

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО.

1964

ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

4

СОДЕРЖАНИЕ

Н. А. Оболенский — Создание и освоение комплексов электрооборудования	1	А. А. Вавилов — Расчет параметров нелинейных колебательных систем по заданному коэффициенту гармоник	66
Д. А. Арзамасцев — О формах условий экономического режима энергосистемы с тепловыми станциями	5	Х. С. Валеев, В. А. Князев и Н. Г. Дроздов — Нелинейные полупроводниковые сопротивления на основе окислов цинка, кремния и олова	72
Г. В. Михневич и В. М. Фиалков — Влияние демпферных контуров на динамические свойства автоматически регулируемой энергосистемы	10	В. Адамец — Влияние ионизирующего излучения на электрические свойства органических изоляционных материалов	76
С. Р. Элькин — Вычислительная машина для экономического распределения нагрузок для энергосистемы с большим количеством гидростанций	16	М. М. Некрасов — Управление температурным коэффициентом сопротивления полупроводников	80
ДИСКУССИИ			
Л. А. Крумм и Ю. П. Сыров — Оптимизация градиентным методом режимов объединенных энергосистем, имеющих в своем составе гидроэлектростанции	20	О содержании и преподавании курса „Теоретические основы электротехники“. О программе курса ТОЭ—Г. И. Атабеков; Некоторые замечания о курсе «Теоретические основы электротехники»—З. И. Кязимзаде. Повышение частоты переменного тока и нахождение ее оптимального значения для дальнейшей электрификации СССР—М. И. Михайлов, Л. Д. Разумов	85
В. С. Хачатрян — К вопросу об определении собственных и взаимных сопротивлений энергосистемы относительно базисного узла при изменении конфигурации сети	27	ХРОНИКА	
Ю. А. Бахвалов и А. Г. Никитенко — Применение электронных вычислительных машин для расчета и исследования электрических машин и аппаратов	31	Конференция по автоматическому контролю и методам электрических измерений. III съезд Научно-технического общества энергетической промышленности. А. А. Акопян. Профессор В. Г. Холмский. Профессор А. Т. Блажкин	
А. И. Долгинов, В. С. Шатин и Ф. Я. Мотуско — Волновой метод расчета переходных процессов в электрических системах на цифровых вычислительных машинах	38	БИБЛИОГРАФИЯ	
Н. Н. Дружинин и Э. Ф. Силаев — Передаточные функции и матричные структуры непрерывного стана	46	И. А. Будзко, Л. Е. Эбин и М. С. Левин — Книга В. К. Плюгачева „Основы рационального электрообеспечения сельского хозяйства“	95
В. В. Болотин, Б. П. Макаров и Б. А. Куранов — Прочность и жесткость внутренних обмоток трансформаторов	54		
П. А. Ионкин и А. А. Соколов — Топологический анализ электрических цепей	59		



CONTENTS

The Development and Manufacture of New Lines of Electrical Equipment—N. A. Obolenski	1	Transfer Functions and Matrix Structures for a Continuous Rolling Mill—N. N. Drudjinin, E. F. Silayev	46
Forms for the Conditions for Most Economical Operation of a Power System Having Thermal Plants—D. A. Arzamastsev	5	The Strength and Rigidity of Internal Transformer Windings—V. V. Bolotin, B. P. Makarov, B. A. Kuranov	54
How Damping Circuits Influence the Dynamic Characteristics of an Automatically Controlled Power System—G. V. Michnevitch, V. M. Fialkov	10	Topological Analysis of Electric Circuits—P. A. Ionkin, A. A. Sokolov	59
A Computer for Most Economic Load Distribution for a Power System with Many Hydro-stations—S. R. Elkin	16	Calculating the Parameters of Non-linear Oscillatory Systems from a Known Harmonic Factor—A. A. Vavilov	66
Gradient Method Optimization of Operating Conditions in Consolidated Power Systems Having Hydro-stations—L. A. Krumm, U. P. Sirov	20	Non-linear Semi-conductor Resistors Using Oxides of Zinc, Silicon and Tin—H. S. Valeyev, N. G. Drozdov, V. A. Knazyev	72
On Determining the Driving Point and Transfer Impedances of a Power System with Respect to the Common Node for Changes in Network Configuration—V. S. Hachatryan	27	How Ionizing Radiation Influences the Electrical Properties of Organic Insulating Materials—V. Adamets	76
Using Electronic Computers for Design and Research on Electric Machines and Apparatus—U. A. Bachvalov, A. G. Nikitenko	31	Control of the Temperature Coefficient of Semi-conductor Resistors—M. M. Nekrasov	80
A Travelling Wave Method of Calculating Power System Transients on Digital Computers—A. I. Dolginov, V. S. Shatin, F. J. Motusko	38	DISCUSSION	
		CHRONICLE	
		NOTES AND LETTERS	



УДК 621.312.002.2

Создание и освоение комплексов электрооборудования

Н. А. ОБОЛЕНСКИЙ

*Председатель Государственного комитета
по электротехнике при Госплане СССР*

Ведущую роль в развитии отраслей народного хозяйства, в обеспечении технического прогресса нашей страны играет электрификация, которая Программой Коммунистической партии Советского Союза определена как стержень строительства экономики коммунистического общества.

План электрификации Советского Союза предусматривает увеличение в ближайшее десятилетие электровооруженности труда в промышленности почти в 3 раза, широкое развертывание на базе дешевой энергии электроемких производств, электрификацию производственных процессов в сельском хозяйстве, дальнейшую электрификацию транспорта, значительное увеличение использования электроэнергии для бытовых целей и т. п.

В соответствии с Программой КПСС годовое производство электроэнергии должно быть доведено к 1970 г. до 900 — 1 000 млрд. квт·ч и к 1980 г. до 2 700 — 3 000 млрд. квт·ч.

В течение двадцатилетия на базе сплошной электрификации и совершенствования технологических процессов в народном хозяйстве будет в массовом масштабе осуществляться комплексная механизация и автоматизация производства, в том числе с применением управляющих вычислительных машин и новых средств кибернетики.

При совершенствовании технологии различных отраслей промышленности и видов производства некоторые существующие процессы будут дополняться и заменяться технологическим использованием электроэнергии, все шире станет развиваться электронно-ионная технология, основанная на использовании электронно-ионных и плазменных явлений в сильных магнитных и электрических полях.

В свете этих перспектив роль электротехнической промышленности еще более возрастает, и перед ней ставятся новые задачи по созданию и освоению электрооборудования, предназначенного для генерирования, распределения, преобразования и использования электрической энергии во всех отраслях народного хозяйства.

В области развития энергетики СССР главной задачей является создание и освоение прогрессивных комплексов электрооборудования для производства электроэнергии на тепловых и гидроэлектрических станциях и ее распределения в масштабах всей страны.

Эта проблема охватывает вопросы создания мощных турбо- и гидрогенераторов, трансформаторов и автотрансформаторов с регулированием напряжения под нагрузкой, статических преобразователей, высоковольтной коммутационной аппаратуры, а также оборудования, обеспечивающего регулирование, устойчивость, защиту и автоматизацию работы электростанций и энергосистем.

Уже в настоящее время заводами электропромышленности освоено производство турбогенераторов мощностью 150, 200 и 300 Мвт с непосредственным охлаждением статора водородом или водой и форсированным охлаждением обмоток ротора водородом, изготовлены промышленные образцы турбогенераторов с водяным охлаждением ротора; изготовлены и работают гидрогенераторы для Братской ГЭС мощностью 225 Мвт. Разработаны и изготавливаются гидрогенераторы мощностью 500 Мвт для Красноярской ГЭС и капсульные гидрогенераторы для Киевской ГЭС.

Основным направлением в развитии турбо- и гидрогенераторостроения является увеличение мощности до 500—800 Мвт в единице для турбогенераторов и до 500 Мвт для гидрогенераторов с одновременным повышением их энергетических показателей и сокращением удельного расхода материалов. Турбогенераторы и гидрогенераторы разрабатываются комплектно с ионными и полупроводниковыми системами возбуждения.

При создании турбо- и гидрогенераторов возникает ряд самостоятельных научно-технических задач в области исследования и усовершенствования систем охлаждения (водяное, воздушное, масляное и испарительное охлаждение и их комбинации) современной изоляции с применением терморезистивных эластичных материалов и систем быстродейст-

вующего возбуждения (ионное и высокочастотное полупроводниковое). Учитывая сложность этих вопросов, их разработка будет производиться одновременно в нескольких направлениях, с тем чтобы в дальнейшем перейти к единому решению.

Важнейшей частью проблемы развития энергетики СССР является создание электрооборудования и систем регулирования для возможности осуществления в будущем передачи электроэнергии из Сибири на Урал и в европейскую часть СССР. Эту задачу намечается решать путем применения сверхвысоких напряжений переменного и постоянного тока.

При создании высоковольтной аппаратуры необходимо провести ряд научных исследований по физическим процессам в выключателях с целью повышения их предельной отключающей способности, а также разработки и освоению новых разрядников, позволяющих осуществить снижение уровня изоляции трансформаторов.

В области трансформаторостроения требуется разработка ряда мероприятий с целью снижения потерь и местных перегревов, увеличения динамической устойчивости трансформаторов при коротких замыканиях и др. Необходимо исследовать процессы перенапряжения в обмотках трансформаторов и провести работы по рациональному выбору изоляционных материалов и конструкций изоляции. Для создания нового высоковольтного электрооборудования следует разработать и освоить высоконадежные изделия из высоковольтного электротехнического фарфора.

Важное значение имеют разработки по созданию средств и систем регулирования, позволяющие обеспечить необходимую устойчивость энергосистем, надежность их работы, повышение качества электроэнергии и за счет этого увеличение пропускной способности линий электропередачи. С этой целью предусматривается продолжение исследований и разработки автоматических регуляторов различных типов, в том числе сильного действия, для гидро- и турбогенераторов с ионными и полупроводниковыми системами возбуждения и регуляторов, воздействующих на генератор и паровую турбину, что открывает перспективу для значительного повышения динамической устойчивости энергосистемы.

Одним из главных направлений развития электротехнической промышленности в области электроснабжения и электрооборудования промышленных предприятий является создание и освоение комплектного крупноблочного электрооборудования — важнейшего элемента электросиловой автоматизации производственных процессов.

В связи с непрерывно возрастающим электропотреблением вновь проектируемых, строящихся и реконструируемых предприятий, особенно химической, металлургической промышленности и сельского хозяйства, необходимо повысить уровень техники распределения электроэнергии. Получат более широкое распространение схемы электроснабжения глухими отпайками от линий электропередачи напряжением 35 и 110 кВ, глубокие вводы с бесшинными распределительными устройствами 35 и 110 кВ, магистральные и кольцевые схемы распределения

электроэнергии и упрощенные схемы коммутации резервирования и защиты распределительных устройств и трансформаторных подстанций. Решение указанных задач будет осуществлено на базе применения крупноблочных комплекстных устройств, позволяющих в несколько раз сократить сроки разработки проектной документации и объем строительного-монтажных работ, а также упростить комплектацию оборудования. Несмотря на относительно высокую стоимость крупноблочного оборудования в целом, будет достигнут значительный экономический эффект.

В ближайшие 2—3 года должен быть значительно расширен выпуск уже освоенных комплектных трансформаторных подстанций мощностью от 100 до 1 000 кВА и комплектных распределительных устройств на токи 600, 1 000 и 1 500 А, напряжением 10 кВ. Необходимо ускорить разработку и освоение комплектных распределительных устройств для наружной и внутренней установки на напряжения 10 и 35 кВ, комплектных трансформаторных подстанций с регулированием напряжения под нагрузкой мощностью до 2 500 кВА и сборных комплектных трансформаторных подстанций 35 и 110 кВ мощностью до 25 000 кВА.

Для распределения электроэнергии низкого напряжения, в том числе и для внедряемого на горно-рудных и химических предприятиях напряжения 660 В, должна быть разработана серия низковольтных распределительных устройств с селективными автоматами до 4 000 А, со взаимозаменяемыми выкатными ячейками и аппаратурой втычного исполнения.

В целях бесперебойного снабжения промышленные предприятия электроэнергией высокого качества необходимо обеспечить высокую надежность крупноблочного оборудования.

Особую группу комплектных устройств составляет взрывозащищенное оборудование для химической и нефтеперерабатывающей промышленности и угольных шахт. Здесь предстоит разработка и внедрение в производство взрывозащищенных распределительных пунктов и проведение связанных с этими разработками научно-исследовательских работ по созданию электрооборудования повышенной надежности против взрыва в средах всех групп и категорий и изучение новых вариантов защиты электрооборудования.

Одновременно должно быть развернуто изучение условий эксплуатации взрывозащищенного электрооборудования в химической, нефтеперерабатывающей, газовой и других отраслях промышленности с целью уточнения правил безопасного его применения и расширения области применения невзрывозащищенной уплотненной аппаратуры.

В основе комплексной механизации и автоматизации производства лежит электрический привод машин и механизмов. Одной из главных задач, стоящих в настоящее время перед электротехнической промышленностью, является всемерное развитие комплектного автоматизированного электрического привода и его элементов (электрических машин и аппаратов, ионных и полупроводниковых преобразователей, бесконтактных средств автоматики).

Эта важнейшая проблема имеет чрезвычайно многосторонний характер и охватывает ряд самостоятельных проблем, к которым, в частности, относится исследование и разработка регулируемых приводов на базе ионной и полупроводниковой техники, создание специальных электроприводов и систем комплексной автоматизации отдельных технологических процессов в металлургической, нефтеперерабатывающей, бумажно-целлюлозной и других отраслях промышленности и сельского хозяйства.

Наиболее важными работами в области создания и совершенствования автоматизированных электроприводов для различных отраслей промышленности, которые должны быть выполнены в ближайшие годы, являются:

регулируемый электропривод электробуров для бурения нефтяных и газовых скважин, в том числе со статическими преобразователями частоты, и система электропривода и электрооборудования с комплексной автоматизацией механизмов для бурения скважин на больших глубинах;

электропривод, система управления и комплексная автоматизация блюминга с применением управляющих математических машин;

создание электропривода для проволочных станков со скоростью прокатки до 45 м/сек;

продолжение разработки и внедрение в эксплуатацию систем комплексной автоматики для новых мощных доменных печей и дальнейшее совершенствование и внедрение в эксплуатацию систем комплексно автоматизированных электроприводов для листовых станов горячей и холодной прокатки, в том числе с применением управляющих математических машин;

электропривод бумагоделательных и картоноделательных машин со скоростью до 1 000 м/мин;

создание систем мощного регулируемого электропривода переменного тока и комплексной автоматизации нагнетателей магистральных газопроводов, воздуходувок, дымососов и компрессоров, а также новых систем электроприводов с комплексной автоматизацией для шахтных подъемных машин, проходческих машин и вентиляторов;

разработка регулируемых электроприводов и электромашин для шахтных забойных механизмов, агрегатов и комбайнов с применением полупроводниковой техники и новых систем электропривода с комплексной автоматизацией для одноковшовых, многоковшовых экскаваторов и других землеройных машин;

создание электрооборудования и электроприводов для механизмов, машин и агрегатов, позволяющих автоматизировать погрузочно-разгрузочные работы.

Новыми направлениями работ, которые также будут разрабатываться в научно-исследовательских организациях электротехнической промышленности, является создание комплексного электропривода для автоматизации процессов производства в химической промышленности, сельском хозяйстве и строительной индустрии. Эти работы будут проводиться в содружестве с технологами и машиностроителями на основе исследования производст-

венных процессов и технологического оборудования.

Для создания современных комплектных автоматизированных электроприводов необходимо выполнить ряд важных работ в области электромашиностроения, электроаппаратостроения и полупроводниковой техники.

К числу этих работ в области электромашиностроения относятся:

создание надежных и экономичных взрывонепроницаемых и взрывозащищенных электродвигателей, в том числе электродвигателей единой серии ВАО мощностью до 100 кВт и ее модификаций;

создание и внедрение новых модификаций серий синхронных и асинхронных электрических машин мощностью свыше 1 000 кВт с применением новых электротехнических материалов, новых систем вентиляции и возбуждения;

разработка новой унифицированной серии асинхронных двигателей мощностью от 100 до 1 000 кВт и окончание разработки и внедрения модификаций асинхронных двигателей мощностью от 0,6 до 100 кВт.

Кроме этого, будут выполняться такие работы, как, например, разработка новых систем взрывонепроницаемой защиты электрооборудования для наиболее активных взрывчатых смесей (4-я категория), исследование новых систем вентиляции и охлаждения, исследование коммутации и проблемы щеточного контакта, исследовательские работы по созданию высококачественной нагревостойкой изоляции и т. п. Одним из важных разделов работ по электромашиностроению является изучение эксплуатационной надежности электрических машин, а также разработка и внедрение мероприятий по ее повышению.

В области низковольтного электроаппаратостроения будут проводиться работы по созданию надежных и экономичных серий электрических аппаратов и контактных и бесконтактных средств управления электроприводами, развивающих и дополняющих ранее проведенные работы, в том числе разработка новой серии универсальных селективных автоматических выключателей на напряжение 660 в переменного тока и 440 в постоянного тока на токи от 630 до 4 000 а, новой серии установочных селективных автоматов 660 в на токи от 160 до 630 а, единой серии взрывобезопасных магнитных пускателей на напряжение 660 в, взрывонепроницаемых магнитных пускателей для химической промышленности и т. п.

Выполнение отмеченных и многих других работ потребует проведения научно-исследовательских работ по изучению процессов гашения вольтовой дуги, применению мелкодисперсной металлокерамики для контактных систем и магнитомягкой металлокерамики для магнитных систем, использованию в аппаратостроении магниевых, алюминиевых, кремниевых и циркониевых сплавов как в качестве токоведущих, так и в виде конструкционных материалов.

Исключительно важное значение будут иметь работы по исследованию и повышению надежности электрических аппаратов и организации систематического изучения их работы в условиях экс-

платации в промышленности в целях накопления опыта и создания технического задела для дальнейших разработок.

Все новые перспективные разработки в области электропривода, преобразования электроэнергии, электролиза, электротермии базируются на применении силовой полупроводниковой техники. В связи с этим важной задачей является усовершенствование серий высоконадежных силовых неуправляемых и управляемых вентилях на токи до 500 а и разработка технологии их изготовления, а также создание на их базе серий комплектных преобразовательных агрегатов.

Органически связанной с этими разработками является проблема создания надежной защиты вентилях и преобразовательных установок, что требует разработки специальных быстродействующих предохранителей, автоматов и короткозамыкателей. Чрезвычайно большое значение имеют работы по повышению качества и надежности ртутных вентилях за счет улучшения технологии их изготовления и применения высококачественных материалов — графита, нержавеющей стали, молибденового стекла и т. п.

Должны быть развернуты работы по исследованию долговечности, надежности и стабильности полупроводниковых силовых управляемых и неуправляемых вентилях.

Современное развитие технологических процессов характеризуется все большим использованием в них электроэнергии, как основы технологического процесса (электросварка, электротермия, электролиз в цветной металлургии и химической промышленности, электроискровая обработка в машиностроении, электростатические методы прядения и окраски).

Основными работами этого направления в ближайшие годы явятся:

разработка электротермического оборудования, в том числе мощных электропечей для металлургии, мощных вакуумных электропечей для получения особо чистых металлов, а также руднотермических электропечей для химической промышленности;

продолжение работ по созданию и внедрению серий мощных преобразовательных агрегатов с системами автоматики и защиты для электролиза на предприятиях цветной металлургии и химической промышленности на токи;

научно-исследовательские работы по улучшению технологических показателей электротермического оборудования.

В 1964—1965 гг. будут продолжаться работы по техническому перевооружению и повышению эффективности работы различных видов транспорта, к числу которых относятся: мощные грузовые электровозы переменного тока с полупроводниковыми выпрямителями, грузовой электровоз двойного питания на переменном токе 25 кв, 50 гц и постоянном токе напряжением 3 кв и ряд работ по созданию электродвигателей, инверторно-выпрямительных агрегатов и специальной аппаратуры.

В области светотехники стоит задача разработки новых серий люминесцентных и газоразрядных ламп с повышенной светоотдачей и сроком службы, в частности ламп повышенной интенсивности и мощности. Для этих целей должны быть проведены научно-исследовательские работы по усовершенствованию люминофоров. В конструкции светильников должны быть широко внедрены светотехнические материалы на основе полимеров с целью повышения на 10—15% к. п. д. светильников и сокращения расхода стали и цветных металлов.

Задачи, стоящие перед кабельной промышленностью на ближайшее время, заключаются в широком использовании алюминия для токоведущих жил и оболочек, синтетической изоляции взамен резины и бумаги со значительным повышением качества кабельных изделий, а также в интенсификации технологических процессов изготовления кабелей и внедрении непрерывных процессов.

Наряду с перечисленными выше задачами по созданию новых видов электротехнического оборудования для различных отраслей народного хозяйства в ближайшие годы должны быть развернуты перспективные научные исследования, базирующиеся на новейших достижениях физики, химии, математики, которые позволяют осуществить переход к непосредственному преобразованию химической, тепловой, атомной и солнечной энергии в электрическую при помощи плазменных генераторов, топливных элементов и солнечных батарей.

