитострикционные устройства имеют длинные намагничивающие катушки и теплоизолированные торцы, что позволяет учитывать передачу тепла только в радиальном направлении. Это приводит к одномерной задаче теплопроводности. Для бронзового магнитостриктора (рис. 4) приравняем температуру наружного стакана к температуре внешней поверхности катушки (хороший тепловой контакт), а температуру стержня — к температуре ее внутренней поверхности. Кроме того, можно считать, что свободный теплообмен с окружающей средой происходит только через наружную поверхность, поскольку теплообмен через торцы стержня крайне мал. Это соответствует граничным условиям третьего рода на наружной поверхности и нулевым граничным условиям на внутренней поверхности намагничивающей катушки.

В статическом режиме отношение температур не зависит от интенсивности нагрева и определяется только условиями теплоотдачи на наружной поверхности и геометрической формой катушки [Л. 10]:

$$\frac{\tau_1}{\tau_2} = 1 + Bi \cdot D(\xi_0), \quad (5)$$

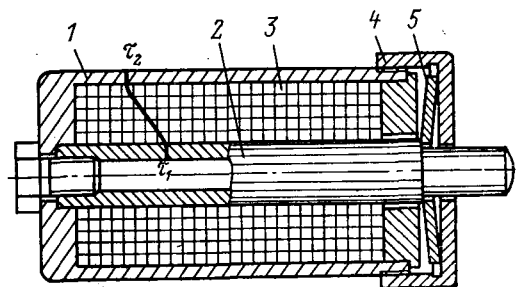


Рис. 4. Схема магнитострикционного исполнительного устройства.

Таблица 3

Bi	$\xi=1/3$			$\xi=1/2$		
	v_1	v_2	v_3	v_1	v_2	v_3
0,2	4,9056	9,5054	14,1933	6,3316	12,5931	18,8728
0,4	4,7883	9,4743	14,1723	6,2694	12,5615	18,8466
0,6	4,7283	9,4431	14,1513	6,2065	12,5298	18,8254
0,8	4,6679	9,4118	14,1302	6,1432	12,4980	18,8043
1,0	4,6075	9,3805	14,1092	6,0794	12,4662	18,7830
2,0	4,3132	9,2246	14,0040	5,7593	12,2692	18,6769
4,0	3,8441	8,9277	13,7981	5,1800	11,9926	18,4660
6,0	3,5807	8,6595	13,6045	4,7592	11,7011	18,2614
8,0	3,3951	8,4570	13,4284	4,4853	11,4408	18,0669
10,0	3,2911	8,2889	13,2724	4,3055	11,2171	17,8857

где $Bi = \frac{K_{\tau_1}}{K_{\tau}} \rho_2$ — критерий Био; K_{τ_0} — коэффициент теплоотдачи на наружной поверхности; K_{τ} — коэффициент теплопроводности,

$$D(\xi_0) = \frac{1}{2} + \frac{\xi_0 \ln \xi_0}{1 - \xi_0} \approx 2,2(1 - \xi_0); \quad \xi_0 = \rho_1/\rho_2.$$

Из (5) следует, что соотношение (4) может быть удовлетворено изменением параметра катушки ξ_0 или варьированием критерия Био.

При изменении режима работы магнитостриктора его тепловой режим изменяется и условия кинематической компенсации нарушаются, что вызывает появление нестационарной температурной погрешности, имеющей наибольшее значение при импульсном включении магнитостриктора.

Для уменьшения этой погрешности требуется предварительный прогрев катушки. Однако длительность прогрева определяется не всем временем переходного теплового процесса, а только той его частью, после которой наступает регулярный тепловой режим и отношение температур τ_1/τ_2 становится постоянным.

Для определения времени прогрева необходимо решить краевую задачу нагрева полого цилиндра с внутренним тепловыделением, которую целесообразно заменить задачей на охлаждение при соответствующем изменении начальных условий. Для этого необходимо рассмотреть уравнение теплопроводности:

$$\frac{\partial \tau}{\partial t} = \frac{a_{\tau}}{\rho_2} \left(\frac{\partial^2 \tau}{\partial \xi^2} + \frac{1}{\xi} \frac{\partial \tau}{\partial \xi} \right). \quad (6)$$

При граничных условиях

$$-\frac{K_{\tau}}{\rho_2} \frac{\partial \tau}{\partial \xi} \Big|_{\xi=1} = K_{\tau_0} \tau_2; \quad \frac{\partial \tau}{\partial \xi} \Big|_{\xi=\xi_0} = 0. \quad (7)$$

Начальные условия $\tau_0(\xi)$ определяются стационарным распределением температуры по сечению катушки [Л. 11]:

$$\tau_0(\xi) = p \left[\frac{\rho_2}{4K_{\tau}} (1 - \xi^2) + \frac{\rho_2 \xi^2}{2K_{\tau}} \ln \xi + \frac{\rho_2}{2K_{\tau_0}} (1 - \xi_0^2) \right].$$

Здесь $a_{\tau} = \frac{K_{\tau}}{c \gamma_{\Pi}}$ — коэффициент температуропроводности; c — удельная теплоемкость; γ_{Π} — средняя плотность материала катушки; p — удельное тепловыделение; $\xi = \frac{\rho}{\rho_2}$ — относительная координата.

Решение уравнения (6) можно представить в виде произведения

$$\tau(\xi, t) = R(\xi) T(t), \quad (8)$$

где $R(\xi)$ есть функция только радиальной координаты, а $T(t)$ — только времени. Первую функцию легко найти из (6):

$$R(\xi) = A J_0(v \xi) + B Y_0(v \xi), \quad (9)$$

где J_0 , Y_0 — функции Бесселя нулевого порядка первого и второго рода.

Из граничных условий (7) найдем:

$$\frac{A}{B} = - \frac{Y_1(v \xi_0)}{J_1(v \xi_0)} = \frac{v Y_0(v) - B I Y_0(v)}{B I J_0(v) - v J_1(v)}. \quad (10)$$

Здесь J_1 , Y_1 — функции Бесселя первого порядка первого и второго рода.

Уравнение (10) позволяет отыскать собственные числа $\{v_k\}$ задачи Штурма — Лиувилля, при которых решение (9) имеет нетривиальное значение и подчиняется граничным условиям (7).

Используя понятие бесселева разностного синуса нулевого порядка [Л. 12]

$$b s n_0[v(\xi_0 - 1)] = J_0(v) Y_0(v \xi_0) - Y_0(v) J_0(v \xi_0)$$

и производя несложные преобразования, получим:

$$\frac{Bi}{v} = \frac{\partial}{\partial v} \ln \left| \frac{\partial}{\partial (v \xi_0)} b s n_0[v(\xi_0 - 1)] \right|. \quad (11)$$

Правая часть уравнения (11) табулирована [Л. 12], что позволяет решить его численно и найти корни v_k при вариации параметра ξ_0 и критерия Bi . Некоторые значения собственных чисел представлены в табл. 3.

Каждому собственному числу соответствует решение вида (8), что позволяет выразить общее решение в виде ряда

$$\tau(\xi, t) = \sum_{k=1}^{\infty} C_k Z_{0k} e^{-v_k^2 F_0}, \quad (12)$$

где Z_{0k} представляет собой линейную комбинацию функций Бесселя

$$Z_{0k} = J_0(v_k \xi) - \frac{J_1(v_k \xi_0)}{Y_1(v_k \xi_0)} Y_0(v_k \xi)$$

и введено безразмерное время — критерий Фурье $F_0 = \frac{a_{\tau}}{\rho_2} t$.

Коэффициенты C_k легко найти из разложения $\tau_0(\xi)$ по ортогональной системе функций Z_{0k} :

$$C_k = \frac{\int_{\xi_0}^1 \xi Z_{0k} \tau_0 d\xi}{\int_{\xi_0}^1 \xi Z_{0k}^2 d\xi}.$$

Поскольку собственные числа быстро возрастают с увеличением номера k , в разложении (12) можно ограничиться только двумя первыми членами. Тогда

$$\frac{\tau_1}{\tau_2} = \frac{C_1 Z_0(v_1 \xi_0) e^{-v_1^2 F_0} + C_2 Z_0(v_2 \xi_0) e^{-v_2^2 F_0}}{C_1 Z_0(v_1) e^{-v_1^2 F_0} + C_2 Z_0(v_2) e^{-v_2^2 F_0}}. \quad (13)$$

Регулярный тепловой режим наступает тогда, когда отношение τ_1/τ_2 станет постоянным. Диффе-

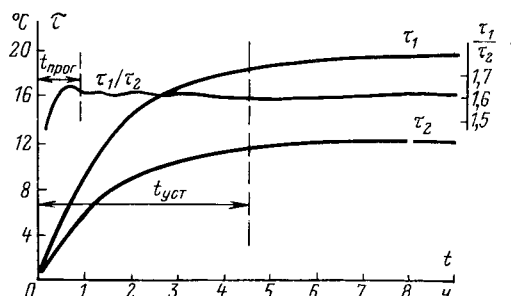


Рис. 5. Кривые нагрева магнитостриктора.

ренцируя (13) по времени и полагая приближенно с избытком $C_2 = C_1$, получим необходимое время прогрева:

$$t_{пр} \geq \frac{v_1}{v_2 - v_1} \ln \left| \frac{v_2 \tau_1 Z_0(v_2) - Z_0(v_2 \xi_1)}{v_1 \tau_1 Z_0(v_1) - Z_0(v_1 \xi_1)} \right| T_{эвб}. \quad (14)$$

Здесь принято [Л. 13]:

$$T_{эвб} = \frac{\rho^2 c \gamma_{п}}{K_{\tau} v_1^2}.$$

На рис. 5 показан типичный график изменения температуры стержня и стакана при включении магнитостриктора на номинальное напряжение. Постоянная времени нагрева $T_{эвб} = 1,5$ с. Необходимое время прогрева по экспериментальным данным $t_{пр} = 0,6 T_{эвб}$, а по формуле (14) $t_{пр} = 0,56 T_{эвб}$, что дает вполне удовлетворительное совпадение.

Для стабилизации теплового режима после предварительного прогрева можно применить бифилярную намотку намагничивающей катушки. Термостабилизация будет получена, если при всяком изменении п. с. сумма квадратов токов противоположного направления, которые протекают в половинах обмотки, будет поддерживаться постоянной.

Стабильный тепловой режим может быть также получен, если управление магнитострикционным устройством осуществляется за счет изменения воздушного зазора при постоянном значении п. с.

Кинематическая компенсация температурой погрешности в стержневых магнитострикционных устройствах достигается более простыми средствами, поскольку здесь каждый элемент (стержень) имеет собственную намагничивающую обмотку. Изменяя соотношение между токами в обмотках, можно при заданном значении общей п. с. изменять температуру стержней и тем самым выполнить условие (4). При полной идентичности стержней и намагничивающих катушек и при отсутствии взаимного теплового влияния отношение квадратов токов должно быть равно требуемому отношению температур. Во всех других случаях необходимое отношение токов легко подбирается экспериментально.

Важно отметить, что при включении стержневого магнитостриктора сразу наступает регулярный тепловой режим и предварительный прогрев не требуется.

Кроме кинематической возможна также силовая компенсация температурной погрешности, которая применяется, например, в магнитострикционных опорах [Л. 14]. Эти опоры поддерживают и перемещают узел механизма, изолируя его от основания,

что позволяет полностью устранить трение на направляющих и значительно повысить чувствительность перемещения.

В этом случае рабочее перемещение снимается со среднего сечения стержня, концы которого жестко закреплены на массивном основании. Магнитострикция создается разностью п. с. двух обмоток, тепловыделение которых поддерживается постоянным. Вследствие этого температурные напряжения в половинах стержня взаимно компенсируются, и температурный дрейф среднего сечения близок к нулю.

Магнитострикционная характеристика подобной опоры имеет нечетный характер с большим линейным участком. Однако закрепление стержня на двух концах примерно вдвое снижает максимальное перемещение.

Динамические характеристики магнитострикционных устройств. Изучение динамических свойств магнитострикционных устройств осложняется тем, что несмотря на внешнюю конструктивную простоту, магнитостриктор представляет собой сложное сочетание нескольких преобразователей энергии. Кроме того, при отработке сигналов недостаточно большой частоты магнитостриктор необходимо рассматривать, как элемент с распределенными параметрами, что приводит к появлению уравнений с частными производными.

В связи с этим в данной работе анализ динамических свойств магнитострикционных устройств проводится методами линейной теории автоматического управления. При этом магнитостриктор рассматривается как сложный элемент, состоящий из нескольких отдельных элементов или звеньев.

Структурная схема магнитострикционного устройства представлена на рис. 6. Здесь можно выделить следующие элементы: электрический — 1, магнитный — 2, скин-элемент — 3, электромагнитный — 4, магнитострикционный — 5, магнитоупругий — 6 и механический элемент — 7.

Комплексные коэффициенты передачи первых двух элементов представляются в виде:

$$W_1(j\omega) = \frac{K_1}{1 + j\omega T_s}; \quad K_1 = \frac{1}{R}; \quad T_s = \frac{L_s}{R};$$

$$W_2(j\omega) = \frac{N}{2l},$$

где N , R , L_s — число витков, сопротивление и индуктивность рассеяния намагничивающей катушки; $2l$ — длина магнитопровода. Коэффициент передачи скин-элемента учитывает неравномерное распределение магнитного потока по сечению сердечника [Л. 15].

Задача распределения поля по сечению сердечника решена для большинства практически важных

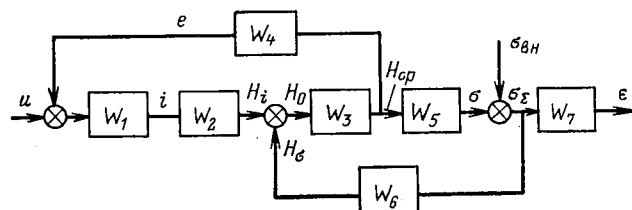
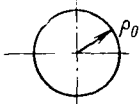
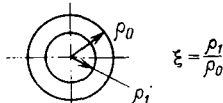
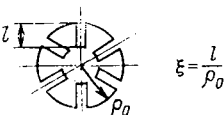
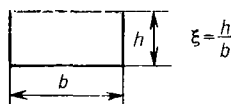
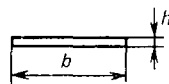


Рис. 6. Структурная схема магнитострикционного устройства.

Таблица 4

Сечение сердечника	Комплексный коэффициент передачи	Частота среза
	$\frac{2}{q\rho_0} \frac{J_1(q\rho_0)}{J_0(q\rho_0)}; \quad q = \sqrt{-j\omega\gamma\mu}$	$\frac{4}{\rho_0^2\gamma\mu}$
	$-\frac{2\rho_0}{q(\rho_0^2 - \rho_i^2)} \frac{J_1(q\rho_2)Y_1(q\rho_1) - J_1(q\rho_1)Y_1(q\rho_2)}{J_0(q\rho_2)Y_1(q\rho_1) - Y_0(q\rho_0)J_1(q\rho_1)}$	$\frac{4}{\rho_0^2\gamma\mu} \frac{1}{(1 - \xi^2)^2}$
	—	$\frac{4}{\rho_0^2\gamma\mu} \left(1 + \xi \frac{K}{\pi}\right)^2$
	$\frac{16}{\pi^2} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\frac{(2m+1)^2}{h^2} + \frac{(2n+1)^2}{b^2}}{(2m+1)^2(2n+1)^2 \left[j\omega\gamma\mu + \frac{\pi^2}{4} \left(\frac{(2m+1)^2}{h^2} + \frac{(2n+1)^2}{b^2} \right) \right]}$	$\frac{4}{h^2\gamma\mu} (1 + \xi)^2$
	$\frac{\operatorname{th} \frac{h}{2} \sqrt{j\omega\gamma\mu}}{\frac{h}{2} \sqrt{j\omega\gamma\mu}}$	$\frac{4}{h^2\gamma\mu}$

случаев [Л. 16]. Это позволяет написать выражение для комплексного коэффициента передачи в аналитической форме (табл. 4). Более простые выражения получаются для модуля коэффициента передачи, представляющего собой АЧХ магнитоотрицательного сердечника, который линейно зависит от глубины проникновения электромагнитной волны $\Delta = \sqrt{\frac{2}{\gamma\mu\omega}}$.

Из этого следует, что ЛАХ для всех магнитоотрицательных сердечников имеет вид трапеции с наклоном 10 дБ в декаду. В табл. 4 приведены формулы для определения частоты среза, ограничивающей интервал равномерного пропускания частот в магнитоотрицательных сердечниках различной формы.

Для электрического, магнитоотрицательного и магнитоупругого элемента имеем соответственно:

$$W_4(j\omega) = -j\omega N\mu S; \quad W_5(j\omega) = C_\lambda E;$$

$$W_6(j\omega) = -\frac{C_\lambda}{\mu},$$

где E — модуль упругости; S — сечение сердечника.

Механический элемент описывается волновым уравнением

$$\frac{\partial^2 \lambda}{\partial t^2} + \eta \frac{\partial \lambda}{\partial t} = v_0^2 \frac{\partial^2 \lambda}{\partial x^2}$$

при нулевых начальных условиях и граничных условиях в виде:

$$\lambda|_{x=0} = 0; \quad \frac{\partial \lambda}{\partial x} \Big|_{x=l} = \frac{\sigma_m}{E} e^{j\omega t}.$$

Здесь λ — деформация сечения с координатой x ; $\eta \frac{\partial \lambda}{\partial t}$ — успокоение, вызванное внутренним трением; v_0 — скорость распространения упругой волны в материале сердечника.

Коэффициент передачи этого элемента может быть представлен в виде:

$$W_7(j\omega) = \frac{l}{E} \frac{\operatorname{th}(m_1 + jm_2)}{m_1 + jm_2},$$

где

$$m_{1,2} = \frac{l}{\sqrt{2}v_0} \sqrt{\omega^4 + \eta^2\omega^2 + \omega^2}.$$

Основываясь на структурной схеме и уравнениях отдельных звеньев, можно получить выражение для комплексного коэффициента передачи магнитоотрицательного устройства по управляющему воздействию:

$$W(j\omega) = \frac{K_1 N C_\lambda}{1 + j\omega T_s} \frac{W_3(j\omega)}{1 + W_3(j\omega) \left[\frac{j\omega K_1}{1 + j\omega T_s} \frac{N^2 \mu S}{2l} + \frac{C_\lambda E}{\mu} \right]}, \quad (15)$$

которое конкретизируется путем подстановки $W_3(j\omega)$ для определенной формы магнитострикционного сердечника.

В большинстве практических случаев потоки рассеяния в магнитострикционных устройствах достаточно малы и величиной T_s можно пренебречь. Тогда получим:

$$W(j\omega) = \frac{K_0 W_3(j\omega)}{1 + W_3(j\omega) [j\omega T_0 + k_c]}, \quad (16)$$

где $T_0 = \frac{N^2 \mu S_l}{2Rl}$ — постоянная времени намагничивающей катушки; $k_c = C_\lambda \sqrt{\frac{E}{\mu}}$ — коэффициент электромеханической связи.

Логарифмическая амплитудная характеристика магнитострикционного устройства имеет вид ломаной, состоящей из горизонтального участка и двух отрезков с наклоном 10 и 20 дБ на декаду. В некоторых случаях можно получить приближенное выражение для комплексного коэффициента передачи. Так, в случае сердечника сплошного кругового сечения, раскладывая функции Бесселя нулевого и первого порядка в ряд, получим для конечного числа членов:

$$W(j\omega) = K_0 \frac{\sum_{n=0}^m a_n (j\omega)^n}{\sum_{n=0} [(n+1 + k_c^2) a_n + T_0 a_{n-1}] (j\omega)^n}, \quad (17)$$

где $a_n = \frac{1}{n! (n+1)!} \left(\frac{\rho_2 \sqrt{\gamma \mu}}{2} \right)^{2n}$ и, кроме того, необходимо принять $a_{-1} = a_{m+1} = 0$.

Ряды в (17) достаточно быстро сходятся, поэтому для практических расчетов можно ограничиться двумя-тремя членами. Выражения (15) или (16) позволяют решить все вопросы, связанные с дина-

микой магнитострикционных устройств в рамках линейной теории. При больших управляющих воздействиях расчеты целесообразно вести численными методами с учетом магнитной и магнитострикционной нелинейности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Wiedemann G. Die Lehre von der Elektrizität. Braunschweig, 1895. 1139 p.
2. Аркадьев В. К. Электромагнитные процессы в металлах. М. — Л., ОНТИ, 1935. 230 с.
3. Machine Design, 1956, v. 28, № 25, p. 110.
4. Воронцов Л. Н. Фотоэлектрические системы контроля линейных величин. М., Машиностроение, 1965. 236 с.
5. Цыпкин Р. З., Михайлов О. П., Белов В. И. Устройство для микроподач при алмазном шлифовании. — «Алмазы», 1971, № 9, с. 15—17.
6. Шур Я. С., Хохлов А. С. Зависимость магнитострикции никеля от исходной текстуры и последовательности включения магнитного поля и односторонних упругих напряжений. — ЖТФ, 1946, вып. 16, т. 16, с. 1011—1020.
7. Белов В. И. Упругие, тепловые и электрические явления в ферромагнетиках. М., Гостехиздат, 1957. 279 с.
8. Михайлов О. П., Афаунов В. А. Магнитострикционный компенсатор износа алмазного инструмента. — «Алмазы», 1971, № 8, с. 21—25.
9. Акулов Н. С. Ферромагнетизм. М. — Л., Гостехиздат, 1939. 188 с.
10. Михайлов О. П. Тепловой режим магнитострикционного привода. — «Изв. вузов. Энергетика», 1972, № 6, с. 81—85.
11. Залесский А. М., Кукеков Г. А. Тепловые расчеты электрических аппаратов. М., «Энергия», 1957. 379 с.
12. Советов Н. М., Авербух М. Э. Разностные бесселевы функции и их применение в технике. Изд. Саратовского университета, 1968. 174 с.
13. Михайлов О. П. Нестационарный тепловой режим катушек электрических аппаратов. — В кн.: Электромагнитные и магнитные устройства в станкостроении. М., Машиностроение, 1974, с. 153—167.
14. Михайлов О. П. Магнитострикционный координатный столик. — «Измерительная техника», 1973, № 6, с. 87—88.
15. Теория автоматического управления. Под ред. А. В. Негушила, М., «Высшая школа», 1968, ч. I, с. 424.
16. Поливанов К. М. Ферромагнетики. М. — Л., Госэнергоиздат, 1957. 256 с.

[3.4.1975]



Импульсное электромагнитное поле плоской осесимметричной индукторной системы с равномерно изменяющимся во времени зазором

Кандидаты техн. наук БОНДАЛЕТОВ В. Н., ЧЕРНОВ Е. Н.

Всесоюзный электротехнический институт им. В. И. Ленина

В последнее время в различных областях техники находят применение процессы и устройства, использующие ускорение проводников в импульсном магнитном поле. Источником энергии чаще всего является накопитель, при разряде которого на индукторную систему, состоящую из индуктора с проводящим рабочим телом, происходит перемещение последнего вследствие силового воздействия проникающего в него электромагнитного поля. Упомянутые устройства рассчитываются методами теории электрических цепей [Л. 1] на основе схем замещения, причем эквивалентные параметры определяются обычно для неподвижной индукторной системы. Таким образом, используется допущение о том, что изменение во времени

расстояния между индуктором и массивным проводником не влияет как на распределение поля на поверхности, так и на процесс проникновения поля в глубь проводника.

Для обоснования этого допущения при анализе процесса метания плоских проводников в статье рассчитывается электромагнитное поле в индукторной системе с осевой симметрией при равномерном изменении зазора между многотвитковым индуктором и массивным рабочим телом.

В качестве расчетной принята идеализированная система с возбуждающим поле кольцевым поверхностным током, произвольно зависящим от времени, равномерно распределенным по радиусу и удаляющимся с постоянной скоростью v_z от

проводящего полупространства (рис. 1). Пренебрегая токами смещения, запишем уравнения Максвелла для движущихся изотропных неферромагнитных сред в виде:

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{\mu_0} \operatorname{rot} \vec{B} &= \gamma (\vec{E} + \vec{v} \times \vec{B}) + \vec{J}_{\text{ст}}; \\ \operatorname{rot} \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где γ — электропроводность среды; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ гн/м — магнитная постоянная; $\vec{J}_{\text{ст}}$ — сторонняя плотность тока, заданная внешним источником:

$$\vec{J}_{\text{ст}} = \vec{J}_{\varphi} = \frac{i(t) \omega}{r_1 - r_2} \quad (2)$$

при $z = h$; $r_1 \geq r \geq r_2$;

$$\vec{J}_{\text{ст}} = 0 \quad \text{при } z \neq h,$$

где $h = h_0 + vt$; ω — число витков кольцевого индуктора.

Дополнив уравнения (1) соотношением $\vec{B} = \operatorname{rot} \vec{A}$ для векторного потенциала $\vec{A} = \vec{A}_{\varphi}$, в цилиндрической системе координат получим:

$$\left\{ \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial A}{\partial r} \right) + \frac{\partial^2 A}{\partial z^2} - \frac{A}{r^2} - \mu_0 \gamma \frac{\partial A}{\partial t} - \mu_0 \gamma v \frac{\partial A}{\partial z} = -\mu_0 J_{\text{ст}} \right. \quad (3)$$

при начальных условиях

$$\left. \begin{aligned} J_{\text{ст}}(0, r, z) &= 0; \\ A(0, r, z) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

и граничных условиях

$$\left. \begin{aligned} A_1(t, r, 0) &= A_2(t, r, 0); \quad \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_1}{\partial z} = \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_2}{\partial z} \\ \text{при } z &= 0; \\ A(t, r, z) &= 0 \quad \text{при } |z| \rightarrow \infty; \quad r \rightarrow \infty. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Для исключения дифференциальных операций по координате r и времени t применим к (3) и граничным условиям (5) интегральные преобразования Ханкеля

$$\tilde{f}(t, \lambda, z) = \int_0^{\infty} f(t, r, z) \tilde{f}_1(\lambda r) r dr \quad (6)$$

и Лапласа

$$\tilde{f}(p, \lambda, z) = \int_0^{\infty} \tilde{f}(t, \lambda, z) \exp(-pt) dt. \quad (7)$$

Тогда рассматриваемая задача сводится к уравнению вынужденных колебаний относительно дважды преобразованной функции $\tilde{A}(p, \lambda, z)$:

$$\frac{d^2 \tilde{A}}{dz^2} + \theta \frac{d \tilde{A}}{dz} - q^2 \tilde{A} = -\mu_0 J_{\text{ст}}, \quad (8)$$

где $q^2 = \lambda^2 + p\gamma\mu_0$; $\theta = -\mu_0\gamma v$, p, λ — переменные преобразований.

Найдем выражение для $\tilde{J}_{\text{ст}}(p, \lambda, z)$, используя (2), (6) и [Л. 2]:

$$\begin{aligned} \tilde{J}_{\text{ст}} &= \int_0^{\infty} \frac{i(t) \omega}{r_1 - r_2} \exp(-pt) \delta(z - h) \int_{r_2}^{r_1} I_1(\lambda r) r dr dt = \\ &= \frac{J_M \omega}{r_1 - r_2} \frac{\pi}{2n} r_2^2 F(n, \eta) \int_0^{\infty} f(t) \exp(-pt) \delta(z - h) dt, \end{aligned} \quad (9)$$

где

$$\begin{aligned} n &= \lambda r_1; \quad \eta = \frac{r_2}{r_1}; \quad F(n, \eta) = F_1(n) - \eta F_1(n\eta); \\ F_1(n) &= J_1(n) H_0(n) - J_0(n) H_1(n); \end{aligned}$$

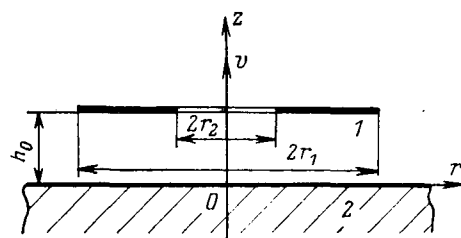


Рис. 1. Расчетная индукторная система.

$$i(t) = I_M f(t);$$

J_M — функция Бесселя первого рода; H_n — функция Струве; $\delta(z - h)$ — функция единичного скачка.