Проведение указанных научных исследований позволит создать научно-технический задел для разработок будущих лет.

Для решения этих больших задач необходим творческий труд ученых, инженерно-технических работников и рабочих электротехнической промышленности, необходимо всемерное развитие научно-исследовательских и экспериментальных баз, стоящих на уровне новейших достижений науки и техники и способных обеспечить технический прогресс во всех отраслях народного хозяйства.



О формах условий экономического режима энергосистемы с тепловыми станциями¹

Кандидат техн. наук Д. А. АРЗАМАСЦЕВ

Свердловск

При составлении исходных уравнений для определения условий экономического режима системы некоторая часть переменных выбирается в качестве независимых. Довольно часто выбор независимых переменных делается на основании лишь общих соображений, без предварительного математического доказательства. Так было принято, например, в [Л. 1—2] и ряде последующих работ других авторов. Поэтому, прежде чем приступить к анализу условий экономического режима, полезно внести в эту предварительную задачу полную ясность. Она легко решается для случая, когда режим системы удовлетворяет лишь уравнениям баланса и не имеет других ограничений. Соответствующее математическое решение приведено в приложении, где показано, что для любого вида записи исходных уравнений в комплексной форме число независимых переменных при отсутствии ограничения в виде баланса не может превышать значения

$$d = \delta + \gamma + 1, \quad (1)$$

где δ — число станций и подстанций с синхронными компенсаторами при замене генераторов каждой станции и синхронных компенсаторов каждой подстанции одним эквивалентным генератором или синхронным компенсатором;

γ — число линейных вольтодобавочных трансформаторов и трансформаторов с неуравновешенными коэффициентами трансформации.

Выбор тех или иных переменных в качестве независимых определяется путями поиска экономического режима. В частности, можно, например, принимать независимыми переменными мощности станций и синхронных компенсаторов S_i совместно с неуравновешенными э. д. с. трансформаторов E_h ($i=1, 2, \dots, \delta$; $h=1, 2, \dots, \gamma$; все пояснения к принятым здесь и ниже обозначениям даны в приложении). Вместо S_i могут быть использованы напряжения \dot{U}_i или э. д. с. E_i станций и подстанций или любая комбинация из этих трех групп величин при общем их числе не более δ .

Кроме этого, согласно условию (1) следует выбрать еще какую-либо одну независимую переменную. Для изложенной ниже формы условий экономического режима системы удобно принять в качестве таковой напряжение \dot{U}_B произвольной точки системы. При соответствующей ориентации осей эта переменная не будет содержать мнимой части:

$$\dot{U}_B = U_B.$$

Теперь обратимся к задаче, сформулированной в [Л. 2], в которой отсутствуют ограничения по на-

пряжениям, мощностям станций, синхронных компенсаторов и пропускной способности сети и т. д. Решение выполним методом подстановок соответствующих уравнений в исходную функцию T расхода топлива в системе, которую примем в следующем виде:

$$T = \sum_{i=1}^e a_i B_i + a_m B_m, \quad i=1, 2, \dots, m-1, m+1, \dots, e; \quad i \neq m, \quad (2)$$

где T — функция расхода топлива в системе (в зависимости от поставленной задачи это может быть количество натурального или условного топлива, себестоимость или цена топлива и т. д.). Эта функция не учитывает эксплуатационные расходы потребителей;

e — число станций системы;

B_i, B_m — расходы натурального топлива на станции i , имеющей полную мощность S_i и балансирующей по активной мощности станции m , имеющей полную мощность S_m ;

a_i, a_m — постоянные коэффициенты пересчета между единицами измерения B_i, B_m и T .

Используя сформулированное выше условие выбора числа независимых переменных, имеем для суммарной нагрузки потребителей S_H и суммарных потерь мощности в сети s_{Π} системы:

$$S_H = \sum_{i=1}^{\delta} S_{Hi} + \sum_{j=\delta+1}^{\beta} S_{Hj} = F(S_i, E_h, U_B), \quad i=1, 2, \dots, \delta; \quad j=\delta+1, \delta+2, \dots, \beta; \quad (3a)$$

$$s_{\Pi} = \sum_{k=1}^{\alpha} s_{\Pi k} = \Phi(S_i, E_h, U_B). \quad (3б)$$

Освободившись от комплексных выражений и выделив балансирующие активную P_m и реактивную Q_n мощности каких-либо станций m и n , получим:

$$P_H = \theta(P_i, P_m, Q_i, Q_n, E'_h, E''_h, U_B); \quad (4)$$

$$\Pi = \varphi(P_i, P_m, Q_i, Q_n, E'_h, E''_h, U_B); \quad (5)$$

$$Q_H = \tau(P_i, P_m, Q_i, Q_n, E'_h, E''_h, U_B); \quad (6)$$

$$q = \psi(P_i, P_m, Q_i, Q_n, E'_h, E''_h, U_B), \quad (7)$$

где P_H, Q_H — суммарные активная (P_H) и реактивная (Q_H) нагрузки потребителей системы; Π, q — суммарные потери активной (Π) и реактивной (q) мощностей в сети системы;

P_i, P_m — активные мощности станций i, m ($i=1, 2, \dots, m-1, m+1, \dots, e$);

¹ В порядке обсуждения.

Q_i, Q_n — реактивные мощности станций и синхронных компенсаторов подстанций $i, n (i=1, 2, \dots, n-1, n+1, \dots, e, \dots, \delta)$;

E'_h, E''_h — продольная и поперечная составляющие э. д. с. \dot{E}_h , ориентированные относительно единых осей на комплексной плоскости.

При принятых обозначениях уравнения баланса имеют следующий вид:

$$\sum_{i=1}^e P_i + P_m - \Pi - P_n = 0, \quad i \neq m; \quad (8)$$

$$\sum_{i=1}^{\delta} Q_i + Q_n - q - Q_n = 0, \quad i \neq n. \quad (9)$$

Подставив выражения (6) и (7) в выражение (9) и решив относительно Q_n , получим:

$$Q_n = R(P_i, P_m, Q_i, E'_h, E''_h, U_B). \quad (10)$$

Сделав подстановку Q_n из выражения (10) в выражения (4) и (5), будем иметь:

$$P_n = G(P_i, P_m, Q_i, E'_h, E''_h, U_B); \quad (11)$$

$$\Pi = H(P_i, P_m, Q_i, E'_h, E''_h, U_B), \quad (12)$$

где P_i — принимается для $i=1, 2, \dots, m-1, m+1, \dots, e$;

Q_i — принимается для $i=1, 2, \dots, n-1, n+1, \dots, e, \dots, \delta$.

Таким образом, использование уравнения связи (9) привело к исключению реактивной мощности Q_n из уравнений (11) и (12) и, следовательно, уравнений (8) и (2) при записи последних в виде функций от рассматриваемых независимых переменных $P_i, Q_i, E'_h, E''_h, U_B$. Условный минимум функции T найдется при помощи частных производных:

$$\frac{\partial T}{\partial P_i} = a_i \varepsilon_i + a_m \varepsilon_m \frac{\partial P_m}{\partial P_i} = 0; \quad (13)$$

$$\frac{\partial T}{\partial Q_i} = a_m \varepsilon_m \frac{\partial P_m}{\partial Q_i} = 0; \quad (14)$$

$$\frac{\partial T}{\partial E'_h} = a_m \varepsilon_m \frac{\partial P_m}{\partial E'_h} = 0; \quad (15a)$$

$$\frac{\partial T}{\partial E''_h} = a_m \varepsilon_m \frac{\partial P_m}{\partial E''_h} = 0; \quad (15b)$$

$$\frac{\partial T}{\partial U_B} = a_m \varepsilon_m \frac{\partial P_m}{\partial U_B} = 0, \quad (16)$$

где $\varepsilon_i, \varepsilon_m$ — относительные приросты натурального топлива станций i и m .

Имея в виду, что

$$a_m \varepsilon_m \neq 0$$

и взяв производные от неявной функции P_m из уравнения (8), получим условия экономического режима системы:

$$\frac{a_i \varepsilon_i}{1 - \frac{\partial \Pi}{\partial P_i} - \frac{\partial P_n}{\partial P_i}} = b_m, \quad i=1, 2, \dots, m-1, m, m+1, \dots, e; \quad (17)$$

$$\frac{\partial \Pi}{\partial Q_i} + \frac{\partial P_n}{\partial Q_i} = 0, \quad i=1, 2, \dots, n-1, n+1, \dots, e, \dots, \delta; \quad (18)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \Pi}{\partial E'_h} + \frac{\partial P_n}{\partial E'_h} &= 0; \\ \frac{\partial \Pi}{\partial E''_h} + \frac{\partial P_n}{\partial E''_h} &= 0; \end{aligned} \right\} h=1, 2, \dots, \gamma, \quad (19)$$

$$\frac{\partial \Pi}{\partial U_B} + \frac{\partial P_n}{\partial U_B} = 0, \quad (20)$$

где b_m — не определенный пока коэффициент, который может быть найден при решении уравнений (17)–(20) совместно с уравнением (8).

Условия (17), (18) отличаются от полученных в [Л. 2] условий (9-212), (9-210) отсутствием частных производных P_n и Π по реактивной мощности Q_n , а также всех членов, которые в (9-209) содержат множитель λ_2 . Кроме того, если в условиях (9-212), (9-210) нагрузки потребителей и потери мощности в сети предполагаются выраженными по формулам (4)–(7), то в (17)–(20) должны быть использованы уже формулы (11)–(12), в которых отсутствует мощность Q_n . Наконец, для расчетов по условиям (9-212) и (9-210) необходимо использовать уравнения (8)–(9), а по условиям (17)–(20) — только уравнение (8), так как уравнение (9) уже использовано. Легко показать, что условия (9-212) и (9-210) переходят в условия (17)–(18), если до взятия частных производных по методу неопределенных множителей выполнить предварительно преобразование перехода от формул (4)–(7) к формулам (11)–(12) с использованием уравнения связи (9), как это было сделано выше. Тогда вспомогательная функция Лагранжа и уравнение связи будут иметь следующий вид:

$$M = T + \lambda N; \quad (21)$$

$$N = \sum_{i=1}^e P_i - \Pi - P_n = 0, \quad i=1, 2, \dots, m-1, m, m+1, \dots, e, \quad (8')$$

где значения P_n и Π представлены формулами (11) и (12). Присоединение к рассматриваемой функции M уравнения связи (9) делать нельзя, поскольку это уравнение уже использовано при образовании формул (11) и (12). Взяв соответствующие частные производные от функции (21), получим уравнения (17)–(20), к которым для определения $\lambda = b_m$ присоединяется уравнение (8'). Эти уравнения могут быть использованы для поиска экономического режима как методом конечных приращений, так и при помощи предварительного аналитического выражения Π и P_n в виде явных функций всех $P_i, Q_i, E'_h, E''_h, U_B$, кроме Q_n . В условиях (17)–(20) имеются производные от P_n по независимым переменным $P_i, Q_i, E'_h, E''_h, U_B$, по поводу взятия которых необходимо учитывать справедливое замечание, высказанное в [Л. 3], о том, что их наличие учитывает изменение расхода топлива, но не учитывает изменение эксплуатационных расходов потребителей при изменении уровней напряже-

ния. Это действительно так, и поэтому при современном состоянии вопроса, видимо, более правильно принимать $P_n = \text{const}$, $Q_n = \text{const}$, хотя и в этом случае, конечно, ошибка будет иметь место. С учетом указанного замечания получаем условия экономического режима в следующем виде (при $P_n = \text{const}$, $Q_n = \text{const}$):

$$\frac{a_i \varepsilon_i}{1 - \frac{\partial \Pi}{\partial P_i}} = b_m, \quad i = 1, 2, \dots, m-1, m, m+1, \dots, e; \quad (22)$$

$$\frac{\partial \Pi}{\partial Q_i} = 0, \quad i = 1, 2, \dots, n-1, n+1, \dots, e, \dots, \delta; \quad (23)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \Pi}{\partial E'_h} &= 0; \\ \frac{\partial \Pi}{\partial E''_h} &= 0; \end{aligned} \right\} h = 1, 2, \dots, \gamma; \quad (24)$$

$$\frac{\partial \Pi}{\partial U_B} = 0. \quad (25)$$

К этим условиям необходимо присоединять уравнение баланса (8') при выражении потерь Π согласно (12). Однако решение задачи можно продлить еще дальше. Для этого подставим в уравнение (12) значение P_m из уравнения (8) и решим его относительно Π . Тогда получим:

$$\Pi = \eta(P_i, Q_i, E'_h, E''_h, U_B), \quad (26)$$

где среди P_i и Q_i не содержатся P_m и Q_n . Тогда из (22) выпадает производная $\frac{\partial \Pi}{\partial P_m}$ и называется:

$$\frac{a_m \varepsilon_m}{1 - \frac{\partial \Pi}{\partial P_m}} = a_m \varepsilon_m = b_m, \quad (27)$$

откуда окончательно условия экономического режима будут следующими:

$$\frac{a_i \varepsilon_i}{1 - \frac{\partial \Pi}{\partial P_i}} = a_m \varepsilon_m, \quad i = 1, 2, \dots, m-1, m+1, \dots, e; \quad (28)$$

$$\frac{\partial \Pi}{\partial Q_i} = 0, \quad i = 1, 2, \dots, n-1, n+1, \dots, e, \dots, \delta; \quad (29)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \Pi}{\partial E'_h} &= 0; \\ \frac{\partial \Pi}{\partial E''_h} &= 0; \end{aligned} \right\} h = 1, 2, \dots, \gamma; \quad (30)$$

$$\frac{\partial \Pi}{\partial U_B} = 0. \quad (31)$$

Особо подчеркнем, что число условий (28) должно быть не больше $e-1$, а условий (29) — не больше $\delta-1$, т. е. должны отсутствовать производные по крайней мере по одной P_i и одной Q_i , которые обозначены как P_m и Q_n и приняты в качестве балансирующих. Далее, при пользовании (30) необходимо иметь в виду, что все E'_h и E''_h должны быть подсчитаны в единых осях, для которых $U_B = U_B$ и замена их продольными и поперечны-

ми э. д. с., совпадающими или находящимися в квадратуре с напряжениями в местах установки соответствующих трансформаторов, может рассматриваться лишь как некоторое допущение.

В условиях (28)—(31) использованы ограничения (8) и (9), а потери Π выражены по формуле (26). В этом случае можно применить, например, формулы для потерь и их производных, рекомендуемые в [Л. 4]. Рассматривая общую формулу (23) в [Л. 4], легко заметить, что при ее получении использованы уравнения баланса активных и реактивных мощностей (при помощи предварительного введения балансирующего узла). Вследствие этого формула (23) в [Л. 4] имеет общий вид согласно (26), где в правой части отсутствуют активная и реактивная мощности P_m и Q_n (при общем балансирующем по активной и реактивной мощностям узле $m=n$, как это и принято в [Л. 4]). Заметим, что в (28)—(31) в качестве балансирующих P_m и Q_n выбраны мощности станции (в дальнейшем, ради простоты и в соответствии с [Л. 4], будем принимать $m=n$, а не узла нагрузки, как иногда рекомендуется [Л. 2]). Это, на наш взгляд, лучше отвечает физической стороне явлений, особенно при расчетах методом конечных приращений. Появляющийся в системе небаланс при изменении какой-либо P_i должен фактически (для поддержания неизменной частоты) компенсироваться изменением другой какой-либо P_i станции, а не изменением нагрузки потребителей P_n (особенно при $P_n = \text{const}$). Такое представление в меньшей степени относится к реактивным мощностям, имея в виду допустимость тех или иных отклонений напряжений от некоторых средних значений. Впрочем, данный вопрос не является принципиальным и при переходе к пределу бесконечно малых приращений P_i и Q_i небалансы можно относить к узлу нагрузки. Тогда левые части условий (28) и (29) должны быть записаны для всех P_i и Q_i станций и синхронных компенсаторов, разумеется, также и при соответствующем изменении выражения для потерь Π . Отметим также, что если в какой-либо точке сети задано неизменное напряжение, то, приняв его в качестве базисного, тем самым исключаем условие (31).

Подводя итог полученным результатам, можно сделать следующее заключение. При выборе в качестве независимых переменных мощностей S_i имеются два вида условий экономического режима системы:

1. Условия (9-212) и (9-210) по [Л. 2] совместны с уравнениями (4)—(9).

2. Условия (28)—(31) при выражении потерь Π в виде уравнения (26).

Из сказанного следует, что как условия (9-212), (9-210) по [Л. 2], так и условия (28)—(31) — это, в конечном счете, одни и те же условия, но на различных стадиях решения. Иначе говоря, если в условиях (28)—(31) с учетом (26) уже использованы уравнения балансов (8)—(9), то для условий (9-212), (9-210) это еще предстоит сделать. И если это сделать, то получатся условия (28)—(31), разумеется, при $P_n = \text{const}$, $Q_n = \text{const}$.

Таким образом, нельзя пользоваться условиями (9-212), (9-210) в случае, если потери мощности Π

подсчитываются согласно (26), а их частные производные — по типу (28) по [Л. 4] или же методом конечных приращений, так как в последнем случае приращение потерь находится также с использованием уравнений балансов (8) — (9). Это необходимо иметь в виду, чтобы избежать недоразумения подобно допущенному в [Л. 5 и 6], где определялись коэффициенты κ_a и κ_r с использованием уравнений балансов. Быть может об этом можно было бы не упоминать, имея в виду обсуждение, содержащееся в [Л. 3 и 7], однако объяснение, данное по этому поводу в [Л. 7], не устраняет неясность и создает впечатление, что эти коэффициенты все же могут использоваться для решения некоторых частных задач. Как следует из рассмотренных выше положений, коэффициенты κ_a и κ_r вообще не должны использоваться при поисках экономического режима системы.

Теперь сделаем некоторые замечания о решении рассматриваемой задачи при более сильных ограничениях. Если система не имеет резервов реактивной мощности станций и синхронных компенсаторов или же характер ограничений таков, что эти резервы не могут быть использованы произвольно, и ни одна из Q_i не может считаться независимой переменной, то условие (29) вообще выпадает и остаются лишь условия (28), (30), (31). Иными словами, в этом случае принимается, что каждому распределению активной нагрузки системы между станциями соответствует единственное значение каждой реактивной мощности станций и синхронных компенсаторов. Очевидно, указанное условие является крайним случаем, когда во всех узлах системы отсутствуют диапазоны допустимых изменений напряжения при данных активных нагрузках станций. Отметим, что в [Л. 1] отсутствует условие (29). Это, по существу, означает, что поиск экономического режима ведется для указанного выше крайнего случая. Другим крайним случаем являются условия, принятые в [Л. 2] и положенные в основу вывода формулы (29), где все реактивные мощности станций и синхронных компенсаторов можно свободно изменять (кроме балансирующей станции) при заданном режиме активных мощностей станций. При этом, очевидно, допускается, что во всех узлах сети существуют достаточно широкие диапазоны допустимых изменений напряжения при данных активных мощностях станций. Действительные режимы работы системы обычно находятся между этими двумя крайними случаями. Фактически, как правило, в одних узлах сети имеются возможности изменять напряжения в заданных допустимых диапазонах, а в других узлах таких возможностей нет. Иначе говоря, некоторые реактивные мощности станций и синхронных компенсаторов можно свободно изменять в широких пределах, другие — в узких, третьи — вообще нельзя изменять свободно. Очевидно, что для третьей группы вообще нельзя осуществлять поиск производных $\partial\Pi/\partial Q_i$, поскольку эти реактивные мощности не являются независимыми, а для второй группы реактивных мощностей, которые являются ограниченно независимыми, уравнения (29) полностью удовлетворяться не могут. Частные производные по этим переменным не могут достигать

нулевых значений, и поэтому для них уравнения (29) переходят в вид:

$$\left| \frac{\partial\Pi}{\partial Q_i} \right| = \text{мин.} \quad (32)$$

Что касается первой группы реактивных мощностей, то для них уравнения (29) сохраняются полностью.

Таким образом, полный отказ от учета условия (29) обычно не может быть оправдан, хотя, конечно, добиться его выполнения далеко не всегда можно, как, впрочем, и выполнения остальных условий (28), (30), (31). Сказанное выше относительно реактивных мощностей Q_i в полной мере относится к э. д. с. E_h . Отдельно следует остановиться на имеющих место противопоставлениях поправочных коэффициентов на потери в сети, представленных в [Л. 1, 2]:

$$K_{\pi_1} = \frac{1}{1 - \frac{\partial\Pi}{\partial P_i}}; \quad (33)$$

$$K_{\pi_2} = \frac{1}{1 - \frac{\partial\Pi}{\partial P_i} \frac{\frac{\partial q}{\partial Q_i}}{1 - \frac{\partial q}{\partial Q_i}}}. \quad (34)$$

В упомянутой выше работе [Л. 3] отмечается, что иногда неправильно считают формулу (34) более общей по сравнению с формулой (33) и утверждают, что в действительности дело обстоит как раз наоборот. Можно показать, что ни первое, ни второе представление не является правильным. В действительности оба эти коэффициента выражают одно и то же, но на разных стадиях решения. В самом деле K_{π_1} входит в условие (28), а K_{π_2} получен из условия (9-209) по [Л. 2]. Следовательно, потери Π в условии (33) должны приниматься в соответствии с (26), а потери Π и q в (34) — в соответствии с условиями (5) и (7). Выше было показано, что условия (9-212), (9-210) переходят в условия (28) и (29) при доведении решения до конца. Это же можно сказать и о коэффициентах K_{π_1} и K_{π_2} : коэффициент K_{π_2} превращается в коэффициент K_{π_1} , разумеется, не забывая о существовании условия (29) и представления потерь Π в виде условия (26).