Решение уравнения (8) согласно [Л. 3] имеет вид:

$$\begin{aligned} \tilde{A} &= C \exp\left(\frac{-\theta + \sqrt{\theta^2 + 4q^2}}{2} z\right) + \\ &+ D \exp\left(\frac{-\theta - \sqrt{\theta^2 + 4q^2}}{2} z\right) - \mu_0 \frac{2}{\sqrt{\theta^2 + 4q^2}} \frac{J_M \omega}{r_1 - r_2} \times \\ &\times \frac{\pi}{2n} r_2^2 F(n, \eta) \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} f(t) \exp(-pt) \delta(z - h) \times \\ &\times \exp\left[\frac{\theta(\zeta - z)}{2}\right] \operatorname{sh}\left[\frac{\sqrt{\theta^2 + 4q^2}}{2} (z - \zeta)\right] dt d\zeta, \end{aligned} \quad (10)$$

где ζ — переменная интегрирования вдоль z . Поскольку ζ не зависит от t и p , то, меняя порядок интегрирования в выражении (10) и учитывая условия на бесконечности для преобразованного векторного потенциала в верхнем полупространстве ($z \geq 0, \gamma = 0$), получим:

$$\begin{aligned} \tilde{A}_1 &= D_1 \exp(-\lambda z) + \frac{\mu_0}{2n} \frac{J_M \omega}{1 - \eta} \times \\ &\times \frac{\pi}{2n} F(n, \eta) r_2^2 \int_0^{\infty} \exp(-\lambda |z - h|) f(t) \exp(-pt) dt. \end{aligned} \quad (11)$$

Тогда поле в неподвижном проводящем полупространстве характеризуется выражением:

$$\tilde{A}_2 = C_2 \exp(qz). \quad (12)$$

После нахождения постоянных интегрирования D_1 и C_2 из преобразованных граничных условий (5), применяя к (11) и (12) обратное преобразование Ханкеля

$$F(p, r, z) = \int_0^{\infty} \tilde{F}(p, \lambda, z) = I_1(\lambda r) \lambda d\lambda.$$

будем иметь:

$$\begin{aligned} A_1(p) &= A_{11}(p) + A_{12}(p) = \frac{\mu_0}{2} \frac{J_M \omega}{1 - \eta} \times \\ &\times \left[\int_0^{\infty} \frac{\varphi_1}{n} f(n, p) \exp(nz') dn - \right. \\ &\left. - \int_0^{\infty} \frac{\varphi_1}{n} f(n, p) \frac{s - n}{s + n} \exp(-nz') dn \right]; \end{aligned} \quad (13)$$

$$A_2(p) = \mu_0 \frac{J_M \omega}{1 - \eta} \int_0^{\infty} \frac{\varphi_1}{s + n} f(n, p) \exp(sz') dn, \quad (14)$$

где

$$f(n, p) = \int_0^{\infty} f(t) \exp\left(-n \frac{vt}{r_1}\right) \exp(-pt) dt; \quad (15)$$

$$\varphi_1 = \frac{\pi}{2} F(n, \eta) I_1(nr') \exp(-nh'_0);$$

$$r' = \frac{r}{r_1}; \quad h'_0 = \frac{h_0}{r_1}; \quad z' = \frac{z}{r_1};$$

$$s = \sqrt{n^2 + pT}; \quad T = r_1^2 \gamma \mu_0.$$

Изображения составляющих напряженности магнитного поля $\vec{H}(p)$ и плотности тока в полупространстве $J_2(p)$ найдем в соответствии с определением векторного потенциала:

$$H_r = -\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A}{\partial z}; \quad H_z = \frac{1}{\mu_0} \left(\frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial r} \right); \quad J_2 = \gamma E_2 = -p \gamma A_2.$$

На основании (13) и (11) для поля в зазоре с учетом рекуррентных соотношений для функций Бесселя [Л. 4] получим:

$$H_{1r} = -H_0 \left[\int_0^\infty f(n, p) \varphi_1 \exp(nz') dn + \int_0^\infty \frac{s-n}{s+n} \varphi_1 f(n, p) \exp(-nz') dn \right];$$

$$H_{1z} = H_0 \left[\int_0^\infty f(n, p) \varphi_0 \exp(nz') dn - \int_0^\infty \frac{s-n}{s+n} f(n, p) \varphi_0 \exp(-nz') dn \right],$$

где

$$H_0 = \frac{I_M \omega}{2(r_1 - r_2)}; \quad \varphi_0 = \frac{\pi}{2} J_0(nr') F(n, \eta) \exp(-nh'_0).$$

Электромагнитное поле в проводящем полупространстве характеризуется величинами:

$$\left. \begin{aligned} H_{2r} &= -2H_0 \int_0^\infty \frac{s}{s+n} \varphi_1 f(n, p) \exp(s z') dn; \\ H_{2z} &= 2H_0 \int_0^\infty \frac{n}{s+n} \varphi_0 f(n, p) \exp(s z') dn; \\ J_2 &= -2pT \frac{H_0}{r_1} \int_0^\infty \frac{1}{s+n} f(n, p) \varphi_1 \exp(s z') dn. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

Искомые зависимости, т. е. пространственное распределение и временное изменение поля могут быть найдены обращением выражений (16) при известной зависимости от времени возбуждающего тока.

Источник синусоидального тока. Рассмотрим, например, случай, при котором рассматриваемая индукторная система подключается к источнику синусоидального тока так, что

$f(t) = \sin \omega t$ при $t \geq 0$ и $f(t) = 0$ при $t < 0$ (ω — круговая частота). Подставляя эти значения в (15) и после интегрирования в (14) и (16), определим величины, характеризующие электромагнитное поле в полупространстве:

$$\left. \begin{aligned} A_2(p) &= \mu_0 \frac{I_M \omega}{1-\eta} \int_0^\infty \frac{s-n}{pT} \frac{\omega}{(p+\alpha)^2 + \omega^2} \varphi_1 \exp(s z') dn; \\ H_{2r}(p) &= -2H_0 \int_0^\infty \frac{s(s-n)}{pT} \frac{\omega}{(p+\alpha)^2 + \omega^2} \varphi_1 \exp(s z') dn; \\ H_{2z}(p) &= 2H_0 \int_0^\infty \frac{n(s-n)}{pT} \frac{\omega}{(p+\alpha)^2 + \omega^2} \varphi_0 \exp(s z') dn; \\ J_2(p) &= -\frac{2H_0}{r_1} \int_0^\infty \frac{(s-n)\omega}{(p+\alpha)^2 + \omega^2} \varphi_1 \exp(s z') dn, \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

$$\text{где } \alpha = n \frac{v}{r_1}.$$

Применив к (17) обратное преобразование Лапласа

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} F(p) \exp(pt) dp,$$

найдем искомые величины в форме зависимостей от времени

$$\left. \begin{aligned} A_2(t) &= +\frac{\mu_0}{2} \frac{I_M \omega}{1-\eta} \frac{\Delta}{r_1} \int_0^\infty \left[f_3(n, t) + n \frac{\Delta}{r_1} f_1(n, t) \right] \varphi_1 dn; \\ H_{2r}(t) &= -2H_0 \int_0^\infty \left[f_2(n, t) + \frac{n}{2} \frac{\Delta}{r_1} f_3(n, t) - \frac{n^2}{2} \frac{\Delta}{r_1} f_1(n, t) \right] \varphi_1 dn; \\ H_{2z}(t) &= +H_0 \frac{\Delta}{r_1} \int_0^\infty n \left[f_3(n, t) + n \frac{\Delta}{r_1} f_1(n, t) \right] \varphi_0 dn; \\ J_2(t) &= -2 \frac{I_M \omega}{\Delta(r_1 - r_2)} \int_0^\infty \left[f_4(n, t) + n \frac{\Delta}{r_1} f_2(n, t) \right] \varphi_1 dn, \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

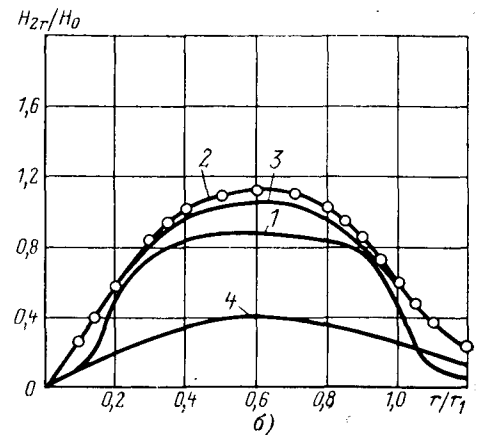
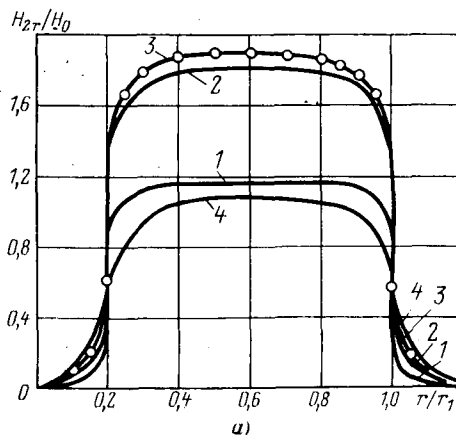


Рис. 2. Распределение магнитного поля на поверхности проводящего полупространства ($\eta=0,2$, $h_0=0$).

$$\alpha = \pi \frac{v}{\omega r_1} = 0,05; \quad \delta = \pi \frac{v}{\omega r_1} = 0,5.$$

$$1 - \tau = 0,2\pi; \quad 2 - 0,4\pi; \quad 3 - 0,5\pi; \quad 4 - 0,8\pi.$$

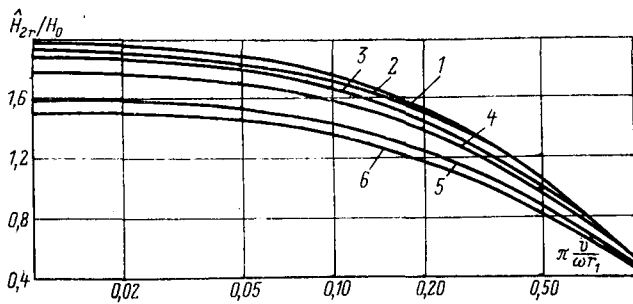


Рис. 3. Зависимости максимальных значений тангенциальной составляющей от скорости изменения зазора ($z=0$, $\eta=0.4$).

1— $\frac{h}{r_1}=0$; 2—0,01; 3—0,02; 4—0,04; 5—0,08; 6—0,10.

где

$$f_1(n, t) = \frac{\exp\left(-\delta\tau + \frac{z}{\Delta}\beta\right)}{(1+\delta)^2 + 1} \left[\cos\left(\tau + \frac{z}{\Delta}\vartheta\right) + \delta \sin\left(\tau + \frac{z}{\Delta}\vartheta\right) \right] - \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \frac{\exp(-x\tau) \sin\left(\sqrt{2x} \frac{z}{\Delta}\right)}{x[(x+\delta)^2 + 1]} dx;$$

$$f_2(n, t) = \exp\left(-\delta\tau + \frac{z}{\Delta}\beta\right) \sin\left(\tau + \frac{z}{\Delta}\vartheta\right) + \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \frac{\exp(-x\tau) \sin\left(\sqrt{2x} \frac{z}{\Delta}\right)}{(x+\delta)^2 + 1} dx;$$

$$f_3(n, t) = \exp\left(-\delta\tau + \frac{z}{\Delta}\beta\right) \left[(\delta\beta - \vartheta) \sin\left(\tau + \frac{z}{\Delta}\vartheta\right) + (\beta + \vartheta\delta) \cos\left(\tau + \frac{z}{\Delta}\vartheta\right) \right] - \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_0^\infty \frac{\exp(-x\tau) \cos\left(\sqrt{2x} \frac{z}{\Delta}\right)}{\sqrt{x}[(x+\delta)^2 + 1]} dx;$$

$$f_4(n, t) = \exp\left(-\delta\tau + \frac{z}{\Delta}\beta\right) \left[\beta \sin\left(\tau + \frac{z}{\Delta}\vartheta\right) + \vartheta \cos\left(\tau + \frac{z}{\Delta}\vartheta\right) \right] - \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_0^\infty \frac{\sqrt{x} \cos\left(\sqrt{2x} \frac{z}{\Delta}\right) \exp(-x\tau)}{(x+\delta)^2 + 1} dx;$$

$$\delta = \frac{\alpha}{\omega} = n \frac{v}{\omega r_1}; \quad \tau = \omega t; \quad \beta = \sqrt{V y^2 + 1} + y;$$

$$\vartheta = \sqrt{V y^2 + 1} - y; \quad y = \delta \left(\frac{n}{2} \frac{\Delta \omega}{v} - 1 \right);$$

$$\Delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0}} - \text{глубина проникновения.}$$

Анализируя результаты расчетов, отметим прежде всего влияние скорости v на распределение поля в индукционном зазоре ($h \geq z \geq 0$) и на поверхности $z=0$ (рис. 2).

Величина $H_{2r}(r, 0)$ используется обычно в расчетах процесса магнитно-импульсного деформирования при определении давления магнитного поля, причем без учета перемещения рабочего тела к моменту достижения давлением максимального значения. Влиянием перемещения на распределение поля (и давления) по поверхности можно пренебречь лишь при небольшом изменении зазора h относительно его начального значения h_0 (рис. 3). На основании расчетов ориентировочно можно принять, что распределение давления не зависит от

изменения зазора при выполнении соотношения $\frac{h_0 \omega}{v} \geq 4\pi$.

Расчетная система (рис. 1) справедлива для индукционного метания массивных проводников, которое используется в устройствах типа индукционно-динамического привода, где, как и при магнитно-импульсном деформировании, скорости перемещения рабочего тела не превышают 20 м/сек. При расчете таких устройств можно принять $\delta \ll 1$; $|y| < 1$; $\beta \approx \vartheta \approx 1$. С учетом этих условий на основании (18) получим:

$$A_2(t) = + \frac{\mu_0}{\sqrt{2}} \frac{I_M \omega}{1 - \eta} \frac{\Delta}{r_1} \int_0^\infty \left[\exp\left(-\delta\tau + \frac{z}{\Delta}\right) \times \right. \\ \left. \times \sin\left(\tau + \frac{z}{\Delta} + \frac{\pi}{4}\right) - \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \frac{\exp(-x\tau) \cos\left(\sqrt{2x} \frac{z}{\Delta}\right)}{\sqrt{x}(x^2 + 1)} dx \right] \varphi_1 dn;$$

$$H_{2r}(t) = -2H_0 \int_0^\infty \left[\exp\left(-\delta\tau + \frac{z}{\Delta}\right) \sin\left(\tau + \frac{z}{\Delta}\right) + \right. \\ \left. + \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \frac{\exp(-x\tau) \sin\left(\sqrt{2x} \frac{z}{\Delta}\right)}{x^2 + 1} dx \right] \varphi_1 dn;$$

$$H_{2z}(t) = \sqrt{2} H_0 \int_0^\infty n \frac{\Delta}{r_1} \left[\exp\left(-\delta\tau + \frac{z}{\Delta}\right) \times \right. \\ \left. \times \sin\left(\tau + \frac{z}{\Delta} - \frac{\pi}{4}\right) - \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \frac{\exp(-x\tau) \cos\left(\sqrt{2x} \frac{z}{\Delta}\right)}{\sqrt{x}(x^2 + 1)} dx \right] \varphi_0 dn;$$

$$J_2(t) = - \frac{I_M \omega}{\Delta(r_1 - r_2)} \sqrt{2} \int_0^\infty \left[\exp\left(-\delta\tau + \frac{z}{\Delta}\right) \times \right. \\ \left. \times \sin\left(\tau + \frac{z}{\Delta} + \frac{\pi}{4}\right) - \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \frac{\sqrt{x} \exp(-x\tau) \cos\left(\sqrt{2x} \frac{z}{\Delta}\right)}{x^2 + 1} dx \right] \varphi_1 dn. \quad (19)$$

Анализируя выражения (19), можно заключить, что как и в случае индукторной системы с неизменяющимся зазором, проникновение поля в проводящее полупространство имеет характер электромагнитной волны. Значение амплитуды напряженности магнитного и электрического полей изменяется по радиусу r и зависит от геометрических размеров индукторной системы в рассматриваемый момент времени (рис. 2), т. е. от параметра:

$$\frac{h}{r_1} = \frac{v}{\omega r_1} \tau + \frac{h_0}{r_1}.$$

Изменение зазора не влияет на затухание и фазу электромагнитной волны.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Андреев А. Н., Бондалетов В. Н. Индукционное ускорение проводников и высокоскоростной привод. — «Электричество», 1973, № 10, с. 36—41.
2. Градштейн И. С., Рыжик И. М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. Физматгиз, 1962.
3. Камке Э. Справочник по обыкновенным дифференциальным уравнениям. М., «Наука», 1971.
4. Янке Э., Эмде Ф., Леш Ф. Специальные функции. М., «Наука», 1964.

[26.11.1974]

Теоретико-вероятностные принципы расчета вентильных преобразователей электрической энергии

Доктор техн. наук, проф. ИСАЕВ И. П., канд. техн. наук ИНЬКОВ Ю. М., инж. МАТЮШИН В. А.

МИИТ

В современных условиях, когда преобразователи энергии находят все более широкое применение в различных областях техники, вопросы создания наиболее эффективно действующих преобразовательных установок приобретают все более актуальное значение.

По мере увеличения мощности и числа эксплуатируемых полупроводниковых преобразователей недостаточно обоснованный выбор того или иного параметра может привести к значительному народнохозяйственному ущербу. Известно, что в 1975 г. примерно 40% общей выработанной электроэнергии будет преобразовано с помощью вентильных и, в первую очередь, силовых полупроводниковых преобразователей электроэнергии. Например, уже сейчас на железных дорогах СССР эксплуатируется большое число мощных полупроводниковых выпрямительных установок локомотивов и электропоездов. Поэтому неточность в расчете таких энергетических показателей, как к. п. д. и коэффициент мощности на входе преобразовательной установки даже на 1%, может привести к завышению суммарной мощности преобразовательных установок на несколько сотен тысяч киловатт. Нужно также иметь в виду, что недостаточно обоснованный выбор параметров преобразовательной установки может быть причиной непредвиденных режимов ее работы, следствием которых может быть нарушение надежности самой установки, а в ряде случаев может возникать угроза безопасности обслуживающего персонала и пр.

Сейчас расчет параметров и характеристик вентильных преобразователей электрической энергии ведется детерминированными методами [Л. 1—4], общей особенностью которых является использование в качестве исходных данных фиксированных и, в частности, номинальных (паспортных) значений нагрузки, параметров источников питания и элементов преобразовательных устройств. Поэтому детерминированные методы расчета дают лишь частные решения, определяющие показатели и характеристики преобразователей только при номинальных значениях нагрузки и параметров элементов, из которых комплектуют эти преобразователи.

Неизбежно имеющиеся в действительности отклонения от номинальных параметров источников питания, нагрузки и элементов преобразователей, а также нестационарность режимов работы этих преобразователей [Л. 5] приводят к тому, что полученные в результате детерминированного расчета по номинальным параметрам характеристики и режимы работы преобразователей электроэнергии в ряде случаев существенно отличаются от действительных. Выполненные исследования показывают, что большие погрешности в этом отношении возникают при расчете мощных вентильных систем, питающихся от источников мощности, соизмеримой с нагрузкой.

Широкие возможности уточнения расчетов предоставляют теоретико-вероятностные методы, позволяющие учесть возможные случайные отклонения режимов работы преобразователя, характеристик его элементов, а также параметров питающей сети и нагрузки. При этом каждая характеристика отдельного преобразователя данного типа будет заключена внутри области, обусловленной разбросом параметров элементов, из которых комплектуют преобразователь этого типа и с вероятностью, сколь угодно близкой к единице, не будет выходить за установленные пределы.

Отклонения характеристик приборов от номинальных значений вызываются рядом факторов, которые могут быть разбиты на две группы: технологические и эксплуатационные. Воздействие всех этих факторов приводит к тому, что статические и динамические характеристики, например, отдельных вентилях одного и того же типа существенно отличаются друг от друга даже в пределах, обусловленных ГОСТ. Это видно на примере тиристоров типа ТД-320 — см. рис. 1—3.

На рис. 1,а приведены предельная вольт-амперная характеристика (ВАХ) тиристоров во включенном состоянии, взятая из информационных материалов [Л. 6] (кривая 1), и статистические ВАХ, построенные на основании результатов статистических испытаний, считая предельным отклонение $\pm 3\sigma$ (кривые 2, 3). При этом гистограммы распределения напряжения отсечки U_0 и динамического сопротивления прямой ветви ВАХ R_d с достаточной точностью аппроксимированы нормальными законами (см. рис. 1,б, в).

На рис. 2,а приведены диаграммы изменения анодного напряжения на тиристоре; кривая 1 получена при средних (номинальных) значениях времени задержки t_a и времени лавинного спада анодного напряжения t_1 , а кривые 2, 3 и при отклонении $\pm 3\sigma$ величин времени задержки и лавинного анодного напряжения.

Гистограммы распределения времени задержки и лавинного спада анодного напряжения с достаточной степенью приближения аппроксимированы нормальными законами (см. рис. 2,б, в).

Процесс выключения тиристора характеризуется диаграммами тока и напряжения на тиристоре, изображенными на рис. 3,а. При температуре 125 °С для $p-n-p-n$ структуры гистограмма распределения времени выключения $t_{\text{выкл}}$ была аппроксимирована нормально логарифмическим законом с начальным смещением 22 мксек (см. рис. 3,б).

Используя подобные статистические данные полупроводниковых приборов и других комплектующих элементов, оказывается возможным уточнить потери мощности и к. п. д. преобразователя, температуру структуры прибора и зависящие от нее характеристики, число параллельно включенных тиристоров, параметры элементов узла искусственной ком-

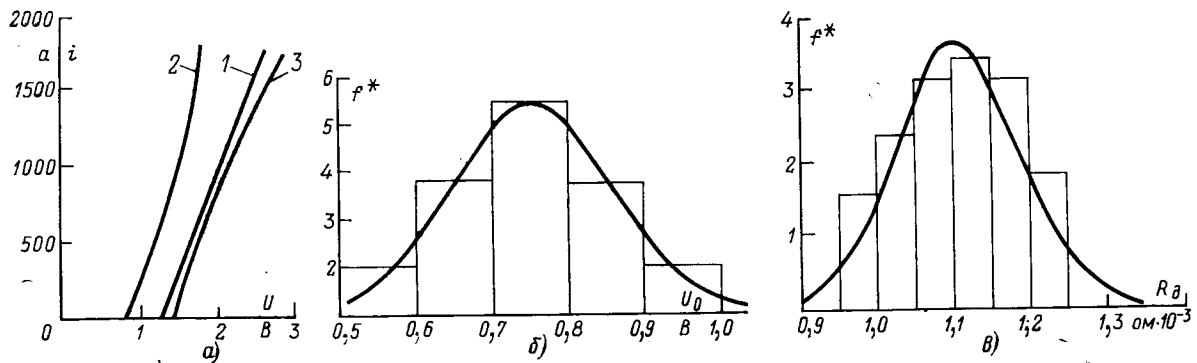


Рис. 1. Вольт-амперная характеристика (ВАХ) тиристора ТД-320Б во включенном состоянии.

а — предельно-статистические ВАХ; б — гистограмма и закон распределения величины порогового напряжения ВАХ ($m_{U_0} = 1,107$ в; $\sigma_{U_0} = 0,087$ в; $P_{x^2} = 0,38$); в — гистограмма и закон распределения величины динамического сопротивления ВАХ ($m_{R_d} = 0,744 \cdot 10^{-3}$ ом; $\sigma_{R_d} = 0,108 \cdot 10^{-3}$ ом; $P_{x^2} = 0,24$).

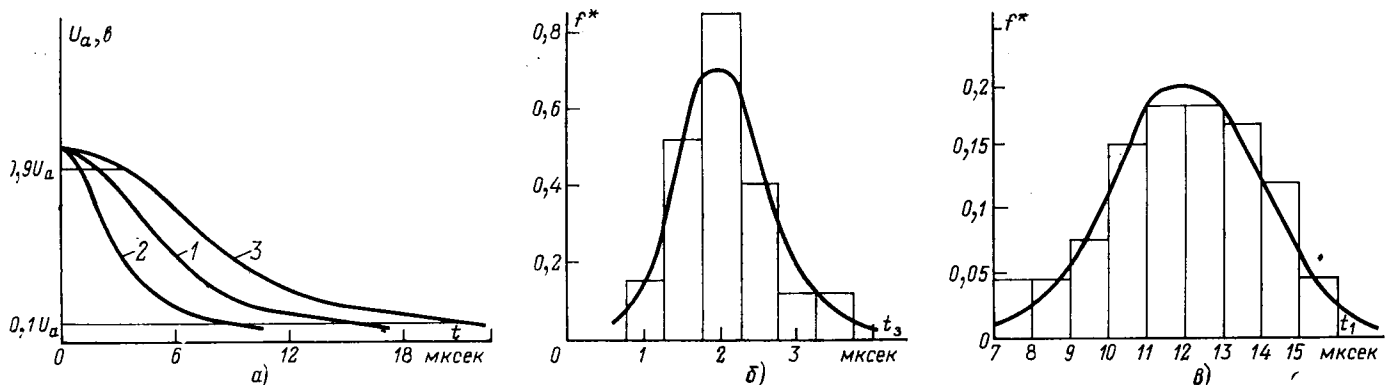


Рис. 2. Включение тиристора.

а — диаграмма изменения анодного напряжения тиристора при включении; б — гистограмма и закон распределения времени задержки t_3 ($m_{t_3} = 2,02$ мксек; $\sigma_{t_3} = 0,61$ мксек; $P_{x^2} = [0,2]$); в — гистограмма и закон распределения времени лавинного спада анодного напряжения t_1 ($m_{t_1} = 12$ мксек; $\sigma_{t_1} = 2,03$ мксек; $P_{x^2} = 0,5$).

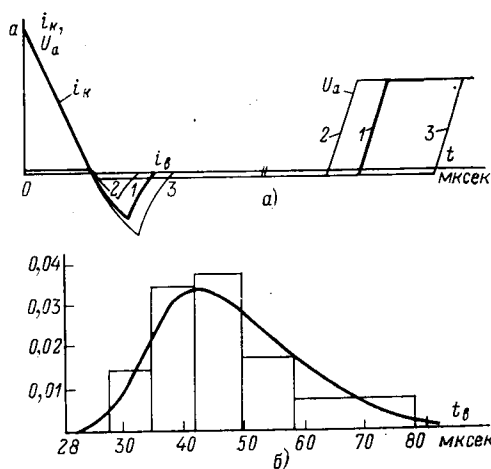


Рис. 3. Выключение тиристора.

а — диаграмма токов и напряжения; б — гистограмма и закон распределения времени выключения при $I_a = 320$ а; $di/dt = 10$ а/мксек; $U_{обр} = 50$ в; $t^\circ = 125^\circ\text{C}$; $U_{повт} = 300$ в; $du/dt = 200$ в/мксек ($m_{t_0} = 46,4$ мксек; $\sigma_{t_0} = 11,3$ мксек; $P_{x^2} = 0,6$).

мутацией и т. п. Например, выражение потерь мощности в вентилях полупроводникового преобразователя с учетом разброса параметров этих вентилях имеет вид:

$$\begin{aligned} \Sigma P_v &= P_{пр} + P_{вкл} + P_{выкл} + P_{доп} = \Sigma \bar{P}_v + \Delta P_v = \\ &= I_{cp} \bar{U}_0 + I^2 \bar{R}_d + f \bar{k}_f I_a U_a \bar{t}_{вкл} + f U_{обр} \bar{Q} + \\ &+ P_{доп} + \frac{\partial P_{пр}}{\partial U_0} \Delta U_0 + \frac{\partial P_{пр}}{\partial R_d} \Delta R_d + \frac{\partial P_{вкл}}{\partial k_f} \Delta k_f + \\ &+ \frac{\partial P_{вкл}}{\partial t_{вкл}} \Delta t_{вкл} + \frac{\partial P_{выкл}}{\partial Q} \Delta Q, \end{aligned} \quad (1)$$

где $P_{пр}$ — потери мощности при протекании прямого тока; $P_{вкл}$, $P_{выкл}$ — коммутационные потери мощности при включении и выключении соответственно; $P_{доп}$ — дополнительные потери мощности, равные сумме потерь от токов утечки и потерь на управля-

ющем переходе тиристора; $k_f = \frac{\int i u dt}{I_a U_a t_{вкл}}$ — коэффициент формы; Q — часть остаточного заряда, выносимая из структуры под действием обратного напряжения $U_{обр}$; U_0 , R_d — статистические параметры

вольт-амперной характеристики тиристора; U_a — напряжение на тиристоре к началу процесса включения; I_a — ток тиристора после окончания процесса включения тиристора; I_{cp} , I_d — среднее и действующее значения тока тиристора соответственно; f — частота переключения тиристора; $\bar{U}_0$, $\bar{R}_d$, $\bar{k}_\phi$, $\bar{t}_{вкл}$, $\bar{Q}$ — математические ожидания указанных ранее величин; ΔU_0 , ΔR_d , Δk_ϕ , $\Delta t_{вкл}$, ΔQ — отклонения этих же величин от математических ожиданий.

Для иллюстрации вышеизложенного определим по соотношению (1) потери мощности в тиристорах преобразователя частоты с непосредственной связью типа ПЧТ-1У2, разработанного для систем централизованного электроснабжения пассажирских поездов и имеющего мощность 600 кВт [Л. 7]. Коммутационными потерями мощности в этом преобразователе можно пренебречь, так как включение тиристора происходит в точках начала естественной коммутации. Поэтому выражение (1) перепишем в виде:

$$\Sigma P_v = P_{пр} + P_{доп}; m_{\Sigma P_v} = I_{cp} \bar{U}_0 + I_d^2 \bar{R}_d = 164 \text{ вт};$$

$$\sigma_{\Sigma P_v} = \sqrt{I_{cp}^2 \sigma_{U_0}^2 + I_d^4 \sigma_{R_d}^2 - 2 I_{cp} I_d^2 \sigma_{U_0} \sigma_{R_d}} = 9,6 \text{ вт}.$$

Суммарные потери мощности в тиристорах преобразователя определим по соотношению:

$$P_\Sigma = N \Sigma P_v; m_{P_\Sigma} = N m_{\Sigma P_v} = 3936 \text{ вт};$$

$$\sigma_{P_\Sigma} = \sqrt{N} \sigma_{\Sigma P_v} = 47,6 \text{ вт}.$$

Расчет потерь мощности по данным [Л. 6] при $U_0 = 1,25 \text{ в}$ и $R_d = 0,9 \cdot 10^{-3} \text{ ом}$ дает следующие результаты: $P_{\Sigma v} = 181 \text{ вт}$, $\Sigma P_v = 4344 \text{ вт}$. Сравнение результатов показывает, что потери мощности, подсчитанные по выражению (1), оказываются почти на 10% меньше потерь мощности, определенных по предельной ВАХ прибора. Таким образом, в данном случае применение теоретико-вероятностных методов позволило уточнить необходимое для охлаждения тиристоры количество воздуха и, в конечном итоге, к. п. д. преобразователя.

В качестве дальнейшего развития метода определим совместное влияние разброса параметров вентилей, конденсаторов и дросселей на выбор элементов узла искусственной коммутации мощного тиристорного преобразователя. В таких преобразователях, применяемых в системах регулируемого электропривода переменного тока, коммутация осуществляется, как правило, с помощью LC-контура с предварительно заряженным конденсатором, подключаемым параллельно тиристору. Выключение тиристора происходит под действием обратного напряжения, равного падению напряжения на вентиле моста обратного тока, по которому протекает ток, равный разности токов коммутации LC-контура и нагрузки. Время, предоставляемое тиристору схемой для восстановления управляемости, определяется обычно с учетом общепринятых допущений, а полученная при этих допущениях зависимость времени выключения тиристоры от параметров элементов контура коммутации и нагрузки имеет вид [Л. 8]:

$$\tau = \sqrt{LC} \left[\pi - 2 \arcsin \left(\frac{I_n}{U_{C0}} \sqrt{\frac{L}{C}} \right) \right] \geq [t_{выкл}], \quad (2)$$

где L и C — индуктивность дросселя и емкость конденсатора контура искусственной коммутации; I_n — максимальное значение тока нагрузки за период коммутации; U_{C0} — напряжение на коммутирующем конденсаторе в начале процесса коммутации; $[t_{выкл}]$ — время выключения тиристоры в исследуемом режиме работы, определенное для заданной вероятности события $P(t_{выкл} > [t_{выкл}])$.

Авторами были проведены экспериментальные исследования времени выключения тиристоры типа ТД-320 в зависимости от параметров, характеризующих режим работы $\left[I, \left(\frac{dI}{dt} \right)_{сп}, U_{обр}, U_{пр}, \left(\frac{dU_{пр}}{dt} \right), \theta^\circ \text{C} \right]$. В результате статистической обработки экспериментальных данных было установлено, что

время выключения тиристоры распределяется по нормально-логарифмическому закону, параметры которого определяются режимом работы. Например, для трехфазно-однофазного непосредственного преобразователя частоты мощностью 500 кВт с искусственной коммутацией тока, восстановление вентильных свойств тиристоры в котором происходит при ограниченном обратном напряжении (2—3 в); выражение для закона распределения времени выключения тиристоры имеет вид:

$$f(t_{выкл}) = \frac{1}{0,156 \sqrt{2\pi} t_{выкл}} e^{-\frac{[\ln(t_{выкл}) - 4,35]^2}{0,048}}.$$

Расчетное время выключения, определенное для вероятности $P = 0,95$, составило 112 мксек при паспортном значении не более 70 мксек, что соответствует погрешности более 35%.

Параметры реактивных элементов узла искусственной коммутации вентильных преобразователей можно определить из различных условий, например, условия получения минимума потерь в LC-контуре, минимума массы и т. д. В практике проектирования мощных преобразователей частоты принято производить выбор параметров этих элементов из условия минимального значения емкости коммутирующего конденсатора.

Для определения минимальной величины емкости коммутирующего конденсатора C_{min} из выражения (2) необходимо исследовать функцию $F[L, f(L)]$, заданную в неявном виде, на экстремум. Приравняв нулю производную

$$\frac{dC}{dL} = - \frac{F'_L[L, f(L)]}{F'_C[L, f(L)]} = 0,$$

получим, что функция $C(L)$ имеет минимум в точке с координатами $C_{min} = 0,888 \frac{I_n}{U_{C0}}$; $(L)_{C_{min}} = 0,376 \times \frac{U_{C0}}{I_n} \tau$, а ее ветви асимптотически приближаются к оси «C» и прямой $C = \frac{I_n^2}{U_{C0}^2} L$ (рис. 4).

Выпускаемые отечественной промышленностью силовые конденсаторы имеют δ — отклонение величины емкости от номинальной, нормируемое ГОСТ, а разброс величины индуктивности вообще не нормируется. Укомплектованный такими элементами преобразователь может иметь время, предоставляе-

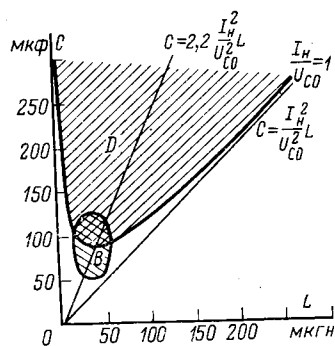


Рис. 4. Зависимость величины емкости коммутационного конденсатора от индуктивности дросселя ($\frac{I_n}{U_{c0}} = 1$; $[t_{\text{выкл}}] = 100 \text{ мксек}$).

мое схемой тиристор для восстановления управляемости, меньше допустимого, вследствие чего возникает вероятность срыва коммутации.

Полученные на основании проведенных экспериментов законы распределения величин емкости конденсаторов [Л. 9] и индуктивности дросселей без сердечника оказались близкими к нормальному (рис. 5). При этом все значения емкости лежат с вероятностью не менее 0,997 внутри поля допуска [Л. 9]; среднее квадратическое отклонение величины индуктивности дросселя, как показал эксперимент, составляет примерно 3% номинального значения. Таким образом, величина τ в выражении (2) является функцией случайных величин C и L и, следовательно, сама является величиной случайной, т. е. может быть представлена в виде

$$\tau = \bar{\tau} + \Delta\tau = \sqrt{\bar{L}\bar{C}} \left[\pi - 2\arcsin \left(\frac{I_n}{U_{c0}} \sqrt{\frac{L}{C}} \right) \right] + \frac{\partial \tau}{\partial L} \Delta L + \frac{\partial \tau}{\partial C} \Delta C. \quad (2a)$$

Тогда минимальное значение времени выключения найдем из выражения:

$$\tau_{\min}(\bar{C}; \bar{L}) = \bar{\tau}(\bar{C}; \bar{L}) - t_q \sigma_{\tau}(\bar{C}; \bar{L}) \cdot [t_{\text{выкл}}], \quad (3)$$

где $\bar{C}$, $\bar{L}$ — математические ожидания случайных величин C и L , взятые из информационных материалов (номинальные значения); t_q — квантиль, определяемый при заданной вероятности события $\tau > \tau_{\min}$ (при законе распределения τ , близком к нормальному, $t_q = 3$); $\bar{\tau}$, σ_{τ} — математическое ожидание времени выключения тиристора и его среднее квадратическое отклонение, определяемое значениями случайных аргументов L и C .

В тех случаях, когда закон распределения значений τ неизвестен, выбор величин C и L предлагается производить следующим методом.

Условие (3) представим на плоскости $L0C$ в виде области D , расположенной выше кривой $C(L)$ (рис. 4), полученной в предположении, что $\tau = [t_{\text{выкл}}]$.

Далее найдем такие значения $\bar{C}$ и $\bar{L}$, чтобы вероятность попадания точек C, L в область D была бы не менее заданной. Для этого необходимо решить уравнение вида:

$$p[(C; L) \in D] = \iint_D f(C; L) dC dL. \quad (4)$$

Функцию плотности распределения $f(C; L)$ системы двух независимых и некоррелированных случайных величин C и L , каждая из которых распределяется, как показано на рис. 5, по нормальному

закону, можно представить в виде:

$$f(C; L) = \frac{1}{2\pi\sigma_C\sigma_L} e^{-\left[\frac{(C-\bar{C})^2}{2\sigma_C^2} + \frac{(L-\bar{L})^2}{2\sigma_L^2}\right]}. \quad (5)$$

Для системы (5) на плоскости $L0C$ при заданной вероятности $P[(C; L) \in B] = 0,99$ все точки $(C; L)$ будут лежать внутри области B , описываемой уравнением эллипса рассеивания:

$$\frac{(C-\bar{C})^2}{(3\sigma_C)^2} + \frac{(L-\bar{L})^2}{(3\sigma_L)^2} = 1. \quad (6)$$

Учитывая, что размеры области D значительно превышают размеры эллипса рассеивания, определяемого средними квадратическими отклонениями случайных величин C и L , решение поставленной задачи сводится, во-первых, к нахождению области B на плоскости $L0C$, вероятность попадания точек (C, L) , в которую была бы не менее заданной, и, во-вторых, к нахождению таких минимальных значений C и L , при которых область B располагалась бы внутри области D .

Координаты точек пересечения этого эллипса с кривой $C(L)$ могут быть найдены в результате решения системы уравнений:

$$\left. \begin{aligned} [t_{\text{выкл}}] &= \sqrt{\bar{L}\bar{C}} \left[\pi - 2\arcsin \left(\frac{I_n}{U_{c0}} \sqrt{\frac{L}{C}} \right) \right]; \\ \frac{(C-\bar{C})^2}{(3\sigma_C)^2} + \frac{(L-\bar{L})^2}{(3\sigma_L)^2} &= 1. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Вводя новую переменную $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$, перепишем систему уравнений (7) в виде:

$$\left. \begin{aligned} [t_{\text{выкл}}] &= \rho C \left[\pi - 2\arcsin \left(\frac{I_n}{U_{c0}} \sqrt{\frac{L}{C}} \right) \right]; \\ \frac{(C-\bar{C})^2}{(3\sigma_C)^2} + \frac{(\rho^2 C - \bar{L})^2}{(3\sigma_L)^2} &= 1. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Для отыскания значений $\bar{C}$ и $\bar{L}$, при которых эллипс рассеивания лежал бы выше кривой $C(L)$ или касался ее, задаем приращение величине емкости конденсатора $\bar{C}_j = C_{\min} + \Delta C$, а при новом значении емкости — приращение величине индуктивности, которая будет изменяться в пределах от

$$L_{\min} = \frac{U_{c0}}{[di/dt]} \text{ до } L_{j\max} = \bar{C}_j \frac{U_{c0}^2}{I_n^2} \text{ (см. рис. 4).}$$

Для каждой пары значений $\bar{L}_j, \bar{C}_j$ решаем систему уравнений [Л. 8]; величины средних квадратических отклонений при этом определяем, считая, что коэффициенты вариации неизменны и равны

$$k_L = \frac{\sigma_L}{\bar{L}} = 0,03; k_C = \frac{\sigma_C}{\bar{C}} = \frac{\sigma_C}{\bar{C}}.$$

При наличии нескольких корней системы задаем новое приращение величин индуктивности, если $L_j < L_{j\max}$, или емкости, если $L_j \geq L_{j\max}$.

Значения $\bar{C}_j, \bar{L}_j$, при которых система уравнений не будет иметь решения или будет иметь хотя бы одно решение, и определяют координаты искомого центра симметрии эллипса рассеивания, а соответствующие ему значения $\bar{C}_j, \bar{L}_j$ дают минимально возможные параметры узла искусственной комму-

тации, обеспечивающие нормальную работу преобразователя с наперед заданной вероятностью. Для указанного выше преобразователя частоты мощностью 500 кВт теоретико-вероятностным методом были определены параметры элементов узла искусственной коммутации. При токе нагрузки 340 а и напряжении на выходе 1500 в емкость конденсатора и индуктивность дросселя с учетом их разброса и неравномерного нагрева структур приборов равны соответственно 41,2 мкф и 67,8 мкГн. При расчете элементов детерминированным методом эти величины были соответственно 49,5 мкф и 74,5 мкГн, т. е. погрешность расчета детерминированным методом составляет соответственно примерно 20 и 10%.

Нужно иметь в виду, что часто принимаемое допущение об отсутствии в контуре коммутации активного сопротивления в некоторых случаях может привести к заметному снижению амплитуды тока узла искусственной коммутации, и как следствие этого, к уменьшению времени, предоставляемого тиристорам для восстановления управляемости [Л. 10].

Отыскав путем статистических испытаний преобразователей параметры распределения активного сопротивления контура коммутации аналогичного по конструкции преобразователя, можно рассчитать необходимые для обеспечения надежной работы преобразователя значения $\bar{C}$ и $\bar{L}$ контура с учетом активного сопротивления, приняв допущение о нормальном законе распределения активного сопротивления контура коммутации и о его независимости от величин C и L в диапазоне их изменения при расчете. Систему уравнений (8) при учете активного сопротивления и принятых допущениях представим в виде:

$$\left. \begin{aligned} I_n &= \frac{U_{C0}}{L \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}} e^{-\frac{R}{2L}t} \sin \times \\ &\times \left(\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} t \right); \quad (A) \\ [t_{\text{выкл}}] &= t_2 - t_1, \dots; \quad (B) \\ \frac{(C - \bar{C})^2}{(3k_C \bar{C})^2} + \frac{(L - \bar{L})^2}{(3k_L \bar{L})^2} + \frac{(R - \bar{R})^2}{(3\sigma_R)^2} &= 1. \quad (B) \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Необходимо найти такие значения $\bar{C}$ и $\bar{L}$ (величина $\bar{R}$ согласно принятым допущениям является известной), чтобы время, предоставляемое тиристорам для восстановления вентильных свойств, было больше допускаемой для заданного режима величины $[t_{\text{выкл}}]$. При $R = \bar{R}$ уравнения (A) и (B) системы (9) будут представлять зависимость $C(L/R = \bar{R})$, а уравнение (B) — эллипс рассеивания.

Определение величин $\bar{C}$ и $\bar{L}$, при которых эллипс рассеивания не пересекает кривую $C(L/R = \bar{R})$, будем вести вышеизложенным способом, давая последовательные приращения значениям $\bar{C}$ и $\bar{L}$ и решая систему уравнений (9).

Определив значения $\bar{C}$ и $\bar{L}$, при которых эллипс не пересекает кривую $C(L/R = \bar{R})$, даем приращение ΔR — величине активного сопротивления и повторяем вычисления, пока не определим значения $\bar{C}$ и $\bar{L}$,

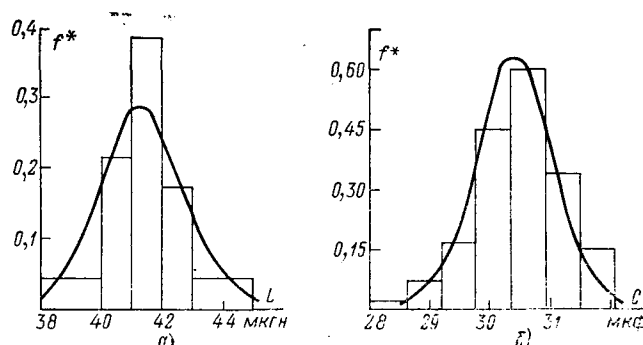


Рис. 5. Гистограммы и законы распределения величин индуктивности дросселя (а — $m_L = 41,3$ мкГн; $\sigma_L = 1,425$ мкГн; $\rho_{x^*} = 0,6$) и емкости конденсатора (б — $m = 30,35$ мкф; $\sigma = 0,65$ мкф; $\rho_{x^*} = 0,32$).

для которых при любом R из интервала от R до $(\bar{R} + 3\sigma_R)$ эллипс не пересечет кривую $C(L/R)$.

Определенные таким образом величины емкости конденсатора и индуктивности дросселя коммутирующего контура обеспечивают с заданной вероятностью нормальную работу преобразователя при разбросе параметров элементов преобразователя.

Применение теоретико-вероятностных методов для расчета характеристики преобразовательных устройств дает возможность повысить технико-экономические показатели и надежность этих устройств.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бернштейн И. Я. Тиристорные преобразователи без звена постоянного тока. М., «Энергия», 1968. 88 с.
2. Иньков Ю. М. Методика расчета энергетических показателей и выходных параметров преобразователей частоты на основе исследования электромагнитных процессов. Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. М., 1969. 20 с. (МИИТ).
3. Бейдер Г. Ф., Вотчицев Г. М., Иньков Ю. М. Методы исследования и расчета переходных процессов и установившихся режимов вентильных преобразователей частоты с непосредственной связью. Труды научно-технической конференции «Повышение эффективности устройств преобразовательной техники». Киев, «Наукова думка», 1972.
4. Ротанов Н. А., Антюхин В. М. Влияние активных сопротивлений на характеристики однофазных мостовых выпрямителей. — «Электричество», 1972, № 5, с. 62—67.
5. Исаев И. П., Брунштейн Д. П. Методика анализа неустойчивости характеристик силовых полупроводниковых вентилей. — «Электричество», 1964, № 12, с. 6—12.
6. Тиристоры серии ТД с повышенными динамическими параметрами 05.04.15-73. Информэлектро. М., 1973. 48 с.
7. Непосредственный преобразователь частоты типа ПЧТ-1Э мощностью 600 кВт для централизованного энергоснабжения поездов. — «ЭП. Преобразовательная техника», 1973, вып. 10, с. 4—6. Авт. Ю. П. Григорьев, З. С. Иоспа, Ю. М. Иньков и др.
8. Иньков Ю. М., Матюшин В. А. Выбор параметров узла искусственной коммутации вентильного преобразователя частоты для систем централизованного электроснабжения поездов. — «ЭП. Преобразовательная техника», 1973, вып. 11, с. 21—23.
9. Исаев И. П., Журавлев С. Н., Чуверин Ю. Ю. Технологическая стабильность характеристик и надежность тиристорных преобразователей электроподвижного состава. — «Электричество», 1971, № 6, с. 7—11.
10. Бурков А. Т., Комаров Ю. И. Особенности выбора параметров коммутирующих цепей с автономных инверторов с отделенной от нагрузки емкостью. — «Труды ЛИИЖТ», 1972, вып. 336.

[6.6.1974]



Устойчивость системы широтно-импульсного управления тяговыми двигателями

Доктор техн. наук, проф. ТРАХТМАН Л. М.

Московский энергетический институт

Система электрической тяги с широтно-импульсной модуляцией напряжения питания состоит из следующих основных элементов:

участок сети от источника постоянного напряжения (подстанции) до места потребления;

фильтр на входе (выходе) цепей электроподвижного состава в тяговом или рекуперативном режиме;

импульсный преобразователь, работающий обычно в режиме замкнутого регулирования;

цепи тяговых двигателей и фазовых реакторов;

цепи измерения и управления формированием ширины импульсов.

Принципиальная схема ШИС для замкнутого однофазного регулирования постоянства тока приведена на рис. 1: u_n — напряжение подстанции; R и L — активное сопротивление и индуктивность сети и реактора фильтра; C и u_c — емкость и напряжение фильтра; D — тяговый двигатель; $ТП$ — тиристорный преобразователь; B_o — обратный вентиль; L_d — дополнительная индуктивность; $ДТ$ — датчик тока; P — регулятор.

Количественный анализ условий устойчивости такой системы, как будет показано ниже, затруднителен из-за нелинейности, переменной структуры и высокого порядка уравнений, ее описывающих. Принятие ряда упрощающих допущений позволяет, однако, применить для решения отдельных вопросов качественную оценку явлений, которая может быть полезна для предварительного выбора параметров схемы и определения направления экспериментальных исследований.

В частности, упрощенный анализ возможно использовать для определения влияния параметров цепи «сеть — фильтр» на условия устойчивости.

Структура цепи «сеть — фильтр» и условия устойчивости. Передаточная функция цепи «сеть — фильтр» представляет звено второго порядка, параметры которого определяются емкостью фильтра, суммарной индуктивностью и сопротивлением реактора фильтра и участка сети.

Особенность совместной работы системы «сеть — фильтр — двигатель» состоит в воздействии тока нагрузки (генерации) на режим заряда-разряда конденсатора фильтра и, следовательно, на его напряжение.

Нагрузка фильтра представляет прерывистую или (при многофазном регулировании) ступенчатую функцию, квантование которой происходит в интервалы времени, кратные периоду импульсного управления. При прерывистой функции среднего ток сети i_n всегда меньше тока на выходе (входе) фильтра i_1 в интервалы импульсов при тяговом режиме и пауз при рекуперативном. При многофазных системах возможны в дискретные интервалы времени любые соотношения $i_n \geq i_1$.

Колебания тока потребления (генерации) тем меньше, чем больше число фаз m . При $m \rightarrow \infty$ ток нагрузки (генерации) будет полностью сглажен и

может определяться текущим значением коэффициента заполнения, что дает возможность рассматривать импульсный элемент как эквивалентное непрерывное, пропорциональное звено.

Рассмотрим этот идеализированный режим регулирования для облегчения качественного анализа явлений. Примем в общем случае за положительное направление токов направление, указанное на рис. 2: сплошными линиями для тягового режима и пунктирными для рекуперативного. При принятой системе знаков предполагается, что, например, увеличение питающего напряжения в тяговом режиме и уменьшение в генераторном сопровождается увеличением тока i_c в сети и цепи нагрузки; положительное направление тока i_c соответствует заряду емкости. Цепь фильтра при указанных допущениях может быть описана следующими уравнениями:

$$R\Delta i_n + L \frac{d\Delta i_n}{dt} + \Delta u_c = \Delta u_n; \quad (1)$$

$$\Delta i_c = C \frac{du_c}{dt}; \quad (2)$$

$$\Delta i_n = \Delta i_1 \pm \Delta i_c, \quad (3)$$

где Δu_n , Δu_c — малые отклонения напряжений на шинах подстанции и на конденсаторе фильтра от начальных значений; Δi_n , Δi_1 , Δi_c — малые отклонения токов сети, цепи нагрузки (генерации) и конденсатора фильтра от начальных значений.

В результате совместного решения (1) — (3) получим в операторном изображении:

$$\Delta u_c(p) = \frac{\Delta u_n(p) \mp R(1 + T_c p) \Delta i_1(p)}{T^2 \Phi p^2 + 2\xi T \Phi p + 1}, \quad (4)$$

где $T_\Phi = \sqrt{LC}$; $T_c = \frac{L}{R}$; $\xi = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$.

В равенствах (3) и (4) верхний знак относится к двигательному, а нижний — к генераторному режимам при положительном направлении токов согласно рис. 2*.

Структурная схема фильтра изображена на рис. 3. Согласно (4) и рис. 3 отклонение Δu_c складывается из двух составляющих: от действия входного возмущения — колебания напряжения питания

* Подобный порядок знаков сохраняется в дальнейшем изложении.

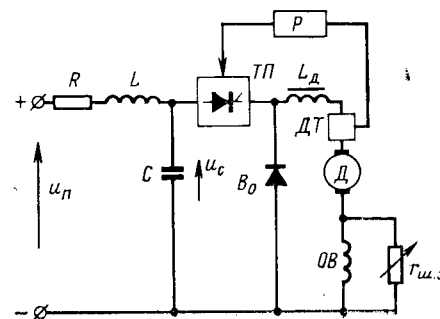


Рис. 1.

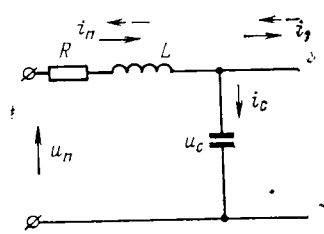


Рис. 2.

(Δu_n) и от действия обратной связи тока (Δi_1). Передаточная функция всей системы может быть получена при учете в равенстве (4) зависимости $\Delta u_c(\Delta i_1)$, полученной на основе анализа цепи регулятора и нагрузки (генерации).

Допустим, что на выходе (входе) фильтра — непрерывная разомкнутая линейная система с передаточной функцией:

$$W_p(p) = \frac{\Delta i_1(p)}{\Delta u_c(p)}, \quad (5)$$

тогда согласно (4)

$$\Delta u_c(p) = \frac{\Delta u_n(p)}{(T^2_{\Phi} p^2 + 2\xi T_{\Phi} p + 1) \pm R(1 + T_c p) W_p(p)}. \quad (6)$$

Все знаки составляющих функции $W_p(p)$ и, следовательно, коэффициенты характеристического уравнения функции (6) в тяговом режиме положительны. При генераторном режиме в характеристическом уравнении появляются члены с отрицательными знаками, что является показателем неустойчивости, присущей последовательному возбуждению двигателей в режиме рекуперации при разомкнутой системе.

При замкнутой системе (по току двигателя) в обоих режимах $W_s(p) < 0$. Действительно, в тяговом режиме, например, увеличение $\Delta u_c(\Delta u_c > 0)$ обрабатывается регулятором в направлении уменьшения коэффициента заполнения λ , а в генераторном режиме в направлении уменьшения паузы $(1 - \lambda)$, т. е. в обоих режимах в направлении уменьшения i_1 .

Полагаем

$$\Delta u_c(p) = \frac{\Delta u_n(p)}{(T^2_{\Phi} p^2 + 2\xi T_{\Phi} p + 1) \mp R(1 + T_c p) [-W_s(p)]}. \quad (7)$$

Равенство (7) показывает, что в замкнутой системе область устойчивости в тяговом режиме существенно ограничена и может быть нарушена при определенном соотношении параметров, поскольку в характеристическом уравнении цепи «сеть — фильтр» могут появиться члены с отрицательным знаком.

Для лучшего пояснения этих свойств рассмотрим идеально стабилизированную систему, когда ток и мощность машины постоянны при любых возмущениях, и изменение мощности при изменениях питающего напряжения u_n может быть приравнено нулю [Л. 1]. Пренебрегая произведением малых отклонений, получаем:

$$(U_{c0} + \Delta u_c)(I_{10} + \Delta i_1) - U_{c0} I_{10} \approx \approx U_{c0} \Delta i_1 + \Delta u_c I_{10} = 0, \quad (8)$$

откуда

$$W_s = \frac{\Delta i_1}{\Delta u_c} = - \frac{I_{10}}{U_{c0}} = - g_s, \quad (9)$$

где U_{c0} , I_{10} — начальные значения u_c и i_1 в установившемся режиме; g_s — эквивалентная проводимость цепи тяговых двигателей для принятого исходного режима.

Согласно (7) и (9) при замене $T_c = \frac{L}{R}$

$$\frac{\Delta u_c(p)}{\Delta u_n(p)} = \frac{1}{T^2_{\Phi} p^2 + (CR \mp L g_s) p + (1 \mp R g_s)}. \quad (10)$$

Устойчивость замкнутой системы согласно (10) обеспечивается в тяговом режиме при $R g_s < 1$ и $L g_s <$

$< CR$, а в генераторном при любых значениях параметров сети и фильтра, поскольку все коэффициенты характеристического уравнения положительны.

Указанные неравенства, как отмечалось, не могут служить количественными критериями устойчивости, поскольку они получены в результате ряда допущений и идеализации системы регулирования и питания без учета ее дискретности. Тем не менее они показательны для качественной характеристики исследуемых явлений, поскольку свидетельствуют о возможности существенного влияния параметров цепи «сеть — фильтр» на устойчивость системы в целом.

В [Л. 1] приведено экспериментальное подтверждение возможности нарушения устойчивости при замкнутой системе в тяговом режиме в связи с влиянием цепи «сеть — фильтр». К аналогичным выводам приходят и другие авторы. В [Л. 2] для стабилизации замкнутой системы импульсного регулирования рекомендуется фильтр, состоящий из двух параллельных цепей C и RC .

Структура цепи тяговых двигателей в динамических режимах. Передаточная функция $W_s(p)$ в (7) предполагает линейризацию цепей тяговых двигателей и регулятора. В действительности эти цепи содержат нелинейные элементы.

В зависимости от принятой системы формирования импульсов нелинейная функция цепи регулятора может отличаться большим разнообразием.

Нелинейная функция $F_d(u)$ цепи тяговых двигателей последовательного возбуждения, где u — напряжение преобразователя, может быть дана в обобщенном виде. Она должна учитывать действие вихревых токов, реакцию якоря и шунтирование обмоток возбуждения активным сопротивлением, что применяется обычно в системах импульсного регулирования как в режимах ослабленного, так и максимального поля.

Вихревые токи в импульсных системах управления оказывают существенное влияние как на квазиустановившиеся, так и на переходные процессы. Как показано в ряде исследований, при частотах регулирования свыше 200 гц в результате действия вихревых токов можно не учитывать пульсаций

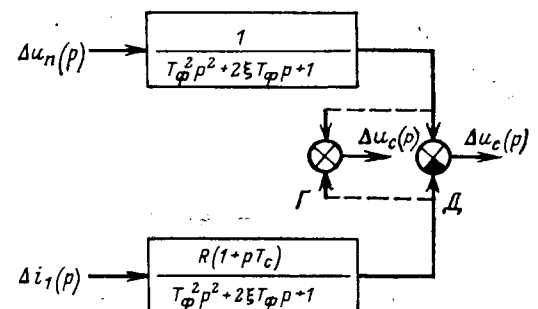


Рис. 3.

магнитного потока и считать его постоянным в квазиустановившемся режиме. Это допущение не может быть, однако, принято для исследований динамических режимов при больших входных возмущениях, когда намагничивающий ток и средний магнитный поток изменяются.

Для описания динамических режимов в цепи тяговых двигателей в режиме импульсного регулирования напряжения при учете действия вихревых токов может служить следующая система уравнений для двигательного и генераторного режимов [Л. 3]**:

$$r_{\text{я}} i + L_{\text{я}} \frac{di}{dt} + (i - i_{\text{в}}) r_{\text{ш.э}} = \pm u_{\text{с}} \mp E \quad (11)$$

(равенство (11) действительно для $0 < \frac{t}{T} < \lambda$ в двигательном и для $\lambda < \frac{t}{T} < 1$ в генераторном режиме);

$$r_{\text{я}} i + L_{\text{я}} \frac{di}{dt} + (i - i_{\text{в}}) r_{\text{ш.э}} = \mp E \quad (12)$$

(равенство (12) действительно для $\lambda < \frac{t}{T} < 1$ в двигательном и для $0 < \frac{t}{T} < \lambda$ в генераторном режиме);

$$r_{\text{в}} i_{\text{в}} + L_{\text{с}} \frac{di_{\text{в}}}{dt} + 2p\omega_{\text{в}} \frac{d\Phi}{dt} + L_{\text{в}} \frac{di_{\text{в}}}{dt} (i - i_{\text{в}}) r_{\text{ш.э}}; \quad (13)$$

$$i_{\text{вх}} = \gamma \Phi \frac{d\Phi}{dt}; \quad (14)$$

$$\Phi = f_1(i_{\text{в}}, i); \quad (15)$$

$$i_{\text{в}} = i_{\text{в}} - \frac{i_{\text{вх}}}{\omega_{\text{в}}}; \quad (16)$$

$$E = c\Phi\omega. \quad (17)$$

Здесь i , $i_{\text{в}}$, $i_{\text{вх}}$ — токи соответственно в цепи якоря, обмотки возбуждения, намагничивающий и вихревые; $r_{\text{я}}$, $r_{\text{в}}$, $r_{\text{ш.э}}$ — активные сопротивления цепи якоря (включая сопротивления фазных реакторов), обмотки возбуждения и эквивалентного шунтирующего сопротивления — при импульсном регулировании поля $r_{\text{ш.э}} = f(\lambda)$; $L_{\text{я}}$, $L_{\text{с}}$ — индуктивности цепи якоря (включая индуктивность дополнительных реакторов) и потока рассеяния машины; Φ — магнитный поток машины; $\gamma(\Phi)$, c — коэффициенты, зависящие от параметров системы; $\omega_{\text{в}}$ — число

витков обмотки возбуждения; v — скорость движения, которую в дальнейшем предполагаем постоянной при переходных процессах; T — период импульсного регулирования; $u_{\text{с}}$ — среднее напряжение на выходе (входе) фильтра; E — э. д. с. машины.

Структурная схема системы (11)–(17) представлена на рис. 4. Уравнение разомкнутой цепи тяговых двигателей в общем виде определяется соотношением:

$$i(t) = F_{\text{д}}[u(t)], \quad (18)$$

где u — напряжение, модулированное преобразователем; $F_{\text{д}}$ — нелинейная функция цепи двигателей.