Наконец, последнее замечание касается расчетов условного экономического режима при отсутствии резервов активной мощности станций. Тогда выпадает условие (28), и задача решается удовлетворением условий (29) — (31), если пренебречь теоретически появляющимся резервом активной мощности станций за счет уменьшения потерь Π как величиной достаточно малой.

Приложение. Исходная расчетная схема для определения числа независимых переменных в уравнениях экономического режима представлена на рисунке. На этой схеме показана «нулевая» точка 0, в которую сходятся все ветви эквивалентных генераторов станций и синхронных компенсаторов подстанций, а также ветви нагрузок потребителей. Все сопротивления, напряжения, э. д. с. и токи приведены к одной базисной ступени напряжения, вследствие чего все неуравновешенные коэффициенты трансформации представ-

лены в виде некоторых э. д. с. В схеме приняты следующие обозначения:

- α — число ветвей „внешней“ сети, т. е. без учета ветвей станций и подстанций, сходящихся в узел 0;
- β — число узлов всей схемы без узла 0;
- δ — число станций и подстанций с синхронными компенсаторами;
- i — номер станции или подстанции с синхронными компенсаторами ($i = 1, 2, e, \dots, \delta$);
- \dot{E}_i — эквивалентные э. д. с. генераторов станций или синхронных компенсаторов;
- \dot{U}_i — напряжения станций или подстанций с синхронными компенсаторами;
- z_i — эквивалентные сопротивления генераторов или синхронных компенсаторов;
- $\beta - \delta$ — число подстанций без синхронных компенсаторов;
- j — номер подстанции без синхронных компенсаторов ($j = \delta + 1, \delta + 2, \dots, \beta$);
- z_{ni}, z_{nj} — эквивалентные сопротивления нагрузок потребителей узлов i, j ;
- \dot{U}_j — напряжения подстанций без синхронных компенсаторов;
- γ — число неравновошенных коэффициентов трансформации (в том числе и линейных вольтодобавочных трансформаторов);
- \dot{E}_h — неравновошенные э. д. с. трансформаторов, т. е. э. д. с., замещающие неравновошенные коэффициенты трансформации ($h = 1, 2, \dots, \gamma$; нумерация h принята независимой от нумерации i и j).

Рассматриваемая схема имеет всего ветвей $\alpha + \beta + \delta$, узлов $\beta + 1$, независимых контуров $\alpha + \beta$. Исходными уравнениями для расчета токораспределения будут:

1. Закон Ома для ветвей

$$\Delta \dot{U}_k + I_k z_k = \Sigma \dot{E}_k(i, h), k = 1, \dots, \alpha, \dots, \alpha + \beta + \delta, (1\Pi)$$

где z_k — сопротивление ветви k , в том числе и ветвей станций и подстанций;

$\dot{E}_k(i, h)$ — э. д. с. ветви k , т. е. э. д. с. \dot{E}_i, \dot{E}_h ;

I_k — ток ветви k , в том числе токи ветвей генераторов станций, синхронных компенсаторов и нагрузок;

$\Delta \dot{U}_k$ — разность напряжений концов ветви k .

2. Первый закон Кирхгофа для всех узлов без одного, т. е. для β узлов

$$\Sigma I_k = 0. (2\Pi)$$

3. Второй закон Кирхгофа для всех независимых контуров

$$\Sigma I_k z_k - \Sigma \dot{E}_k(i, h) = 0. (3\Pi)$$

4. Связь между напряжениями узлов схемы и напряжением узла 0

$$\dot{U}_{i(j)} = \dot{U}_0 = \Delta \dot{U}_k, k = i, j. (4\Pi)$$

5. Напряжение точки 0

$$\dot{U}_0 = 0. (5\Pi)$$

6. Статические характеристики нагрузок

$$z_{ni(j)} = f_i(j)(U_{i(j)}). (6\Pi)$$

7. Сопротивления всех остальных ветвей схемы

$$z_k = \text{const}. (7\Pi)$$

8. Мощности станций, синхронных компенсаторов и нагрузок потребителей

$$S_i = I_i \dot{U}_i; (8\Pi)$$

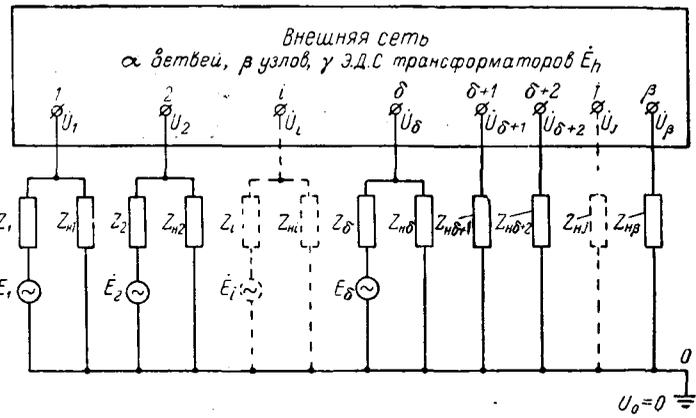
$$S_{ni(j)} = I_{ni(j)} \dot{U}_{i(j)}, (9\Pi)$$

где I_i, S_i — токи и мощности станций и синхронных компенсаторов;

$I_{ni(j)}, S_{ni(j)}$ — токи и мощности нагрузок узлов, i, j .

9. Потери мощности в ветви k „внешней“ сети:

$$S_{pk} = I_k \hat{I}_k z_k. (10\Pi)$$



Расчетная схема электрической системы.

10. Потери мощности во всех α ветвях

$$S_{\Pi} = \sum_{k=1}^{\alpha} S_{pk}. (11\Pi)$$

Система (1\Pi) — (11\Pi) составлена из всех возможных и необходимых комплексных независимых уравнений для определения токов и мощностей в схеме при отсутствии дополнительных ограничений и в этом смысле является полной.

Эта система состоит из A комплексных уравнений и имеет $A + \delta + \gamma$ комплексных переменных, откуда следует, что число независимых комплексных переменных равно $\delta + \gamma$ (при отсутствии дополнительных ограничений). Задание всех переменных $\delta + \gamma$ однозначно определяет распределение токов и мощностей в схеме. Следовательно, система уравнений удовлетворяет условию баланса — токи и мощности в схеме сбалансированы. Исключение одного какого-либо уравнения из (1\Pi) — (3\Pi) равносильно исключению условия баланса: токи и мощности в схеме не будут сбалансированы. Тогда число независимых комплексных переменных будет:

$$d = \delta + \gamma + 1.$$

Следовательно, условие баланса токов или мощностей является глобальным ограничением для системы: оно в любом случае уменьшает число комплексных независимых переменных на единицу. Какие-либо другие ограничения могут иметь как глобальный, так и локальный характер. В последнем случае они переводят часть независимых переменных в разряд зависимых только при достижении определенных границ их изменения. Эти случаи здесь не рассматриваются.

Литература

1. Горнштейн В. М., Наивыгоднейшее распределение нагрузок между параллельно работающими электростанциями, Госэнергоиздат, 1949.
2. Маркович И. М., Режимы энергетических систем, Госэнергоиздат, 1963.
3. Горнштейн В. М., Об определении наивыгоднейшего режима энергетических систем, «Электричество», 1961, № 8.
4. Маркович И. М., Общая формула потерь мощности в сетях и вычисление удельных приростов потерь, «Электричество», 1962, № 4.
5. Шаханов В. С., Метод и алгоритм вычисления экономического распределения нагрузок в сложных энергосистемах, Изд-во АН СССР, ОТН (Энергетика и автоматика), 1960, № 1.
6. Шаханов В. С., Метод и алгоритм вычисления частных производных электрических потерь в сложных сетях энергосистем на электронных цифровых машинах, «Электричество», 1960, № 12.
7. Шаханов В. С., О методе вычисления оптимальных режимов объединенных энергосистем с применением современных цифровых вычислительных машин, «Электричество», 1962, № 3.



Влияние демпферных контуров на динамические свойства автоматически регулируемой энергосистемы

Г. В. МИХНЕВИЧ и В. М. ФИАЛКОВ

Москва

Введение. В наибольшей степени изучен вопрос о влиянии демпферных контуров на переходные процессы в нерегулируемой синхронной машине при конечных возмущениях [Л. 1—6]. Обнаружено влияние демпферных контуров на границу области устойчивости [Л. 7 и 8]; установлена более высокая эффективность искусственной системы демпфирования по сравнению с системой демпферных контуров на роторе [Л. 9]; разработана методика учета демпферных контуров в сложной энергосистеме [Л. 10].

В статье рассматривается влияние демпферных контуров на динамические свойства автоматически регулируемой энергосистемы. Учитывая [Л. 7—10], будем полагать, что действие демпферных контуров, расположенных по продольным осям, можно учитывать путем увеличения эквивалентных постоянных времени обмоток возбуждения, пренебрегая действием сверхпереходной составляющей токов в роторных контурах по продольной оси [Л. 6]. Пренебрегаем также переходными процессами в статорной цепи.

Для количественной оценки влияния демпферных обмоток в статье использованы результаты анализа процессов в энергосистеме, содержащей две эквивалентные синхронные машины соизмеримой мощности.

Полученные материалы позволяют оценить ошибку, которая получается при упрощенном учете демпферных контуров с помощью удельных демпферных моментов. Для большей наглядности изложения в настоящей статье используются результаты анализа действия демпферных контуров, выполненного для конкретных энергосистем.

Для анализа процессов и структурных свойств используются обобщенные зависимости $K'_{mi}(a'_{ii})$ и $K''_{mi}(a''_{ii})$ [Л. 11], которые позволяют дать полную характеристику структурных свойств системы автоматического регулирования возбуждения, связывая величины максимально допустимых приведенных коэффициентов регулирования по производным с величиной структурных коэффициентов. В статье вводится новый класс обобщенных зависимостей $K'_{mi}(q'_{ii})$ и $K''_{mi}(q''_{ii})$, которые связывают максимально допустимые коэффициенты регулирования по производным с коэффициентами при составляющих, пропорциональных производным э. д. с. E_{qi} . Эти зависимости позволяют дать полную характеристику влияния демпферных контуров на роторе на структурные свойства системы автоматического регулирования.

Структурная схема системы автоматического регулирования возбуждения при наличии демпферных обмоток. Уравнения малых отклонений системы автоматического регулирования возбуждения, содержащей две синхронные машины с поперечными

демпферными контурами (рис. 1), можно записать следующим образом [Л. 10]:

$$J_2 p^2 \Delta \delta_2 + \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{21}} \Delta \delta_{21} + \frac{\partial P_2}{\partial E_{d_2}} \Delta E_{d_2} + \frac{\partial P_2}{\partial E_{q_1}} \Delta E_{q_1} + \frac{\partial P_2}{\partial E_{q_2}} \Delta E_{q_2} + \frac{\partial P_2}{\partial E_{q_1}} \Delta E_{q_1} = 0; \quad (1)$$

$$J_1 p^2 \Delta \delta_1 + \frac{\partial P_1}{\partial \delta_{21}} \Delta \delta_{21} + \frac{\partial P_1}{\partial E_{d_1}} \Delta E_{d_1} + \frac{\partial P_1}{\partial E_{d_2}} \Delta E_{d_2} + \frac{\partial P_1}{\partial E_{q_1}} \Delta E_{q_1} + \frac{\partial P_1}{\partial E_{q_2}} \Delta E_{q_2} = 0; \quad (2)$$

$$(1 + T_{22} p) \Delta E_{d_2} + T_{21} p \Delta E_{d_1} + N_{22} p \Delta \delta_{21} + m_{22} p \Delta E_{q_2} + m_{21} p \Delta E_{q_1} = \Delta U_{B_2}; \quad (3)$$

$$(1 + T_{11} p) \Delta E_{d_1} + T_{12} p \Delta E_{d_2} + N_{12} p \Delta \delta_{21} + m_{12} p \Delta E_{q_2} + m_{11} p \Delta E_{q_1} = \Delta U_{B_1}; \quad (4)$$

$$(1 + \tau_{22} p) \Delta E_{q_2} + \tau_{21} p \Delta E_{q_1} + L_{22} p \Delta \delta_{21} + n_{22} p \Delta E_{d_2} + n_{21} p \Delta E_{d_1} = 0; \quad (5)$$

$$(1 + \tau_{11} p) \Delta E_{q_1} + \tau_{12} p \Delta E_{q_2} + L_{12} p \Delta \delta_{21} + n_{12} p \Delta E_{d_2} + n_{11} p \Delta E_{d_1} = 0; \quad (6)$$

$$\Delta U_{B_2} = \frac{1}{1 + T_{B2} p} \frac{1}{1 + T_{\Phi} p} \left[K_{\Pi_2} \Delta \Pi_2 + \frac{K'_{\Pi_2} p}{1 + T_1 p} \Delta \Pi_{21} + \frac{K''_{\Pi_2} p^2}{(1 + T_2 p)^2} \Delta \Pi_{22} \right]; \quad (7)$$

$$\Delta U_{B_1} = \frac{1}{1 + T_{B1} p} \frac{1}{1 + T_{\Phi} p} \left[K_{\Pi_1} \Delta \Pi_1 + \frac{K'_{\Pi_1} p}{1 + T_1 p} \Delta \Pi_{11} + \frac{K''_{\Pi_1} p^2}{(1 + T_2 p)^2} \Delta \Pi_{12} \right], \quad (8)$$

где J_i — постоянная инерции;
 P_i — активная мощность;
 E_{d_i} и E_{q_i} — э. д. с. по осям d_i и q_i ;
 T_{ii} , T_{ik} , N_{ii} , N_{ik} , m_{ii} , m_{ik} , τ_{ii} , τ_{ik} , L_{ii} , L_{ik} , n_{ii} , n_{ik} — коэффициенты в уравнениях электромагнитных переходных процессов по осям d_i и q_i [Л. 10];
 T_{B_i} , T_{Φ} , T_1 , T_2 — постоянные времени соответственно возбудителя, фильтров и дифференциаторов, которые используются для получения первой и второй производной;
 Π_i , Π_{i1} и Π_{i2} — режимные величины, в функции отклонения первой и второй производной которых осуществляется регулирование возбуждения на i -й машине.

При решении системы уравнений (1)—(8), учитывая, что любую режимную величину можно рассмат-

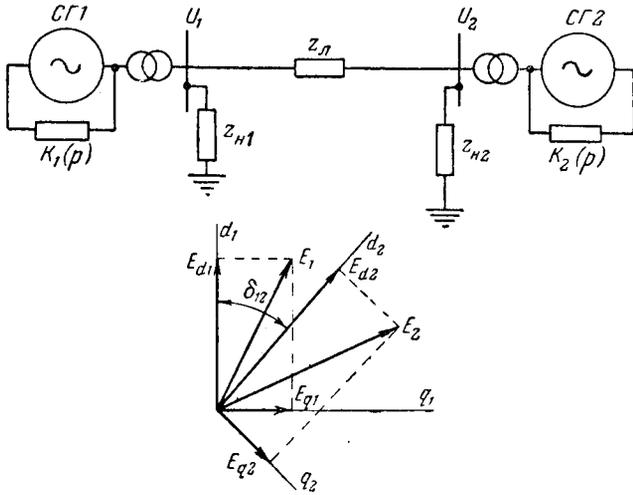


Рис. 1. Схема энергосистемы с двумя генераторными станциями и векторная диаграмма э. д. с. при наличии демпферных контуров.

ривать как сложную функцию пяти независимых переменных, отклонения величин Π_i , Π_{i1} и Π_{i2} следует представить в следующем виде:

$$\Delta \Pi_{is} = \frac{\partial \Pi_{is}}{\partial \delta_{21}} \Delta \delta_{21} + \frac{\partial \Pi_{is}}{\partial E_{d_2}} \Delta E_{d_2} + \frac{\partial \Pi_{is}}{\partial E_{d_1}} \Delta E_{d_1} + \frac{\partial \Pi_{is}}{\partial E_{q_2}} \Delta E_{q_2} + \frac{\partial \Pi_{is}}{\partial E_{q_1}} \Delta E_{q_1}, \quad (9)$$

где i — номер машины;
 s — порядок производной.

Для структурного анализа и синтеза рациональной структуры системы автоматического регулирования сигналы регулирования (9) запишем в приведенном виде.

Так, например, сигналы вторых производных в приведенном виде записываются следующим образом:

$$K''_{\Pi_1} p^2 \Delta \Pi_{22} = K''_2 (p^2 \Delta \delta_{21} + a''_{22} p^2 \Delta E_{d_2} + a''_{21} p^2 \Delta E_{d_1} + q''_{22} p^2 \Delta E_{q_2} + q''_{21} p^2 \Delta E_{q_1}); \quad (10)$$

$$K''_{\Pi_2} p^2 \Delta \Pi_{12} = K''_1 (p^2 \Delta \delta_{21} + a''_{12} p^2 \Delta E_{d_2} + a''_{11} p^2 \Delta E_{d_1} + q''_{12} p^2 \Delta E_{q_2} + q''_{11} p^2 \Delta E_{q_1}), \quad (11)$$

где a''_{22} , a''_{21} , q''_{22} , q''_{21} , a''_{12} , a''_{11} , q''_{12} и q''_{11} — структурные коэффициенты, определяемые по следующим формулам:

$$a''_{22} = \frac{\partial \Pi_{22}}{\partial E_{d_2}} \Big/ \frac{\partial \Pi_{22}}{\partial \delta_{21}}; \quad a''_{21} = \frac{\partial \Pi_{22}}{\partial E_{d_1}} \Big/ \frac{\partial \Pi_{22}}{\partial \delta_{21}};$$

$$q''_{22} = \frac{\partial \Pi_{22}}{\partial E_{q_2}} \Big/ \frac{\partial \Pi_{22}}{\partial \delta_{21}}; \quad q''_{21} = \frac{\partial \Pi_{22}}{\partial E_{q_1}} \Big/ \frac{\partial \Pi_{22}}{\partial \delta_{21}} \text{ и т. д.}$$

Как следует из уравнений (10) и (11), структура системы регулирования возбуждения в функции вторых производных при наличии демпферных контуров будет определяться значениями восьми структурных коэффициентов: a''_{22} , a''_{21} , a''_{12} , a''_{11} , q''_{22} , q''_{21} , q''_{12} и q''_{11} . Влияние первых четырех коэффициентов было исследовано в [Л. 12]. Коэффициенты q''_{ih} отражают наличие демпферных контуров на роторе.

Полагая, что синтезировать структуру сигналов можно поочередно для каждой станции [Л. 12], при-

нимаем постоянными э. д. с. на эквивалентных машинах, замещающих остальные станции системы. Исследование различных методов учета демпферных контуров на первом этапе можно выполнить, анализируя систему, содержащую две станции, из которых одна замещается постоянной э. д. с. Полагая $\Delta E_{d_1} = \Delta E_{q_1} = 0$, систему уравнений (1)–(8) можно записать в следующем виде:

$$J_2 p^2 \Delta \delta_2 + \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{21}} \Delta \delta_{21} + \frac{\partial P_2}{\partial E_{d_2}} \Delta E_{d_2} + \frac{\partial P_2}{\partial E_{q_2}} \Delta E_{q_2} = 0; \quad (12)$$

$$J_1 p^2 \Delta \delta_1 + \frac{\partial P_1}{\partial \delta_{21}} \Delta \delta_{21} + \frac{\partial P_1}{\partial E_{d_2}} \Delta E_{d_2} + \frac{\partial P_1}{\partial E_{q_2}} \Delta E_{q_2} = 0; \quad (13)$$

$$(1 + T_{22} p) \Delta E_{d_2} + N_{22} p \Delta \delta_{21} + m_{22} p \Delta E_{q_2} = \Delta U_{B_2}; \quad (14)$$

$$n_{22} p \Delta E_{d_2} + L_{22} p \Delta \delta_{21} + (1 + \tau_{22} p) \Delta E_{q_2} = 0; \quad (15)$$

$$\Delta U_{B_2} = \frac{1}{1 + T_{B_2} p} \frac{1}{1 + T_{\Phi} p} \left[K_{\Pi_2} \Delta \Pi_2 + \frac{K'_{\Pi_2} p}{1 + T_{1p}} \Delta \Pi_{21} + \frac{K''_{\Pi_2} p^2}{(1 + T p)^2} \Delta \Pi_{22} \right]. \quad (16)$$

Сигнал второй производной в этом случае можно записать так:

$$K''_{\Pi_2} p^2 \Delta \Pi_{22} = K''_2 (p^2 \Delta \delta_{21} + a''_{22} p^2 \Delta E_{d_2} + q''_{22} p^2 \Delta E_{q_2}), \quad (17)$$

где K''_{Π_2} — коэффициент регулирования по второй производной режимной величины Π_{22} ,

K''_2 — приведенный коэффициент регулирования по второй производной.