Схема рис. 4 содержит линейные звенья с передаточными функциями:

$$W_{\text{я.ш}}(p) = \frac{1}{r_{\text{я.ш}}(1 + T_{\text{я.ш}}p)}, \quad (19)$$

$$W_{\text{в.ш}}(p) = \frac{1}{r_{\text{в.ш}}(1 + T_{\text{с}}p)}, \quad (19')$$

где

$$r_{\text{я.ш}} = r_{\text{я}} + r_{\text{ш}}; \quad T_{\text{я.ш}} = \frac{L_{\text{я}}}{r_{\text{я.ш}}};$$

$$r_{\text{в.ш}} = r_{\text{в}} + r_{\text{ш.э}}; \quad T_{\text{с}} = \frac{L_{\text{с}}}{r_{\text{в}} + r_{\text{ш.э}}}.$$

Нелинейность системы определяется функцией (14). При допущении постоянства величины магнитного потока Φ в равенстве (13) зависимость $i(t)$ будет определяться системой линейных уравнений 3-го порядка.

Особенности широтно-импульсных систем, применяемых на электроподвижном составе. Перечислим свойства, усложняющие количественный анализ динамики современных ШИС 2-го рода, применяемых на электроподвижном составе:

нелинейность формирующего элемента широтно-импульсной модуляции при замкнутой системе;

нелинейность, связанная с формированием импульсов в системах зависимого перезаряда коммутирующей емкости;

переменная, скачкообразно меняющаяся структура непрерывной части при переходе от импульса к паузе;

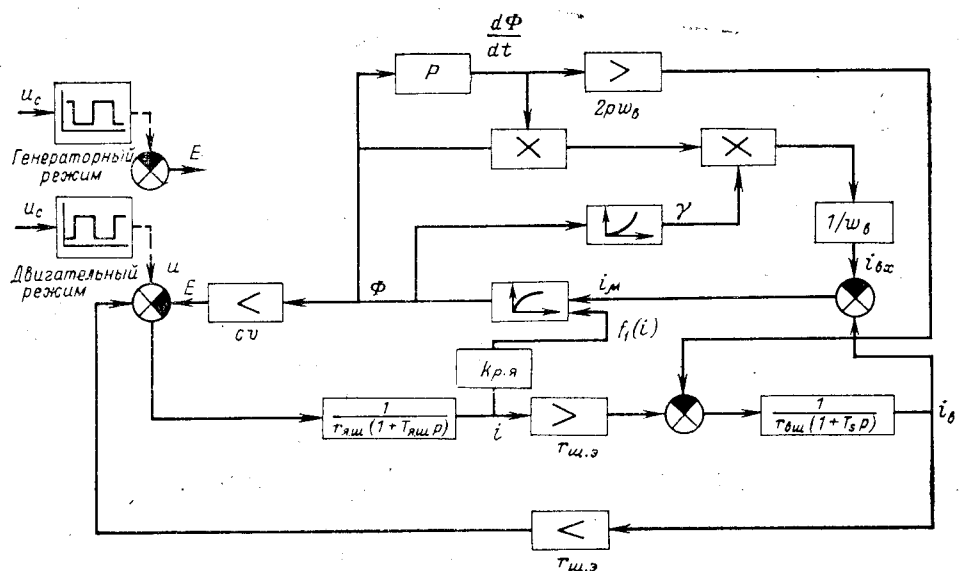


Рис. 4.

** Вихревые токи могут быть рассчитаны также методом, который предложил д. т. н. М. З. Жиц.

изменяющаяся высота импульсов входного напряжения сети;

изменяющиеся параметры участка питания контактной сети от подстанции до места потребления (генерирования) энергии (сопротивление, индуктивность);

многофазное питание (класс синхронных импульсных систем, которые могут быть многосвязными);

высокий порядок уравнений, описывающих непрерывную часть силовой цепи и нелинейность ее элементов;

использование релейных, инерционных, запаздывающих и интегрирующих элементов в измерительных и регулирующих органах замкнутых систем.

Инженерной методики анализа ШИС, обладающих всеми указанными особенностями, в настоящее время не существует, а упрощенные методы не могут быть применены для количественного анализа динамики системы.

Рассмотрим некоторые аспекты используемых упрощений.

Линеаризация ШИС и приведение их к амплитудно-импульсным (АИС). Как известно, передаточная функция формирователя прямоугольных импульсов в дискретном изображении определяется выражением [Л. 4]:

$$W(q) = \frac{1 - e^{-q\lambda}}{q}, \quad (20)$$

где q — знак оператора дискретного преобразователя Лапласа.

При замкнутых ШИС λ — функция рассогласования, вследствие чего $W(q)$ — нелинейна. Ее линеаризация возможна при исключении членов ряда разложения функции (20) со степенями выше первой, т. е. при условии:

$$\frac{1 - e^{-q\lambda}}{q} \approx \lambda. \quad (20')$$

Однако эквивалентная замена согласно (20') допустима только при $\lambda \ll 1$, что не дает оснований для линеаризации передаточной функции формирующего элемента, поскольку в ШИС, используемых на электроподвижном составе, коэффициент заполнения меняется в широких пределах, причем в значительной части рабочего цикла λ близко к единице. Следовательно, необходим анализ замкнутой ШИС как существенно нелинейной системы. Наличие нелинейных звеньев в непрерывной части, высокий порядок уравнений линейной части, многофазная и переменная структура затрудняют использование общей теории нелинейных импульсных систем [Л. 5]. Инженерные методы расчета подобных ШИС при модуляции 2-го рода, применяемой преимущественно на электроподвижном составе, отсутствуют.

Замена импульсных систем эквивалентными непрерывными. Возможность такой замены определяется теоремой В. А. Котельникова, относящейся к теории передачи непрерывной информации дискретными каналами связи. Эта теорема используется для линейных амплитудно-импульсных разомкнутых систем и устанавливает общий критерий эквивалентности, определяемый

соотношением между интервалом изменения частоты спектра непрерывной части и частотой квантования импульсов.

Недостаточность частотного критерия эквивалентности при анализе переходных процессов в замкнутых амплитудно-импульсных системах 1-го рода показана в [Л. 6], где две системы с одинаковой постоянной времени непрерывной части дали при разных частотах квантования и коэффициентах усиления одинаковую среднеквадратическую погрешность процессов по сравнению с непрерывными.

Снижение порядка уравнений непрерывной части. Линейная непрерывная часть ШИС с учетом фильтра описывается уравнением не ниже 4-го порядка, а с учетом системы управления — не ниже 5-го порядка, причем ни одно из элементарных звеньев этой системы по характеру своего частотного спектра не может рассматриваться как несущественное, влиянием которого можно пренебречь.

Высокий порядок уравнений непрерывной части, как известно, существенно усложняет анализ нелинейных импульсных систем, особенно при многофазном исполнении [Л. 5].

Следует отметить, что исследование абсолютных условий устойчивости ШИС вторым методом Ляпунова привело к выводу о том, что с повышением порядка уравнений системы область устойчивости быстро сокращается [Л. 7]. Это свидетельствует о том, что упрощающие допущения, направленные к снижению порядка уравнений, могут оказаться неправомерными при оценке устойчивости.

Допущение постоянного напряжения на выходе (входе) фильтра. Учет параметров входного фильтра приводит к системе со скачкообразно меняющейся структурой¹.

Методика исследования таких систем в удобном для инженерных расчетов виде предложена только для АИС 1-го рода с непрерывной частью, описываемой уравнением 1-го порядка [Л. 8].

Влияние фильтра на динамику системы в целом определяется, однако, не только дискретностью импульсного регулирования, но и видом взаимодействия обратной связи — тока нагрузки (генерации) на напряжение емкости фильтра; выше была показана необходимость учета параметров фильтра и сети при анализе устойчивости замкнутых ШИС.

Вышеизложенное свидетельствует о необоснованности, без специальных исследований, принятия любого из перечисленных допущений при количественном анализе устойчивости и переходных процессов ШИС, применяемых для управления тяговыми двигателями.

Нельзя также признать достаточно обоснованным использование для оценки устойчивости так называемых статических или внешних характеристик импульсных преобразователей, полученных путем линеаризации нелинейных элементов, замены ШИС непрерывными, а также не учитывающих переменную структуры цепей. Следует при этом иметь в виду принципиальное различие между

¹ Меняющаяся структура получается и в цепи тяговых двигателей при объединенном импульсном регуляторе напряжения и тока возбуждения.

Статистические исследования импульсов положительной короны на проводах разных диаметров

РОХИНСОН П. З.

Ленинград

Значение высокочастотного тока радиопомех, наводимого в проводах ВЛ при их коронировании, определяется зарядом, формой и частотой следования импульсов тока стримерной короны. Экспериментальные исследования стримерной короны [Л. 1, 2 и др.] в основном носили описательный характер. Статистические данные о параметрах стримерной короны ограничены по объему и относятся к проводам небольшого диаметра (до 20 мм в [Л. 1]).

В статье проведено статистическое исследование параметров импульсов стримерной короны на витых проводах диаметром от 17 до 33 мм при переменном напряжении. Исследованы формы импульсов стримерной короны, высокочастотный ток, генерируемый одним источником, а также изменение величины высокочастотного тока помех в зависимости от фазы питающего напряжения. Результаты исследования могут быть использованы при расчете частотного спектра радиопомех от ВЛ, для анализа воздействия радиопомех от ВЛ на радиоприемные устройства, при расчете квазилинейных значений уровней радиопомех, а также могут оказаться полезными при прогнозировании акустических шумов от ВЛ.

Установка для исследования импульсов стримерной короны и методика эксперимента. Схема установки приведена на рис. 1. Исследуемый провод монтировался на высоте 1,4 м от земли в пролете длиной 10 м. Опытный пролет был расположен на открытой площадке и оборудован дождевальной установкой. Смену проводов в пролете можно было осуществлять за 10—15 мин, что позволило проводить опыты с различными проводами практически при неизменных атмосферных условиях. Импульсы короны исследовались на витых сталеалюминиевых проводах типа АС-600 и АС-400 (диаметры 33,1 и 29,0 мм) и проводах диаметром 19,6 и 17,0 мм, полученных из более толстых проводов путем снятия нескольких повивов алюминия. Источник питания 50 Гц позволял исследовать провода диаметром до 33 мм при максимальной напряженности поля на поверхности провода E_m до 32 кВ/см (амплитудное значение).

Дроссель Д1 использовался для подавления помех от питающей установки и локализации импульса на пролете. Для исследуемых импульсов опытный пролет был разомкнут с одного конца, а с другого конца замкнут через конденсатор связи КС на сопротивление, равное волновому ($R1$ и $R2$). Дроссели Д2 и Д3 создавали цепь для протекания токов частотой 50 Гц.

Установка позволяла исследовать импульсы тока, наведенные в проводе, импульсы обратного тока, наведенные в проводящей плоскости ПЛ (изолированный от земли металлический лист $1,5 \times 1,5$ м), а также световые вспышки (фотоимпульсы), сопровождающие стримерный разряд. Проводящая плоскость ПЛ располагалась под проводом в центре пролета на высоте 0,1 м от поверхности земли. Устройство для регистрации фотоимпульсов описано в [Л. 1]. Если на проводе возникало несколько источников короны, то имела возможность не только регистрировать импульсы тока в проводе, генерируемые всеми источниками, но выделить и исследовать импульсы только от одного источника.

При изучении формы импульсов для этого использовались фотоимпульсы (запуск развертки осциллографа), а при исследовании распределений по величинам зарядов — импульсы обратного тока, наведенные в плоскости источником, расположенным над ее центром. Импульсы обратного тока источников

короны, которые находились не над плоскостью, по величине были значительно меньше и не фиксировались схемой, что контролировалось при отсутствии источника над центром плоскости. Очевидно, что при заданных размерах установки заряд импульса обратного тока стримера, наведенный в плоскости, пропорционален заряду импульса, наведенному в проводе. Соотношение между величинами этих зарядов было определено экспериментально и в данной установке составляло 1:2 для всех исследованных проводов. Соотношение было получено путем сравнения распределений прямого и обратного импульсов тока по величинам зарядов от одного и того же источника. Сравнение производилось многократно при одинаковом напряжении на проводе и в одинаковых погодных условиях. При снятии распределений импульсов по величинам зарядов все источники на проводе, кроме исследуемого, подавлялись путем экранирования большей части провода тонкой проволокой.

Измерительная часть установки состояла из интегрирующей цепочки $R3-C1$, усилителя У, делителя напряжения ДН, электронного коммутатора ЭК и счетчика импульсов СИ и позволяла исследовать распределение импульсов тока короны по величинам зарядов и высокочастотный ток короны в заданной фазе питающего напряжения. Интегрирующая цепочка (постоянная времени равна 4 мкс) преобразовывала исследуемые импульсы тока стримерной короны (длительность импульсов 0,2—0,4 мкс) в импульсы одинаковой формы с амплитудами, пропорциональными зарядам входных импульсов. Преобразованные импульсы усиливались по напряжению, поступали на согласующий делитель напряжения ДН и далее на

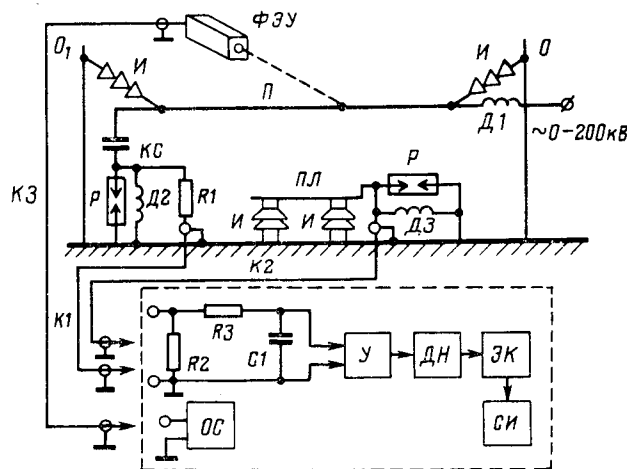


Рис. 1. Схема установки для исследования импульсов стримерной короны на проводе.

П — исследуемый провод; И — изоляторы; О — опоры; Д1 — дроссель 10 мГн; КС — конденсатор связи $3 \times \text{СМР-166 } V_3$ ($C=4000$ пФ); ПЛ — плоскость $1,5 \times 1,5$ м; ФЭУ — фотоумножитель типа ФЭУ-33; У — усилитель типа УШ-10; ДН — делитель омический; ЭК — электронный коммутатор; СИ — счетчик импульсов типа ПП-12; ОС — скоростной осциллограф типа С1-11; К1, К2, К3 — высокочастотные кабели типа РК-50.

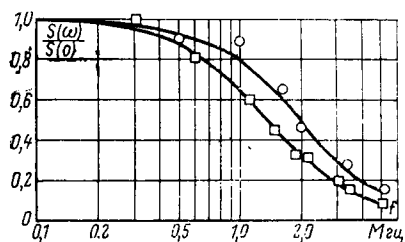


Рис. 2. Экспериментальные и расчетные частотные спектры импульсов стримерной короны на проводах разных диаметров при $E_m = 29,8$ кВ/см.

1 — расчет, $\kappa = 1,2 \cdot 10^7$ 1/сек; 2 — расчет, $\kappa = 0,87 \cdot 10^7$ сек.
□ — диаметр 33,1 мм; ○ — диаметр 19,6 мм.

электронный коммутатор ЭК. Электронный коммутатор по заданной программе подключал счетчик импульсов СИ к делителю ДН либо на все время проведения эксперимента, либо только в течение 555 мкс (10^9) каждого периода промышленной частоты. Фазу подключения СИ можно было регулировать в пределах от 0 до 360°. Счетчик импульсов фиксировал только те импульсы, амплитуда которых превышала порог срабатывания счетчика. Путем изменения коэффициента усиления усилителя U задавался уровень величины заряда исследуемых импульсов, при котором происходило срабатывание счетчика в те моменты времени, когда счетчик был подключен к делителю ДН. Калибровка схемы осуществлялась от генератора стандартных импульсов на импульсах длительностью 0,2 мкс.

В реальных условиях при хорошей погоде стримерная корона возникает из-за загрязнения проводов ВЛ в основном веществами органического происхождения [Л. 2]. Однако воспроизвести эти загрязнения в лабораторных условиях не всегда представляется возможным. К тому же параметры загрязнений изменяются во время опытов, источники работают нестабильно, что затрудняет проведение сравнительных испытаний. Поэтому существует практика исследований источников стримерной короны, создаваемых искусственно [Л. 3—5].

В работе изучались искусственные источники стримерной короны и источники, самопроизвольно возникавшие на проводе (естественные). Для создания искусственных источников применялся твердый материал с удельным объемным сопротивлением $\rho = 0,5—1,0$ Мом·м и диэлектрической проницаемостью $\epsilon = (20—50)\epsilon_0$. Кусочки этого материала разнообразной формы размерами 2—6 мм закреплялись на проводе проводящим клеем. Как показали дальнейшие исследования, форма и размеры кусочков не оказывают существенного влияния на параметры импульсов. Обычно искусственный источник короны стабильно работал в течение нескольких смен и имела возможность для возбуждения короны использовать одни и те же кусочки материала многократно и на разных проводах. Ниже будет показано, что импульсы короны, генерируемые искусственными источниками, по форме, по величине заряда, по относительной величине высокочастотного тока, создаваемого источником на проводах разных диаметров, хорошо моделируют естественные источники.

Форма импульсов стримерной короны исследовалась на искусственных источниках. Электрические импульсы имеют более пологий фронт, чем фотоимпульсы, и колебания на хвосте импульса. Эти колебания, обусловленные частичным отражением импульсов на участке от провода Π до сопротивления $R1$ (рис. 1), искажали истинную форму и затрудняли обработку электрических импульсов по длительности, которая измерялась на уровне половины амплитуды [Л. 7]. Соответствующую точку на хвосте электрических импульсов определяли, полагая, что истинное спадание тока импульса происходит по кривой, проведенной по серединегибающим колебаниям. Обработка осциллограмм показала, что длительность фото- и электрических импульсов, создаваемых одним и тем же источником, практически одинакова. Такой же результат был получен в работе [Л. 1].

Длина фронта у фотоимпульсов увеличивалась с увеличением диаметра провода, а у электрических оставалась неизменной, что, вероятно, объясняется большим затуханием высокочастотной части спектра импульса при его прохождении от провода до входа осциллографа. Поскольку при частотах ниже 5,0 МГц длина фронта практически не влияла на форму частотного спектра импульса, обработка осциллограмм прово-

дилась только по длительности импульса. Форма фотоимпульсов хорошо аппроксимируется зависимостью [Л. 1]:

$$f(t) = \kappa t e^{1-\kappa t}, \quad (1)$$

где a — амплитуда импульса; κ — коэффициент, определяющий длину фронта и длительность импульса; t — время с момента возникновения импульса.

При этом соотношение между величиной заряда и амплитудой импульса описывается формулой:

$$q = \int_0^\infty \kappa t e^{1-\kappa t} dt = \frac{ae}{\kappa}. \quad (2)$$

Обработка осциллограмм фотоимпульсов методом наименьших квадратов показала, что длительность импульсов зависит от диаметра провода и увеличивается с увеличением диаметра провода по закону, близкому к линейному:

$$\bar{\tau} = (6,9d + 75) \cdot 10^{-9}, \text{ сек.} \quad (3)$$

где $\bar{\tau}$ — средняя длительность импульсов; d — диаметр провода в мм, в диапазоне исследованных диаметров от 17 до 33 мм.

Значение коэффициента κ по данным опытов определялось по формуле:

$$\kappa = 2,7/\bar{\tau}, \text{ 1/сек.} \quad (4)$$

Формула (4) получена из (1) с учетом принятого определения длительности импульса [Л. 7]. С помощью выражений (3) и (4) получена зависимость коэффициента κ от диаметра провода:

$$\kappa = \frac{1}{2,5d + 28}, \text{ 1/сек.} \quad (4a)$$

Данные по $\bar{\tau}$ и κ приведены в табл. 1. Полученные значения κ хорошо согласуются с результатами [Л. 1] ($\kappa = 1,2 \times 10^7$ сек для провода диаметром 19,6 мм), где исследования проводились на естественных источниках.

Амплитуда импульсов, изменение максимальной напряженности поля на поверхности провода в диапазоне от 25 до 34 кВ/см, наличие соседнего провода на расстоянии 0,1 и 0,15 м от коронирующего провода (расщепленный провод) не оказывали существенного влияния на форму и длительность фото- и электрических импульсов. При естественном моросащем дожде, когда на проводе возникало много источников стримерной короны, наблюдалось уменьшение длительности импульсов в 1,15—1,3 раза (табл. 1) и при наличии на проводе искусственного источника и при его отсутствии. По-видимому, сказывалось влияние соседних источников.

Форма импульсов стримерной короны (1) определяет частотный спектр импульса [Л. 1]:

$$S(\omega) = \frac{ae\kappa}{\omega^2 + \kappa^2} = q \frac{\kappa^2}{\kappa^2 + \omega^2}. \quad (5)$$

Из (5) следует, что форма частотного спектра зависит от параметра κ и, следовательно, от диаметра провода. Измерения показали хорошее совпадение расчетных и экспериментальных спектров на частотах от 0,15 до 5,0 МГц (рис. 2). Частотный спектр измерялся на выходе фотоумножителя измерителем радиопомех, характеристики которого удовлетво-

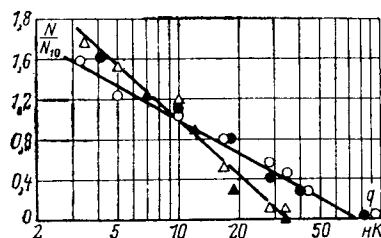


Рис. 3. Относительное число импульсов тока стримерной короны с величиной заряда больше указанной по оси абсцисс, $E_m = 29,8$ кВ/см; N_{10} — число импульсов, заряд которых больше 10 нК; N — число импульсов, заряд которых больше указанного значения по оси абсцисс.

Один искусственный источник: Δ — $d = 19,6$; $N_{10} = 55$; $\circ$ — $d = 33,1$ мм; $N_{10} = 130$; несколько естественных источников: $\triangle$ — $d = 19,6$ мм; $N_{10} = 180$; $\bullet$ — $d = 33,1$ мм; $N_{10} = 880$.

Таблица 1

Диаметр провода d , мм	Число ос- цилло- грамм	τ , нсек	σ , нсек	τ по (3), нсек	χ по (4), сек $^{-1}$	χ по (4а), сек $^{-1}$	n^1	$I(\omega)$ относительно 1 мкв*, дб				σ_I	ΔY_r относительно провода диа- метром 19,6 мм, дб			$40 \lg \frac{r_2}{r_1}$, дб	
								$f=0,15$ Мгц	$f=0,5$ Мгц	$f=1,0$ Мгц	$f=0,15$ Мгц		$f=0,5$ Мгц	$f=1,0$ Мгц			
17,0	120	185	20	190	$1,46 \cdot 10^7$	$1,41 \cdot 10^7$	—	—	—	—	—	—	—	—	—		
19,6	145	225	30	210	$1,20 \cdot 10^7$	$1,28 \cdot 10^7$	8	25,9	25,3	23,7	1,2	0	0	0	0		
29,0	40	265	20	275	$1,02 \cdot 10^7$	$0,98 \cdot 10^7$	22	33,3	32,3	29,9	1,4	7,4	7,0	6,2	6,8		
33,1	180	310	30	305	$0,87 \cdot 10^7$	$0,88 \cdot 10^7$	13	35,6	34,3	32,0	1,1	9,7	9,0	8,3	9,1		
Сухая погода. Искусственные источники																	
19,6	40	195	10	—	$1,38 \cdot 10^7$	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—		
33,1	45	245	10	—	$1,10 \cdot 10^7$	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—		
Моросящий дождь																	

¹ n — число обследованных источников при определении $I(\omega)$;

* $E_H = 29,8 \text{ кВ/см}$.

ряют требованиям Международного специального комитета по радиопомехам (СИСПр).

Распределение импульсов короны по величинам зарядов и высокочастотный ток стримерной короны. На рис. 3 приведены типичные распределения импульсов тока стримерной короны по величинам зарядов. Из рис. 3 видно, что искусственные и естественные источники короны, возникавшие на одном и том же проводе, генерировали примерно одинаковое относительное число импульсов, заряд которых превышал заданную величину. Характерно, что изменение величин зарядов импульсов при изменении диаметра провода было примерно одинаковым для естественных и искусственных источников.

В табл. 2 приведены результаты измерений зарядов импульсов тока стримерной короны на проводе диаметром 29 мм при $E_H = 29,8 \text{ кВ/см}$. По результатам измерений вычислялось среднеквадратичное значение тока помех, генерируемого источником короны, по формуле [Л. 1]:

$$I(\omega) = |q(\omega)| \sqrt{2(\bar{a}^2 + \sigma_a^2) n \Delta f} \approx \frac{\chi^2}{\chi^2 + \omega^2} \sqrt{2\Delta f \sum_{i=1}^{m-1} q_i^2 n_i}, \quad (6)$$

где $I(\omega)$ — среднеквадратичное значение тока помех на частоте $\omega = 2\pi f$; $\bar{a}$ и σ_a — среднее значение и стандарт амплитуд импульсов; $q(\omega)$ — частотный спектр импульса тока стримерной короны с единичной амплитудой, гц; n — средняя частота следования импульсов, 1/сек; Δf — ширина полосы измерения, принята равной 9 кГц; q_i — средняя величина заряда импульса в i -й подгруппе; n_i — среднее число импульсов в данной подгруппе; χ — коэффициент, вычисленный по результатам измерений.

Значение q_i определялось, как величина, логарифм которой равен полусумме логарифмов минимально и максимально возможных значений величин зарядов импульсов данной подгруппы. Среднее число импульсов n_i определялось как раз-

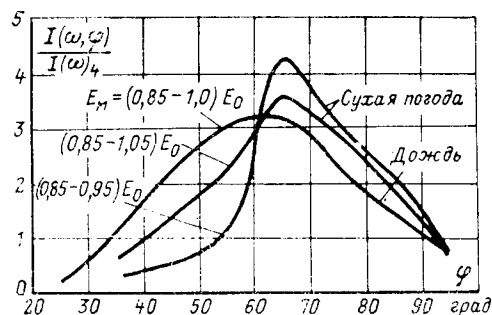


Рис. 4. Интенсивность стримерной короны в зависимости от фазы приложенного напряжения.

ность чисел импульсов, измеренных при минимальном и максимальном уровнях зарядов в i -й подгруппе.

Результаты обработки измерений представлены в табл. 1, из которой следует, что величина среднеквадратичного тока помех, создаваемого одним искусственным источником короны, существенно зависит от диаметра провода. На частоте 0,5 МГц полученные результаты хорошо согласуются с широко известной экспериментальной зависимостью [Л. 8]:

$$\Delta Y_r = 40 \lg \frac{r_2}{r_1}, \text{ дБ}, \quad (7)$$

где r_1 , r_2 — радиусы сравниваемых проводов; ΔY_r — относительное изменение уровня радиопомех от ВЛ при изменении радиуса провода и неизменной максимальной напряженности на поверхности провода. Учитывая полученную зависимость частотного спектра импульса от диаметра провода, следует заметить, что величина ΔY_r зависит не только от диаметра сравниваемых проводов, но и от частоты, на которой производится сравнение (см. табл. 1).

Уровень высокочастотного тока помех, генерируемый одним источником короны, обычно увеличивался при увеличении напряженности поля. Однако при значениях максимальной напряженности поля E_H более $0,95E_0$ (E_0 — начальная напряженность поля общей короны) темп роста заметно уменьшался, а иногда увеличение уровня высокочастотного тока и вовсе не происходило. Всего для разных источников короны было проведено восемь серий опытов. В среднем при $0,85E_0 < E_H < 0,95E_0$ темп роста высокочастотного тока был равен 1,3 дБ/кВ/см, стандарт — 0,25 дБ/кВ/см. При обработке тех же измерений, но в диапазоне изменения напряженности поля $0,89E_0 < E_H < E_0$ был получен темп роста 1 дБ/кВ/см, стандарт 0,25 дБ/кВ/см. На реальных ВЛ увеличение уровня радиопомех обычно происходит более быстрыми темпами — 2,3 дБ/кВ/см [Л. 8], что обусловлено появлением новых источников.

Высокочастотный ток помех в разных фазах питающего напряжения определялся по результатам измерений распределений импульсов короны по величинам зарядов. Измерения проводились в сухую погоду (естественные источники) и при

Таблица 2

Заряд импульса	Число зарегистрированных импульсов за 10 сек измерения			Среднее число импульсов за 1 сек
	1-й цикл	2-й цикл	3-й цикл	
Более 96	1	0	0	0
То же 48	85	230	160	16
" " 32	350	360	430	38
" " 24	530	550	590	56
" " 16	730	840	850	81
" " 9,6	870	1200	1240	110
" " 4,8	1200	1400	1530	137

искусственном морозящем дожде при максимальных напряжениях поля в диапазоне $(0,85—1,05)E_0$.

По формуле (6) вычислялось среднеквадратичное значение высокочастотного тока $I(\omega, \varphi)$ в заданной фазе питающего напряжения и среднеквадратичное значение $I(\omega)$ — среднее за все время измерения. На рис. 4 приведены усредненные значения отношения $\frac{I(\omega, \varphi)}{I(\omega)}$, характеризующего относитель-

ную интенсивность стримерной короны в различных фазах питающего напряжения. Каждая кривая получена в результате обработки 8—10 экспериментов. Визуальные наблюдения на экране осциллографа, а также результаты измерений (рис. 4) показали, что стримерная корона на проводе возникает в положительный полупериод напряжения при углах от 30 до 110° [при E_m в диапазоне $(0,85—1,05)E_0$], причем наиболее интенсивная стримерная корона имела место при углах 50—80°. Относительная величина интенсивности стримерной короны в различных фазах питающего напряжения практически не зависела от диаметра провода. Из рис. 4 видно, что состояние поверхности провода и величина максимальной напряженности поля оказывают влияние на изменение относительной интенсивности стримерной короны во времени.

Выводы. 1. Длительность импульсов стримерной короны увеличивается при увеличении диаметра провода. Получена экспериментальная зависимость длительности импульсов от диаметра провода.

2. Среднеквадратичное значение высокочастотного тока помех, создаваемого в проводе одним источником короны,

зависит от диаметра провода и частоты измерения, и на частоте 0,5 МГц пропорционально квадрату диаметра провода.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Перельман Л. С., Чернобродов М. И. Исследование импульсов положительной короны и радиопомех с провода в реальных условиях. — «Электричество», 1966, № 4, с. 62—66.
2. Newell H. N., Liao T. W., Warburton F. W. Corona and RI caused by partials on or near EHV conductors, pt. 1: fair weather. — «IEEE Trans. power App. and Syst.», 1967, vol. 86, № 11, p. 1375—1383.
3. Liao T. W., Hoglund N. A. Fair — weather RI, pt. 1: Artificial and natural sources. — «IEEE Trans. Power App. and Syst.», 1970, vol. 89, № 5, p. 837—842.
4. Всесторонние исследования радиопомех от проводов и линейной арматуры. Пер. докладов СИГРЭ 1966 г. Под ред. С. С. Рокотяна. М., «Энергия», 1968, с. 164—190.
5. Rakoshdas C. Pulses and radio-influence voltage of direct voltage corona. — «IEEE Trans. Power App. and Syst.», 1964, vol. 83, № 5, p. 533—541.
6. Богданова Н. Б., Попков В. И. Некоторые особенности высокочастотного излучения коронного разряда. — «Доклады АН СССР», 1960, № 6, т. 134, с. 1331—1334.
7. Техника высоких напряжений. Под ред. Сиротинского Л. И. М., «Энергия», 1951, ч. 1. 74 с.
8. Журавлев Э. Н. Радиопомехи от коронирующих линий электропередачи. М., «Энергия», 1971.

[4.10.1974]



УДК 62-83:621.771.2

Система автоматического регулирования натяжения полосы непрерывного листового стана с электромеханическими петледержателями

Канд. техн. наук ПИСТРАК М. Я., инж. КАРЕТНИКОВ В. Ф.

ВНИИэлектропривод

В практике автоматизации непрерывных тонколистовых станов горячей прокатки широкое применение находят системы автоматического регулирования натяжения, построенные на основе подвижных петледержателей без непосредственного измерения усилия натяжения [Л. 1]. Принцип действия таких систем заключается в том, что при отклонении натяжения в полосе от заданного значения нарушается равновесие между моментом привода и статическим моментом, приложенным к валу петледержателя. Это приводит к отклонению рычага петледержателя от заданного положения. В системе вырабатывается сигнал коррекции скорости валков соответствующей клетки. Под действием этого сигнала соотношение скоростей смежных клеток изменяется до тех пор, пока не восстановится заданное натяжение и положение петледержателя. Таким образом, система регулирования натяжения с подвижными петледержателями представляет собой систему связанного регулирования двух параметров, что дает основание называть ее системой автоматического регулирования натяжения и петли полосы (САРН и П).

Регулирование натяжения в САРН и П осуществляется по двум каналам: 1) воздействием на скорость валков через регулятор петли и 2) непосредственным воздействием на полосу через движущийся петледержатель. При постоянном (не зависящем от угла подъема) моменте привода натяжение в диапазоне углов до 20—25° изменяется по закону, близкому к гиперболе. В этом случае регулирование натяжения осуществляется с переменным статизмом по петле.

Известны также системы, где для получения приблизительно постоянного статизма применяют бесколлекторные электродвигатели со специальной формой моментной характеристики [Л. 2]. В современных САРН и П моментную характери-

стику привода петледержателя стремятся выполнить такой, чтобы обеспечивалось регулирование натяжения, близкое к астатическому. Петледержатель с такой характеристикой иногда называют «безразличным», имея в виду независимость натяжения в статике от угла подъема. Впервые такой способ формирования момента был предложен для гидравлических петледержателей [Л. 3], а позднее нашел применение и в системах с электромеханическими петледержателями. Гибкость и надежность, свойственные электроприводу, способствовали распространению электромеханических петледержателей как с редукторами [Л. 4], так и безредукторных [Л. 5 и 6]. Применение безредукторных петледержателей улучшает технические показатели системы регулирования за счет повышения динамических свойств привода и уменьшения потерь на трение, а также упрощает обслуживание оборудования.

В данной статье рассматривается система автоматического регулирования натяжения с безредукторными электромеханическими петледержателями, разработанная ВНИИэлектропривод и внедренная в промышленную эксплуатацию в 1972—1973 гг. на новых широкополосовых станах 1700 и 2000 * [Л. 7—9].

* В промышленном внедрении системы принимали участие: О. А. Помазановский (УГПИ Тяжпромэлектропроект), И. Тицэ (Галацкий меткомбинат СРР), И. Тудор (Галацкий меткомбинат СРР), Ю. П. Осипов, Е. З. Шнейдер, Н. И. Страшун, А. В. Шапоров (ВНИИэлектропривод), П. С. Гринчук (НКМЗ), А. Г. Наумов, Ю. П. Щегольков, Б. Т. Горбулинский (НЛМЗ), Е. А. Гительман (ПНУ ЮВЭМ).

$$\left. \begin{aligned} \frac{H_B v_{B3}^*}{v_{B3t}^*} B &= Q^*_{\Pi}, \\ Q^*_{\Pi} \gamma L_0 &= G^*_{\Pi}; \\ Q^*_{\Pi} (\sigma^*_{\Pi} T + \Delta \sigma^*_{\Pi}) &= T^*. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Заданная уставка момента M^* вводится в цепь ограничения выходного напряжения регулятора крайних положений *РКП*, который служит для «электрического удержания» петледержателя в нижнем исходном положении, а также для ограничения предельного угла подъема. Во время прокатки установившееся (рабочее) положение петледержателя определяется заданным значением угла β^* на входе астатического регулятора петли *РП*, воздействующего на регулятор скорости валков одной из клетей промежуток. В качестве «опорной» принята четвертая клеть шестиклетьевой чистовой группы.

Для обеспечения «устойчивого состояния» полосы при выходе ее из валков клетки i опускание петледержателя начинают с момента выхода заднего конца полосы из клетки $i-1$ — предшествующего межклетевого промежутка. Это достигается переключением входа задатчика ЗП с сигнала задания β^* на

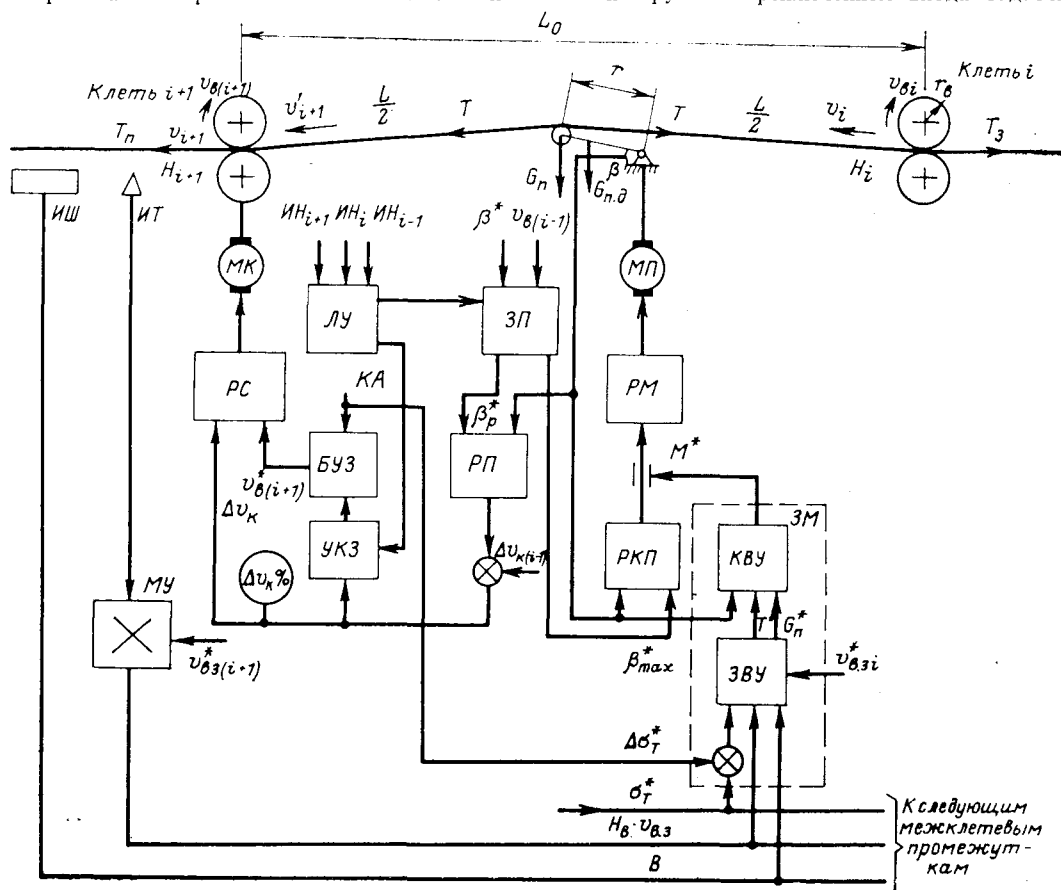


Рис. 1. Упрощенная функциональная схема САРН и П для одного межклетевого промежутка чистовой группы стана.

КВУ — вычислительное устройство, компенсирующее «эффект геометрии»; *РКП* — регулятор крайних положений петледержателей; *ЗП* — задатчик положения петледержателя (петли); *МУ* — множительное устройство; *ИШ* — измеритель ширины полосы на выходе из чистой группы; *ИТ* — измеритель толщины полосы; *ЛУ* — логическое устройство; *КА* — командоаппарат тонкой регулировки скорости клетки; *ИН* — индикаторы наличия металла в клетях; *МК*, *МП* — двигатели клетки и петледержателя; *РС* — регулятор скорости; *БУЗ* — блок установки заданной скорости клетки; *УКЗ* — логическое устройство канала коррекции заправочной скорости клетки; *РМ* — регулятор момента (тока); *ЗМ* — узел задания момента двигателя петледержателя; *ЗВУ* — задающее вычислительное устройство.

Оценка структуры и влияния параметров системы на ошибки натяжения. Рассматриваемая система описывается следующими уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} \sigma_T &= \frac{E}{pL_0} (v'_{i+1} - v_i \pm v_{п.д}) + \sigma_{T0}; \\ v_i &= v_{вi} [1 + s_{0i} + a(\sigma_T - \sigma_{T.з})]; \\ v'_{i+1} &= v_{в(i+1)} [1 + s_{0(i+1)} + a(\sigma_{T.п} - \sigma_T)] \frac{H_{i+1}}{H_i}; \\ v_{п.д} &= \omega 2r \cos \beta \sin \left(\frac{2r \sin \beta}{L_0} \right); \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

$$\left. \begin{aligned} \omega &= \frac{M - M_c}{pJ_{п}}; \\ M &= c_{\omega} I; \\ I &= \frac{E_{п} - E_{д}}{R_{э.п} (pT_{э.п} + 1)}; \\ M_c &= \frac{2r^2}{L_0} \sigma_T Q_{п} \sin 2\beta + rG \cos \beta; \\ \beta &= \frac{\omega}{p}; \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

$$\left. \begin{aligned} E_{п} &= \frac{(I^* - I - I_E) (pT_{э.п} + 1) R_{э.п}}{pT_T}; \\ I^* &= \frac{M^*}{c_{\omega}}; \\ I_E &= \frac{k_E \omega c_{\omega}}{R_{э.п} (pT_{э.п} + 1)}; \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

$$M^* = \frac{2r^2}{L_0} \sigma^*_{T.п} \sin 2\beta + k_H r G^* \cos \beta; \quad (5)$$

$$\left. \begin{aligned} v_{в(i+1)} &= \frac{(M_{д} - M_{пп}) r_{в}}{pJ}; \\ M_{д} &= \frac{[v^*_{в(i+1)} + v_{в.к(i+1)} - v_{в(i+1)}] J \varphi}{T_{св} (pT_T + 1)}; \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

$$v_{в.к(i+1)} = \frac{(\beta^* - \beta) (pT_1 + 1) (pT_2 + 1) v_{в(i+1)}}{pT_3}. \quad (7)$$

Полоса, как объект регулирования, описывается системой уравнений (2), привод петледержателя—(3), регулятор тока привода петледержателя—(4), задающее и компенсирующее вычислительные устройства—(5), привод валков $i+1$ клетки с П-регулятором скорости—(6), регулятор петли—(7). В приведенных уравнениях не учитываются упругость механической системы «клеть—валок», моменты трения в подвижных частях петледержателя и изгиба полосы. Принято также, что приводы валков имеют абсолютно жесткие механические

характеристики. При описании полосы использована линейная зависимость опережения от разности переднего и заднего удельных натяжений [Л. 10 и 11].

Изменения разности скоростей входа металла в клеть $i+1$ и выхода из клетки i , возникающим вследствие движения петледержателя, соответствует координата $v_{п.д}$, связанная с угловой скоростью ω нелинейной зависимостью. Структурная схема САРН и П для одного межклетевого промежутка, линеаризованная в малом, приведена на рис. 2.

При введении системы в эксплуатацию установлено, что для устойчивого протекания процесса прокатки в чистовой группе клетей колебания петли металла должны быть достаточно хорошо затухающими [Л. 8 и 9]. Поэтому структура и параметры САРН и П приходится выбирать из условия компромисса между двумя технологическими требованиями—точностью поддержания натяжения и необходимой степенью демпфирования колебаний петли. Демпфирование колебаний достигается введением статизма натяжения по петле и скорости петледержателя. Статизм по петле получают путем задания составляющей момента, необходимой для компенсации веса полосы с некоторым избытком, а статизм по скорости—введением в контур регулирования тока корректирующей отрицательной связи по э. д. с. двигателя петледержателя [Л. 4 и 9].

Уравнение статической характеристики регулятора натяжения можно получить в результате совместного решения уравнений для статического момента и момента двигателя петледержателя. При условии точной компенсации «эффекта геометрии» и задании составляющей момента, необходимой для компенсации веса полосы и петледержателя с коэффициентом

избытка $k_H = \frac{G^*}{G} > 1$, уравнение статической характеристики имеет вид:

$$\sigma_T = \sigma^*_{T.п} + \frac{L_0 G (k_H - 1)}{4 Q_{пr} \sin \beta_z} = \sigma^*_{T.п} + \sigma_{T.н}, \quad (8)$$

где $\sigma_{T.н}$ —статическая ошибка натяжения.

Как уже отмечалось ранее, регулирование натяжения в переходном процессе изменения петли осуществляется по двум каналам—воздействием на скорость валков через регулятор петли и непосредственным воздействием на полосу через движущийся петледержатель (сигнал $v_{п.д}$ на рис. 2). Следовательно, петледержатель в процессе его движения с полосой можно рассматривать как регулятор натяжения, который является внутренним контуром системы регулирования петли. Структура и параметры этого регулятора оказывают существенное влияние на показатели системы. Поэтому представляет интерес отдельное рассмотрение указанного контура.

Преобразованная структурная схема контура регулирования натяжения в разомкнутой системе регулирования петли представлена на рис. 3. Возмущающим воздействием является изменение скорости металла $\Delta v'_{i+1}$ на входе в клеть $i+1$.

Анализ выражений передаточных функций для угловой скорости петледержателя $\Delta \omega(p) / \Delta v'_{i+1}(p)$ и отклонения удельного натяжения полосы $\Delta \sigma_T(p) / \Delta v'_{i+1}(p)$, полученных из

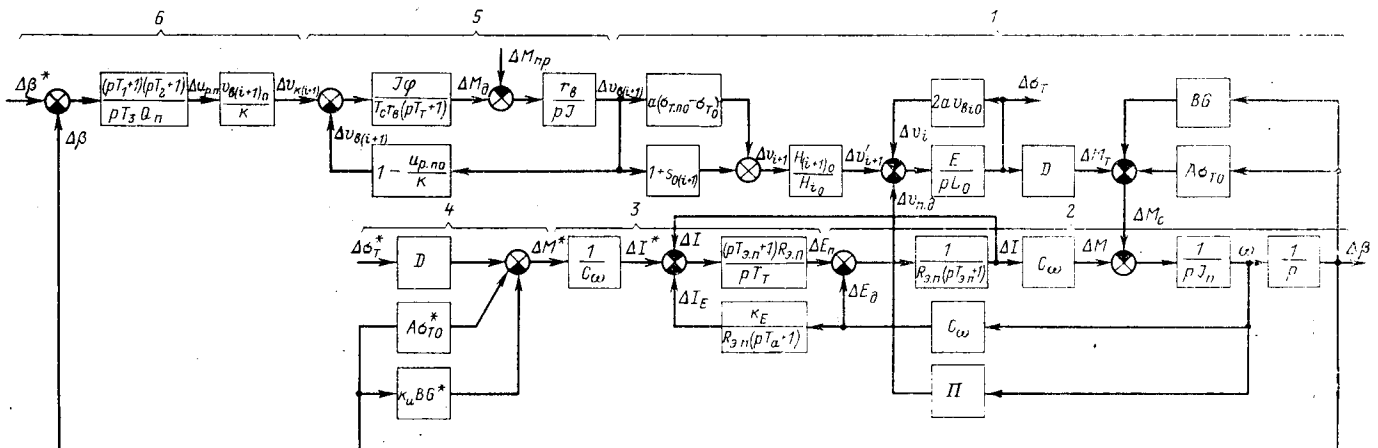


Рис. 2. Структурная схема линеаризованной САРН и П.

1—полоса; 2—петледержатель; 3—регулятор момента (тока) привода петледержателя; 4—задающее и компенсирующее вычислительные устройства; 5—привод клетки; 6—регулятор петли.

структурной схемы на рис. 3, показывает, что в процессе движения петледержателя, помимо переходной динамической ошибки натяжения, возникающей в период изменения скорости ω , появляются также ошибки, обусловленные статизмом как по петле, так и скорости петледержателя. Статизм по петле имеет место при $k_n > 1$, при этом статическая ошибка натяжения равна:

$$\Delta \sigma_T = \sigma_{T.н} = \frac{L_0 G (k_n - 1)}{4 Q_n r} \cdot \frac{\cos \beta_0}{\sin^2 \beta_0} \Delta \beta. \quad (9)$$

При $k_n = 1$ и отсутствии корректирующей связи по э. д. с. двигателя в контуре регулирования тока ($k_E = 0$) имеет место установившаяся динамическая ошибка натяжения, определяемая из выражения

$$\Delta \sigma_T = \Delta v'_{i+1} \frac{k_n T_T (A \sigma^*_{T_0} - B G^*)}{k_n \Pi D + T_T (A \sigma^*_{T_0} - B G^*)}, \quad (10)$$

где

$$B = r \sin \beta_0; \quad D = \frac{2r^2}{L_0} Q_n \sin 2\beta_0;$$

$$k_n = \frac{1}{2 a v_{b0}}.$$

$$\Pi = 2r \cos \beta_0 \sin \left(\frac{2r \sin \beta_0}{L_0} \right);$$

$$A = \frac{4r^2}{L_0} Q_n \cos 2\beta_0.$$

При этом установившаяся угловая скорость движения петледержателя будет:

$$\omega = \Delta v'_{i+1} \frac{k_n D}{k_n \Pi D + T_T (A \sigma^*_{T_0} - B G^*)}. \quad (11)$$

Статизм натяжения по скорости петледержателя в этом случае равен

$$\frac{\Delta \sigma_T}{\omega} = \frac{T_T (A \sigma^*_{T_0} - B G^*)}{D}. \quad (12)$$

а статизм по петле равен нулю.

Как видно из выражения (10), в данном случае ошибка натяжения обусловлена инерционностью контура тока. При высоком быстродействии этого контура ($T_T \rightarrow 0$) установившаяся угловая скорость петледержателя стремится к величине

$\frac{\Delta v'_{i+1}}{\Pi}$, при которой наступает равенство $\Delta v_{п.д} = \Delta v'_{i+1}$ и соответственно $\Delta \sigma_T \rightarrow 0$. При наличии корректирующей отрица-

тельной связи по э. д. с. двигателя ($k_E \neq 0$) имеем:

$$\Delta \sigma_T = \Delta v'_{i+1} \frac{k_n \left[\frac{R_{э.п}}{c^2_{\omega} k_E} T_T (A \sigma^*_{T_0} - B G^*) + 1 \right]}{k_n \Pi D \frac{R_{э.п}}{c^2_{\omega} k_E} + \frac{R_{э.п}}{c^2_{\omega} k_E} T_T (A \sigma^*_{T_0} - B G^*) + 1}; \quad (13)$$

$$\omega = \Delta v'_{i+1} \frac{\frac{R_{э.п}}{c^2_{\omega} k_E} k_n D}{k_n \Pi D \frac{R_{э.п}}{c^2_{\omega} k_E} + \frac{R_{э.п}}{c^2_{\omega} k_E} T_T (A \sigma^*_{T_0} - B G^*) + 1}. \quad (14)$$

Из выражений (13) и (14) видно, что при $T_T \rightarrow 0$ регулятор натяжения имеет установившуюся динамическую ошибку, зависящую от величины коэффициента k_E и параметров двигателя $\left(\frac{R_{э.п}}{c^2_{\omega}} \right)$. Выбор величины k_E , так же, как и k_n производят из отмеченных ранее условий компромисса между точностью регулирования натяжения и степенью демпфирования колебаний петли.

Регулятор петли, воздействующий на скорость валков по сигналу отклонения положения петледержателя от заданного, является звеном, осуществляющим одновременное регулирование двух параметров — петли и натяжения. Анализ упрощенной линейной модели системы показывает, что регулятор петли должен иметь передаточную функцию вида

$$W_{p.п} = \frac{(pT_1 + 1)(pT_2' + 1)}{pT_3} \frac{v_{b0}}{Q_n}. \quad (15)$$

Как показал опыт внедрения рассматриваемой системы, определяющим условием является требование к качеству процесса регулирования петли. Практически удовлетворительные результаты достигаются применением ПИД-регулятора петли с компенсацией в канале регулирования изменения скорости полосы в межклетевом промежутке, не прибегая при этом к компенсации отклонения сечения полосы.

На рис. 4 представлены синхронно записанные кривые процессов, протекающих в системах автоматического регулирования толщины (САРТ) и натяжения полосы на широкополосном стане 1700. На осциллограммах приведены кривые изменения положений нажимных винтов $s_1 - s_6$ по сигналам САРТ, углы подъема петледержателей $\beta_1 - \beta_5$ и сигналы коррекции скоростей клеток $u_{к1} - u_{к5}$. При прокатке полосы сигналы коррекции скоростей клеток изменяются до 5% и зависят от перемещений нажимных винтов. Изменения углов подъема петледержателей относительно невелики, что особенно важно для обеспечения устойчивого процесса прокатки.

Закключение. 1. Система автоматического регулирования натяжения с подвижными петледержателями представляет со-

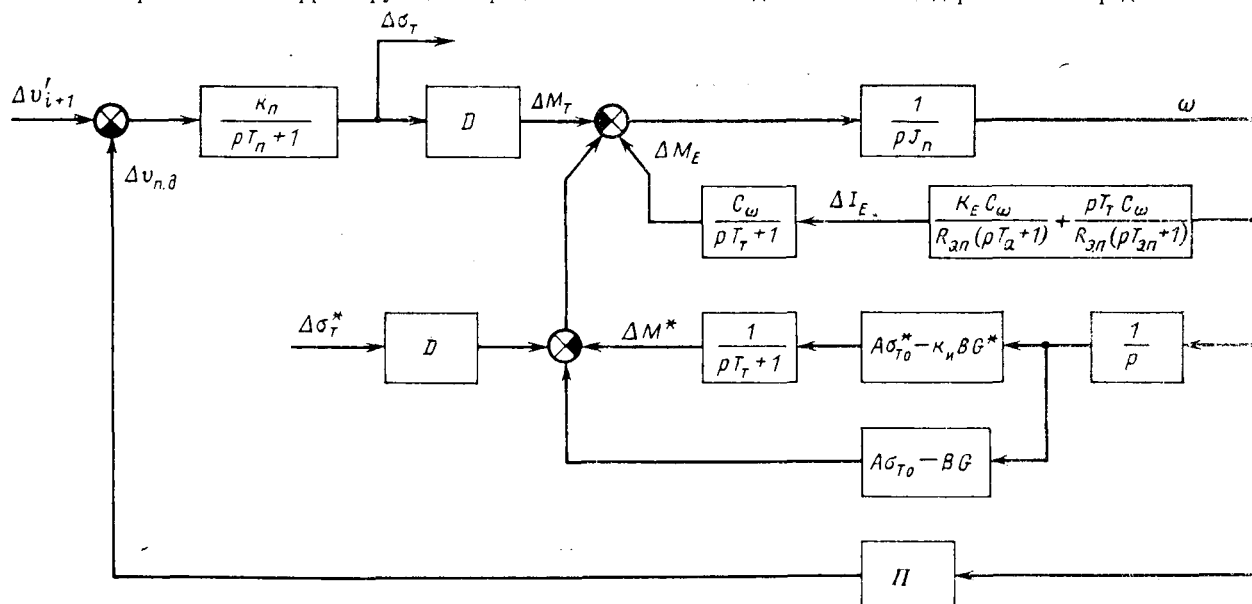


Рис. 3. Структурная схема контура натяжения с разомкнутым каналом регулирования петли.

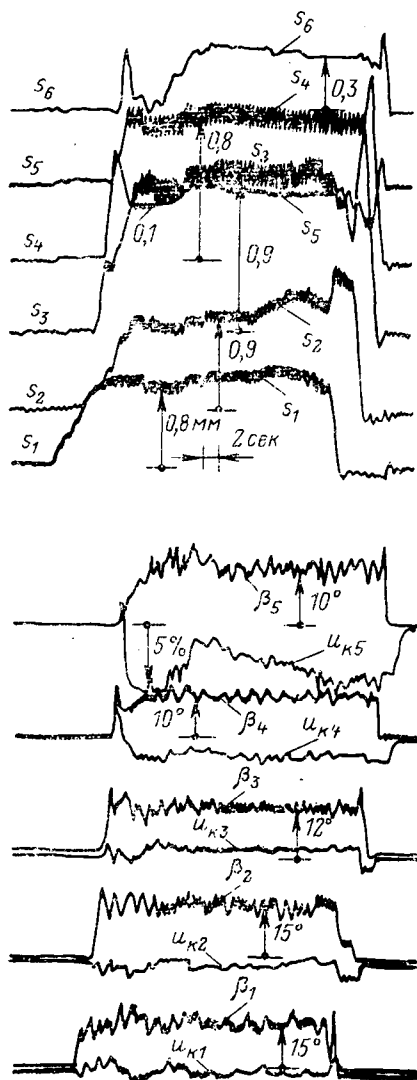


Рис. 4. Осциллограммы процессов прокатки полосы с автоматическим регулированием толщины и натяжения.

бой систему связанного регулирования двух параметров — межклетового натяжения и петли металла. Условием устойчивой работы чистовой группы клетей, оборудованной этой системой, является хорошее демпфирование колебаний петли. Выполнение этого условия достигается ценой дополнительных ошибок натяжения, возникающих в переходном процессе изменения петли и зависящих как от положения петледержателя, так и его скорости.

2. От того, насколько эффективна работа САРН и П, зависят качество процесса автоматической прокатки и величина возможного отклонения ширины полосы в чистовой группе клетей от установленного значения. Это обстоятельство следует учитывать при выборе уставок натяжений. При прокатке с очень малыми натяжениями наряду с потерей устойчивости полосы в валках повышается также (из-за нелинейности системы регулирования) вероятность возникновения опасных колебаний, связанных с изменением состояния технологического и электрического оборудования стана. Опыт эксплуатации рассмотренной системы на новых широкополосовых станах 1700 и 2000 показывает, что удовлетворительное качество ее работы обеспечивается при удельных натяжениях, изменяющихся в диапазоне 5—20 н/мм².

3. Для безредукторного электропривода петледержателей применены специально разработанные заводом «Электросила» двигатели постоянного тока типа МПС-75-25 мощностью 75 кВт при 100% ПВ, 25 об/мин, 230 в с динамическим пока-

зателем $\frac{M_n}{J_n} = \frac{28500}{275} = 104 \text{ 1/сек}^2$, что соответствует времени разгона до номинальной скорости при номинальном моменте

0,025 сек. Суммарный момент трения в подвижных частях петледержателя, включая электродвигатель, согласно произведенным измерениям, не превышает 300 нм, что дает ошибку натяжения при угле подъема 15° не более 3700 н.