Система уравнений (12)–(17) позволяет провести сравнительное исследование различных методов учета демпферных контуров. Рассматривая анализируемую систему как систему многосвязного регулирования, можно построить структурную схему. На рис. 2 изображена структурная схема системы регулирования возбуждения, построенная с помощью системы уравнений (12)–(17). На схеме для общности даны обозначения коэффициентов без цифровых индексов. Кроме того, введены следующие сокращенные обозначения:

$$S_{\delta} = \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{21}} - \frac{J_2}{J_1} \frac{\partial P_1}{\partial \delta_{21}}; \quad S_{Ed} = \frac{\partial P_2}{\partial E_{d_2}} - \frac{J_2}{J_1} \frac{\partial P_1}{\partial E_{d_2}};$$

$$S_{Eq} = \frac{\partial P_2}{\partial E_{q_2}} - \frac{J_2}{J_1} \frac{\partial P_1}{\partial E_{q_2}};$$

$$K_{Eq} = K_{\Pi_2} \frac{\partial \Pi_2}{\partial E_{q_2}}; \quad K'_{Eq} = K'_{\Pi_2} \frac{\partial \Pi_{21}}{\partial E_{q_2}};$$

$$K''_{Eq} = K''_{\Pi_2} \frac{\partial \Pi_{22}}{\partial E_{q_2}};$$

$$K_{Ed} = K_{\Pi_2} \frac{\partial \Pi_2}{\partial E_{d_2}}; \quad K'_{Ed} = K'_{\Pi_2} \frac{\partial \Pi_{21}}{\partial E_{d_2}};$$

$$K''_{Ed} = K''_{\Pi_2} \frac{\partial \Pi_{22}}{\partial E_{d_2}};$$

$$K_{\delta} = K_{\Pi_2} \frac{\partial \Pi_2}{\partial \delta_{21}}; \quad K'_{\delta} = K'_{\Pi_2} \frac{\partial \Pi_{21}}{\partial \delta_{21}};$$

$$K''_{\delta} = K''_{\Pi_2} \frac{\partial \Pi_{22}}{\partial \delta_{21}}.$$

Коэффициенты K_{Eq} , K'_{Eq} , K''_{Eq} и т. д. являются коэффициентами усиления в соответствующих кон-

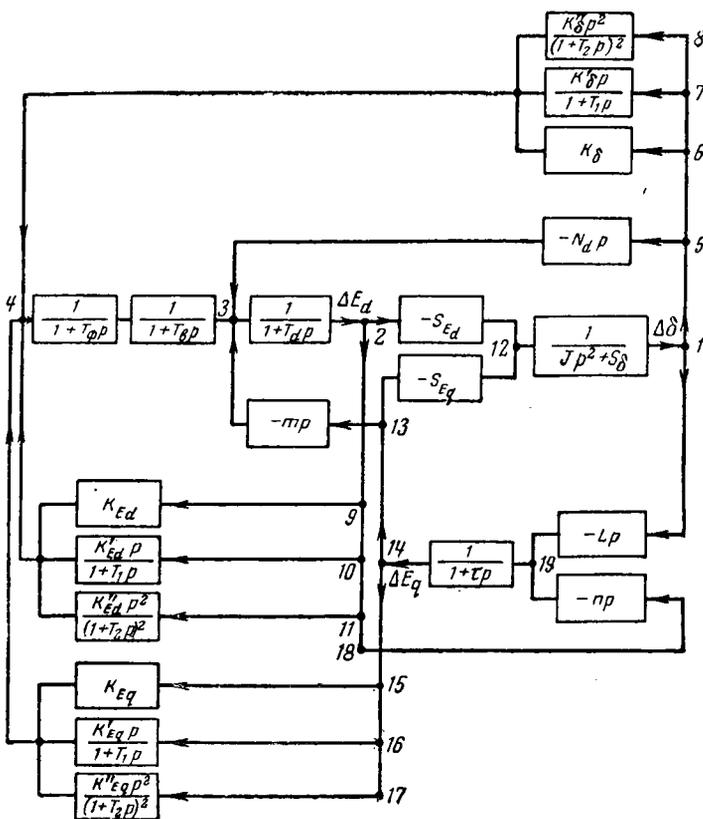


Рис. 2. Структурная схема системы автоматического регулирования возбуждения с учетом демпферных контуров.

турах структурной схемы. Сопоставляя структурную схему, изображенную на рис. 2, со структурной схемой для простейшей энергосистемы [Л. 11], легко установить те дополнительные обратные связи, которые обуславливаются наличием демпферных контуров на роторе.

Влияние демпферных контуров на динамические свойства системы регулирования. Для количественной оценки влияния демпферных контуров обратимся к результатам анализа процессов в конкретной энергосистеме.

Система характеризовалась следующими основными параметрами (рис. 1):

машина СГ2 — $x_{dГ2} = 1,35$; $x_{qГ2} = 0,895$; $x'_{dГ2} = 0,44$; $x'_{qГ2} = 0,354$; $T_{d02} = 9,4$ сек; $T_{q02} = 0,05$ сек; $J_2 = 6,9$ сек;

машина СГ1 — $x_{dГ1} = x_{qГ1} = 1,24$; $x'_{dГ1} = 0,208$; $x'_{qГ1} = 0,324$; $T_{d01} = 10,1$ сек, $T_{q01} = 0,05$ сек; $J_1 = 9,55$ сек.

Угол по линии в нормальном режиме $\delta_{21л} = 27^\circ$. Полный угол передачи $\delta_{21} = 40^\circ 09'$. При этом $P_2 = 0,52$ и $P_1 = 0,77$.

Система характеризовалась следующими значениями собственных и взаимных полных сопротивлений $z_{11} = 1,73$; $\alpha_{11} = 16^\circ 58'$; $z_{22} = 3,58$; $\alpha_{22} = 17^\circ 56'$; $z_{12} = 5,99$; $\alpha_{12} = -42^\circ 32'$.

Рассмотрим влияние структурного коэффициента q''_{22} в формуле (17), отражающего интенсивность воздействия демпферных контуров на динамические

свойства системы регулирования, при условии $a''_{22} = 0$ и $a''_{22} \neq 0$, т. е. когда в стабилизирующем сигнале отсутствует производная э. д. с. E_{d_2} и когда она имеется.

При $a''_{22} = 0$ сигнал второй производной можно записать следующим образом:

$$K''_{п2} p^2 \Delta \Pi_{22} = K''_2 (p^2 \Delta \delta_{21} + q''_{22} p^2 \Delta E_{q2}). \quad (18)$$

На рис. 3 изображены зависимости $K''_{m2}(q''_{22})$ при учете взаимосвязи переходных процессов по осям d и q ($m \neq 0$ и $n \neq 0$) и при пренебрежении взаимосвязью ($m = n = 0$). Как следует из рассмотрения рис. 3, величина верхнего предельного значения коэффициента регулирования K''_{m2} зависит от величины коэффициентов m_{22} , n_{22} и q''_{22} .

Значительно больший практический интерес имеет случай, когда стабилизирующий сигнал содержит производные э. д. с. E_d (17). Такую структуру будут иметь сигналы, пропорциональные любой режимной величине, замеряемой на станции.

При отсутствии демпферных контуров на роторе структурные свойства системы регулирования возбуждения можно характеризовать с помощью обобщенных зависимостей $K''_m(a'')$ и $K'_m(a')$.

Для определения влияния величины структурного коэффициента q''_{ii} на размеры области устойчивости при сложной структуре сигнала вида (17) целесообразно построить обобщенные зависимости $K''_{mi}(a''_{ii})$ для нескольких фиксированных значений q''_{ii} . На рис. 4 изображены зависимости $K''_{m2}(a''_{22})$ при нескольких значениях q''_{22} . Сопоставление между собой кривых, изображенных на рис. 4, позволяет установить, что увеличение структурного коэффициента q''_{22} приводит к смещению вправо обеих ветвей обобщенных зависимостей $K''_{m2}(a''_{22})$. При увеличении q''_{22} происходит интенсивное изменение верхних предельных значений K''_{m2} в области небольших абсолютных величин a''_{22} ($+0,2 \rightarrow -0,5$).

Параллельное перемещение зависимостей, изображенных на рис. 4, позволяет заключить, что дополнительные контуры, образованные обратной связью $K''_{Eq} p^2 \Delta E_q$ (рис. 2), имеют характеристики, сходные с контурами, образованными связью $K''_{Ed} p^2 \Delta E_d$.

Интенсивность изменения коэффициентов K''_{m2} при изменении a''_{22} значительно больше, чем при изменении q''_{22} , что обуславливается относительно малой величиной коэффициента n , от которого зависит интенсивность обратной связи $K''_{Eq} p^2 \Delta E_q$. Для режима, который характеризовался углом по линии $27^\circ 10'$, $n = 0,0043$.

Влияние взаимосвязи переходных процессов по осям d и q на размеры области устойчивости наглядно иллюстрируется с помощью кривых, изобра-

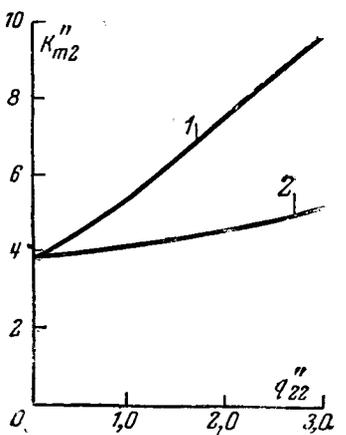


Рис. 3. Зависимости $K''_{m2}(q''_{22})$ при $a''_{22} = K''_1 = 0$. 1 — $m \neq 0, n \neq 0$; 2 — $m = 0, n = 0$.

женных на рис. 3. Здесь даны зависимости $K''_{m_2}(q''_{22})$ при $a''_{22} = m = n = 0$ (кривая 2) и при $a''_{22} = 0$ $m \neq 0$ и $n \neq 0$ (кривая 1).

Для оценки величин коэффициентов q''_{ii} , которые могут иметь место в реальных условиях, в табл. 1 приводятся исходные величины, которые используются для определения величин q''_{ii} , и значения величин a''_{ii} и q''_{ii} для анализируемой системы, когда в качестве стабилизирующих сигналов рассматривались вторые производные тока статора (I_2) и напряжения на зажимах генератора (U_2).

Таблица 1

Производные напряжения		Производные тока	
$\frac{\partial U_2}{\partial E_{q2}}$	-0,34	$\frac{\partial I_2}{\partial E_{q2}}$	-0,18
$\frac{\partial U_2}{\partial \delta_{21}}$	-0,35	$\frac{\partial I_2}{\partial \delta_{21}}$	0,22
q''_{22}	0,985	q''_{22}	-0,815
a''_{22}	-1,59	a''_{22}	0,97

Величины, приведенные в таблице, позволяют сделать вывод, что для тока и напряжения абсолютные значения структурных коэффициентов a''_{ii} и q''_{ii} , а также коэффициентов регулирования $K''_{\delta i}$ и $K''_{E qi}$ ($K'_{E qi}$ и $K'_{\delta i}$; $K_{E qi}$ и $K_{\delta i}$) являются величинами одного порядка.

О методике учета демпферных контуров с помощью удельных демпферных моментов. При использовании удельных демпферных моментов значительно упрощается анализ процессов в системе автоматического регулирования возбуждения и синтез ее структуры. В этом случае система уравнений малых отклонений (12)—(16) может быть записана в следующем виде:

$$J_2 p^2 \Delta \delta_2 + D_{22} p \Delta \delta_{21} + \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{21}} \Delta \delta_{21} + \frac{\partial P_2}{\partial E_{d2}} \Delta E_{d2} = 0; \quad (19)$$

$$J_1 p^2 \Delta \delta_1 + D_{12} p \Delta \delta_{21} + \frac{\partial P_1}{\partial \delta_{21}} \Delta \delta_{21} + \frac{\partial P_1}{\partial E_{d2}} \Delta E_{d2} = 0; \quad (20)$$

$$(1 + T_{22} p) \Delta E_{d2} + N_{22} p \Delta \delta_{21} = \Delta U_{B2}; \quad (21)$$

$$\Delta U_{B2} = \frac{1}{1 + T_{B2} p} \frac{1}{1 + T_{\Phi} p} \times \left[K_{\Pi 2} \Delta \Pi_2 + \frac{K'_{\Pi 2} p}{1 + T_{1p}} \Delta \Pi_{21} + \frac{K''_{\Pi 2} p^2}{(1 + T_{2p})^2} \Delta \Pi_{22} \right]. \quad (22)$$

Сигналы производных имеют следующий вид:

$$K''_{\Pi 2} p^2 \Delta \Pi_{22} = K''_2 (p^2 \Delta \delta_{21} + a''_{22} p^2 \Delta E_{d2}); \quad (23)$$

$$K'_{\Pi 2} p \Delta \Pi_{21} = K'_2 (p \Delta \delta_{21} + a'_{22} p \Delta E_{d2}).$$

В том случае, когда для учета демпферных контуров применяются удельные демпферные моменты, может быть полностью использована методика синтеза рациональной структуры, основы которой изложены [Л. 11 и 12].

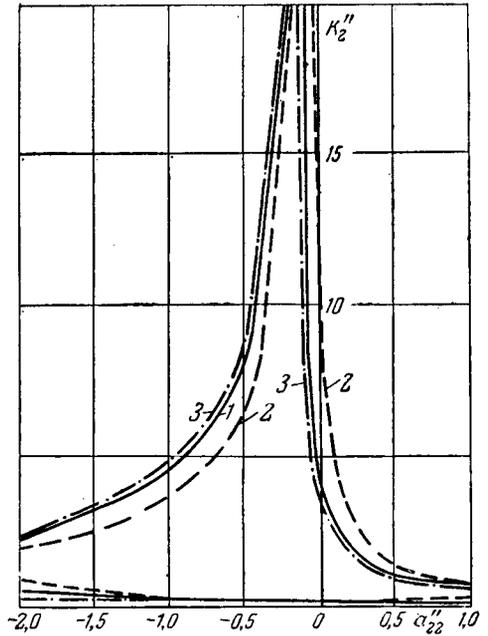


Рис. 4. Границы области устойчивости в плоскости $a''_{22} K''_2$ при различных значениях q''_{22} .

1 — $q''_{22} = m = n = 0$; 2 — $q''_{22} = 3$ $m \neq 0$, $n \neq 0$; 3 — $q''_{22} = -1$ $m \neq 0$, $n \neq 0$.

Рассмотрим количественное различие в результатах, которые получаются при точном методе учета демпферных контуров и при учете с помощью удельных демпферных моментов.

Величины удельных демпферных коэффициентов, входящих в уравнения (19) и (20), определяются по следующим формулам [Л. 10]:

$$D_{22} = \frac{\partial P_2}{\partial E_{q1}} L_{12} + \frac{\partial P_2}{\partial E_{q2}} L_{22}; \quad (24)$$

$$D_{12} = \frac{\partial P_1}{\partial E_{q1}} L_{12} + \frac{\partial P_1}{\partial E_{q2}} L_{22}, \quad (25)$$

где

$$L_{12} = -T_{q01} (x_{q1} - x'_{q1}) \frac{\partial I_{q1}}{\partial \delta_{21}}; \quad (26)$$

$$L_{22} = -T_{q02} (x_{q2} - x'_{q2}) \frac{\partial I_{q2}}{\partial \delta_{21}}. \quad (27)$$

Если уравнения (19) и (20) соответственно разделить на J_2 и J_1 , а затем из (19) вычесть (20), то получим уравнение движения роторов в следующем виде:

$$p^2 \Delta \delta_{21} + \left(\frac{D_{22}}{J_2} - \frac{D_{12}}{J_1} \right) p \Delta \delta_{21} + \left(\frac{1}{J_2} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial E_{d2}} - \frac{1}{J_1} \cdot \frac{\partial P_1}{\partial E_{d2}} \right) \Delta E_{d2} + \left(\frac{1}{J_2} \cdot \frac{\partial P_2}{\partial \delta_{21}} - \frac{1}{J_1} \cdot \frac{\partial P_1}{\partial \delta_{21}} \right) \Delta \delta_{21} = 0. \quad (28)$$

Вводим понятие приведенного удельного демпферного момента:

$$D^*_2 = \left(\frac{D_{22}}{J_2} - \frac{D_{12}}{J_1} \right). \quad (29)$$

Используя уравнения (24)—(27) и (29), а также приведенные выше параметры анализируемой системы, получаем $D^*_2 = 0,104$. Для сравнения различных методов учета демпферных контуров на

роторе удобно использовать обобщенные зависимости $K''_{mi}(a''_{ii})$. На рис. 5 изображены кривые $K''_{m2}(a''_{22})$ для двух значений D^*_{22} . Как следует из сопоставления кривых 1 и 2, изображенных на рис. 5, изменение величины D^*_{22} приводит к изменению небольшого участка правой ветви кривой $K''_{m2}(a''_{22})$. Изменение K''_{m2} при изменении D^*_{22} наблюдается в области малых абсолютных значений a''_{22} .

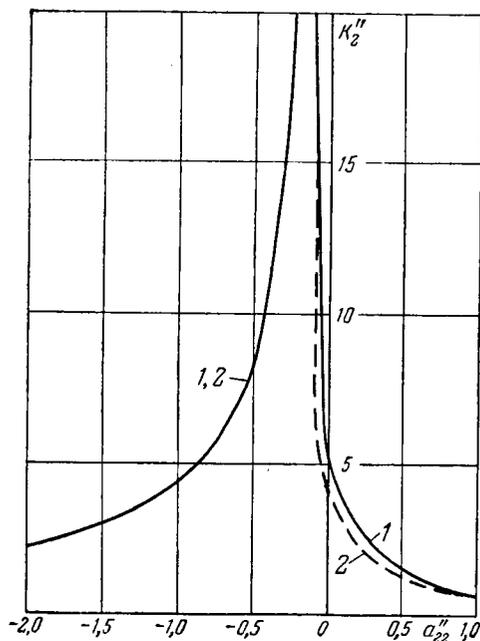


Рис. 5. Границы области устойчивости в плоскости $a''_{22}K''_2$ при различных значениях D^*_{22} .
1 — $D^*_{22} = 0,25$; 2 — $D^*_{22} = 0,05$.

Сопоставляя кривые, изображенные на рис. 5 и 4, можно отметить, что результаты расчетов, выполненные при учете демпферных контуров с помощью удельных демпферных моментов, будут отличаться от результатов более точных расчетов по полным уравнениям. Введение в уравнения (19) и (20) сравнительно небольших величин D_{22} и D_{12} обеспечивает устойчивость системы регулирования без введения производных. На рис. 5 начало координат принадлежит к области устойчивости, а на рис. 4 оно находится вне области устойчивости. Таким образом, при упрощении расчета при определенных условиях можно получить несколько отличный результат.

Как показали специально поставленные исследования, учет демпферных контуров имеет существенное значение при анализе устойчивости сложных автоматических регулируемых энергосистем. В качестве примера приведем результаты расчета устойчивости энергосистемы, включающей три эквивалентные машины СГ1, СГ2 и СГ3, две из которых — СГ2 и СГ3 — оборудованы регуляторами сильного действия. На рис. 6 изображены области устойчивости в плоскости коэффициентов $K''_2K''_3$ при различных величинах удельных демпферных моментов, значения которых даны в табл. 2.

Таблица 2

Кривая	1				2				
	1	2	3	4	1	2	3	4	
D^*_{22}	0,1	0,1	0,9	0,9	D^*_{23}	0	0	0	0,2
D^*_{33}	0,1	0,4	0,01	0,01	D^*_{32}	0	0	0	0,05

Структура системы регулирования в функции производных была во всех случаях одинаковой:

$$p^2\Pi_{22} = p^2\delta_{21} + p^2\delta_{23};$$

$$p^2\Pi_{32} = p^2\delta_{31} - 0,175p^2\delta_{21} + 1,8p^2E_3 + 0,09p^2E_2. \quad (30)$$

Сигнал Π_{22} соответствовал абсолютному углу δ_2 , а сигнал Π_{32} — току статора машины СГ3 I_3 . Принятые значения удельных демпферных моментов лежат в пределах реально возможных изменений этих величин.

Как следует из сопоставления кривых, изображенных на рис. 6, при больших величинах коэффи-

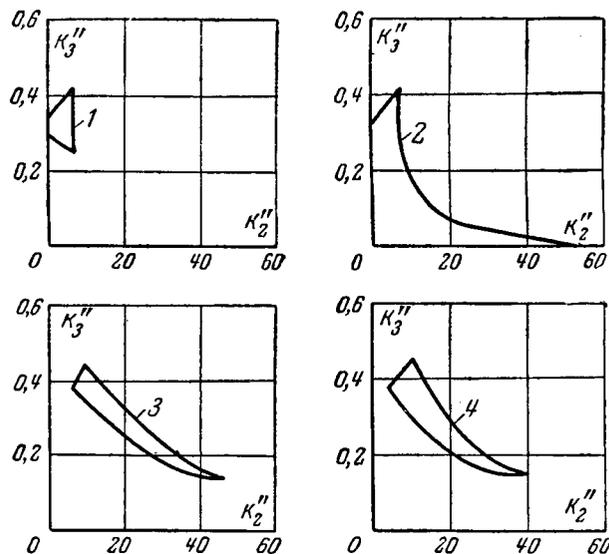


Рис. 6. Влияние удельных демпферных моментов на размеры области устойчивости в плоскости $K''_2K''_3$.