Принятые обозначения:

L_0 — межклетовое расстояние; L — длина полосы в межклетевом промежутке; r, r_n — радиусы рычага петледержателя и прокатных валков; β — угол подъема рычага петледержателя над линией прокатки; G^*, G — заданное и действительное значения силы веса полосы и петледержателя; Q^*_n, Q_n — заданное и действительное значения сечения полосы в межклетевом промежутке; H_n — толщина полосы на выходе стана; H_i — толщина полосы на выходе клетки i ; $v^*_{в.з}, v^*_{в.з.i}$ — заданные значения скорости валков последней и i -й клетей; v'_i, v_i — скорости входа и выхода полосы из i -й клетки; $v_{п.д}$ — изменение скорости металла, обусловленное движением петледержателя; ω — угловая скорость петледержателя; s_0 — опережение при отсутствии натяжения; T_c, T_t — постоянные времени контуров регулирования скорости и тока; B — ширина полосы; E — модуль упругости полосы при данной температуре прокатки; σ^*_t, σ_t — заданное и действительное значения удельного натяжения; $\sigma_{т.з}, \sigma_{т.п}$ — заднее и переднее удельные натяжения полосы; $\sigma_{т.0}$ — начальное удельное натяжение; T — полное натяжение; J_n, J — моменты инерции петледержателя и привода валков; $\varphi = \Phi/\Phi_n$ — относительная степень ослабления потока возбуждения привода валков; $R_{э.п}$ — эквивалентное сопротивление цепи привода петледержателя;

$c_\omega = \frac{pN}{2\pi a} \Phi_n$ — произведение конструктивной постоянной

электрической машины на номинальный поток возбуждения; E_d, E_n — э. д. с. двигателя и преобразователя; M^*, I^* — заданные значения момента и тока двигателя петледержателя; M, M_d — моменты двигателей петледержателя и прокатных валков; $M_{пр}$ — момент прокатки; k_E — коэффициент обратной связи по э. д. с. регулятора тока привода петледержателя; k_n — коэффициент избытка задания веса полосы и петледержателя; a — коэффициент пропорциональности между опережением и передним удельным натяжением; Δ — приращение параметра; T_m — электрохимическая постоянная времени привода петледержателя; $T_{э.п} \approx T_a$ — электромагнитная постоянная времени привода петледержателя и постоянная времени измерителя э. д. с.; $u_{р.п}$ — выходное напряжение регулятора петли.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Каретников В. Ф., Пистрак М. Я. Состояние и основные направления развития систем автоматического регулирования натяжения на широкополосовых станах горячей прокатки в СССР и за рубежом. — «ЭП. Электропривод», 1975, вып. 6(41).
2. Краснов В. С., Куркотов А. И., Фишкин Е. Е. — Специальные моментные электродвигатели для привода петледержателей прокатных станов. — «Электротехника», 1974, № 1.
3. Sims R. B. The Causes of Gage Variations in Hot Strip Mills and their Correction. — «Iron and Steel Engineer», 1960, N 5.
4. Price J. C. The Hot Strip Mill looper system. — «IEEE Trans. Ind. Appl.», 1973, 9, N 5.
5. Vogl H., Heindel A. Einrichtung zum Antrieb eines Schlingenhobers für Walzenstraben. Pat. N 1236637. (ФРГ).
6. Heindel A. Regeleinrichtungen für Hauptantriebe und Schlingenhoberantrieben von Breitband — Fertigstraben. — «Siemens — Zeitschrift», 1966, N 11.
7. Пистрак М. Я., Каретников В. Ф. Электропривод и электроавтоматика нового широкополосового стана 1700. — «ЭП. Электропривод», 1973, вып. 5.
8. Опыт внедрения системы автоматического регулирования натяжения полосы (САРН) на стане 2000 НЛМЗ. — «Инструктивные указания по проектированию электротехнических промышленных установок». М., «Энергия», 1974, № 11. Авт.: В. Ф. Каретников, М. Я. Пистрак, Б. Т. Горбулинский и др.
9. Каретников В. Ф., Пистрак М. Я. Некоторые вопросы промышленного внедрения системы автоматического регулирования натяжения полосы на широкополосовом стане 1700 горячей прокатки. — «ЭП. Электропривод», 1975, вып. 7.
10. Дружинин Н. Н. Непрерывные станы как объект автоматизации. М., «Металлургия», 1967.
11. Выдрий В. Н. Динамика прокатных станов. М., Металлургиздат, 1960.

[53.1975]

Выбор структуры металлокерамических магнитомягких материалов для электрических машин

Канд. техн. наук, проф. ГОРЯИНОВ Ф. А., инж. ГОЛЬДМАН М. А.

Москва—Оренбург

В настоящее время проводятся работы, целью которых является разработка новой технологии изготовления магнитопроводов электрических машин и аппаратов переменного тока на основе металлокерамических магнитомягких материалов [Л. 1—4]. Однако при этом крайне недостаточно исследуются свойства металлокерамических магнитопроводов в зависимости от состава исходных материалов и параметров технологического процесса изготовления.

Согласно данным, представленным в литературе, имеющиеся зависимости являются однокритериальными, т. е. показывающими зависимость свойств металлокерамических магнитопроводов от каждого отдельного фактора.

С целью выбора металлокерамических магнитопроводов с оптимальными свойствами необходимо иметь представление о совместном влиянии интересующих факторов на свойства магнитопровода. Для получения указанных зависимостей целесообразно использовать методы планирования эксперимента, разработанные в математической статистике [Л. 5]. Уравнения, связывающие исследуемые свойства (параметры) металлокерамических магнитомягких материалов с факторами, влияющими на эти свойства согласно теории планирования эксперимента, называются математическими моделями изучаемого процесса и выражаются в виде функции нескольких переменных. С помощью такой функции можно предсказывать значения откликов (аргументов функции) в тех состояниях, которые не изучались экспериментально, и, следовательно, оценивать влияние отдельных факторов.

Авторами ставилась задача получить математическую модель, которая позволила бы оценить влияние наиболее важных факторов технологического процесса на свойства металлокерамических магнитопроводов, а также определить структуру материала в зависимости от требуемых свойств.

Поскольку для изготовления металлокерамических магнитопроводов использовались два варианта технологического процесса, то в дальнейшем приводятся результаты исследования по обоим вариантам. Первый вариант технологии («технология А») состоит из следующих операций: приготовление шихты из железного порошка и жидкого связующего — прессование магнитопровода из шихты — полимеризация связующего. Второй вариант («технология Б»): прессование магнитопровода из железного порошка — пропитка жидким связующим прессованных магнитопроводов в вакууме — полимеризация связующего.

Для получения указанных моделей согласно методу планирования эксперимента первоначально было проведено теоретическое исследование на основе имеющейся априорной информации и предварительно проведенных экспериментов, в результате чего выбраны основные параметры технологического процесса и факторы, влияющие на этот процесс, а также определены интервалы варьирования исследуемых переменных величин.

В качестве исследуемых параметров выбраны: прочность на растяжение (σ_b , кгс/мм²), удельные потери ($P_{0,75/50}$, Вт/кг). При проведении исследования для определения основных факторов, влияющих на свойства металлокерамических магнитопроводов, производилось варьирование следующих факторов: давления прессования; величины гранул железного порошка; содержания, температуры и времени полимеризации связующего; величины вакуума при пропитке диэлектриком.

Экспериментальные исследования проводились по планам первого порядка [Л. 5]. В результате математической обработки опытных данных получены математические модели исследуемых зависимостей, которые показали, что коэффициенты при некоторых не являются значимыми в тех интервалах варьирования, которые были выбраны.

Согласно составленному плану проведения эксперимента были изготовлены и испытаны образцы. Математическая об-

работка результатов эксперимента, как и для планов первого порядка, проводилась с помощью ЦВМ. В результате получены следующие зависимости:

Технология А:

$$\sigma_b = 0,77 + 0,65 \cdot 10^{-2} P + 4,1d + 0,45K - 23,5d^2 - 0,14K^2 + 0,91dK; \quad (1)$$

$$P_{0,75/50} = 23,9 - 0,74 \cdot 10^{-2} P - 45,5d - 1,83K + 79,3d^2 + 0,24 \cdot 10^{-2} PK. \quad (2)$$

Технология Б:

$$\sigma_b = 0,45 + 0,12 \cdot 10^{-2} P + 9,7d - 13,2d^2 - 0,82 \cdot 10^{-2} PK; \quad (3)$$

$$P_{0,75/50} = 18,3 - 0,3 \cdot 10^{-2} P - 29,9d + 52,9d^2. \quad (4)$$

Полученные зависимости позволяют оценить влияние основных факторов на свойства металлокерамических магнитопроводов. Так, в зависимостях (2) и (4) влияние всех факторов, кроме величины гранул железного порошка, с достаточной степенью точности может быть охарактеризовано с помощью линейных эффектов этих факторов. Причем в исследуемой области увеличение давления прессования и уменьшение количества вводимого связующего [зависимость (2)] приводит к уменьшению величины удельных потерь.

Наличие в зависимостях (2) и (4) квадратичного эффекта действия величины гранул железного порошка позволяет определить оптимальную величину гранул для получения меньших удельных потерь, которая для технологии А равна 0,286 мм, а для технологии Б—0,277 мм.

Если сравнивать полученные по различной технологии материалы по магнитным и механическим свойствам при одинаковых величинах давления прессования, то нужно отметить, что наибольшей механической прочностью и меньшими потерями обладают образцы, полученные по технологии А. В то же время большая проницаемость соответствует образцам, полученным по технологии Б. Следовательно, выбор технологического варианта и величин основных параметров, с помощью полученных математических моделей (1)—(4), необходимо проводить с учетом конструкции конкретного магнитопровода рассматриваемой электрической машины и предъявляемых к нему требований.

Полученные зависимости (1)—(4) при применении методов многомерной геометрии позволяют получить наглядное представление о влиянии исследуемых факторов на свойства магнитомягких металлокерамических материалов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Троицкий В. А. Магнитодиэлектрики в конструкции электрических машин. Ташкент, «Наука», 1965.
2. Сегал А. Я. Исследования поликонденсационных магнитодиэлектриков и их применение в электрических машинах малой мощности. Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. Ташкент, 1968. 12 с. (ТашПИ).
3. Ритсо А., Лаансоо А. Якоря микродвигателей постоянного тока, спрессованные из желаемого порошка. — «ЭП. Электротехнические материалы», 1971, вып. 6, с. 10—12.
4. Горяинов Ф. А., Гольдман М. А. Универсальные коллекторные электродвигатели с магнитопроводов статора из магнитодиэлектрика для бытовых приборов. — «ЭП. Бытовая электротехника», 1974, вып. 6(25), с. 10—11.
5. Налимов В. В., Чернова И. А. Статистические методы планирования экстремальных процессов. М., «Наука», 1965.

[25.9.1975]



Влияние упругих напряжений на магнитные свойства малоуглеродистой стали

Инженеры АРТАМОНОВ Ю. С., ЦУН А. М.

Магнитогорск

Известно, что магнитные свойства ферромагнетиков сильно зависят от упругих напряжений, но данных о такой зависимости для малоуглеродистых сталей и, в частности, для сталей 08кп в литературе нет. В статье приводятся результаты исследования процесса намагничивания стали 08кп при различных упругих напряжениях. Опыты производились на полосках длиной 400 мм и поперечным сечением $0,6 \times 20$ мм, предварительно пластически обжатых в холодном состоянии на 70%. Кривые намагничивания получены методом амперметра и вольтметра. Упрощенная схема измерительного устройства показана на рис. 1.

Кривая индукции на переменном токе представляет собой зависимость максимального значения магнитной индукции от максимальной напряженности намагничивающего поля [Л. 1]. В измеряемой полоске индукция определяется по формуле

$$B_{\max} = \frac{E_{\text{ср}}}{4f\omega_2 S}, \quad (1)$$

где $B_{\max}$ — максимальное значение индукции, тл; $E_{\text{ср}}$ — среднее значение э. д. с. во вторичной (измерительной) обмотке, в; f — частота питающего тока, 50 гц; ω_2 — число витков измерительной обмотки, 450 витков; S — сечение образца, $1,2 \cdot 10^{-5} \text{ м}^2$.

Для измерения $E_{\text{ср}}$ использован ламповый вольтметр ВЗ-13. Выбор вольтметра выпрямительного типа определяется двумя соображениями. Ламповый вольтметр имеет входное сопротивление 1 Мом и потребляет незначительную мощность. Следовательно, при подсчете по формуле (1) можно без большой погрешности $E_{\text{ср}}$ заменить напряжением на концах измерительной обмотки. Это связано с тем, что при измерениях среднего значения э. д. с. не требуется вносить поправку на коэффициент формы кривой э. д. с., так как он в формулу для расчета индукции не входит. Этому требованию и удовлетворяет прибор ВЗ-13, имеющий выпрямитель и прибор магнитоэлектрической системы, отклонение стрелки которого при измерении на переменном токе пропорционально среднему значению напряжения. Так как шкала прибора проградуирована в действующих значениях напряжения синусоидальной формы, величину измеренного напряжения, отсчитанного по шкале вольтметра, следует делить на 1,11 — коэффициент формы синусоиды.

Максимальная напряженность намагничивающего поля в центре намагничивающей катушки, где располагается измерительная катушка, определяется по формуле:

$$H_{\max} = \sqrt{2} \omega_1 I, \quad (2)$$

где $H_{\max}$ — максимальное значение эквивалентной синусоиды напряженности намагничивающего поля, а/м; ω_1 — число витков намагничивающей катушки, приходящееся на 1 м ее длины, м; I — действующее значение намагничивающего тока, а.

Кривые намагничивания в зависимости от упругих напряжений для стали 08кп представлены на рис. 2; там же изображены кривые изменения относительной магнитной проницаемости в функции упругих напряжений. При построении

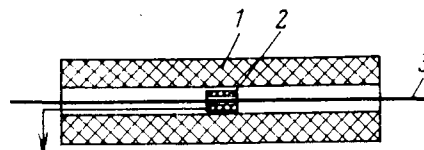


Рис. 1. Схема установки для снятия кривых намагничивания. 1 — возбуждающая катушка; 2 — измерительная катушка; 3 — испытуемый образец.

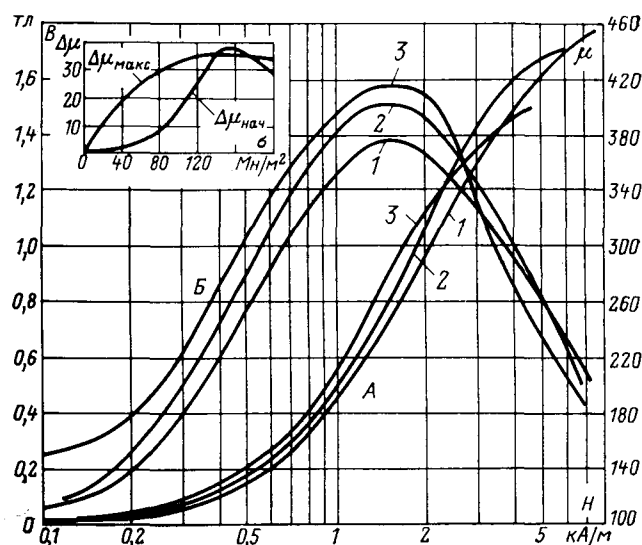


Рис. 2. Зависимость магнитных характеристик стали 08кп от напряженности магнитного поля и от упругих напряжений. Семейство кривых А — зависимость $B=f_1(H)$; семейство В — зависимость $\mu=f_2(H)$.

1 — $\sigma=0$; 2 — 50 Мн/м²; 3 — 150 Мн/м².

кривых учтено влияние конечных размеров измерительной катушки, для чего из показаний вольтметра при наличии в катушке сердечника вычтены показания вольтметра при пустой катушке и тех же самых значениях намагничивающего тока ¹.

[17.7.1975]

¹ Кифер И. И. Испытания ферромагнитных материалов. М. — Л., Госэнергоиздат, 1962.



Магнитные свойства магнитно-мягких сплавов при частотах до 1 Мгц

АЛЬТГАУЗЕН О. Н., МАРТЬЯНОВА К. Д., СЕМЕНОВА Н. А.

Центральный научно-исследовательский институт черной металлургии

Применение магнитно-мягких сплавов в высокочастотной технике вызвало необходимость определения магнитных свойств этих сплавов при повышенных частотах.

Имеющиеся в литературе данные по магнитным характеристикам отечественных сплавов при повышенных частотах относятся к недостаточно широкому диапазону частот или к низкому уровню статических магнитных характеристик [Л. 1—3].

В настоящей работе исследовали магнитные свойства при частоте до 1 Мгц на образцах высоконикелевых сплавов с высокой магнитной проницаемостью в слабых полях — 79НМ, 83НФ, 76НХД и малоникелевого сплава 50Н с меньшей магнитной проницаемостью.

Измеряли проницаемость и удельные потери в слабых полях. Для измерений были выбраны образцы с разным уровнем магнитных свойств в постоянных полях: так для сплава

79НМ в толщине ленты 0,05 мм начальная проницаемость в постоянном поле — μ_a составляла от 16 000 до 37 000, для толшины 0,1 мм — от 15 000 до 29 000, а для 83НФ в 0,1 мм — от 35 000 до 116 000 *. Образцы изготавливали в виде кольца, навитого из ленты толщиной 0,2; 0,1; 0,05; 0,02 и 0,01 мм с изоляцией, нанесенной методом электрофореза. Термическую обработку проводили по стандартным режимам.

Измерения в постоянных полях проводили баллистическим методом, в переменных полях — на мостовой установке УИММ-3. Результаты измерений приведены на рис. 1 и 2 и табл. 1, 2. Измерения позволили установить следующее.

Таблица 2

Сплав	Толщина, мм	Начальная проницаемость
79НМ	0,1	330—360
	0,05	730—750
	0,02	2000—2300
83НФ	0,1	около 400
50Н	0,2	около 100
	0,1	160—170
	0,05	около 480

Таблица 3

Сплав	Толщина, мм	μ_a	Удельные потери (вт/кг) для $B=10$ гс при частотах (кГц)				
			50	100	300	500	1000
79НМ	0,05	37 000	—	0,01	0,051	0,1	0,3
		20 000	—	0,01	0,049	0,12	0,31
76НХД	0,05	18 000	—	0,01	0,048	0,1	0,32
50Н	0,1	3000	0,0135	0,038	0,21	0,48	1,45
		2100	0,014	0,036	0,022	0,48	1,5

Как для высоконикелевых, так и низконикелевых сплавов наблюдается общая закономерность изменения магнитной проницаемости с изменением частоты. Относительное уменьшение проницаемости тем больше, чем выше начальная проницаемость в постоянных полях — μ_a .

Для образцов одной марки сплава и одинаковой толщины, но с разными значениями μ_a в переменных полях эта разница уменьшается с повышением частоты, и при определенной частоте начальные проницаемости μ_a становятся одинаковыми (см. табл. 1, рис. 1). При какой частоте это происходит, зависит от уровня μ_a и толщины материала. Так, для образцов сплава 79НМ при толщине 0,05 мм с разницей по μ_a в 2 раза, при частоте 20 кГц μ_a отличаются на 20%, а при 100 кГц на 8% (табл. 1). Для сплава 76НХД изменение проницаемости аналогично сплаву 79НМ.

* Значения проницаемости приведены в относительных единицах.

Таблица 1

Сплав	Толщина, мм	Начальная проницаемость μ_a при частотах (кГц)					
		0	20	10	300	500	1000
79НМ	0,1	29 000	3800	1400	750	550	360
		26 500	3700	1320	700	510	330
		15 000	3700	1320	710	510	330
	0,05	37 000	10 500	3400	1650	1150	—
		22 500	9800	3500	—	1200	—
		20 000	9500	3200	1650	1130	750
		16 000	—	3100	1500	1100	730
	0,02	25 000	—	—	3650	3300	2300
		22 500	17 500	11 000	3000	3000	2000
83НФ	0,1	115 000	8200	2670	1170	800	410
		35 000	5000	1800	830	600	390
	0,05	96 000	17 000	5650	2600	1750	1150
		64 000	14 300	4500	2050	1400	880
	0,02	53 500	37 000	13 900	6250	4440	2800
		38 000	31 000	13 250	5700	3950	2400
	0,01	36 000	30 800	24 300	13 200	9400	6650
		20 000	16 500	11 500	6800	4900	3400
76НХД	0,05	18 000	9000	3 100	1500	1100	730
50Н	0,2	4400	940	360	220	140	100
		1950	830	340	190	150	100
	0,1	3000	1600	620	340	250	170
		2400	1550	600	300	240	170
		2100	1300	550	300	220	160
	0,05	3800	2450	1550	—	680	480
		2700	2250	1600	1050	670	480
	0,02	2000	1850	1780	1630	1100	700

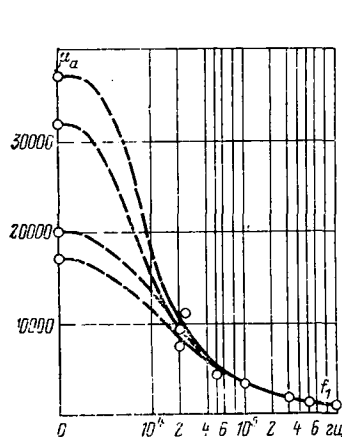


Рис. 1. Зависимость начальной проницаемости от частоты для сплава 79НМ при толщине ленты 0,05 мм.

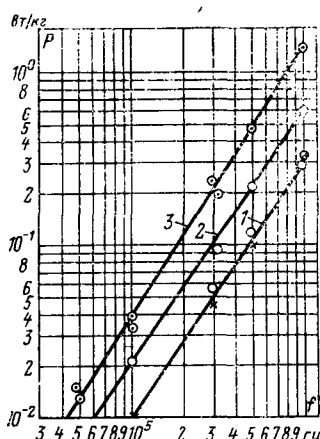


Рис. 2. Потери магнитно-мягких сплавов при частотах до 1 МГц (индукция 10 Гс).

1 — толщина ленты 0,05 мм; 2 и 3 — 0,1 мм.
—●— 79НМ; —×— 76НХД;
—○— 50Н.

Для образцов 83НФ при толщине 0,1 мм с разницей по μ_a в 3 раза начальные проницаемости стали равными только при 1 МГц, а при толщине 0,05 мм μ_a отличаются в 1,5 раза и при 1 МГц сохраняется разница начальных проницаемостей в 25% и преимущество образца с более высокой проницаемостью в постоянном поле (табл. 1). Для этих образцов 83НФ

проницаемости должны, по-видимому, стать равными при частотах, значительно превышающих 1 МГц.

На основании полученных результатов можно утверждать, что при частоте 1 МГц начальные проницаемости станут равными указанным в табл. 2 независимо от уровня начальной проницаемости в постоянном поле в пределах, указанных в табл. 1. Исключение составляют образцы 83НФ при толщинах меньше 0,1 мм.

На рис. 2 приведена зависимость удельных потерь в слабых полях (при индукции 10 Гс) от частоты; на прямых 1 и 3 даны точки потерь для парных образцов с разным уровнем свойств в постоянном поле. Из рис. 3 и табл. 3 и 1 следует, что величины потерь для этих образцов практически совпадают при частотах, для которых значения μ_a близки. На одну прямую ложатся даже точки потерь разных сплавов, если близки значения их μ_a .

Таким образом, исследование свойств магнитно-мягких сплавов при частотах до 1 МГц показало, что большая разница в начальной проницаемости в постоянных магнитных полях на образцах одного сплава уменьшается в переменных полях и при определенной частоте, зависящей от уровня свойств в постоянном поле и толщины ленты, проницаемости становятся равными. Однако преимущество повышенной статической начальной проницаемости сохраняется для образцов из тонкой ленты до высоких частот.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Орлова И. А., Чернышева Н. Г. Исследования в области магнитных измерений. — «Труды метрологических институтов СССР». 1968, вып. 93 (153), с. 54—68.
- Гурвич Е. И., Кондорский Е. И., Попова В. П. — «Труды ЦНИИЧМ. Прецизионные сплавы». М., Металлургиздат, 1956, вып. 15, с. 131—151.
- Смирнова Л. Г. Труды ЦНИИЧМ. Прецизионные сплавы. Металлургиздат, вып. 23, 1960 с.

[13.1.1975]

УДК 621.311.016.2.019.3

Оптимизация уровня резервирования генерирующей мощности в электроэнергетическом объединении

Инж. ШЕВЧЕНКО А. Т., канд. техн. наук ШЛИМОВИЧ В. Д.

Москва

Одной из задач проектирования развития энергообъединений является определение оптимального уровня резервирования генерирующей мощности. Эта задача является технико-экономической, поскольку любому уровню резервирования соответствует определенный уровень затрат на создание резервной мощности и связей для обмена резервом между узлами объединения, а также свойственная данному уровню резервирования величина ущерба у потребителей. Оптимальный уровень надежности объединения, имеющего n концентрированных узлов с m связями между ними, соответствует минимуму затрат Z_Σ состоящих из затрат на создание связей $F_j(L_j)$, резервной мощности $f_i(R_i)$ и ущерба от недоотпуска энергии в узлах объединения Y :

$$Z_\Sigma = \sum_{i=1}^n f_i(R_i) + \sum_{j=1}^m F_j(L_j) + Y, \quad (1)$$

где R_i — резерв мощности в i -м узле; L_j — пропускная способность j -й связи, определяемая условиями резервирования мощности в объединении.

В общем случае функционал (1) не является выпуклым и, следовательно, нахождение его глобального минимума представляет собой весьма сложную задачу.

Входящие в функционал зависимости затрат на резерв от его мощности и величины ущерба от мощности резерва и пропускной способности связи можно считать выпуклыми. Для

резерва это объясняется тем, что очередность ввода агрегатов устанавливается в соответствии с их экономическими показателями от наиболее благоприятных в первую очередь до наименее — в последнюю. Снижение резервной мощности и пропускной способности связей сначала приводит к незначительному, а затем все более существенному увеличению недоотпуска энергии, а следовательно, и ущерба на единицу снижения мощности резерва или пропускной способности связей.

Своей невыпуклостью функционал (1) обязан зависимостям затрат в межузловые связи от их пропускной способности. Однако, учитывая неопределенность исходной информации, для некоторого класса практических задач перспективного развития энергообъединений эти зависимости условно можно считать выпуклыми, непрерывными, имеющими непрерывные частные производные первого порядка. В этом случае зависимости затрат от пропускной способности строятся с учетом общей тенденции развития связей в объединении по наиболее характерным точкам, полученным для каждого направления межсистемных связей.

Ущерб у потребителей энергоузлов от перерывов электрообеспечения принимаем линейно зависящим от величины недоотпуска энергии аналогично тому, как это было принято в [Л. 1] при анализе условий резервирования концентрированной энергосистемы без внешних связей.

При принятых выше условиях функционал (1) является выпуклым, и минимум его при отсутствии ограничений по величинам резервной мощности в отдельных узлах и пропускной способности межсистемных связей достигается, когда ча-

стные производные по параметрам R_i и L_j равны нулю, откуда условия минимума имеют вид:

$$-\frac{\partial \sum_{k=1}^n y_{0k} W_k}{\partial R_i} = -\frac{\partial f_i(R_i)}{\partial R_i}; \quad -\frac{\partial \sum_{k=1}^n y_{0k} W_k}{\partial L_j} = \frac{\partial F_j}{\partial L_j}, \quad (2)$$

где $i=1, 2, \dots, n$; $j=1, 2, \dots, m$; y_{0k} — удельный ущерб от недоотпуска энергии потребителям k -го узла; W_k — недоотпуск энергии в k -м узле.

Однако при проектировании развития энергосистем указанные выше ограничения, как правило, имеют место. Поэтому в общем случае для определения оптимальных значений резервов мощности в отдельных энергоузлах объединения и их пропускных способностей связей следует использовать методы оптимизации, учитывающие ограничения. При отсутствии соответствующих разработок на первом этапе расчета могут использоваться инженерные приближенные методы.

Введем обозначения для удельных приростов затрат:

$$\varepsilon_{ri} = \frac{\partial f_i(R_i)}{\partial R_i}; \quad \varepsilon_{lj} = \frac{\partial F_j(L_j)}{\partial L_j}. \quad (3)$$

Решение системы (2) для объединения, содержащего большое число узлов и связей между ними, представляет известные трудности при вычислении, преодолимые тем не менее с помощью быстродействующих ЦВМ. Для объединения энергоузлов с древовидной конфигурацией связей решение может быть получено с использованием аналитического метода, описанного в [Л. 2]. В общем случае может быть использован метод статистических испытаний [Л. 3].

В частном случае, когда рассматривается концентрированная энергосистема без внешних связей, а при определении ущерба от недоотпуска энергии используется обобщенный показатель удельного ущерба y_0 , условие оптимального резервирования по минимуму затрат представляется в форме [Л. 1]:

$$\frac{\varepsilon_r}{y_0 T} = J_{\text{опт}}, \quad (4)$$

где T — расчетный период времени; ε_r — удельные расчетные затраты на создание и эксплуатацию резервной мощности за расчетный период; $J_{\text{опт}}$ — оптимальная интегральная вероятность дефицита любой мощности.

Величина

$$D = 1 - \frac{\varepsilon_r}{T y_0} \quad (5)$$

используется в качестве критерия расчетной надежности по обеспечению генерирующей мощностью для концентрированной энергосистемы без внешних электрических связей и при проектировании развития энергосистем принимается равной 0,999 [Л. 4]. Этот показатель характеризует относительную продолжительность той части расчетного периода, в течение которого отсутствуют ограничения потребителей концентрированной энергосистемы.

Следует отметить, что выдерживание одинаковой величины критерия надежности D в энергосистемах с различными параметрами оборудования приводит к разной величине относительного недоотпуска энергии, т. е. к разным значениям известного показателя [Л. 5]:

$$\pi = \Delta W / \mathcal{E},$$

где ΔW — недоотпуск энергии в системе за счет ограниченного резервирования; $\mathcal{E}$ — энергия спроса.

Условие оптимального резервирования изолированного энергоузла (4) может быть выражено через расчетную надежность D следующим образом:

$$1 - D = J_{\text{опт}}. \quad (6)$$

Умножив обе части выражения (6) на величину εT , получим:

$$\varepsilon T J_{\text{опт}} = \varepsilon T (1 - D),$$

где ε — расчетная ступень мощности, $Mвт$.

Обозначим:

$$\delta W = \varepsilon T J_{\text{опт}}.$$

При этом условие (6) принимает вид:

$$\delta W = \varepsilon T (1 - D). \quad (7)$$

Условие (7) выражает, что последний резервный агрегат мощностью ε , устанавливаемый в изолированном энергоузле,

должен ликвидировать недоотпуск энергии (δW) в узле не менее, чем величина, стоящая в правой части выражения (7).

Для выбора и размещения оптимального резерва мощности в объединении энергосистем при заданных пропускных способностях связей между ними используем первое условие выражения (2). Смысл оптимального резервирования энергоузлов объединения можно прояснить, преобразовав первое условие выражения (2) с учетом (5). Переходя к конечным приращениям недоотпуска энергии δW_k и резерва (ΔR_i), получаем условия минимума народнохозяйственных затрат при неучете ограничений по величине резервной мощности в узлах энергообъединения:

$$\sum_{k=1}^n \frac{y_{0k} \delta W_k}{y_{0i}} = \Delta R_i T \frac{\varepsilon_{ri}}{y_{0i} T} = \Delta R_i T (1 - D_i), \quad (8)$$

где $i=1, 2, \dots, n$; y_0 — удельный показатель ущерба в i -м энергоузле; D_i — уровень расчетной надежности в i -м узле.

Если удельные ущербы во всех узлах равны, то

$$\sum_{k=1}^n \delta W_k = \Delta R_i T (1 - D_i). \quad (9)$$

Выражение (9) показывает, что при оптимальном уровне резервирования в узлах при заданных пропускных способностях связей между ними L_j последний резервный агрегат мощностью ΔR_i , устанавливаемый в каждом i -м энергоузле, должен ликвидировать недоотпуск энергии в объединении величиной, выражаемой правой частью (9). Из сопоставления выражений (7) и (9) видно, что для энергоузла, работающего в составе объединения, фактически сохраняется условие оптимального резервирования для изолированного энергоузла с тем только различием, что величина изменения недоотпуска энергии в общем случае не может быть непосредственно определена по величине интегральной вероятности дефицита мощности в узле, а зависит от характеристик надежности оборудования узлов, размера резервов и пропускной способности связей всего объединения весьма сложным образом.