циентов D^*_{33} система устойчива без производных (рис. 6,2). При уменьшении величины D^*_{33} появляется необходимость вводить вторую производную на одной из машин (рис. 6,1). При дальнейшем уменьшении необходимо введение производных на двух машинах (рис. 6,3 и 4). Полученные в работе результаты позволяют сделать вывод о необходимости при исследовании устойчивости автоматически регулируемых энергосистем учитывать наличие демпферных контуров на роторе.

Выводы. В сложных автоматически регулируемых энергосистемах при анализе устойчивости существенное значение имеет правильный учет демпферных контуров. Для приближенных расчетов могут быть использованы удельные демпферные моменты, определяемые для энергосистемы как еди-

ного объекта регулирования. В тех случаях, когда к расчету предъявляются повышенные требования в отношении точности, необходимо использовать полную систему уравнений с учетом переходных процессов в демпферных контурах. В таких расчетах необходимо учитывать взаимосвязь переходных процессов по продольным и поперечным осям машин, а также усложнение структурной схемы системы автоматического регулирования возбуждения.

Приложение. Расчет коэффициентов дифференциальных уравнений с учетом переходных процессов в демпферных обмотках. Коэффициенты системы дифференциальных уравнений (12)–(16) можно разделить на две группы. К первой следует отнести коэффициенты

$$\frac{\partial P_i}{\partial E_{d2}}, \frac{\partial P_i}{\partial \delta_{21}}, T_{22}, N_{22}, \frac{\partial \Pi_2}{\partial E_{d2}}, \frac{\partial \Pi_2}{\partial \delta_{21}},$$

значение которых не зависит от наличия демпферных контуров и определяется по известным уравнениям. Появление коэффициентов второй группы обусловлено учетом переходных процессов в демпферных обмотках синхронных машин [Л. 10]. Формулы для определения этих коэффициентов сведены в табл. П-1.

Таблица П-1

Коэффициент	Формула
$\frac{\partial P_2}{\partial E_{q2}}$	$E_{d2} \frac{\partial I_{q2}}{\partial E_{q2}} + I_{d2}$
$\frac{\partial P_1}{\partial E_{q2}}$	$E_{d1} \frac{\partial I_{q1}}{\partial E_{q2}}$
τ_{22}	$T_{q02} [1 + (x_{q2} - x'_{q2}) \frac{\partial I_{q2}}{\partial E_{q2}}]$
m_{22}	$-T_{d02} (x_{d2} - x'_{d2}) \frac{\partial I_{d2}}{\partial E_{q2}}$
n_{22}	$T_{q02} (x_{q2} - x'_{q2}) \frac{\partial I_{q2}}{\partial E_{d2}}$
L_{22}	$-T_{q02} (x_{q2} - x'_{q2}) \frac{\partial I_{q2}}{\partial \delta_{21}}$
$\frac{\partial U_2}{\partial E_{q2}}$	$\frac{(E_{d2} - x_{d2} I_{d2}) \left(-\frac{\partial I_{d2}}{\partial E_{q2}} x_{d2} \right) + I_{q2} x_{d2}^2 \frac{\partial I_{q2}}{\partial E_{q2}}}{U_2}$
$\frac{\partial I_2}{\partial E_{q2}}$	$\frac{I_{d2} \frac{\partial I_{d2}}{\partial E_{q2}} + I_{q2} \frac{\partial I_{q2}}{\partial E_{q2}}}{I_2}$

Формулы для определения производных составляющих токов даны в табл. П-2.

Таблица П-2

$\frac{\partial I_{d1}}{\partial E_{q2}}$	$\frac{1}{z_{12}} \sin(\delta_{12} - \alpha_{12})$	$\frac{\partial I_{q1}}{\partial E_{q2}}$	$\frac{1}{z_{12}} \cos(\delta_{12} - \alpha_{12})$
$\frac{\partial I_{d2}}{\partial E_{q2}}$	$\frac{1}{z_{22}} \sin \alpha_{22}$	$\frac{\partial I_{q2}}{\partial E_{q2}}$	$-\frac{1}{z_{22}} \cos \alpha_{22}$

Величину токов I_{di} и I_{qi} , входящих в табл. П-1, можно определить из следующих уравнений [Л. 10]:

$$I_{di} = \frac{E_{di}}{z_{ii}} \cos \alpha_{ii} + \frac{E_{qi}}{z_{ii}} \sin \alpha_{ii} - \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^n \frac{E_{dk}}{z_{ik}} \times \\ \times \cos(\delta_{ik} - \alpha_{ik}) + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^n \frac{E_{qk}}{z_{ik}} \sin(\delta_{ik} - \alpha_{ik}); \\ I_{qi} = \frac{E_{di}}{z_{ii}} \sin \alpha_{ii} - \frac{E_{qi}}{z_{ii}} \cos \alpha_{ii} + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^n \frac{E_{dk}}{z_{ik}} \sin(\delta_{ik} - \alpha_{ik}) + \\ + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^n \frac{E_{qk}}{z_{ik}} \cos(\delta_{ik} - \alpha_{ik}).$$

Для конкретной энергосистемы, параметры которой приведены в тексте, был проведен расчет коэффициентов дифференциальных уравнений при $T_{q0}=0,05$ сек. Результаты расчета сведены в табл. П-3.

Таблица П-3

$\frac{\partial P_2}{\partial E_{q2}}$	-0,045	τ_{22}	0,037	$\frac{\partial U_2}{\partial E_{q2}}$	-0,344
$\frac{\partial P_1}{\partial E_{q2}}$	0,347	n_{22}	0,004	$\frac{\partial I_2}{\partial E_{q2}}$	-0,181
		m_{22}	-0,739		
		L_{22}	-0,002		

Аналогичный расчет был произведен и для других значений T_{q0} . Например, при увеличении T_{q0} на порядок ($T_{q0}=0,5$ сек) значения коэффициентов τ_{22} , n_{22} и L_{22} увеличиваются также на порядок.

Литература

1. Веников В. А. и Жуков Л. А., Переходные процессы в электрических системах, Госэнергоиздат, 1953.
2. Казовский Е. Я., Вращающие моменты синхронных машин при больших качаниях, Сборник «Электросила», Энергоиздат, 1945, № 1.
3. Костенко М. П., Электрические машины (спец. часть), Госэнергоиздат, 1949.
4. Лютер Р. А., Расчет коэффициентов демпфирующего момента синхронной машины с учетом влияния сопротивления статорной обмотки, «Вестник электропромышленности», 1953, № 5.
5. Мамиконянц Л. Г., Токи и моменты вращения, возникающие в синхронной машине при включении методом самосинхронизации, Труды ЦНИЭЛ, 1956, вып. IV.
6. Сыромятников И. А., Режимы работы синхронных генераторов, Госэнергоиздат, 1952.
7. Соколов Н. И., Влияние поперечных успокоительных контуров на устойчивость генераторов при сильном регулировании, Труды ВНИИЭ, вып. IX, 1959.
8. Калужный А. Х., Исследование статической устойчивости дальней электропередачи с помощью математической машины непрерывного действия, Изв. Сибирского отделения АН СССР, 1961, № 3.
9. Урусов И. Д., Линейная теория колебаний синхронной машины, Изд-во АН СССР, 1960.
10. Михневич Г. В., Определение удельных демпферных моментов в сложной регулируемой энергетической системе, Изв. АН СССР, ОТН, Энергетика и транспорт, 1963, № 1.
11. Михневич Г. В. и Козловский Г. Ф., Устойчивость и качество переходных процессов системы регулирования возбуждения многоагрегатной электростанции, Изд-во АН СССР, 1960.
12. Михневич Г. В. и Козловский Г. Ф., Выбор закона регулирования возбуждения двух параллельно работающих синхронных машин, «Электричество», 1961, № 8.

[4.12.1963]



Вычислительная машина для экономического распределения нагрузок для энергосистемы с большим количеством гидростанций

С. Р. ЭЛЬКИН

Тбилиси

Особенности схемы вычислительной машины и принципы разработки ее узлов¹. Машина решает следующую систему уравнений [Л. 1]:

$$\frac{\alpha_1 b_1}{1 - \sigma_1} = \frac{\alpha_2 b_2}{1 - \sigma_2} = \dots = \frac{\lambda_1 q_1}{1 - \sigma_{r1}} = \frac{\lambda_2 q_2}{1 - \sigma_{r2}} = \dots = b_0; \quad (1)$$

$$\sum_{i=1}^n P_i = \sum_{i=n+1}^m P_{Hi} + P_0; \quad (2)$$

$$T Q_{\text{пр}i} = \int_0^T Q_i dt; \quad (3)$$

$$Q_i = f(P_i, H_{\text{пост}}),$$

где b_i — относительный прирост ГЭС;
 q_i — то же ГЭС;
 $\sigma_1 \dots \sigma_{r1} \dots$ — то же потерь в сети;
 b_0 — то же всей энергосистемы;
 λ_1, λ_2 — коэффициент для учета расхода воды;
 α_1, α_2 — коэффициенты учета стоимости топлива;
 P_i — мощность соответствующей электростанции;
 $P_{H,i}$ — мощность, потребляемая в узле;
 P_0 — потери активной мощности в сети;
 $Q_{\text{пр}i}$ — приток воды в реке;
 Q_i — расход воды i -й электростанции.

Рассмотрим особенности разработки некоторых наиболее существенных узлов вычислительной машины.

Узел моделирования суммарных характеристик относительных приростов тепловых электростанций. Известно, что суммарные характеристики относительных приростов теплостанций строятся на основании соответствующих характеристик отдельных агрегатов и котлов. Все они являются сложными нелинейными функциями нагрузки и математическое описание их обычно производится методом кусочно-линейной аппроксимации. Методика построения суммарных характеристик отдельно для котельной, машинного зала и всей станции в целом подробно описана в [Л. 2]. Относительный прирост станции

$$b_{\text{ст}} = b_{\text{котельн}} b_{\text{маш. зала}}.$$

Относительные приросты котельной и машзала зависят от следующих факторов: изменения состава включенного в работу оборудования, изменения распределения промышленного и теплофикационного отбора пара в котельной и машинном зале, изменения характеристики какого-либо котла в связи с ремонтом и др. Следовательно, и суммарная характеристика станции должна соответствующим

¹ В разработке машины и ее узлов принимали участие Р. С. Манукян, З. Д. Тотладзе, Г. И. Сафроненко и Н. Корошинадзе.

образом изменяться. Количество различных характеристик в зависимости от возможных сочетаний оборудования, его состава, а также от перераспределения отборов может быть достаточно большим.

Обычно при расчете оптимального распределения нагрузок в энергосистеме с помощью вычислительных машин пользуются суммарной характеристикой станции, заранее рассчитанной и введенной в вычислительную машину.

Если учитывать вышеприведенные особенности работы ТЭС, то тогда потребуются или предварительный расчет всех этих характеристик для воспроизведения их или в виде сменных блоков, или перенастройка обычных универсальных блоков нелинейности.

Для цифровой вычислительной машины такой учет всех характеристик станции связан с необходимостью хранения большого цифрового материала или же с предварительной работой машины по специальным программам с целью расчета нужной характеристики.

Наиболее рациональным, на наш взгляд, для моделирующих машин является применение такого метода построения блока ТЭС, в котором суммарная характеристика относительных приростов синтезировалась бы автоматически на основании заложенных характеристик отдельных котлов и турбин. Этот метод, разработанный в Тбилиском научно-исследовательском институте приборостроения и средств автоматизации (ТНИИСА), был проверен при создании специализированной вычислительной машины для оптимального распределения нагрузок внутри ТЭС [Л. 3] и оказался пригодным.

Сущность его заключается в том, что для получения суммарной характеристики используется метод моделирования уравнений, описывающих оптимальный режим распределения нагрузки внутри данной станции. При этом на вход такого блока подается величина относительного прироста системы b_0 , а на выходе получается величина экономической мощности всех агрегатов, а также суммарная мощность электростанции.

Набор состава оборудования, включенного в данное время, а также величина производственного отбора пара производится с помощью переключателей и кнопок, установленных на мнемонической схеме блока ТЭС вычислительной машины.

В настоящее время в ТНИИСА разработаны модификации вычислительных машин подобного типа для ГРЭС с одним и двумя давлениями пара и предвключенными турбинами и для ТЭС с одним-двумя и даже тремя давлениями острого пара.

Результирующие характеристики, рассчитанные с помощью уже созданных машин, имеют погреш-

ность, не превышающую 3%, что вполне приемлемо.

Для упрощения решения задачи при наличии турбин ВПТ фиксированные отборы для общего давления берутся в количестве 2—3 точек. Для более общего случая характеристики турбин ВПТ определяются из характеристики отдельных ее отсеков.

Все изменения в характеристике котлов любой электростанции могут легко вводиться перенастройкой соответствующего функционального блока характеристики данного котла и автоматически учитывается при отработке суммарной характеристики станции.

Недостатком такого подхода к учету суммарных характеристик ТЭС является увеличение объема вычислительной машины. Поэтому при большом числе ТЭС в энергосистеме следует выявить те станции, характеристики которых могут существенно меняться в процессе эксплуатации, и моделирование этих характеристик вести по предложенной методике. Остальные тепловые электростанции, например блочные ТЭС, ГРЭС с одним давлением свежего пара и др., могут моделироваться ограниченным числом сменных блоков для суммарных характеристик.

В рассматриваемой вычислительной машине не предусмотрено изменение состава оборудования на ТЭС в процессе цикла регулирования T , но если для набора состава включенного оборудования использовать вместо кнопок реле, то тогда схема может быть приспособлена и для этого случая. Управление реле должно осуществляться от линейно-нарастающего напряжения ± 96 в, служащего для задания графиков нагрузки энергосистемы.

Схема автоматизации определения коэффициентов λ . Для низконапорных ГЭС с большим объемом водохранилищ проблема автоматизации поиска величины λ не возникает, так как у таких станций изменение этого коэффициента от суток к суткам происходит очень медленно. Для энергосистем с большим количеством ГЭС, имеющих ограниченные объемы водохранилищ, где λ довольно часто меняется, проблема автоматизации поиска этого коэффициента существует.

Как следует из формул, величина λ выбирается на основании условия сработки заданного количества воды на каждой ГЭС. Процесс поиска коэффициентов λ производится в машине для каждой ГЭС последовательно с изменением его значений только в одну сторону (рис. 2).

На рис. 1 приведена блок-схема вычислительной машины, построенной в соответствии с формулами (1), (2) и (3), позволяющая проследить порядок решения задачи экономичного распределения нагрузок.

В блоке задания машинного времени обрабатывается линейно нарастающее напряжение, представляющее в заданном масштабе время цикла

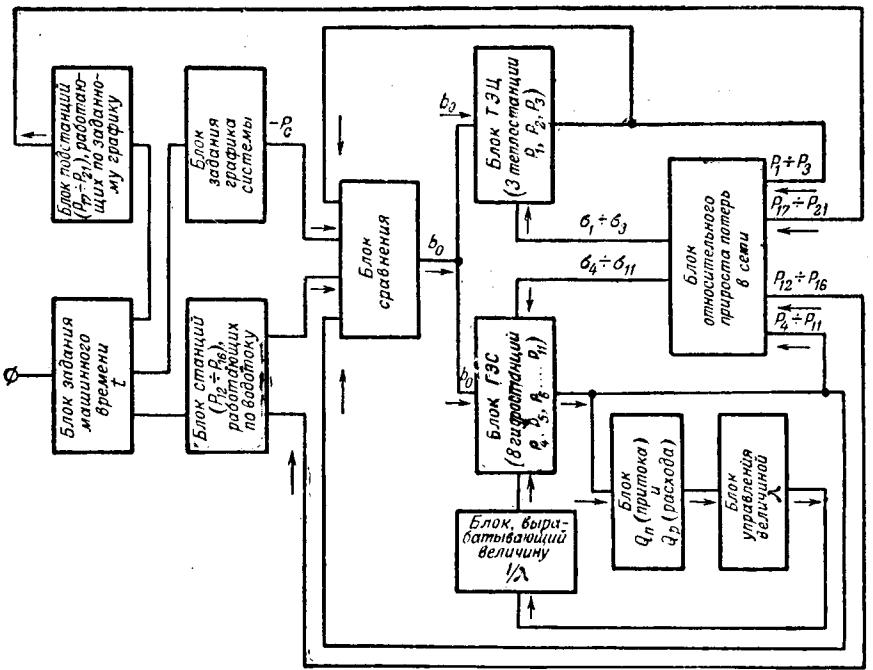


Рис. 1. Блок-схема вычислительной машины для экономичного распределения нагрузок между электростанциями энергосистемы.

регулирования T . Диапазон изменения напряжения за цикл —96 — +96 в. Это напряжение, соответствующее 24 ч, подается на входы функциональных нелинейных блоков, которые обрабатывают следующие графики:

график нагрузки энергосистемы (один суммарный график и два графика районов энергосистемы);

графики нагрузки станций, работающих по водотоку или же по принудительному графику;

графики подстанций, нагрузка которых не совпадает с графиком всей энергосистемы;

графики перетоков в соседние энергосистемы.

С выхода всех этих блоков напряжение, пропорциональное соответствующим мощностям, подается на блок сравнения, в котором производится алгебраическое суммирование всех этих величин с напряжением, пропорциональным мощностям тепло- и гидростанций. Разность этих величин должна быть равна нулю; поэтому, подавая напряжение из блока сравнения на вход открытого усилителя, мы на выходе получим напряжение, управляющее блоками обработки мощностей ГЭС и ТЭС. Это напряжение в некотором масштабе представляет собой относительный прирост системы b_0 .

Из формулы (1) следует, что напряжения, подаваемые на входы нелинейностей, представляющих собой зависимости нагрузки от относительного прироста, должны быть равны:

$$\begin{aligned} b_1 &= b_0 (1 - \sigma_1); \\ b_2 &= b_0 (1 - \sigma_2); \\ &\dots \\ q_1 &= b_0 (1 - \sigma_{r1}) \frac{1}{\lambda_1}. \end{aligned}$$

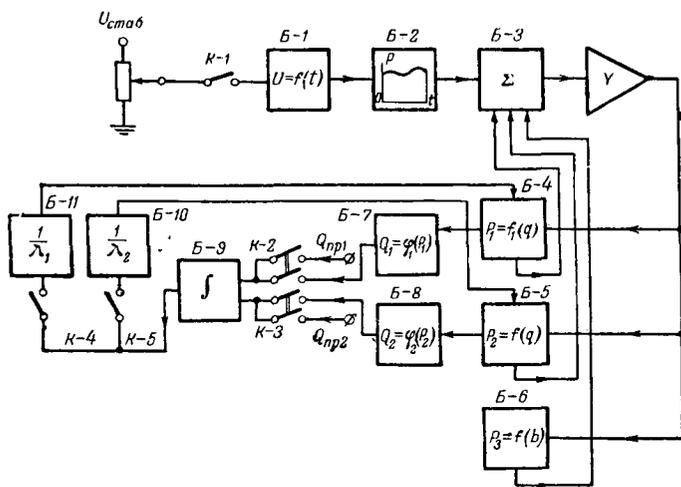


Рис. 2.

Поэтому в составе машины имеются еще множително-делительные блоки, которые вырабатывают соответствующие поправки. Величина $1 - \sigma_i$ обрабатывается в блоке относительных приростов активных потерь в сети. Для определения и ввода коэффициента $\frac{1}{\lambda_i}$ в составе машины имеется специальная схема, которая в более развернутом виде представлена на рис. 2. В схеме с целью лучшего уяснения принципа ее действия показаны элементы, относящиеся лишь к одной ТЭС и двум ГЭС, а также принято, что $\sigma_i = 0$.

Блоки *Б-7* и *Б-8* обрабатывают зависимости $Q_1 = f_1(P_1)$ и $Q_2 = f_2(P_2)$, а блоки *Б-4*, *Б-5* и *Б-6* соответственно $P_1 = \varphi_1(\beta_1)$, $P_2 = \varphi_2(\beta_2)$ и $P_3 = \varphi_3(\beta_3)$. В блоке *Б-9*, который представляет собой интегратор с двумя входами, происходит сравнение величины притока и расхода воды поочередно для каждой ГЭС за один цикл прохождения графика нагрузки системы.

Напряжения, пропорциональные расходам воды и $Q_{пр i}$ и Q_i , берутся с разными знаками. Знак на выходе блока интегрирования *Б-9* позволяет судить о выполнении условия баланса в расходе воды за цикл на данной ГЭС. В зависимости от знака на выходе этого блока в конце цикла происходит изменение величины λ_i для данной ГЭС и ведется процесс поиска наилучшего его значения. В целом схема работает следующим образом: до начала работы от руки устанавливаются ориентировочные значения λ_i таким образом, чтобы иметь заведомо излишки воды на всех ГЭС. Установка начальных значений λ_i способствует ускорению процесса поиска.

Включением контактов K_1 , K_2 и K_4 запускается развертка графика нагрузки энергосистемы во времени. После прохождения одного цикла контакт $K-1$ отключается и включается контакт $K-2$. Этим самым на блок *Б-10* подается напряжение с соответствующим знаком, пропорциональное интегралу разности:

$$\int_0^T (Q_{пр i} - Q_i) dt,$$

где T — время цикла;

$Q_{пр}$ — приток воды в реке. Принимается, что $Q_{пр} = \text{пост.}$;

Q_i — расход воды ГЭС в соответствии с нагрузкой

$$Q_i = f_i(P_i).$$

Если имеет место недорасход воды — знак минус, то тогда блок *Б-10* поправляет коэффициент λ_i , поднимая его значение на одну ступень $\Delta\lambda$, и вновь запускает развертку графика контактом $K-1$. Так повторяется до тех пор, пока на выходе блока *Б-10* не появится знак плюс, что свидетельствует о начале перерасхода воды для данной ГЭС. После этого схема переключается на регулирование коэффициента λ_2 для ГЭС-2, которая также постепенно загружается. В связи с тем, что нагрузка ГЭС-2 несколько разгружает ГЭС-1, в схеме предусмотрено повторение процесса поиска для всех ГЭС. Опыт показал, что после 3—5-кратного повторения значения коэффициентов λ на всех ГЭС устанавливаются. Время автоматического поиска величин λ_1 и λ_2 для двух ГЭС составляет примерно 5 мин.

Описанная схема автоматического поиска коэффициентов λ , хотя и требует затраты некоторого времени, но обеспечивает во всех случаях сходимость процесса по следующим причинам:

1. Величина поправки $\Delta\lambda$ может быть принята сколь угодно малой.

2. Корректировка величины λ ведется только в одну сторону, приводящую к большей нагрузке данной станции, на которой ведется эта корректировка. При этом все остальные станции, естественно, должны несколько разгружаться, так как на них λ не корректируется.

Проведя последовательно и многократно корректировку на всех станциях, мы постепенно придем к следующему условию:

$$\int_0^T (Q_{пр i} - Q_i) dt \leq \epsilon,$$

где ϵ — напряжение трогания реле на выходе интегратора *Б-9* порядка 0,5 в.

Если сделать выбор изменения величины шага $\Delta\lambda$ зависимым от полученной разности напряжений в блоке интегрирования, то тогда указанное время может быть существенно сокращено. Это особенно важно для тех случаев, когда в рассматриваемой системе большое количество ГЭС. Такая работа в настоящее время ведется.

Учет активных потерь в сети ($1 - \sigma_i$). Как известно, основная трудность в построении моделирующей вычислительной машины для экономичного распределения нагрузок в энергосистеме возникает в связи с необходимостью учета активных потерь мощности в сетях. Соответствующий блок в описываемой машине выполнен на основании использования коэффициентов распределения. Наиболее удобной формой изображения относительно прироста потерь в сети с точки зрения универсальности применения ее для любой конфигурации сетей является линейная форма выражения σ с использованием коэффициентов распределения:

$$\sigma_i = \frac{\partial P_0}{\partial P_i} = k_{i1}P_1 + k_{i2}P_2 + \dots = f(P_1P_2 \dots P_n), \quad (4)$$

где P_0 — потери в сети энергосистемы;
 k_{in} — некоторые коэффициенты, вычисляемые на основании коэффициентов распределения сети.

Коэффициенты k_{in} рассчитываются заранее и учитывают конфигурацию сети. Расчет их может быть произведен как на ЦВМ, так и на модели. При изменении конфигурации сети или же при вводе новых нагрузочных узлов коэффициенты k_{in} должны быть заново пересчитаны и введены в вычислительную машину. В связи с этим при разработке блока σ было принято следующее конструктивное решение, позволяющее легко перенастраивать эти коэффициенты. Все коэффициентные сопротивления каждой электростанции монтируются на отдельных платах, снабженных 30 контактными разъемами. На каждой плате установлено до 26 переменных сопротивлений типа СПО-0,5, с помощью которых набираются коэффициенты k_{in} . Их максимальное число в данном случае не должно превышать 26. При необходимости ввода новых коэффициентов плата снимается и сопротивления перенастраиваются. Для большего удобства в комплект машины входят резервные платы, которые можно настраивать заранее.

Часть нагрузочных узлов, мощность которых изменяется не пропорционально всей мощности энергосистемы, моделируются аналогично графикам нагрузок электростанций, работающих по водотоку (с заданным графиком). Для этого в составе машины имеется специальный блок, позволяющий задавать нагрузки для этих узлов со ступенчатыми ординатами в течение цикла задания времени T (блок подстанции $P_{17}-P_{21}$ на рис. 1).

Количество ступеней ординат 2, величина орди-

наты регулируется специальными сопротивлениями. Это позволяет учитывать ряд нагрузочных узлов аналогично тому, как учитываются электростанции, работающие по водотоку (блок станции $P_{12}-P_{16}$ на рис. 1).

Формула (4), выведенная с учетом ряда допущений [Л. 4], применима во всех случаях, когда линии электропередачи работают без перегрузок и не на пределе статической устойчивости. В противном случае, а также тогда, когда имеет место ограничение по напряжению, применение этой формулы может привести к недопустимым погрешностям. Учитывая эти ограничения, которые отмечены в [Л. 5], в схеме машины приняты следующие положения, базирующиеся на работах В. М. Горштейна.

1. На всех участках ЛЭЦ, где не имеется перегрузок или же не заданы напряжения на концах линии, принято моделирование σ_i согласно формуле (4).

2. На ряде выделенных магистральных линий величины σ задаются в виде нелинейных функций в зависимости от перетока по данной ЛЭП.

Значение относительного прироста потерь в сети для каждой из станций получается в виде суммы $\sigma_i = \sigma_{i1} + \sigma_{i2} + \dots$. При таком способе построения блока сетевых потерь можно сравнительно легко учитывать изменение конфигурации сети, вводя соответствующую корректировку в схему и коэффициенты сетевого блока вычислительной машины. Предполагается, что в этом блоке будет учтено изменение величины σ_i в связи с отключением некоторых ЛЭП в ночное время.

В вычислительной машине для уточнения величины перетоков предусмотрено, помимо блока графика суммарной нагрузки системы, еще два блока графиков нагрузки для отдельных ее частей, при-

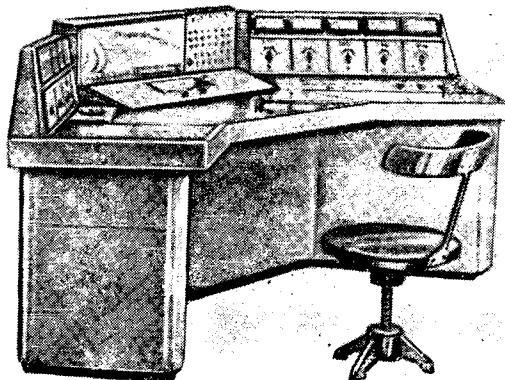
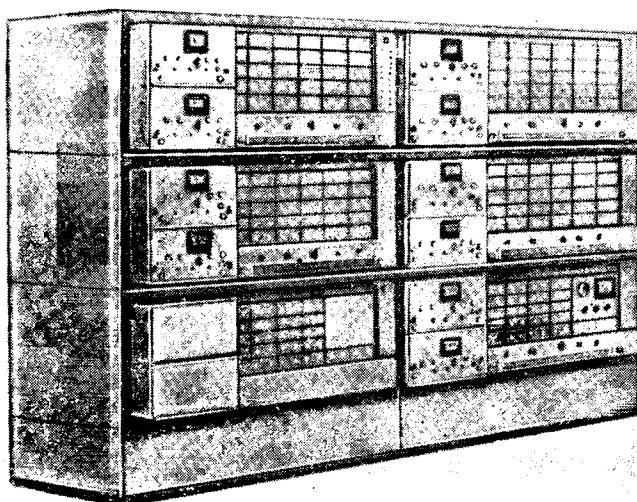


Рис. 3.

Оптимизация градиентным методом режимов объединенных энергосистем, имеющих в своем составе гидроэлектростанции

Кандидат техн. наук Л. А. КРУММ и кандидат техн. наук Ю. П. СЫРОВ

Сибирский энергетический институт СО АН СССР

В работе «Градиентный метод оптимизации режима объединенных энергосистем» [Л. 1] рассматривалась задача комплексной оптимизации всех параметров, характеризующих режим объединенных энергосистем, имеющих в своем составе только тепловые электростанции, и градиентный метод решения этой задачи.

В данной статье идея этого метода при тех же допущениях распространяется на объединенную энергосистему, имеющую в своем составе некаскадные гидроэлектростанции¹.

Оптимизация режима на основе градиентного метода заключается в минимизации T_{Σ} суммарной стоимости расхода топлива (во всех интервалах времени заданного цикла регулирования) в допустимом множестве режимов.

Под режимом здесь понимается совокупность режимов во всех интервалах заданного цикла регулирования. Под допустимым множеством режимов понимается совокупность всех возможных режимов, удовлетворяющих требованиям их качества и надежности во всех интервалах времени данного цикла регулирования.

Ниже рассматривается выбор независимых (регулируемых), с точки зрения соблюдения уравнений режима электрической системы и всех гидроэлектростанций во всех интервалах времени, параметров и методы расчета режимов гидроэлектростанций.

При этом оказывается возможным сохранить все преимущества градиентного метода, которые

¹ Идея этого метода была кратко изложена на Всесоюзной конференции по качеству напряжения и его регулированию в электрических сетях и системах в 1961 г. [Л. 2], а также обсуждена в 1962 г. на конференции по опыту и перспективам применения математических методов и электронных вычислительных машин в планировании, которая состоялась в Институте математики СО АН СССР [Л. 3].

имелись в случае только тепловых электростанций, т. е. свести расчет к последовательному решению линейных алгебраических уравнений сравнительно низкого порядка независимо от протяженности объединенной системы и обеспечить достаточно быструю сходимость вычислительного процесса.

Основные положения оптимизации режима объединенных энергосистем по градиентному методу при наличии гидроэлектростанций. Пусть объединенная система состоит из m узлов. К узлам $l=1, \dots, m'$ подключены тепловые электростанции, а к узлам $i=m'+1, \dots, m$ некаскадные гидроэлектростанции.

Весь цикл регулирования всех гидроэлектростанций разбивается на малые интервалы времени с общим номером j или k .

В общем случае длительность цикла регулирования каждой гидроэлектростанции может быть разной.

Пусть гидроэлектростанция i имеет J интервалов в своем цикле регулирования.

Генерируемая активная мощность гидроэлектростанции № i в интервале времени № j с учетом изменения напора является явной функцией расхода воды в интервалах времени № α, \dots, j :

$$P_{rij} = F_i(Q_{i\alpha}, \dots, Q_{ij}), \quad (1)$$

где α — номер первого интервала времени в цикле регулирования гидроэлектростанции № i (см. приложение 1).

Суммарный используемый объем воды гидроэлектростанции № i во всем цикле регулирования равен заданному (приложение 1):

$$V_i = \sum_{j=\alpha}^{\alpha+J-1} Q_{ij} \Delta t_j. \quad (2)$$

мыкающих к тем ЛЭП, для которых строится нелинейная зависимость

$$\sigma_{il} = f(P_{перетока}).$$

Проверка отдельных узлов и блоков в процессе макетирования подтвердила правильность намеченных путей построения машины, общий вид которой приведен на рис. 3.

Литература

1. Горнштейн В. М., Наивыгоднейшие режимы работы гидроэлектростанций в энергетических системах, Госэнергоиздат, 1959.

2. Руководящие указания по выбору наивыгоднейшего распределения активной нагрузки между тепловыми электростанциями, Информационные материалы № 24, ВНИИЭ, Госэнергоиздат, 1958.

3. Паверман С. В. и Манукян Р. С., Об использовании вычислительной машины для расчета оптимального распределения нагрузок между разнотипными агрегатами ТЭЦ, «Электричество», 1962, № 4.

4. Маркович И. М., Режимы энергетических систем, Госэнергоиздат, 1957.

5. Горнштейн В. М., Труды ЦНИИЭЛ, вып. VI, Госэнергоиздат, 1957.

[4.6.1963]



Введем понятия функций небалансов генерируемой активной мощности интервала времени j и суммарного расхода воды:

$$P_{нб\ i j} = P_{г\ i j} - F_i(Q_{i\alpha}, \dots, Q_{ij}); \quad (3)$$

$$Q_{нб\ i} = V_i - \sum_{j=\alpha}^{\alpha+J-1} Q_{ij} \Delta t_j. \quad (4)$$

Обозначим совокупность функций небалансов генерируемых мощностей во всех интервалах времени и функции небаланса суммарного расхода воды как вектор функций небалансов гидростанции:

$$\Gamma_i = (P_{нб\ i\alpha}, \dots, P_{нб\ i(\alpha+J-1)}, Q_{нб\ i}), \quad (5)$$

а совокупность генерируемых мощностей и расходов воды во всех интервалах времени цикла регулирования гидростанций № i как вектор параметров гидростанции № i :

$$Z_i = (P_{г\ i\alpha}, \dots, P_{г\ i(\alpha+J-1)}, Q_{i\alpha}, \dots, Q_{i(\alpha+J-1)}). \quad (6)$$

Вектор Γ_i является функцией Z_i :

$$\Gamma_i = \Gamma_i(Z_i). \quad (7)$$

Режим гидростанции № i во всем цикле регулирования с учетом соблюдения заданного баланса воды на основе выражений (3), (4), (1) и (2) определяется системой $J+1$ нелинейных уравнений:

$$\Gamma_i(Z_i) = 0. \quad (8)$$

Максимальное число компонент вектора Z_i равно $2J \cdot J + 1$ параметров (любые из компонент вектора Z_i), определяемых полностью уравнением (8), называются параметрами режима гидростанции № i . Все остальные компоненты вектора Z_i в пределах ограничений являются независимыми и называются регулируемыми параметрами гидростанции № i .

Обозначим совокупность параметров режима как вектор параметров режима X_i , а совокупность регулируемых параметров как вектор регулируемых параметров Y_i .

При этом уравнение (8) можно записать в виде:

$$\Gamma_i(X_i, Y_i) = 0, \quad (9)$$

определяющем функциональную зависимость X_i от Y_i .

Параметры режима и регулируемые параметры (компоненты векторов X_i и Y_i) можно выбирать в двух противоположных формах.

В первой форме регулируемыми параметрами выбираются расходы $J-1$ первых интервалов. При этом

$$\left. \begin{aligned} Y_i &= (Q_{i\alpha}, \dots, Q_{i(\alpha+J-2)}); \\ X_i &= (P_{г\ i\alpha}, \dots, P_{г\ i(\alpha+J-1)}, Q_{i(\alpha+J-1)}) \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Во второй форме регулируемыми параметрами выбираются генерируемые активные мощности в $J-1$ первых интервалах. При этом

$$\left. \begin{aligned} Y_i &= (P_{г\ i\alpha}, \dots, P_{г\ i(\alpha+J-2)}); \\ X_i &= (Q_{i\alpha}, \dots, Q_{i(\alpha+J-1)}, P_{г\ i(\alpha+J-1)}) \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Регулируемые параметры какой-либо гидростанции № i в первой форме можно принимать в качестве независимых регулируемых параметров с точки

зрения уравнений электрической системы и всех гидроэлектростанций во всех интервалах времени.

Причем для гидростанции № i Y_i определяет X_i [на основе выражения (9)], и, следовательно, генерируемые активные мощности гидростанции № i во всех интервалах будут:

$$P_{г\ i\alpha}, \dots, P_{г\ i(\alpha+J-1)}.$$

Любую генерируемую активную мощность $P_{г\ i j}$ из $P_{г\ i\alpha}, \dots, P_{г\ i(\alpha+J-1)}$ с точки зрения уравнений балансов узловых мощностей электрической системы в интервале времени № j можно рассматривать как один из регулируемых параметров электрической системы в интервале времени № j . Кроме того, в качестве регулируемых параметров электрической системы в интервале времени № j выбираются оставшиеся независимые (с точки зрения уравнений электрической системы в интервале времени № j) аргументы и модули векторов напряжения узлов на стороне высшего напряжения идеальных трансформаторов $\delta_1, \dots, \delta_m, U_1, \dots, U_m$; вещественные и мнимые составляющие комплексных коэффициентов трансформации ветвей замкнутых контуров $K_{1\alpha}, \dots, K_{R\alpha}, K_{1r}, \dots, K_{Rr}$ и напряжения на низшей стороне понижающих и повысительных трансформаторов U'_1, \dots, U'_m (см. [Л. 1]).

При изменении регулируемого параметра Q_{ij} изменяются генерируемые мощности гидростанции № i в интервалах времени $j, \dots, \alpha+J-1$, т. е. $P_{г\ i j}, \dots, P_{г\ i(\alpha+J-1)}$. Изменение $P_{г\ i j}, \dots, P_{г\ i(\alpha+J-1)}$ вызывает изменение режима электрической системы в интервалах времени $j, \dots, \alpha+J-1$ в виде изменения параметров режима электрической системы (параметрами режима являются и генерируемые активные мощности тепловых станций). Изменение генерируемых мощностей тепловых станций вызывает изменение стоимости суммарного расхода топлива в интервалах времени $j, \dots, \alpha+J-1$.

С учетом этой функциональной связи компонента градиента функции изменяющейся части суммарных эксплуатационных расходов во всех интервалах времени по Q_{ij} определяется формулой

$$\frac{\partial T_{\Sigma}}{\partial Q_{ij}} = \sum_{k=j}^{\alpha+J-1} \sum_{l=1}^{m'} \epsilon_{lk} \frac{\partial P_{г\ l k}}{\partial P_{г\ i k}} \frac{\partial P_{г\ l k}}{\partial Q_{ij}}, \quad (12)$$

где $\epsilon_{lk} = \frac{\partial T_{lk}}{\partial P_{г\ l k}}$ — относительный прирост стоимости расхода топлива электростанции № l в интервале времени № k ;

$\frac{\partial P_{г\ l k}}{\partial P_{г\ i k}}$ — частная производная генерируемой активной мощности тепловой станции № l по генерируемой активной мощности гидростанции № i в интервале времени № k ;

$\frac{\partial P_{г\ i k}}{\partial Q_{ij}}$ — частная производная генерируемой активной мощности гидростанции № i в интервале времени № k по расходу воды гидростанции № i в интервале времени № j .

Методика вычисления $\frac{\partial P_{\Gamma ik}}{\partial P_{\Gamma ik}}$ приводится в [Л. 2]; методика вычисления $\frac{\partial P_{\Gamma ik}}{\partial Q_{ij}}$ с учетом любых ограничений по режиму гидростанции рассматривается ниже.

Изменение всех остальных регулируемых параметров электрической системы y_{sj} в интервале времени № j (за исключением генерируемых мощностей гидростанций) вызывает изменение режима электрической системы только в интервале времени j . Поэтому вычисление $\frac{\partial T_{\Sigma}}{\partial y_{sj}}$ такое же, как в случае только тепловых электростанций в интервале времени № j .

В случае *второй формы* регулируемых параметров гидростанции № i генерируемые активные мощности $P_{\Gamma ia}, \dots, P_{\Gamma i(\alpha+J-2)}$ в $J-1$ первых интервалах времени цикла регулирования рассматриваются как параметры режима электрической системы в $J-1$ первых интервалах времени. Генерируемая активная мощность в последнем интервале времени $P_{\Gamma i(\alpha+J-1)}$ рассматривается как регулируемый параметр электрической системы в $\alpha+J-1$ интервале времени.

При изменении какого-либо регулируемого параметра электрической системы y_s в интервале времени j , т. е. y_{sj} ($j \neq \alpha+J-1$), изменяется режим электрической системы в интервале времени № j . Следовательно, изменяются и активные генерируемые мощности тепловых и гидростанций интервала времени j , т. е. $P_{\Gamma lj}, \dots, P_{\Gamma m'j}, P_{\Gamma(m'+1)j}, \dots, P_{\Gamma mj}^*$. Изменение $P_{\Gamma(m'+1)j}, \dots, P_{\Gamma mj}$ на основе уравнений гидростанций вызывает изменение генерируемых активных мощностей этих станций в последнем интервале времени $P_{\Gamma(m'+1)J}, \dots, P_{\Gamma mJ}$.

Изменение $P_{\Gamma(m'+1)J}, \dots, P_{\Gamma mJ}$ вызывает изменение режима электрической системы соответственно в интервалах времени $J(m'+1), \dots, J_m$ и, следовательно, изменение генерируемых мощностей тепловых электростанций в этих же интервалах.