Отметим, что для определения резерва мощности в каждом из n энергоузлов объединения при заданной пропускной способности связей необходимо решить совместно n уравнений вида (8) или (9), которые справедливы лишь в тех случаях, когда ограничения по величине резервной мощности энергоузлов еще не влияют на результаты оптимизационных расчетов. Такая ситуация характерна для объединений с относительно небольшой пропускной способностью между энергоузлами, поскольку в этом случае изменения размеров резервов мощности в энергоузлах, как правило, не противоречат имеющимся ограничениям.

В общем же случае полученные результаты решения системы (8) или (9) должны быть скорректированы с учетом реальных ограничений по величине резервной мощности в энергоузлах на основе инженерного опыта проектирования.

Вывод. При заданной величине пропускной способности межсистемных связей оптимальные величины резервов мощности в отдельных энергоузлах объединения определяются по условиям, имеющим аналогию с известным критерием оптимального резервирования в концентрированных системах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Маркович И. М. Режимы энергетических систем. М., «Энергия», 1969.
2. Волков Г. А. Определение надежности электроснабжения в объединениях энергосистем с использованием аналитических методов расчета. — В кн.: Доклады на III Всесоюзном научно-техническом совещании по устойчивости и надежности энергосистем СССР. М., «Энергия», 1973.
3. Иткин В. А., Колосов И. С. Выбор пропускной способности межсистемных связей в объединении с учетом резервирования в отдельных системах. — В кн.: Надежность и экономичность энергосистем. Новосибирск, «Наука», 1970.
4. Справочник по проектированию электрических систем. Под ред. С. С. Рокотьяна и И. М. Шапиро. М., «Энергия», 1971.
5. Руденко Ю. Н. и др. Распределение резервов активной мощности и ремонт основного оборудования в электро-энергетических системах со слабыми связями. — В кн.: Надежность и экономичность энергосистем. Новосибирск, «Наука», 1970.

[30.7.1975]

Ферромагнитные делители частоты с промежуточным подмагничиванием

Канд. техн. наук ИВАШЕВ В. Н., инж. КОНДРАТЬЕВ В. Н.

Ташкентский политехнический институт

При анализе субгармонических колебаний в нелинейных электрических цепях часто решение дифференциального уравнения принимается в виде двух гармоник. Одна из них имеет частоту вынуждающей силы, другая — кратную ей. Если в качестве нелинейного используется элемент с ферромагнитным сердечником с симметричной характеристикой, выражаемой полиномом N -й степени, а решение представляется в виде

$$\varphi = \Phi_{m1} \sin(\omega t + \alpha_1) + \Phi_{m1/n} \sin\left(\frac{\omega}{n} t + \alpha_{1/n}\right), \quad (1)$$

то, нетрудно показать [Л. 2], кратность деления n и степень полинома N связаны между собою жестким условием, характеризующим нетривиальные решения вида (1), а именно, $n \leq N$.

Однако положение может существенно измениться, если каким-либо образом обеспечить подмагничивание сердечников ферромагнитных элементов на некоторой промежуточной частоте, лежащей внутри интервала частот $(\omega, \omega/n)$. Такое подмагничивание (самоподмагничивание) назовем промежуточным [Л. 5]. Рассмотрим подобного рода колебания в одной из возможных схем, изображенной на рис. 1. Устройство состоит из двух элементов с ферромагнитными сердечниками, на каждый из которых наложено по три обмотки. Обмотки входного контура (1) включены последовательно и питаются от генератора накачки через фильтр-пробку Φ_1 , исключающий протекание в этой цепи тока промежуточной частоты. Обмотки (2) промежуточного контура, специально введенного в систему для возбуждения колебаний на промежуточной частоте $k\omega/n$, также включаются последовательно и замкнуты на конденсатор C_2 . Емкость C_2 выбирается так, чтобы $\omega, k\omega/n$ и ω/n были связаны соотношением $\omega > k\omega/n > \omega/n$. При этих условиях частота колебаний в промежуточном контуре совпадает с частотой некоторой высшей гармоники кратности k субгармоники ω/n . Последняя возбуждается в выходном контуре, состоящем из включенных встречно обмоток (3) и выходной емкости C_3 .

Дифференциальные уравнения, описывающие процессы в промежуточном и выходном контурах, будут:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2}{dt^2}(\varphi_1 + \varphi_2) + R_2 \frac{di_2}{dt} + \frac{i_2}{C_2} &= 0; \\ \frac{d^2}{dt^2}(\varphi_1 - \varphi_2) + R_3 \frac{di_3}{dt} + \frac{i_3}{C_3} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Зависимость между мгновенными значениями токов и потоков каждого из ферромагнитных элементов принимается в виде кубического двучлена:

$$\left. \begin{aligned} i_1 + i_2 + i_3 &= a\varphi_1 + b\varphi_1^3; \\ i_1 + i_2 - i_3 &= a\varphi_2 + b\varphi_2^3. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Здесь i_1, i_2, i_3 — мгновенные значения токов, протекающих по обмоткам накачки промежуточного и выходного контуров; $\varphi_{1,2}$ — мгновенные потоки ферромагнитных элементов.

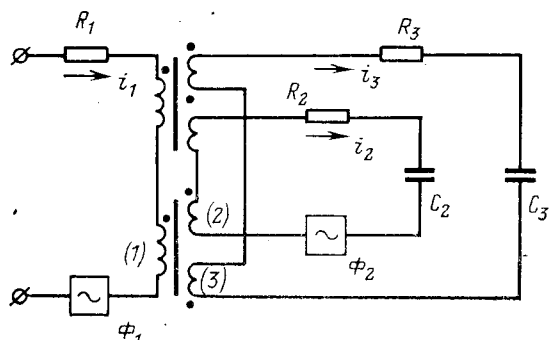


Рис. 1. Схема преобразователя.

Учитывая схему соединения обмоток и полагая потоки в сердечниках, состоящими из трех гармоник, получим:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1 &= \Phi_{m1} \sin(\omega t + \alpha_1) + \Phi_{mk/n} \sin\left(\frac{k}{n} \omega t + \alpha_{k/n}\right) + \\ &+ \Phi_{m1/n} \sin\left(\frac{\omega}{n} t + \alpha_{1/n}\right); \\ \varphi_2 &= \Phi_{m1} \sin(\omega t + \alpha_1) + \Phi_{mk/n} \sin\left(\frac{k}{n} \omega t + \alpha_{k/n}\right) - \\ &- \Phi_{m1/n} \sin\left(\frac{\omega}{n} t + \alpha_{1/n}\right). \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Из (3) и (4) определим токи в выходном и промежуточном контурах, приняв во внимание, что в последнем установлен фильтр-пробка Φ_2 на частоту накачки:

$$\left. \begin{aligned} i_3 &= \Phi_{m1/n} Q \sin\left(\frac{\omega}{n} t + \alpha_{1/n}\right) + \frac{3}{2} b \Phi_{m1} \Phi_{mk/n} \Phi_{m1/n} \times \\ &\times \sin\left[\frac{\omega}{n} (1 - n + k) t + \alpha_{1/n} - \alpha_1 + \alpha_{k/n}\right]; \\ i_2 &= \Phi_{mk/n} P \sin\left(\frac{k}{n} \omega t + \alpha_{k/n}\right) + \frac{3}{4} b \Phi_{m1/n}^2 \Phi_{m1} \times \\ &\times \sin\left[\frac{\omega}{n} (2 - n) t + 2\alpha_{1/n} - \alpha_1\right], \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где

$$\begin{aligned} Q &= a + \frac{3}{2} b \left(\Phi_{m1}^2 + \Phi_{mk/n}^2 + \frac{1}{2} \Phi_{m1/n}^2 \right); \\ P &= a + \frac{3}{2} b \left(\Phi_{m1}^2 + \frac{1}{2} \Phi_{mk/n}^2 + \Phi_{m1/n}^2 \right). \end{aligned}$$

Анализ комбинаций аргументов под знаком синуса в (5) показал, что при обеспечении связи между частотами в виде

$$\omega = \frac{k}{n} \omega + 2 \frac{\omega}{n} \text{ или } k = n - 2 \quad (6)$$

в токах появляются составляющие с основными частотами и начальными фазами, отличающимися от начальных фаз соответствующих гармоник потока. Появление этих составляющих обеспечивает получение ненулевой мощности преобразования ферромагнитного элемента на частоту субгармоники произвольной кратности.

При $n \neq 5$ с учетом (6) получим:

$$\left. \begin{aligned} i_3 &= \Phi_{m1/n} Q \sin\left(\frac{\omega}{n} t + \alpha_{1/n}\right) - \frac{3}{2} b \Phi_{m1} \Phi_{mk/n} \Phi_{m1/n} \times \\ &\times \sin\left(\frac{\omega}{n} t - \alpha_{k/n} - \alpha_{1/n} + \alpha_1\right); \\ i_2 &= \Phi_{mk/n} P \sin\left(\frac{k}{n} \omega t + \alpha_{k/n}\right) - \frac{3}{4} b \Phi_{m1/n}^2 \Phi_{m1} \times \\ &\times \sin\left(\frac{k}{n} \omega t - 2\alpha_{1/n} + \alpha_1\right). \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Из (2), (4) и (7), воспользовавшись методом медленно меняющихся амплитуд, можно получить систему укороченных уравнений. Последние позволяют найти уравнения установившегося режима и после исключения из них фазных углов и замены переменных: $x = \Phi_{m1}^2$; $y = \Phi_{mk/n}^2$; $z = \Phi_{m1/n}^2$, определить связь между амплитудами гармоник потока ферромагнитного элемента с параметрами промежуточного и выходного контуров:

$$\begin{aligned} y^3 + (4x + 4z + f) y^2 + (4x^2 + 4z^2 + 8xz + \\ + 2fx + 2fz + g) y - z^2 x &= 0; \\ 4x^2 + 4y^2 + z^2 + 4xy + 4xz + 4yz + 2mx + 2my + mz + n &= 0, \end{aligned} \quad (8)$$

(8а)

где

$$f = \frac{8}{3b} \left(a - \frac{2}{C_2 z_2^2} \right); \quad g = \frac{16}{9b^2} \left[\left(a - \frac{2}{C_2 z_2^2} \right)^2 + \frac{4\omega_k^2 R_2^2}{z_2^4} \right];$$

$$m = \frac{8}{3b} \left(a - \frac{2}{C_3 z_3^2} \right); \quad n = \frac{16}{9b^2} \left[\left(a - \frac{2}{C_3 z_3^2} \right)^2 + \frac{4\omega_n^2 R_3^2}{z_3^4} \right];$$

$$z_2^2(z) = R_2^2(z) + 1/\omega_k^2(n) C_2^2(z); \quad \omega_k = \frac{k}{n} \omega; \quad \omega_n = \frac{\omega}{n}.$$

Уравнения (8) и (8а) описывают режимные поверхности, характеризующие в пространстве xuz установившиеся процессы деления частоты. Геометрический анализ, выполненный в [Л. 4], показал, что независимо от кратности деления поверхность (8а) при $R_3 \neq 0$ является двухполостным гиперболоидом. Реальным режимам деления отвечают только те части поверхности, которые расположены в первом октанте, что может иметь место при выполнении неравенства

$$m < 0. \quad (9)$$

Уравнение (8) является кубическим относительно y , и его исследование в общем виде встречает значительные трудности. Однако, если рассматривать сечения поверхности плоскостями, проходящими через ось абсцисс (или ось аппликат), можно показать, что условие существования колебаний в промежуточном контуре аналогично (9) и представляется неравенством

$$f < 0. \quad (10)$$

Если активные сопротивления контуров равны нулю, то (9) и (10) приводятся к виду:

$$\left. \begin{aligned} \frac{2\omega_n}{a} - \frac{1}{\omega_n C_3} &> 0; \\ \frac{2\omega_k}{a} - \frac{1}{\omega_k C_2} &> 0. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Физически неравенства (11) означают, что величины линейризованных индуктивных сопротивлений обмоток ($x_{L2(3)}$) на частотах ω_k и ω_n должны преобладать над емкостными сопротивлениями контуров ($x_{C2(3)}$) на тех же частотах.

Обычно активные сопротивления обмоток R_2 и R_3 невелики по сравнению с их индуктивными сопротивлениями, поэтому в условиях, близких к граничным, когда $x_{L2(3)}$ мало отличается от $x_{C2(3)}$, неравенства (9)–(11) дают совпадающие результаты. При этих же условиях обеспечивается минимум величин емкостей промежуточного и выходного контуров. Существование режимов деления практически обеспечено, если $x_{C2(3)} = 0,9x_{L2(3)}$.

Уравнение (8а) позволяет вычислить амплитуду субгармонических колебаний:

$$\Phi_{m1/n}^2 = -2(\Phi_{m1}^2 + \Phi_{mk/n}^2) - \frac{1}{2} m \pm \sqrt{4\Phi_{m1}^2 \Phi_{mk/n}^2 + \frac{1}{4} m^2 - n}. \quad (12)$$

Знак «плюс» перед радикалом соответствует режимам, точки которых лежат на верхней части поверхности одной из полостей двухполостного гиперболоида, знак «минус» — точкам, расположенным на нижней ее части. Следовательно, возможны два ненулевых решения (12). Учитывая соотношения, характеризующие установившиеся режимы, из укороченных уравнений для вариаций ненулевых решений можно получить следующее характеристическое уравнение:

$$\lambda^2 + \frac{1}{2} R_3 \left(Q + \frac{3}{4} b \Phi_{m1/n}^2 \right) \lambda + \frac{3}{16} \Phi_{m1/n}^2 \left(z_3^2 Q - \frac{2}{C_3} \right) = 0.$$

Устойчивость ненулевых режимов определяется знаком выражения $z_3^2 Q - 2/C_3$, которое после подстановки (12) примет вид:

$$z_3^2 Q - \frac{2}{C_3} = \pm \frac{3}{4} b z_3^2 \sqrt{4\Phi_{m1}^2 \Phi_{mk/n}^2 + \frac{1}{4} m^2 - n}.$$

Положительные значения свободного члена отвечают верхним частям режимной поверхности, а отрицательные — нижним, поэтому первые режимы являются устойчивыми, а вторые — неустойчивыми. Анализ устойчивости нулевых режимов показал, что внутри эллипса, на который опирается режимная поверхность в плоскости $z=0$, решение $\Phi_{m1/n} = 0$ неустойчи-

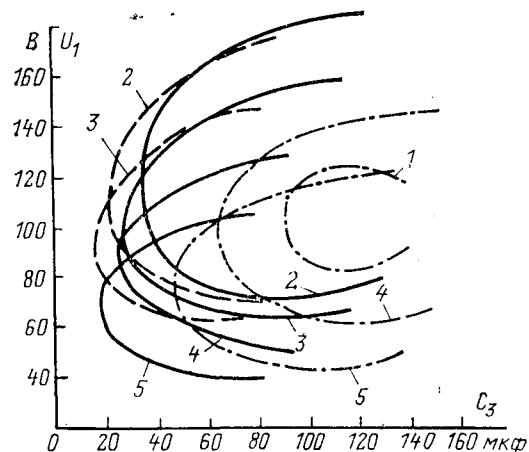


Рис. 2. Зависимости $U_1 = f(C_3)$.

--- делители в 4 раза; — в 5 раз; - - - в 6 раз;
1 — $R_3 = 50$ ом; 2 — $C_2 = 5$ мкф; 3 — $C_2 = 4$ мкф; 4 — $C_2 = 3$ мкф;
5 — $C_2 = 2$ мкф.

во. Следовательно, если бы в сердечнике ферромагнитного элемента имелись составляющие потоков с частотами ω и ω_k и амплитудами, квадраты которых пересекались в точке, расположенной внутри эллипса, то в контуре установился бы режим деления частоты на n . В рассматриваемом случае в системе действует единственная вынуждающая сила с частотой ω в цепи накачки. Если входное напряжение плавно поднимать от нуля, то в сердечниках будут существовать только потоки частоты вынуждающей силы. Возникновение субгармонических колебаний в этом случае исключено.

При подаче напряжения накачки толчком в результате переходного процесса в промежуточном контуре при соблюдении (11) могут возникнуть колебания с частотой ω_k . Если при этом окажется, что x и y характеризуют точку внутри эллипса, на который опирается режимная поверхность выходного контура, то в цепи возбуждаются колебания субгармонической частоты. Таким образом, в рассматриваемой схеме субгармонические колебания больших кратностей возбуждаются жестко. Если же каким-либо путем добиться мягкого возбуждения колебаний в промежуточном контуре, то в выходном контуре при некоторых условиях режимы деления на n также будут возбуждаться мягко. Наиболее просто осуществляется мягкое возбуждение колебаний при делении частоты в 4 раза с подмагничиванием на второй субгармонике. Последняя возбуждается в промежуточном контуре мягко, как в известных ферромагнитных делителях пополам [Л. 5–7].

Экспериментальные исследования субгармонических колебаний проводились с ферромагнитными элементами двух типов на частотах накачки 50 и 200 гц. В обоих случаях получены результаты, подтверждающие выводы теоретических исследований.

При выполнении экспериментов в преобразователе (рис. 1) напряжение накачки подавалось в цепь толчком до тех пор, пока в ней не устанавливался режим деления. Таким путем удалось получить субгармонические колебания до десятого порядка.

Области существования субгармонических колебаний по напряжению накачки в зависимости от емкостей контуров для делителей частоты приведены на рис. 2. В соответствии с теоретическими выводами для каждого вида колебаний существуют минимальные критические емкости, при которых оказываются возможными режимы деления. Увеличение емкости выходного контура приводит к тому, что область существования колебаний сначала увеличивается, а затем начинает уменьшаться, вырождаясь при некотором $C_{3кр\max}$.

Максимальное и минимальное критические значения емкости выходного контура существенно зависят от параметров промежуточного контура. Увеличение емкости C_2 приводит к смещению зон существования субгармонических колебаний в область более высоких напряжений накачки. Ширина областей существования практически не зависит от кратности деления. Увеличение активных сопротивлений R_2 и R_3 сокращает области существования вплоть до их вырождения. Критическое активное сопротивление выходного контура зависит

от емкостей C_2 и C_3 . Оно максимально при минимальных емкостях контуров.

Гармонический состав выходного напряжения делителя определялся при работе на частоте накачки 200 гц. Независимо от кратности деления с увеличением напряжения накачки амплитуда основной гармоники выходного напряжения сначала увеличивается, достигает максимума, а затем падает. При делении частоты в четное число раз в выходном напряжении присутствуют как нечетные, так и четные высшие гармоники, хотя последние выражены слабо. Исключение составляет вторая гармоника, амплитуда которой в некоторых случаях может достигать 15% амплитуды основной гармоники. В выходных напряжениях делителей частоты в нечетное число раз четные гармоники отсутствуют, а из нечетных наиболее выражена третья. Увеличение емкости C_3 практически не сказывается на величине всех гармоник, кроме второй и третьей, амплитуды которых резко уменьшаются.

Полученные результаты могут найти применение при расчете делителей частоты высокой кратности и многоустойчивых элементов систем автоматического регулирования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Хаяси Т. Нелинейные колебания в физических системах. М., «Мир», 1968.
2. Бессонов Л. А. Автоколебания в электрических цепях со сталью. М. — Л., Госэнергоиздат, 1958.
3. Ивашев В. Н. Энергетические соотношения субгармонических колебаний высоких порядков в цепях с самоподмагничиванием ферромагнитного элемента. Тезисы докладов XXI Украинской республиканской н/т конференции, вып. 10, Львов, 1972.
4. Ивашев В. Н., Кондратьев В. Н. Деление частоты в многоконтурных системах с ферромагнитной связью. — Изв. АН УзССР, серия техн. наук, 1973, № 6.
5. Долгинов А. И. Резонанс в электрических цепях и системах. М. — Л., Госэнергоиздат, 1957.
6. Бамдас А. М., Шапиро С. В., Давыдова Л. Н. Ферромагнитные делители частоты. М., «Энергия», 1967.
7. Митюшкин К. Г. Магнитный делитель частоты. — «Электричество», 1957, № 8.

[4.9.1975]



УДК 621.3.011

Анализ неоднородных цепных схем, составленных из трехполюсников

Доктор техн. наук КОЛЬЦОВ А. А., ГУЛИН А. И.

Уфа

Анализ неоднородных многозвенных цепных схем традиционными методами [Л. 1] отличается большой трудоемкостью. Топологические методы [Л. 2] облегчают анализ, однако их существенный недостаток (невозможность определения алгоритма расчетов чисто алгебраическим путем) вызывает трудности для программирования на ЦВМ. Использование метода коэффициентов преобразования [Л. 3] позволяет упростить анализ цепных схем, составленных из трехполюсников.

Коэффициент преобразования цепной схемы с n ветвями — это отношение величины $\dot{A}_1$, действующей на входе цепной схемы (например, э. д. с. $\dot{E}_1$ источника э. д. с. или ток $\dot{I}_1$ источника тока), к величине $\dot{B}_n$, действующей в n -й ветви схемы (рис. 1),

$$K(A_1/B_n) = \frac{\dot{A}_1}{\dot{B}_n}. \quad (1)$$

Коэффициент преобразования может быть представлен в виде

$$K(A_1/B_n) = \frac{\dot{A}_1}{\dot{B}_1} \frac{\dot{B}_1}{\dot{B}_2} \dots \frac{\dot{B}_{l-1}}{\dot{B}_l} \dots \frac{\dot{B}_{n-1}}{\dot{B}_n} = \prod_{i=1}^n T_{\text{вх}i}, \quad (2)$$

где $T_{\text{вх}i} = \frac{\dot{B}_{i-1}}{\dot{B}_i}$ — входное сопротивление или входная проводимость части цепной схемы, начинающейся с i -й ветви; $\dot{B}_i$ — величина, действующая в i -й ветви (например, $\dot{B}_3$ — это ток в ветви Z_3 ; $\dot{B}_4$ — напряжение на ветви Y_4).

Выражение для $T_{\text{вх}i}$ представляет собой цепную дробь. Таким образом, чтобы найти коэффициент преобразования цепной схемы с n ветвями, необходимо перемножить n цепных

дробей. Сложность этой операции побудила к отысканию метода записи коэффициента преобразования без промежуточных выкладок. Изучение этого вопроса дало следующие результаты.

Число слагаемых в выражении для коэффициента преобразования определяется по формуле

$$0,5(n-1) \text{ — при нечетном } n$$

$$0,5n \text{ — при четном } n$$

$$N = \sum_{k=0; 1; 2; \dots} C_{n-k}^{n-2k}, \quad (3)$$

где C_{n-k}^{n-2k} — число сочетаний из $n-k$ элементов по $n-2k$ элементов.

В выражении для коэффициента преобразования имеется N_r групп слагаемых, каждая из которых объединяет слагаемые с одинаковыми числами сомножителей. При нечетном числе ветвей цепной схемы

$$N_r = 0,5(n+1), \quad (4)$$

при четном числе

$$N_r = 0,5n+1. \quad (5)$$

Количество членов в $(k+1)$ -й группе определяется выражением

$$m_{k+1} = C_{n-k}^{n-2k}. \quad (6)$$

Число сомножителей в каждом слагаемом $(k+1)$ -й группы равно:

$$q_{k+1} = n-2k. \quad (7)$$

Таким образом, разница в числе сомножителей у слагаемых соседних групп всегда равна двум. При нечетном n в каждом из слагаемых число сомножителей, имеющих нечетные индексы, на единицу больше числа сомножителей, имеющих четные индексы. В случае четного n числа сомножителей с четными и нечетными индексами одинаковы. Для единообразия и облегчения контроля правильности записи целесообразно располагать сомножители в порядке возрастания индексов, начиная с нечетного.

Изложенного достаточно, чтобы составить алгоритм записи коэффициента преобразования любой трехполюсной цепной схемы.

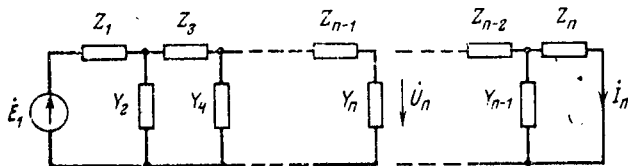


Рис. 1.

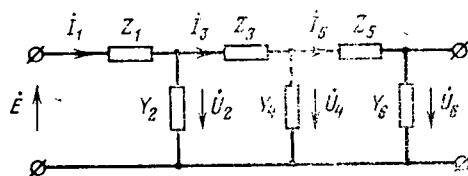


Рис. 2.

Для нахождения токов (напряжений) B_i можно воспользоваться соотношением:

$$\dot{B}_i = \dot{B}_n K(B_i/B_n) = \dot{A}_1 \frac{K(B_i/B_n)}{K(A_1/B_n)}, \quad (8)$$

где $K(B_i/B_n)$ — коэффициент преобразования части схемы, начинающейся с i -й ветви.

Входное сопротивление (входная проводимость) части схемы, начинающейся с i -й ветви, определяется выражением:

$$T_{вхi} = \frac{\dot{B}_{i-1}}{\dot{B}_i} = \frac{K(B_{i-1}/B_i)}{K(B_i/B_n)}. \quad (9)$$

Для всей цепной схемы получаем:

$$T_{вх1} = \frac{\dot{A}_1}{\dot{B}_1} = \frac{K(A_1/B_n)}{K(B_1/B_n)}. \quad (10)$$

Пример расчета. Определим коэффициент преобразования, входное сопротивление, токи и напряжения в ветвях трехзвенной цепной схемы (рис. 2).

В данном случае электрическая цепь имеет $n=6$ ветвей и выражение для коэффициента преобразования состоит согласно формуле (5) из четырех групп слагаемых. Числа слагаемых в каждой группе находим, пользуясь формулой (6): $m_1=1$; $m_2=5$; $m_3=6$; $m_4=1$. Числа сомножителей в слагаемых каждой группы определяем по формуле (7): $q_1=6$; $q_2=4$; $q_3=2$; $q_4=1$.

Единственное слагаемое первой группы — это произведение сопротивлений (проводимостей) всех шести ветвей:

$$Z_1 Y_2 Z_3 Y_4 Z_5 Y_6.$$

Члены второй группы представляют собой произведения четырех сомножителей:

$$Z_1 Y_2 Z_3 Y_4 + Z_1 Y_2 Z_3 Y_6 + Z_1 Y_2 Z_5 Y_6 + Z_1 Y_4 Z_5 Y_6 + Z_3 Y_4 Z_5 Y_6.$$

Члены третьей группы являются произведениями двух сомножителей:

$$Z_1 Y_2 + Z_1 Y_4 + Z_1 Y_6 + Z_3 Y_4 + Z_3 Y_6 + Z_5 Y_6.$$

Четвертая группа представляется одним числом, равным единице. Сложив члены всех четырех групп, получаем выражение для коэффициента преобразования трехзвенной цепной схемы:

$$K(E_1/U_6) = Z_1 Y_2 Z_3 Y_4 Z_5 Y_6 + Z_1 Y_2 Z_3 Y_4 + Z_1 Y_2 Z_3 Y_6 + Z_1 Y_2 Z_5 Y_6 + Z_1 Y_4 Z_5 Y_6 + Z_3 Y_4 Z_5 Y_6 + Z_1 Y_2 + Z_1 Y_4 + Z_1 Y_6 + Z_3 Y_4 + Z_3 Y_6 + Z_5 Y_6 + 1.$$

Токи и напряжения в ветвях цепной схемы определяются согласно соотношению (8). Для этого вычисляем все коэффициенты $K(B_i/B_6)$:

$$K(I_1/U_6) = Y_2 Z_3 Y_4 Z_5 Y_6 + Y_2 Z_3 Y_4 + Y_2 Z_3 Y_6 + Y_2 Z_5 Y_6 + Y_4 Z_5 Y_6 + Y_2 + Y_4 + Y_6;$$

$$K(U_2/U_6) = Z_3 Y_4 Z_5 Y_6 + Z_3 Y_4 + Z_3 Y_6 + Z_5 Y_6 + 1;$$

$$K(I_3/U_6) = Y_4 Z_5 Y_6 + Y_4 + Y_6;$$

$$K(U_4/U_6) = Z_5 Y_6 + 1; \quad K(I_5/U_6) = Y_6.$$

Далее находим:

$$I_1 = \dot{E}_1 \frac{K(I_1/U_6)}{K(E_1/U_6)}; \quad U_2 = \dot{E}_1 \frac{K(U_2/U_6)}{K(E_1/U_6)} \text{ и т. д.}$$

Входное сопротивление определяется по выражению (10):

$$Z_{вх1} = \frac{K(E_1/U_6)}{K(I_1/U_6)}.$$

В частном случае цепная схема может быть однородной, тогда $Z_i = Z$, $Y_i = Y$. Если, например, $Z_i = R$, $Y_i = j\omega C$, то коэффициент преобразования будет равен:

$$K(E_1/U_6) = -jR^3\omega^3 C^3 - 5R^2\omega^2 C^2 + j6R\omega C + 1.$$

Аналогичный результат (учитывая, что коэффициент преобразования — обратная величина передаточной функции) можно получить из рассмотренного в работе [Л. 5] одного из частных случаев каскадного соединения однородных Г-образных звеньев.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сигорский В. П. Методы анализа электрических схем с многополюсными элементами. Киев, Изд-во АН УССР, 1958. 380 с.
2. Абрахамс Дж., Каверли Дж. Анализ электрических цепей методом графов. М., «Мир», 1967. 175 с.
3. Кольцов А. А. К теории электрических схем уравнивания. — В кн.: Электронизмерительные цепи и устройства контроля и автоматизации нефтяной промышленности. Уфа, 1970, с. 19—33.
4. Федянин А. С. Матрицы и передаточные функции цепных схем. — «Электричество», 1972. № 12, с. 61—65.

[24.2.1975]



НОВАЯ КНИГА ИЗДАТЕЛЬСТВА «ЭНЕРГИЯ»

Глазунов М. Ф., Митрофанов Н. П. ТЕРМОЭМИССИОННЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ. 1975. 96 с.

Настоящая книга посвящена краткому изложению основ теории, характеристик и некоторых способов практического применения термоэмиссионных преобразователей, которые представляют собой обычную электронную лампу, работающую в режиме температурного ограничения так, что основное управление интенсивностью ее электронного потока осуществляется путем изменения температуры катода под действием измеряемого электрического процесса.