С учетом этой функциональной связи компонента градиента функции изменяющейся части суммарных эксплуатационных расходов во всех интервалах времени по y_{sj} определяется формулой:

$\frac{\partial P_{\Gamma lj}}{\partial y_{sj}}, \frac{\partial P_{\Gamma(m'+1)j}}{\partial y_{sj}}, \dots, \frac{\partial P_{\Gamma mj}}{\partial y_{sj}}$ — частные производные генерируемых активных мощностей тепловой электростанции l и гидростанций $m'+1, \dots, m$ по регулируемому параметру y_s в интервале времени № j (методика вычисления этих производных приводится в [Л. 2];

$\frac{\partial P_{\Gamma lJ(m'+1)}}{\partial P_{\Gamma(m'+1)J(m'+1)}}, \dots, \frac{\partial P_{\Gamma lJm}}{\partial P_{\Gamma mJm}}$ — частные производные генерируемых активных мощностей тепловой электростанции № l по генерируемым активным мощностям гидростанций № $m'+1, \dots, m$ соответственно в интервалах времени $J(m'+1), \dots, J_m$ (методика вычисления этих производных приводится также в [Л. 2]);

$\frac{\partial P_{\Gamma(m'+1)J(m'+1)}}{\partial P_{\Gamma(m'+1)J}}, \dots, \frac{\partial P_{\Gamma mJm}}{\partial P_{\Gamma mJ}}$ — частные производные генерируемых активных мощностей в последних интервалах времени циклов регулирования гидростанций № $m'+1, \dots, m$ по генерируемым активным мощностям соответствующих гидростанций в интервале времени № j . Методика вычисления этих производных рассматривается ниже.

Нужно отметить, что вышеприведенные изменения режима гидростанций в случае первой и второй формы регулируемых параметров ведут к изменению режима электрической системы, как правило, только в узлах, которые являются соседними с узлом рассматриваемой гидростанции. В результате расчет режима электрической системы сводится к решению линейных уравнений сравнительно низкого порядка независимо от протяженности объединенной системы.

Обе формы регулируемых параметров гидростанций с точки зрения трудоемкости расчета в целом имеют свои положительные и отрицательные стороны.

Первая форма регулируемых параметров является наиболее простой для расчета режима гидростанции. Расчет режима гидростанции по второй форме несколько усложняется в результате необходимости решения системы линейных уравнений с треугольной матрицей (см. ниже).

$$\frac{\partial T_{\Sigma}}{\partial y_{sj}} = \sum_{l=1}^{m'} \varepsilon_{lj} \frac{\partial P_{\Gamma lj}}{\partial y_{sj}} + \left(\sum_{l=1}^{m'} \varepsilon_{lJ(m'+1)} \frac{\partial P_{\Gamma lJ(m'+1)}}{\partial P_{\Gamma(m'+1)J(m'+1)}} \right) \frac{\partial P_{\Gamma(m'+1)J(m'+1)}}{\partial P_{\Gamma(m'+1)J}} \frac{\partial P_{\Gamma(m'+1)j}}{\partial y_{sj}} + \dots + \left(\sum_{l=1}^{m'} \varepsilon_{lJm} \frac{\partial P_{\Gamma lJm}}{\partial P_{\Gamma mJm}} \right) \frac{\partial P_{\Gamma mJm}}{\partial P_{\Gamma mJ}} \frac{\partial P_{\Gamma mj}}{\partial y_{sj}}, \quad (13)$$

где $\varepsilon_{lj}, \varepsilon_{lJ(m'+1)}, \dots, \varepsilon_{lJm}$ — относительные приросты тепловой электростанции № l в интервалах времени $j, J(m'+1), \dots, J_m$;

* Если интервал времени № j для какой-либо гидростанции является последним, то генерируемая активная мощность такой станции является регулируемым параметром интервала № j .

Однако использование первой формы с точки зрения расчета режима электрической системы усложняет расчет, так как появление регулируемого параметра электрической системы в виде одной генерируемой активной мощности может увеличивать порядок решаемых уравнений на единицу [Л. 1].

Поэтому выбор формы регулируемых парамет-

ров гидростанций зависит от конкретной схемы электрической системы. Если выбор первой формы несущественно усложняет расчет режима электрической системы, то лучшей и более простой является первая форма. В противном случае лучшей является вторая форма.

Расчет режима гидростанций. Расчет режима гидростанций в случае оптимизации режима объединенных систем по градиентному методу сводится на основе выражений (9) к вычислению вектора параметров режима X_i при заданном векторе регулируемых параметров Y_i и частных производных компонент вектора X_i по компонентам вектора Y_i в виде матрицы $\frac{\partial X_i}{\partial Y_i}$.

Ниже рассматриваются эти вопросы подробнее в случае первой и второй форм регулируемых параметров без учета ограничений, а также особенности расчета при наложении любых ограничений.

Первая форма регулируемых параметров, выражение (10). В этом случае X является явной функцией Y и расчет режима гидростанции наиболее прост:

$$P_{rj} = F_j(Q_1, \dots, Q_j); \quad (14)$$

$$P_{rj} = F_j(Q_1, \dots, Q_j), \quad (15)$$

где на основе уравнения (2)

$$Q_j = \frac{1}{\Delta t_j} \left[V - \sum_{i=1}^{j-1} Q_i \Delta t_i \right]. \quad (16)$$

Частные производные компонент вектора X по компонентам вектора Y на основе выражений (14), (15) и (16):

$$\frac{\partial P_{rj}}{\partial Q_k} = \frac{\partial F_j}{\partial Q_k}, \quad (17)$$

где $k = 1, \dots, j$ и $j = 1, \dots, J-1$;

$$\frac{\partial P_{rj}}{\partial Q_k} = \frac{\partial F_j}{\partial Q_k} \Big|_0 - \frac{\partial F_j}{\partial Q_j} \cdot \frac{\Delta t_k}{\Delta t_j}, \quad (18)$$

где $k = 1, \dots, J-1$.

В приложении 2 приводятся формулы для вычисления $\frac{\partial F_j}{\partial Q_k}$, где $k = 1, \dots, j$ и $j = 1, \dots, J$.

Вторая форма регулируемых параметров, выражение (11). Для вычисления X и $\frac{\partial X}{\partial Y}$ целесообразно использовать методы, применимые для расчета режима электрической системы в случае оптимизации режимов по градиентному методу [Л. 2] (метод последовательных приближений Ньютона—Рафсона и методы последовательных интервалов (см. также [Л. 4 и 5])).

Сначала при заданном Y вычисляется X при помощи решения векторного уравнения (9). В случае использования метода Ньютона—Рафсона поправка вектора X на каком-либо приближении dX_1 к век-

тору предыдущего приближения X_0 определяется векторно-матричным уравнением

$$\frac{\partial \Gamma_0}{\partial X} dX_1 = -\Gamma_0, \quad (19)$$

где $\frac{\partial \Gamma_0}{\partial X}$ — матрица частных производных компонент вектора Γ (см. выражение (5)) по компонентам вектора X ; $\frac{\partial \Gamma_0}{\partial X}$ и Γ_0 вычисляются при заданном Y и X_0 . Затем при заданном Y и полученном X вычисляется $\frac{\partial X}{\partial Y}$ на основе векторно-матричного уравнения

$$\frac{\partial \Gamma}{\partial X} \cdot \frac{\partial X}{\partial Y} = -\frac{\partial \Gamma}{\partial Y}, \quad (20)$$

где матрицы $\frac{\partial \Gamma}{\partial X}$ и $\frac{\partial \Gamma}{\partial Y}$ вычисляются при заданном Y и ранее полученном X .

Сходимость процесса последовательных приближений методом Ньютона—Рафсона обеспечивается практически только одним приближением на каждом шаге по градиентному методу при корректировании режимов.

Решение уравнений (19) и (20) также весьма простое, так как $\frac{\partial \Gamma}{\partial X}$ — треугольная матрица, а $\frac{\partial \Gamma}{\partial Y}$ — почти единичная матрица (приложение 3), но более сложная, чем в случае первой формы регулируемых параметров.

Учет ограничений. В случае гидростанций могут появляться ограничения по нижнему и верхнему бьефам, по пропускной способности турбин и по генерируемому активным мощностям. Чем больше параметров ограничено, тем в большей степени полученная форма независимых (регулируемых) параметров отличается от исходной первой или второй форм, которые являются правильными при отсутствии ограничений по параметрам.

Рассмотрим, как изменяются исходные формы регулируемых параметров и соответствующих параметров режима, а также уравнения режима при появлении разных ограничений. При этом независимо от изменения формы методика вычисления X и $\frac{\partial X}{\partial Y}$ остается такой же, как в случае второй формы.

1. Ограничения по верхнему бьефу

$$Z_{B_{\min}} \leq Z_{B_j} \leq Z_{B_{\max}} \quad (21)$$

Если Z_{B_j} фиксируется, то тем самым полностью заданы объемы сработки водохранилища в первых $k=1, \dots, j$ и в последующих $k=j+1, \dots, J$ интервалах времени. Следовательно, исходный цикл регулирования разбивается на два цикла регулирования.

Аналогично одновременное появление ограничений по верхнему бьефу в каких-либо n интервалах времени ведет к разбиению исходного цикла на $n+1$ подциклов.

Далее оптимизация режима продолжается с учетом изменения числа и длительности циклов.

** Ниже опускается индекс i — номер гидростанции; интервалы времени j какой-либо гидростанции нумеруются следующим образом: $j=1, \dots, J$.

Внутри подциклов расчет режима ведется отдельно так же, как для исходного цикла.

2. Ограничения по нижнему бьефу

$$Z_{Hj\min}^0 \leq Z_{Hj}^0 \leq Z_{Hj\max}^0 \quad (22)$$

Без учета неустановившегося движения в нижнем бьефе фиксация Z_{Hj} ведет на основе выражения (29) (см. приложение 1) к фиксации Q_j .

Если Q_j регулируемый параметр, то фиксация Q_j ведет только к уменьшению числа регулируемых параметров. Если Q_j параметр режима, то при фиксации Q_j в качестве нового параметра режима следует выбрать $P_{Гj}$ из числа регулируемых параметров.

С учетом неустановившегося движения в нижнем бьефе Z_{Hj}^0 является функцией Q_1, \dots, Q_j , т. е. $Z_{Hj}^0 = Z_{Hj}^0(Q_1, \dots, Q_j)$.

Фиксация $Z_{Hj}^0 = Z_{Hj\text{нп}}^0$ ведет к дополнительной связи между параметрами Q_1, \dots, Q_j в виде уравнения

$$Z_{Hj}^0(Q_1, \dots, Q_j) = Z_{Hj\text{нп}}^0 \quad (23)$$

Это ограничение можно учесть, если ввести в вектор Γ [см. уравнение (5)] дополнительную компоненту в виде функции

$$Z_{Hj}^0 = Z_{Hj}^0(Q_1, \dots, Q_j) - Z_{Hj\text{нп}}^0 \quad (23)$$

Так как при этом порядок нелинейного векторного уравнения (9) увеличивается на единицу, то и число компонент вектора X нужно увеличивать на единицу за счет уменьшения числа компонент вектора Y на единицу. Например, если до фиксации Z_{Hj}^0 расход Q_j был регулируемым параметром, то после фиксации Z_{Hj}^0 дополнительной компонентой вектора X целесообразно выбирать Q_j .

3. Ограничения по генерируемым мощностям

$$P_{Г\min} \leq P_{Гj} \leq P_{Г\max} \quad (24)$$

Если $P_{Гj}$ — регулируемый параметр, то фиксация $P_{Гj}$ ведет только к уменьшению числа регулируемых параметров. Если же $P_{Гj}$ параметр режима, то при фиксации $P_{Гj}$ в качестве нового параметра режима следует выбирать в первую очередь Q_j из числа регулируемых параметров.

4. Ограничения по пропускной способности турбин

$$Q_j \leq Q_{j\max}(H_j^0) = Q_{j\max}(Q_1, \dots, Q_j) \quad (25)$$

При необходимости продолжения процесса оптимизации при максимальной пропускной способности турбины в каком-либо интервале времени j нужно учесть дополнительную связь между параметрами Q_1, \dots, Q_j в виде уравнения

$$Q_j = Q_{j\max}(Q_1, \dots, Q_j) \quad (26)$$

Эта связь учитывается введением в векторы Γ и X одной дополнительной компоненты аналогично учету фиксированного нижнего бьефа в случае учета в нем неустановившегося движения.

*** Через изменение напора максимально возможный расход $Q_{j\max}$ является функцией Q_1, \dots, Q_j .

Принципиально возможна и другая схема учета некоторых ограничений по отдельным параметрам, в основе которой лежит экономическая оценка ущербов при отклонении от заданных предельных параметров (например, снижение уровней в нижнем и верхнем бьефах соответственно ниже $Z_{в.мин}$ и $Z_{н.мин}^0$ связано с появлением ущербов, вызванных ограничением судоходства, водоснабжения, ирригации и других возможных водопользователей и водопотребителей).

Зависимость величин ущербов от нарушения предельных параметров может быть определена на основе экономических расчетов.

В приложении 4 приводится пример оптимизации режима для случая одной тепловой и одной гидравлической станций, связанных одной слабой электрической связью. Пример показал быструю сходимость вычислительного процесса. Этот пример, естественно, не является характерным для рассматриваемой методики, предназначенной для очень сложных систем, однако он характеризует некоторые особенности расчета и скорость сходимости.

Рассмотренный метод может быть использован для оптимизации как оперативных (суточных), так и длительных (месячных, сезонных, годовых и др.) режимов (при детерминированной форме представления исходных данных).

Рассмотренная схема расчета относится к расчету оперативных режимов.

Вместе с тем длительные режимы энергосистем можно рассматривать как сумму оперативных режимов. Поэтому принципиально правильно рассматривать расчет длительных режимов как последовательный расчет оперативных режимов в их взаимосвязи в рассматриваемом длительном периоде. Однако такой метод расчетов связан с большой трудоемкостью, а также с определенными требованиями к параметрам вычислительных машин (памяти, быстродействию). Поэтому пока представляется наиболее целесообразным расчет длительных режимов энергосистемы проводить по более укрупненным интервалам времени (месяц, декада), однако при этом в целях повышения точности расчетов в качестве используемых характеристик электростанций для каждого интервала необходимо принимать усредненные характеристики, полученные на основе расчетов оперативных режимов с использованием «мгновенных» характеристик электростанций.

Выводы. 1. При наличии гидростанций оптимизация режима объединенных энергосистем по градиентному методу имеет те же преимущества, что и в случае системы, имеющей только тепловые электростанции:

а) расчет оптимального режима сводится к последовательному решению линейных уравнений сравнительно низкого порядка независимо от протяженности объединенной системы;

б) при корректировании режимов обеспечивается быстрая сходимость вычислительного процесса.

2. Использование в качестве исходной формы регулируемых параметров гидростанций расход воды ведет к наиболее простому расчету режима

гидростанций при оптимизации режима объединенных систем.

3. Использование в качестве исходной формы регулируемых параметров гидростанций генерируемых активных мощностей ведет к наиболее простому расчету режима электрической системы при оптимизации режима объединенных систем.

4. При оптимизации режима объединенных энергосистем в зависимости от схемы системы и ее режима необходимо выбрать оптимальную комбинированную форму регулируемых параметров гидростанций в виде расходов воды и генерируемых активных мощностей, при которой трудоемкость расчета будет минимальной.

Приложение 1. К уравнениям режима гидростанции. Функция (1) определяется следующим образом.

Средняя активная генерируемая мощность интервала времени j^{****}

$$F_j = P_{rj} = P_{rj}(H_j^0 Q_j), \quad (27)$$

где $H_j^0 = Z_{vj}^0 - Z_{nj}^0$ — средний напор интервала;

$Z_{vj}^0 = \frac{Z_{vj} + Z_{v(j-1)}}{2}$ — средний уровень верхнего бьефа интервала j ;

$Z_{vj} = Z_{vj}(\Delta V_j)$ — уровень верхнего бьефа в конце интервала j .

Сработка водохранилища в конце интервала j

$$\Delta V_j = \sum_{k=1}^j (Q_k - Q'_k) \Delta t_k, \quad (28)$$

где Q'_k — расход приточности к ГЭС в интервале времени k ;
 Δt_k — длительность интервала времени k .

Средний уровень нижнего бьефа в стационарном режиме в интервале времени j

$$Z_{nj}^0 = Z_{nj}^0(Q_j), \quad (29)$$

а с учетом неустановившегося движения в нижнем бьефе

$$Z_{nj}^0 = Z_{nj}^0(Q_1, \dots, Q_j). \quad (30)$$

В выражении (2) заданный объем воды определяется формулой

$$V = \sum_{j=1}^J Q'_j \Delta t_j + \sum_{j=1}^J \Delta Q_j \Delta t_j, \quad (31)$$

где ΔQ_j — расход воды в интервале времени j за счет сработки водохранилища.

Приложение 2. Формулы для вычисления производных $\frac{\partial F_j}{\partial Q_k}$. На основе формул (27), ..., (30),

$$\frac{\partial F_j}{\partial Q_j} = \frac{\partial F_j}{\partial Q_j} \Big|_0 + \frac{\partial F_j}{\partial H_j^0} \frac{\partial H_j^0}{\partial Q_j}, \quad (32)$$

где

$$\frac{\partial H_j^0}{\partial Q_j} = \frac{\partial Z_{vj}^0}{\partial Q_j} - \frac{\partial Z_{nj}^0}{\partial Q_j}, \quad (33)$$

$$\frac{\partial Z_{vj}^0}{\partial Q_j} = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial Z_{v(j-1)}}{\partial Q_j} + \frac{\partial Z_{vj}}{\partial Q_j} \right); \quad (34)$$

$$\frac{\partial Z_{v(j-1)}}{\partial Q_j} = 0; \quad (35)$$

**** Опускается индекс i — номер гидростанции; интервалы времени j какой-либо гидростанции нумерируются следующим образом: $j=1, \dots, J$.

$$\frac{\partial Z_{vj}}{\partial Q_j} = \frac{\partial Z_{vj}}{\partial \Delta V_j} \frac{\partial \Delta V_j}{\partial Q_j} = - \frac{\partial Z_{vj}}{\omega_j^0 \partial Z_{vj}} \Delta t_j = \frac{\Delta t_j}{\omega_j^0}, \quad (36)$$

где ω_j^0 — зеркальная площадь водохранилища в интервале j .
Подставляя выражения (35) и (36) в (34), (34) в (33) и (33) в (32) получим:

$$\frac{\partial F_j}{\partial Q_j} = \frac{\partial F_j}{\partial Q_j} \Big|_0 - \frac{\partial F_j}{\partial H_j^0} \left(\frac{1}{2} \frac{\Delta t_j}{\omega_j^0} + \frac{\partial Z_{nj}^0}{\partial Q_j} \right). \quad (37)$$

Аналогично

$$\frac{\partial F_j}{\partial Q_k} = - \frac{\partial F_j}{\partial H_j^0} \left[\frac{\Delta t_j}{2} \left(\frac{1}{\omega_{(j-1)}^0} + \frac{1}{\omega_j^0} \right) + \frac{\partial Z_{nj}^0}{\partial Q_k} \right]. \quad (38)$$

Приложение 3. Решение уравнений (14) и (15) при равных интервалах времени. Поправки компонент вектора параметров режима (вектор dX_1) вычисляются по формулам:

$$\left. \begin{aligned} dQ_1 &= \frac{P_{нб1}}{\frac{\partial F_1}{\partial Q_1}}; \\ dQ_2 &= \frac{1}{\frac{\partial F_2}{\partial Q_2}} \left[P_{нб2} - \frac{\partial F_2}{\partial Q_1} dQ_1 \right]; \\ dQ_3 &= \frac{1}{\frac{\partial F_3}{\partial Q_3}} \left[P_{нб3} - \frac{\partial F_3}{\partial Q_1} (dQ_1 + dQ_2) \right]; \\ &\dots \\ dQ_j &= \frac{1}{\frac{\partial F_j}{\partial Q_j}} \left[P_{нбj} - \frac{\partial F_j}{\partial Q_1} \sum_{k=1}^{j-1} dQ_k \right]; \\ &\dots \\ dQ_{(j-1)} &= \frac{1}{\frac{\partial F_{(j-1)}}{\partial Q_{(j-1)}}} \left[P_{нб(j-1)} - \frac{\partial F_{(j-1)}}{\partial Q_1} \sum_{k=1}^{j-2} dQ_k \right]; \\ dQ_j &= Q_{нб} - \sum_{k=1}^{j-1} dQ_k; \\ dP_{rj} &= - \left[P_{нбj} - \frac{\partial F_j}{\partial Q_j} dQ_j - \frac{\partial F_j}{\partial Q_1} \sum_{k=1}^{j-1} dQ_k \right]. \end{aligned} \right\} \quad (39)$$

По формулам (39) можно вычислить и соответствующие компоненты вектора $\frac{\partial X}{\partial P_{rj}}$, где $j=1, \dots, J-1$, если вместо значений функции небалансов $P_{нб k}$ использовать значения их частных производных $\frac{\partial P_{нб k}}{\partial P_{rj}}$. При этом $\frac{\partial P_{нб k}}{\partial P_{rj}} = 1$, если $j=k$ и $\frac{\partial P_{нб k}}{\partial P_{rj}} = 0$, если $j \neq k$, а также $\frac{\partial Q_{нб}}{\partial P_{rj}} = 0$.