В первой главе книги рассматриваются вопросы теории ТЭП и определяются их статические и динамические характеристики. На основе проведенного теоретического анализа и экспериментальных данных делается вывод о возможности использования ТЭП в измерительной технике.

Во второй главе рассматриваются вопросы, связанные с применением ТЭП для измерения эффективных значений напряжений и средних мощностей флуктуационных электрических процессов.

В третьей главе обсуждаются вопросы, связанные с особенностями измерения эффективных значений для детерминированных электрических сигналов — периодических последовательностей импульсов, некоторых модулированных колебаний, так и электрических колебаний произвольной формы.

Четвертая глава посвящена вопросам применения термоэмиссионных преобразователей для измерения отношения сигнал-шум приемных устройств радиотехнических систем.

Данная книга рассчитана в основном на специалистов, работающих в области радиоэлектроники и радиотехнических измерений.

В. Г. Холмский. Расчет и оптимизация режимов электрических сетей

М., «Высшая школа», 1975

Написанная одним из крупнейших советских специалистов в области теории электрических сетей доктором техн. наук, проф. В. Г. Холмским, книга была принята электроэнер-

гетиками нашей страны с большим интересом. Для этого фундаментального труда характерно то, что все его изложение построено как непосредственное продолжение классических методов теоретической электротехники и общей теории электрических сетей с их физическими основами и техническими приложениями. Автор, излагая и развивая специальные методы расчетов нормальных режимов и оптимизации работы линий электропередач и сложных электрических сетей, сохраняет (названный выше классическим) подход, не спеша перейти к полной формализации задачи. Изложение материала в этой книге от ее первой до последней глав подчинено определенной логике, предусматривающей переходы от более простых к сложным задачам и отдельным вопросам. Автора можно было бы при этом упрекнуть в недостаточной формализации задачи и в том, что он не применяет в явной форме современных формально-вычислительных методов. Однако определенная, логически оправданная, методика построения, имеющаяся и в каждой из глав книги и в книге в целом, позволяет, по нашему мнению, отвести упрек от книги и учесть ее опыт при построении других учебников.

Изложение вполне оправдано; начинается оно с материалов, связывающих основы теории электрических сетей (общего курса «Электрические системы и сети») со специальными вопросами. После четкой постановки задачи изучения излагаются исходные данные и положения для анализа и расчетов, а затем и ограничения (технические и технико-экономические), которые следует учитывать при изучении и решении поставленных задач. Вслед за этим идет собственно разработка и изложение методами анализа, из которого следуют конкретные выражения для практических расчетов. Рассмотрение каждой из задач заканчивается расчетными примерами. Некоторые из этих расчетных примеров являются «сквозными», когда для одной и той же электрической сети рассматривается и последовательно решается логически связанный комплекс технических и технико-экономических задач; такое построение материалов, основывающееся на преемственности отдельных вопросов и определенной технической близости примеров, создает достаточно полное представление об изучаемых методах расчетов электрических сетей.

Построение книги начинается (гл. I) с расчетов установившихся режимов электрических сетей, проводимых при использовании метода коэффициентов распределения. Это представляется оправданным, так как отвечает требованию минимальных затрат времени на расчеты режимов электрической сети при достаточно ясном физическом представлении о задаче и путях ее решений. В этой же главе вводится и используется оригинальное понятие сопротивления влияния, что оказывается эффективным при расчетах режимов напряжений и решении ряда оптимизирующих задач.

Специальный интерес представляют главы II, III и VI, в которых задача оптимизации режима рассматривается с учетом как минимизации затрат энергоносителя и потерь активной мощности, так и обеспечения заданных уровней напряжения в узлах сети. Здесь даются сведения о расчетах режимов электрических сетей и распределении в них активной и реактивной мощностей.

Оптимизация режимов напряжений в сетях электрических систем рассматривается в книге весьма полно. Так, гл. V рас-

сматривает задачи местных электрических сетей, гл. VI — районных и VII — оптимизации режимов длинных линий электропередачи переменного тока.

Известно, что проф. В. Г. Холмский одним из первых в нашей стране стал заниматься вопросами регулирования напряжения в электрических сетях, а его монография «Применение регулируемых трансформаторов в электрических сетях», изданная в 1950 г., была первым обстоятельным исследованием по этой проблеме. Используя свой большой опыт в учебном пособии, он последовательно и обоснованно излагает вопросы оптимизации режима напряжений при заданных отклонениях его в узлах системы или у электроприемников. Это дает возможность выработать у студентов подход к расчету режима напряжений в сетях и системах как к сложной многофакторной задаче.

Необходимо также подчеркнуть особенности подбора и построения материалов, а также предлагаемых в рецензируемой книге методов анализа и расчетов режимов электрических сетей.

Весьма существенно, что подобранные автором книги задачи реальные и актуальные для современных энергосистем. В книге отсутствуют «абстрактные» и формальные рассуждения. Эта особенность книги В. Г. Холмского делает ее практическим пособием как для студентов — выпускников электроэнергетических специальностей, так и для многих работников эксплуатации электрических систем.

Широко приведенные примеры, иллюстрирующие положения книги, доведены до численных решений. При этом выбор параметров схем и режимов электрических сетей полностью соответствует реальным значениям параметров в электроэнергетических системах СССР. Все это несомненно облегчает восприятие материалов книги, имеющих достаточно простое изложение. Ценным также является акцентирование внимания слушателей на физических (электротехнических) основах режимов и путях их регулирования.

Принятая в книге методика анализа, хотя и не нацеленная специально на использование ЦВМ, обеспечивает возможности их практического применения как при простейших средствах счета, так и при применении любой вычислительной техники после некоторого дополнительного обучения. С учетом сказанного применение материалов книги оказывается возможным очень широким кругом инженеров и техников, работающих в области электрических систем, тем более, что большинство предлагаемых методов было доведено до алгоритмов и программ на ЦВМ. Такой подход, когда учащийся сначала подготавливается к физической и технической стороне проблемы, а затем уже получает подготовку по применению вычислительной техники, нам представляется вполне целесообразным и более педагогичным, чем ориентация на вычислительные методы и формализацию до выяснения сущности проблемы.

Оценивая книгу «Расчет и оптимизация режимов электрических сетей», в целом можно отметить, что ее содержание полностью отвечает назначению книги как учебного пособия по специальным главам электрических сетей и систем.

По подбору материалов книги можно было бы высказать отдельные критические соображения, которые, однако, относятся к второстепенным положениям и поэтому не меняют данной выше оценки.

Доктор техн. наук **ВЕНИКОВ В. А.**, доктор техн. наук **БУДЗКО И. А.**, канд. техн. наук **ГЛАЗУНОВ А. А.**

ДОКТОР ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК, ПРОФЕССОР ЛЕВ АЛЕКСЕЕВИЧ БЕССОНОВ

(К 60-летию со дня рождения)

Исполнилось 60 лет со дня рождения доктора технических наук, профессора Льва Алексеевича Бессонова, заведующего кафедрой теоретических основ электротехники Московского института радиотехники, электроники и автоматики.

После окончания в 1939 г. Московского энергетического института он в течение пяти лет работал на трансформаторном заводе. Здесь его внимание привлекли явления в нелинейных цепях со сталью, и были сделаны первые шаги в науке.

Дальнейшая научная и педагогическая деятельность Л. А. Бессонова связана с кафедрами теоретических основ электротехники. С 1944 по 1954 г. Л. А. Бессонов работал на кафедре теоретических основ электротехники МЭИ — вначале ассистентом, а с 1948 г. доцентом. Там же после окончания аспирантуры в 1946 г. им была защищена кандидатская диссертация. С 1955 г. Л. А. Бессонов возглавляет кафедру теоретических основ электротехники Всесоюзного заочного энергетического института, на базе которого в 1967 г. был создан МИРЭА. В 1956 г. им защищена докторская диссертация, в 1958 г. ему было присвоено звание профессора.

Первые научные работы Л. А. Бессонова посвящены изучению стационарных и динамических явлений в феррорезонансных схемах и цепях, содержащих дроссели насыщения, магнитные усилители и утроители частоты. В них решены вопросы расчета цепей с учетом реакции нагрузок, гистерезисных потерь и потерь в стали при подмагничивании. Цикл этих работ был завершен изданием двух монографий — «Электрические цепи со сталью» (1948 г.) и «Переход-



ные процессы в нелинейных электрических цепях со сталью» (1951 г.). Книжки быстро завоевали признание среди инженеров и научных сотрудников и послужили основой для дальнейшей разработки методов расчета нелинейных электрических цепей со сталью.

Существенным вкладом в развитие теоретической электротехники, в частности в теорию нелинейных цепей, явилась монография Л. А. Бессонова «Автоколебания в электрических цепях со сталью» (1958 г.). В ней впервые обстоятельно проанализирована природа внутренних обратных связей, ответственных за возникновение в феррорезонансных

цепях, в связанных нелинейных резонансных контурах и цепях, содержащих магнитные усилители, магнитные триггеры, делители и умножители частоты, автомодуляционных процессов — процессов периодического изменения амплитуд вынужденных колебаний.

Большое значение для подготовки инженерных и научных кадров имеет плодотворная работа Л. А. Бессонова по созданию курса теоретических основ электротехники, отражающего современный уровень науки. Этот курс, помимо основного учебника «Теоретические основы электротехники», переиздававшегося неоднократно, включает учебные пособия «Линейные электрические цепи» и «Нелинейные электрические цепи», содержащие новые вопросы теории — методы синтеза цепей, приближенные методы расчета переходных процессов, методы расчета цепей при различного рода модуляциях, метод дискретных преобразований, основы теории графов, основы теории случайных процессов и ее приложения к расчету цепей при наличии помех и ряд других.

Для профессора Л. А. Бессонова характерны высокое чувство долга ученого и ответственность за свой труд, деятельность его отмечена правительственной наградой — орденом «Знак почта».

Многие знают Л. А. Бессонова по его общественной работе в Методическом Совете по ТОЭ и инженерной электрофизике МВЦССО СССР, в редакционном совете издательства «Высшая школа», в редколлегии журнала «Электричество». Поздравляем Льва Алексеевича с юбилеем и желаем ему новых творческих достижений.

Группа товарищей



ДОКТОР ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК, ПРОФЕССОР М. М. СОКОЛОВ

(К 60-летию со дня рождения)

3 февраля 1976 г. исполнилось 60 лет известному ученому, профессору кафедры автоматизированного электропривода Московского энергетического института, доктору технических наук Михаилу Михайловичу Соколову.

В 1943 г. М. М. Соколов окончил вечернее отделение Московского энергетического института, где был оставлен для учебы в аспирантуре. В 1947 г. он защитил кандидатскую диссертацию, а в 1950 г. ему присвоено ученое звание доцента. Начиная с 1943 г., научная и педагогическая деятельность М. М. Соколова неразрывно связана с кафедрой автоматизированного электропривода МЭИ. В 1962 г. он защитил докторскую диссертацию. В 1964 г. ему присвоено ученое звание профессора.

Большой вклад, внесенный М. М. Соколовым в дело разработки и исследования регулируемых электроприводов для различных отраслей народного хозяйства, известен широкой научно-технической общественности. В начале своей научной деятельности в 1944—1947 гг. он принимал активное участие в работе по созданию мощных регулируемых электроприводов для компрессоров аэродинамических труб ЦАГИ, в последующие годы участвовал в разработке и исследовании электроприводов экскаваторов большой производительности. В период 1955—1964 гг. им была разработана теория асинхронного электропривода с параметрическим регулированием скорости. На ряде предприятий были внедрены электроприводы с дроссельным регулированием, что дало большой экономический эффект. М. М. Соколов одним из первых начал заниматься разработкой и исследованием тиристорных регулируемых электроприводов переменного и постоянного тока. Под его руководством была разработана и внедрена на Магнитогорском металлургическом комбинате система кранового



электропривода с тиристорным управлением.

С 1960 г. М. М. Соколов ведет исследования электромагнитных переходных процессов в асинхронном электроприводе. Работа ученого и его учеников в этом направлении создали основу методики экспериментального исследования. Научно-исследовательские работы, выполненные под руководством М. М. Соколова, неоднократно удостоивались премий Минвуза СССР, медалей ВДНХ, были признаны лучшими на конкурсах МЭИ.

Большое место в деятельности профессора М. М. Соколова занимает подготовка высококвалифицированных инженеров и научных кадров. По курсам «Электропривод и электроснабжение промышленных предприятий» и «Автоматизированный электропривод общепро-

мышленных механизмов» им написаны учебники, которые дважды переиздавались. С 1963 г. М. М. Соколов читает курс «Основы автоматизированного электропривода», по которому им в соавторстве с сотрудниками кафедры создан учебник. Он опубликовал более 200 научных работ, среди которых 12 учебников и учебных пособий, 10 монографий. Многие его работы переведены на иностранные языки и изданы за рубежом.

Член КПСС с 1952 г., М. М. Соколов большую научно-педагогическую и инженерную деятельность совмещает с общественной работой. Он принимает активное участие в работе партийной организации МЭИ, ведет большую общественно-научную работу, являясь одним из организаторов Всесоюзных научно-технических конференций и семинаров по автоматизированному электроприводе, заместителем главного редактора журнала «Электропромышленность. Электропривод», заместителем председателей Совета по автоматизации Минвуза СССР, Ученого совета факультета электрификации и автоматизации промышленности и транспорта МЭИ, Научно-методической комиссии Минвуза СССР по специальности «Электропривод и автоматизация промышленных установок», членом научно-методических советов МЭИ и факультета, Ученого совета ВЭПИ, научно-технических советов Минэлектротехпрома, Минцветмета и ВНИИэлектропривода.

М. М. Соколов награжден орденом «Знак почета», пятью медалями СССР, ему присвоено почетное звание заслуженного деятеля науки и техники РСФСР.

Пожелаем Михаилу Михайловичу Соколову здоровья и дальнейших творческих успехов в научной и педагогической деятельности.

Группа товарищей

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., Костенко М. П., Ларионов В. П., Лидоренко И. С., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Петров И. И. (зам. главного редактора), Рабинович С. И., Слежановский О. В., Савалов С. А., Тареев Б. М., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Хачатуров А. А., Чиликин М. Г., Шаталов А. С.

Адрес редакции: 103012, Москва, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.

Почтовый адрес: 101000, Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Н. Н. Лесвченко

Сдано в набор 16/XII 1975 г.
Усл. печ. л. 12,0

Подписано к печати 29/I 1976 г.
Уч.-изд. л. 14,78 Тираж 9341 экз.

T-01873
Цена 80 коп.

Формат 60×90¹/₁₆,
Зак. 437

Издательство «Энергия», Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

СОДЕРЖАНИЕ

Бондаренко Т. Л. — Электрификация — важнейшее направление в создании материально-технической базы коммунизма	1	Исаев И. П., Иньков Ю. М., Матюшин В. А. — Теоретико-вероятностные принципы расчета вентильных преобразователей электрической энергии	65
Гурский С. К. — Планирование процессов развития в энергетике с применением метода игр	6	Трахтман Л. М. — Устойчивость системы широтно-импульсного управления тяговыми двигателями	70
Тимченко В. Ф., Ежилов В. Х. — Интервальный однофакторный метод краткосрочного прогнозирования суточного потребления электроэнергии энергосистем	10		
Каялов Г. М., Молодцов В. С. — Матрично-вычислительный метод анализа компенсации реактивных нагрузок сложной электрической сети	16		
Жежеленко И. В., Севрюков В. К., Чубарь Л. А. — Фильтро-симметрирующие устройства в системах электрообеспечения промышленных предприятий	22		
Кузнецов В. Г., Шидловский А. К. — Фильтро-симметрирующие устройства для повышения качества электроэнергии в сетях	27		
Григорьев Н. Д. — Потери электроэнергии в сельских воздушных линиях 0,38 кВ	32		
Коник Б. Е. — Исследование магнитного поля в воздушном зазоре электрической машины с двусторонней зубчатостью	37		
Кириевский Е. В., Степанов Г. Н., Фоменко Г. П. — Моделирование аварийных режимов машин постоянного тока для оценки релейных защит	43		
Варлей В. В. — Максимальная электромагнитная мощность электрических машин с электромеханической редукцией скорости	47		
Певзнер Е. М., Яуре А. Г. — Выбор основных параметров крановых электроприводов на основе оптимизации расхода энергии при регулировании	50		
Михайлов О. П. — Магнитострикционные исполнительные устройства микроперемещений	55		
Бондалетов В. Н., Чернов Е. Н. — Импульсное электромагнитное поле плоской осесимметричной индукторной системы с равномерно изменяющимся во времени зазором	61		
		ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ	
		Рохинсон П. З. — Статистические исследования импульсов положительной короны на проводах разных диаметров	75
		Пистрак М. Я., Каретников В. Ф. — Система автоматического регулирования натяжения полосы непрерывного листового стана с электромеханическими петледержателями	78
		Горяинов Ф. А., Гольдман М. А. — Выбор структуры металлокерамических магнитомягких материалов для электрических машин	83
		Артамонов Ю. С., Цун А. М. — Влияние упругих напряжений на магнитные свойства малоуглеродистой стали	84
		СООБЩЕНИЯ	
		Альтгаузен О. Н., Мартынова К. Д., Семенова Н. А. — Магнитные свойства магнитно-мягких сплавов при частотах до 1 МГц	85
		Шевченко А. Т., Шлимович В. Д. — Оптимизация уровня резервирования генерирующей мощности в электроэнергетическом объединении	86
		Ивашев В. Н., Кондратьев В. Н. — Ферромагнитные делители частоты с промежуточным подмагничиванием	88
		Кольцов А. А., Гулин А. И. — Анализ неоднородных цепных схем, составленных из трехполюсников	90
		БИБЛИОГРАФИЯ	92
		ХРОНИКА	93



CONTENTS

Electrification — The Most Important Course in Creating the Technological and Material Basis for Communism — T. L. Bondarenko	1	Probability Theory for Calculations in Electronic Power Converters — I. P. Isayev, U. M. Inkov, V. A. Matiusiin	65
Planning Processes for the Development of the Electric Power Industry Using Game Theory — S. K. Gurski	6	The Stability of the Pulse — With Control System for Traction Motors — L. M. Trachtman	70
A Single-Factor Interval Method for Short-Term Forecasting of Daily Energy Consumption in Power Systems — V. F. Timchenko, V. H. Yedjilov	10		
A Computational Matrix Method for Analysing Reactive Load Compensation in a Complex Network — G. M. Kayalov, V. S. Molodtsov	16	FROM OPERATING EXPERIENCE	
Balancing Filters in Industrial Power Supply Systems — I. V. Djedjelenko, V. K. Sevriukov, L. A. Chubar	22	A Statistical Study of Positive Corona Pulses on Conductors of Different Diameter — P. Z. Rokhinson	75
Balancing Filters for Improving the Quality of the Power in Networks — V. G. Kuznetsov, A. K. Shidlovski	27	A System for Automatically Controlling the Tension in the Strip of a Continuous Sheet Mill Having Electromechanical Loop Holders — M. J. Pistrak, V. F. Karetnikov	78
Energy Losses in Rural 380 V Overhead Lines — N. D. Griгорьев	32	Selecting the Structure of Ceramal Magnetically Soft Materials for Electric Machines — F. A. Goryainov, M. A. Goldman	83
A Study of the Magnetic Flux in the Air Gap of a Machine With Two-Way Toothing — B. E. Konik	37	The Influence of Elastic Stress on the Magnetic Properties of Mild Steel — U. S. Artamonov, A. M. Tsun	84
Simulation of Fault Conditions on D. C. Machines for Relay Protection Analysis — E. V. Kirievski, G. N. Stepanov, G. P. Fomenko	43		
The Maximum Electromagnetic Power of Electric Machines Having Electromechanical Speed Reduction — V. V. Varley	47	REPORTS	
Selecting the Basic Parameters for Crane Drives by Optimizing the Energy Expenditure on Control — E. M. Pevzner, A. G. Yaure	50	The Magnetic Properties of Magnetically Soft Alloys for Frequencies up to 1 MHz — O. N. Althausen, K. D. Martyanova, N. A. Semenova	85
Magnetostriiction Executive Devices Producing Microtranslation — O. P. Mikhailov	55	Optimizing the Amount of Stand — by Generating Capacity in a Power Pool — A. T. Shevchenko, V. D. Shlimovitch	86
The Electromagnetic Pulse Field of an Axially Symmetrical Plane Inductor System Whose Gap Varies Uniformly in Time — V. N. Bondaletov, E. N. Chernov	61	Ferromagnetic Frequency Dividers with Intermediate Magnetization — V. N. Ivashov, V. N. Kondratiev	88
		Analysis of Unhomogenous Ladder Networks Composed of Three — Poles — A. A. Koltsov, A. I. Gulina	90
		БИБЛИОГРАФИЯ	92
		ХРОНИКА	93

Рефераты публикуемых статей

УДК 621.311.1.519.92

Информационно-игровой метод планирования процессов развития и его применение в электроэнергетике. Гурский С. К. — «Электричество», 1976, № 2.

Излагается метод прогнозирования одного класса временных рядов при малой длительности предистории процесса. Метод основан на теории информации и физических соображениях. Показана возможность его применения к прогнозированию диапазона нагрузки узла электрической сети. Излагается игровой метод выбора расчетных условий для анализа установившегося режима при задании диапазона нагрузки в одном из узлов. Библ. 9.

УДК 621.311.1.016.3.001.24

Интервальный однофакторный метод краткосрочного прогнозирования суточного потребления электроэнергии энергосистем. Тимченко В. Ф., Ежиков В. Х. — «Электричество», 1976, № 2. Изложены алгоритмы однофакторного краткосрочного прогнозирования суточного потребления электроэнергии энергосистем, основанного на обнаруженной функциональной зависимости последующей реализации суточного электропотребления от предыдущих. Интервальный характер прогноза предложенным методом обеспечивает повышение его информативности. Приведены статистические показатели точности ретроспективных и текущих прогнозов; расчетов в зависимости от среднегодовой нагрузки систем 200—100 000 Мвт, указаны некоторые резервы дальнейшего повышения точности. Библ. 5.

УДК 621.316.1.001.24

Матрично-вычислительный метод анализа компенсации реактивных нагрузок сложной электрической сети. Каялов Г. М., Молодцов В. С. — «Электричество», 1976, № 2.

Предложен метод решения экономической задачи компенсации реактивных нагрузок сложной электрической сети. Сначала с помощью явных матричных формул для оптимальных мощностей конденсаторов в узлах сети решается балансовая задача. Затем экономическая задача решается путем расчета на ЦВМ введенной в статью экономической характеристики решаемой задачи, используя имеющиеся стандартные программы для ЦВМ. Проверка показала относительно малую трудоемкость и достаточно высокую точность метода; его сравнительная эффективность растет с увеличением числа узлов сети. Библ. 8.

УДК 621.316.015.658.562

Фильтро-симметрирующие устройства повышения качества электроэнергии в сетях. Кузнецов В. Г., Шидловский А. К. — «Электричество», 1976, № 2.

Анализируются фильтрующие, симметрирующие и регулирующие возможности схем фильтро-симметрирующих устройств (ФСУ). Соединение реактивных элементов ФСУ в звезду в отличие от схемы неполного треугольника позволяет существенно уменьшить установленную мощность устройства, устранить перенапряжения на емкостном элементе и расширить регулируемый диапазон напряжений в сети с учетом допустимой несимметрии напряжений. Библ. 1.

УДК 621.3.16.1.017.2(—22)

Потери электроэнергии в сельских воздушных линиях 0,38 кв. Григорьев Н. Д. — «Электричество», 1976, № 2.

Приведены результаты вероятностно-статистического исследования некоторых параметров сельских сетей напряжением 0,38 кв центральной нечерноземной зоны РСФСР и рассмотрены методы упрощенного определения эквивалентного сопротивления линии, коэффициента увеличения потерь мощности в линии в максимуме и потерь электроэнергии в сельских воздушных линиях напряжением 0,38 кв по полученным регрессионным зависимостям. Библ. 5.

УДК 621.313.013.001.24

Исследование магнитного поля в воздушном зазоре электрической машины с двусторонней зубчатостью. — Коник Б. К., «Электричество», 1976, № 2.

Исследуется магнитное поле в воздушном зазоре, ограниченном зубчатыми поверхностями статора и ротора, при пренебрежении магнитным сопротивлением стали. Токи пазов принимаются распределенными в виде линейных нагрузок вдоль боковых поверхностей зубцов. Показано, что применение скалярного магнитного потенциала позволяет разбить общую красивую задачу на ряд простейших, по которым находятся магнитные проводимости, коэффициенты потокоцеплений обмоток отдельных зубцов статора, ротора и между ними как функции угла поворота ротора. Эти проводимости и коэффициенты зависят только от геометрии зазора, знание их позволяет рассчитать характеристики машины с учетом всех основных ее особенностей в любых режимах работы. Библ. 4.

УДК 621.316.925:621.313.2.001.57

Моделирование аварийных режимов машин постоянного тока для оценки релейных защит. Кириевский Е. В., Степанов Г. Н., Фоменко Г. П. — «Электричество», 1976, № 2.

Рассмотрена возможность оценки чувствительности и быстроты действия релейных защит сетей постоянного тока автономных энергосистем с помощью моделирования на АВМ переходных процессов в цепи потребителей электроэнергии. Разработана математическая модель, достаточно точно описывающая переходные процессы в машинах постоянного тока при коротких замыканиях, что подтверждается результатами натурных испытаний. Библ. 10.

УДК 621.313.17.016.2

Максимальная электромагнитная мощность электрических машин с электромеханической редукцией скорости. Варлей В. В. — «Электричество», 1976, № 2.

Значения коэффициента использованы максимальной электромагнитной мощности в электрических машинах с электромеханической редукцией скорости существенно зависят от величины коэффициента, характеризующего «сцепление» на поверхностях обкатывания, величины относительного эксцентриситета положения ротора ДКР (относительной деформации ротора ВД), величины коэффициента, характеризующего э. д. с. холостого хода в машине индукторного типа и др. Библ. 5.

УДК 62-83.001.24

Выбор основных параметров крановых электроприводов на основе оптимизации расхода энергии при регулировании. Певзнер Е. М., Яуре А. Г. — «Электричество», 1976, № 2.

Рассматриваются энергетические показатели серийных и новых тиристорных крановых электроприводов переменного тока. Вводится понятие среднееквивалентного к. п. д. кранового привода и приводится методика его расчета.

На основании зависимостей для среднееквивалентного к. п. д. приводится методика выбора крановых двигателей и пускорегулирующих сопротивлений, а также методика определения параметров крановых механизмов на основе оптимизации затрат энергии при регулировании. Библ. 4.

УДК 538.652:62-71

Магнитоотрицательные исполнительные устройства микроперемещений. Михайлов О. П. — «Электричество», 1976, № 2.

Рассматриваются магнитоотрицательные нерезонансные устройства, предназначенные для отработки малых линейных перемещений. На основе аппроксимации кривой магнитоотрицательности определяются статистические характеристики этих устройств. Устанавливается роль предварительного упругого нагружения в процессе увеличения магнитоотрицательного перемещения. Исследуется температурная погрешность и методы ее компенсации. Предлагается структурная схема магнитоотрицательного устройства. Выводится коэффициент передачи по управляющему воздействию. Библ. 16.

УДК 621.3.044.3:538.311.001.24

Импulseное электромагнитное поле плоской осесимметричной индукторной системы с равномерным изменяющимся во времени зазором. Бондалетов В. Н., Чернов Е. Н. — «Электричество», 1976, № 2.

Проведен расчет электромагнитного поля в осесимметричной системе с возбуждающим поле кольцевым поверхностным током, равномерно распределенным по радиусу и удаляющимся с постоянной скоростью от проводящего полупространства. При расчете использован метод интегральных преобразований, в результате чего полученное решение для частного случая импульса тока синусоидальной формы выражается в виде несобственных интегралов.

Показано, что проникновение поля в проводящее полупространство имеет характер электромагнитной волны, амплитуда которой изменяется по радиусу и зависит от геометрических размеров системы в рассматриваемый момент времени. При скоростях перемещения, меньших 20 м/сек, затухание волны и изменение ее фазы подчиняется тем же закономерностям, что и в одномерном случае. Библ. 4.

УДК 621.314.5.001.24

Теоретико-вероятностные принципы расчета вентиляльных преобразователей электрической энергии. Исаев И. П., Инько в Ю. М., Матюшин В. А. — «Электричество», 1976, № 2.

Рассмотрены статистические характеристики тиристорных и обособован теоретико-вероятностный подход к методам расчета полупроводниковых преобразователей электрической энергии.

Даны выражения для определения потерь мощности в тиристорах и расчета параметров элементов узла искусственной коммутации преобразователей с учетом технологического разброса параметров и характеристик элементов. Библ. 10.

УДК 62-52:621.333

Устойчивые системы широтно-импульсного управления тяговыми двигателями. Трахтман Л. М. — «Электричество», 1976, № 2.

Выполнен анализ структуры цепей при применении широтно-импульсного регулирования; рекомендуется структурная схема для анализа динамики этих систем.

Показано качественное влияние параметров входного фильтра на условия устойчивости цепей импульсного регулирования. Библ. 8.

УДК 621.315.1.015.352

Статистические исследования импульсов положительной короны на проводах разных диаметров. Рохинсон П. З. — «Электричество», 1976, № 2.

Представлены результаты экспериментальных исследований стримерной короны на витых проводах разных диаметров при переменном напряжении. Исследованы формы импульсов наведенного тока короны, высокочастотный ток, генерируемый одним источником, интенсивность стримерной короны в различных фазах питающего напряжения. Показано, что с увеличением диаметра провода длительность импульсов возрастает, а величина высокочастотного тока помех, создаваемого одним источником короны, на частоте 0,5 Мгц пропорциональна квадрату диаметра провода. Библ. 8.

УДК 62-83:621.771.2

Система автоматического регулирования натяжения полосы непрерывного листового стана с электромеханическими петледержателями. Пистрак М. Я., Каретников В. Ф. — «Электричество», 1976, № 2.

Изложены общие принципы построения системы автоматического регулирования натяжения с безредукторными электромеханическими петледержателями, разработанной ВНИИЭлектродвигатель и внедренной в промышленную эксплуатацию. Рассмотрена линеаризованная модель системы для случая абсолютно жестких механических характеристик приводов валков. Проанализированы влияние структуры и параметров системы на ошибки натяжения, возникающие в переходном процессе регулирования петли. Приведены сведения из опыта промышленного внедрения системы. Библ. 11.