Приложение 4. Пример расчета. Расчет проводился для схемы, представленной на рис. 1.

В качестве характеристик гидростанции использовались характеристики Новосибирской ГЭС. Водоохранилище осуществляет длительное регулирование, расход приточности воды к ГЭС принят для всего периода регулирования постоянным и равным 300 м³/сек. За весь период регулирования необходимо сработать объем водохранилища, равный 4.4 · 10⁹ м³, при этом глубина сработки водохранилища составит 5 м.

В качестве характеристик тепловой станции приняты общепринятая характеристика относительного прироста Новосибирской системы с установленной мощностью 400 Мвт [Л. 6].

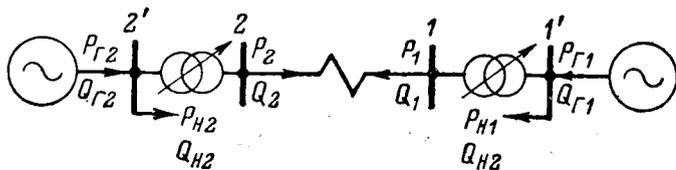


Рис. 1.

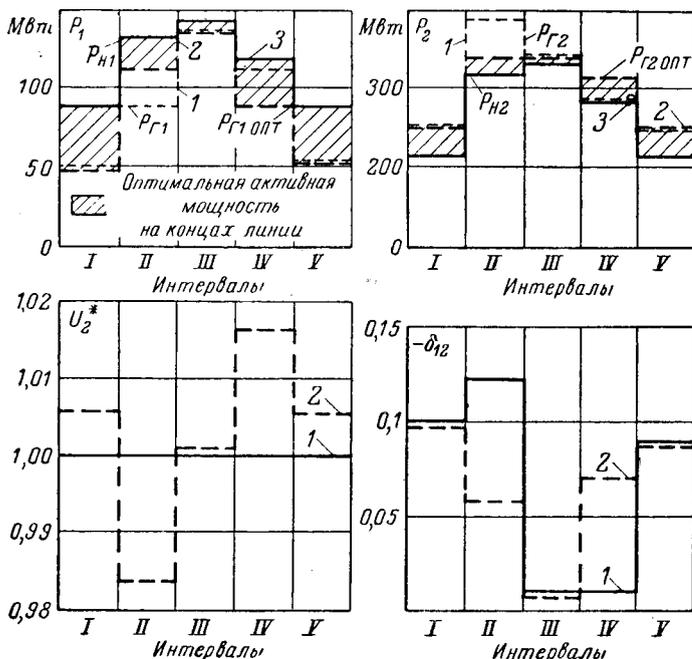


Рис. 2. Графики параметров.

1 — исходного режима; 2 — оптимального режима; 3 — активной мощности нагрузки.

Линия 220 кВ с длиной примерно 200 км запроектирована для передачи активной мощности, составляющей около 20% от максимальной суммарной активной мощности всей системы.

Регулирование напряжения в начале и в конце линии осуществляется регулирующими трансформаторами. Напряжения генераторов поддерживаются неизменными.

В узле 1 напряжение фиксировано. Все остальные параметры не фиксированы.

На рис. 2 показаны графики активной мощности нагрузок узлов 1' и 2', графики генерируемых активных мощностей, $P_{Г1}$ и $P_{Г2}$, напряжения узла 2 U_2 , относительного угла между векторами напряжений узлов 1 и 2 δ_{12} и перетоков активных мощностей обоих концов линии при исходном и оптимальном режимах.

Учитывая, что расчеты проводились с использованием клавишной счетной машины, для их упрощения весь цикл регулирования был разбит всего на пять интервалов времени, что, разумеется, слишком мало для достаточно точного расчета, однако достаточно для иллюстрации вычислительного процесса по предложенной методике.

Для оптимизации режима потребовалось пять шагов по градиентному методу: из них три первых в одном направле-

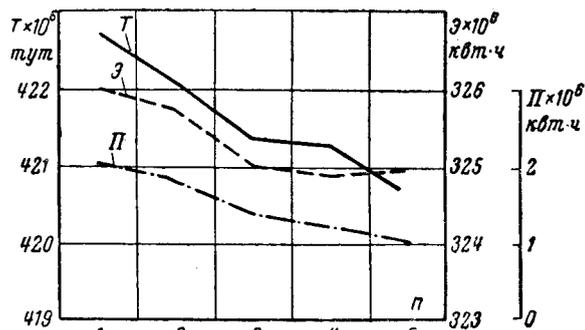


Рис. 3.

нии и два последних в другом направлении градиент-вектора. После пяти шагов модуль градиента $|\nabla T|$ стал меньше заданного малого числа ξ . Дальнейшие шаги уже практически не изменили расход топлива.

На рис. 3 показаны зависимости суммарного расхода T , выработки гидростанции \mathcal{E} и потерь электрической энергии в электропередаче π в зависимости от числа приближений n .

При корректировании режимов сходимость вычислительного процесса еще более быстрая, требуется всего несколько (обычно 1—2) приближений.

В данном примере получена экономия суммарного расхода 2,7%.

Литература

1. Крумм Л. А., Градиентный метод оптимизации режима объединенных энергосистем, «Электричество», 1963, № 5.
2. Крумм Л. А., Градиентный метод оптимизации режима объединенных энергосистем. Доклад в сборнике докладов Всесоюзной конференции по качеству напряжения и его регулированию в электрических сетях и системах, Энергетический институт им. Кржижановского, М., 1961.
3. Крумм Л. А. и Сыров Ю. П., Оптимизация по градиентному методу режимов объединенных энергосистем, имеющих в своем составе гидроэлектростанции. Доклад на конференции по опыту и перспективам применения математических методов и электронных вычислительных машин в планировании, Институт математики СО АН СССР, Новосибирск, 1962.
4. Крумм Л. А., Методы решения общих уравнений стационарного режима электрической системы с учетом статических характеристик нагрузок и генераторов при автоматическом регулировании частоты, напряжения и мощности, Труды Таллинского политехнического института, 1957, № 124.
5. Крумм Л. А., Усовершенствованный метод последовательных интервалов для определения изменения стационарного режима электрической системы при любых возмущениях симметричного характера с учетом статических характеристик нагрузок и генераторов и автоматизации регулирования частоты, напряжения и мощности, Труды Таллинского политехнического института, 1957, № 125.
6. Шевченко В. А. и Ратнер М. П., Обобщенные экономические характеристики энергосистем, Энергетический институт им. Кржижановского, Комиссия по передаче электроэнергии на дальние расстояния, Доклады на седьмой сессии (октябрь 1958).

[21.11.1962]



К вопросу об определении собственных и взаимных сопротивлений энергосистемы относительно базисного узла при изменении конфигурации сети

Инж. В. С. ХАЧАТРЯН

Ереван

Вопрос определения собственных и взаимных сопротивлений энергосистемы относительно базисного узла является важным при составлении формулы потерь. Исходным при определении указанных сопротивлений является составление неособой матрицы проводимостей, структура которой зависит от конфигурации сети.

При изменении конфигурации сети изменяются как матрица проводимостей, так и элементы матрицы искомого собственных и взаимных сопротивлений. Порядок неособой матрицы проводимостей на единицу меньше числа узлов рассматриваемой энергосистемы. С увеличением порядка матрицы (при увеличении числа узлов в энергосистеме) весьма резко увеличивается количество вычислительных работ, необходимых для определения элементов матрицы собственных и взаимных сопротивлений энергосистемы относительно базисного узла. Существует много методов [Л. 1—3], сокращающих объем вычислительных работ. В основе их лежит следующее: объединенная энергосистема разбивается на подсистемы, которые исследуются в отдельности с учетом перетоков между ними. Такой подход дает возможность при определении собственных и взаимных сопротивлений отдельных подсистем иметь дело с неособой матрицей проводимостей более низкого порядка, с чем и связано сокращение объема вычислительных операций. После установления расчетных значений так называемых сетевых коэффициентов (B_{mn}) для отдельных подсистем производится их объединение с целью получения сетевых коэффициентов объединенной энергосистемы [Л. 4].

В отличие от вышеуказанных работ, где объединение отдельных подсистем в одну проводится по сетевым коэффициентам, в [Л. 5] такое объединение производится относительно собственных и взаимных сопротивлений отдельных подсистем. Для определения собственных и взаимных сопротивлений отдельных подсистем выбираются индивидуальные базисные узлы. Следовательно, при объединении матрицы собственных и взаимных сопротивлений отдельных подсистем в одну матрицу для получения собственных и взаимных сопротивлений объединенной энергосистемы не получатся те элементы матрицы, которые получились бы относительно единственного базисного узла для объединенной энергосистемы в целом. Поэтому большое теоретическое и практическое значение имеет разработка такой методики, которая независимо от разделения объединенной энергосистемы на отдельные подсистемы (с целью сокращения вычислительных работ) обеспечивала бы неизменность значения элементов матрицы собственных и взаимных сопротивлений объединенной энергосистемы

относительно единственного базисного узла. В противном случае подсистемы можно исследовать в отдельности со строгим учетом перетока между ними по известным методам, изложенным в [Л. 6].

Одним из важных вопросов, касающихся этих проблем, является разработка методики определения собственных и взаимных сопротивлений энергосистемы, к сетям которой подключается группа ЛЭП или отдельные ЛЭП. При этом изменяются конфигурация пассивной сети и структура исходной неособой матрицы проводимостей. Поэтому определение собственных и взаимных сопротивлений при каждом изменении конфигурации сети существующими методами [Л. 7] связано с большим объемом вычислительных операций. В настоящей статье рассматривается методика, по которой достаточно знать значения элементов матрицы собственных и взаимных сопротивлений основной сети рассматриваемой энергосистемы.

Изменение конфигурации сети порождает некоторую добавочную матрицу, сложение которой с матрицей собственных и взаимных сопротивлений основной сети дает в результате матрицу искомого сопротивлений преобразованной сети. Вторая часть работы [Л. 5] также посвящена этому вопросу. Однако следует отметить, что наш подход к решению вопроса совершенно отличается от подхода в [Л. 5]. Поэтому добавочная матрица, полученная нами, и матрица, приведенная в [Л. 5], совершенно различны. Сравнение показывает, что вычисление элементов добавочной матрицы по формуле (14) значительно легче, чем по формуле, приведенной в [Л. 5].

Кроме того, формула (14) обеспечивает большую точность, чем соответствующая формула в [Л. 5].

Ниже изложено математическое обоснование рассматриваемого вопроса.

Для общности задачи принимается, что в состав схемы замещения рассматриваемой энергосистемы включаются l отдельных ЛЭП в произвольных узлах, в общем случае не совпадающих с узлами (станционными или нагрузочными) системы. Расчетная схема представлена на рис. 1.

Принята следующая система индексов:

$i, j=1, 2, 3, \dots, k$ — для узлов схемы замещения, в число которых входят как станционные, так и нагрузочные узлы;

$m, n=k+1, k+2, \dots, k+l$ — для узлов между схемой замещения и началами включаемых ЛЭП;

$p, q=k+l+1, k+l+2, \dots, k+2l$ — для узлов между схемой замещения и концами включаемых ЛЭП.

Предполагается, что до изменения конфигурации сети был выбран базисный узел из числа стан-

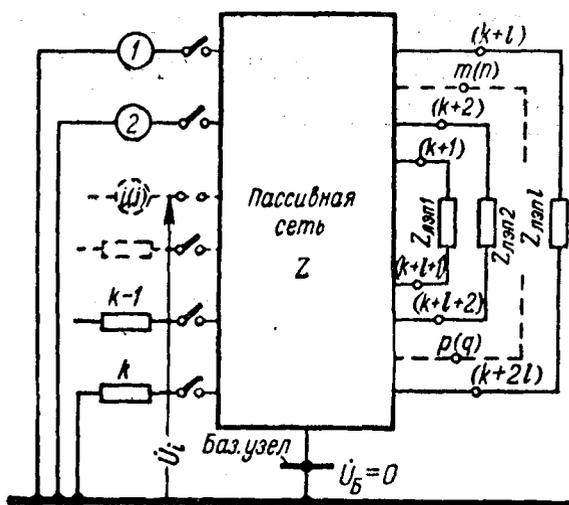


Рис. 1. Изображение энергосистемы в виде многополюсника, в пассивную сеть которой подключается группа ЛЭП.

ционных узлов и определены собственные и взаимные сопротивления. Так как значения данных сопротивлений инварианты к напряжению базисного узла, то принимается, что $\dot{U}_б = U_б = 0$.

До включения ЛЭП, т. е. до изменения конфигурации сети, энергосистема характеризуется следующим уравнением, записанным в матричной форме:

$$\dot{U} = ZI, \quad (1)$$

где \dot{U} — многомерный вектор комплексных узловых напряжений;

I — многомерный вектор комплексных токов в узлах;

Z — неособая (в данном случае известная) квадратичная симметричная матрица комплексных собственных и взаимных сопротивлений относительно базисного узла.

После изменения конфигурации сети энергосистема характеризуется новым уравнением с новой матрицей сопротивлений. Задача состоит в определении значений элементов матрицы собственных и взаимных сопротивлений преобразованной энергосистемы.

Это уравнение, составленное в соответствии с рис. 2 (левая сторона) и записанное в матричной форме (матрица постоянных представлена в виде отдельных клеток), имеет вид:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_i \\ \dot{U}_m \\ \dot{U}_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{ij} & Z_{in} & Z_{iq} \\ Z_{mj} & Z_{mn} & Z_{mq} \\ Z_{pj} & Z_{pn} & Z_{pq} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_j \\ I_n \\ I_q \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Неизвестные элементы матрицы сопротивлений в выражении (2) нетрудно определить одним из существующих методов.

При составлении уравнений отдельных подключаемых ЛЭП предполагается, что они имеют поперечные элементы (комплексные сопротивления типа $Z_0 = 0 + jX_c$), которые по сравнению с сопротивле-

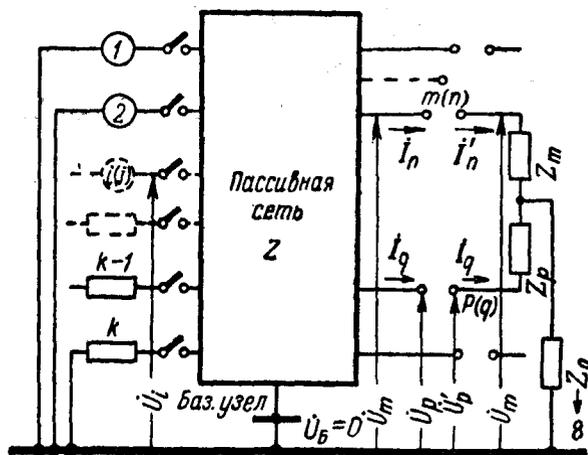


Рис. 2. Схема для составления уравнений энергосистемы и отдельных ЛЭП.

ниями самих ЛЭП и с сопротивлениями других ветвей основной сети весьма велики ($Z_0 \gg Z_m, Z_p$ и т. д.).

Тогда для ЛЭП в соответствии с рис. 2 (правая сторона) можно составить следующее уравнение:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}'_m \\ \dot{U}'_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z'_{mm} & Z'_{mq} \\ Z'_{pm} & Z'_{pp} \end{bmatrix}^* \times \begin{bmatrix} I'_n \\ I'_q \end{bmatrix}; \quad (3)$$

здесь

$$\left. \begin{aligned} Z'_{mm} &= Z_m + Z_0; \\ Z'_{pm} &= Z'_{mp} = Z_0; \\ Z'_{pp} &= Z_p + Z_0; \end{aligned} \right\} \text{ (где } l = 1, 2, \dots, L). \quad (4)$$

Пользуясь правилом умножения клеточных матриц, из выражения (2) получим:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_i &= Z_{ij}I_j + Z_{in}I_n + Z_{iq}I_q; \\ \begin{bmatrix} \dot{U}_m \\ \dot{U}_p \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} Z_{mj}I_j \\ Z_{pj}I_j \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z_{mn} & Z_{mq} \\ Z_{pn} & Z_{pq} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_n \\ I_q \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Последние два уравнения из системы уравнений (5) решаем совместно с уравнением (3), учитывая, что

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_m \\ \dot{U}_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{U}'_m \\ \dot{U}'_p \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} I_n \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -I_n \\ -I_q \end{bmatrix}, \quad (6)$$

тогда

$$\begin{bmatrix} -Z'_{mm} - Z_{mn} & -Z'_{mq} - Z_{mq} \\ -Z'_{pn} - Z_{pn} & -Z'_{pp} - Z_{pq} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_n \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{mj}I_j \\ Z_{pj}I_j \end{bmatrix}. \quad (7)$$

После обращения матрицы сопротивлений получим:

$$\begin{bmatrix} I_n \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{mn}^0 & Z_{mq}^0 \\ Z_{pn}^0 & Z_{pq}^0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} Z_{mj}I_j \\ Z_{pj}I_j \end{bmatrix}. \quad (8)$$

* Элементы данной клеточной матрицы являются диагональными подматрицами.

Откуда находим:

$$\dot{I}_n = (Z_{mn}^0 Z_{mj} + Z_{mq}^0 Z_{pj}) \dot{I}_j; \quad (9)$$

$$\dot{I}_q = (Z_{pn}^0 Z_{mj} + Z_{pq}^0 Z_{pj}) \dot{I}_j, \quad (10)$$

где

$$\left. \begin{aligned} Z_{mn}^0 &= [(-Z'_{mm} - Z_{mn}) - (-Z'_{mq} - Z_{mq}) \times \\ &\quad \times (-Z'_{pp} - Z_{pq})^{-1} (-Z'_{pn} - Z_{pn})]^{-1}; \\ Z_{pn}^0 &= -(-Z'_{pp} - Z_{pq})^{-1} (-Z'_{pn} - Z_{pn}) Z_{mn}^0; \\ Z_{mq}^0 &= -Z_{mn}^0 (-Z'_{mq} - Z_{mq}) (-Z'_{pp} - Z_{pq})^{-1}; \\ Z_{pq}^0 &= (-Z'_{pp} - Z_{pq})^{-1} - \\ &\quad - (-Z'_{pp} - Z_{pq})^{-1} (-Z'_{pn} - Z_{pn}) Z_{mq}^0. \end{aligned} \right\} (11)$$

Подставив значения \dot{I}_n из (9) и \dot{I}_q из (10) в первое уравнение системы (5), получим:

$$\dot{U}_i = Z'_{ij} \dot{I}_j, \quad (12)$$

где

$$\begin{aligned} Z'_{ij} &= Z_{ij} + Z_{in} (Z_{mn}^0 Z_{mj} + Z_{mq}^0 Z_{pj}) + \\ &\quad + Z_{iq} (Z_{pn}^0 Z_{mj} + Z_{pq}^0 Z_{pj}). \end{aligned} \quad (12a)$$

Уравнение (12) является уравнением энергосистемы в матричной форме с преобразованной сетью.

В состав искомой матрицы собственных и взаимных сопротивлений Z'_{ij} , как известно, входят также поперечные сопротивления Z_0 , которые в основном практически равны бесконечности.

Поэтому сопротивление Z'_{ij} для этого случая можно определить как

$$\begin{aligned} Z'_{ij} &= Z_{ij} + Z_{in} \lim_{Z_{0l} \rightarrow \infty} (Z_{mn}^0 Z_{mj} + Z_{mq}^0 Z_{pj}) + \\ &\quad + Z_{iq} \lim_{Z_{0l} \rightarrow \infty} (Z_{pn}^0 Z_{mj} + Z_{pq}^0 Z_{pj}). \end{aligned}$$

При раскрытии полученных неопределенностей (типа $\frac{\infty}{\infty}$) матрица собственных и взаимных сопротивлений преобразованной сети записывается:

$$Z'_{ij} = Z_{ij} + Z_{ij}^0. \quad (13)$$

Здесь Z_{ij} — известная матрица рассматриваемой сети; Z_{ij}^0 — добавочная матрица, возникающая из-за преобразования конфигурации сети и определяемая как

$$\begin{aligned} Z_{ij}^0 &= Z_{in} \lim_{Z_{0l} \rightarrow \infty} (Z_{mn}^0 Z_{mj} + Z_{mq}^0 Z_{pj}) + \\ &\quad + Z_{iq} \lim_{Z_{0l} \rightarrow \infty} (Z_{pn}^0 Z_{mj} + Z_{pq}^0 Z_{pj}). \end{aligned} \quad (14)$$

Таким образом, уравнение энергосистемы после преобразования сети (при $Z_{0l} \rightarrow \infty$) может быть представлено:

$$\begin{aligned} \dot{U}_i &= [Z_{ij} + Z_{in} \lim_{Z_{0l} \rightarrow \infty} (Z_{mn}^0 Z_{mj} + Z_{mq}^0 Z_{pj}) + \\ &\quad + Z_{iq} \lim_{Z_{0l} \rightarrow \infty} (Z_{pn}^0 Z_{mj} + Z_{pq}^0 Z_{pj})] \dot{I}_j. \end{aligned} \quad (15)$$

Как указывалось выше, уравнение (15) соответствует общему случаю, когда к основной сети энерго-

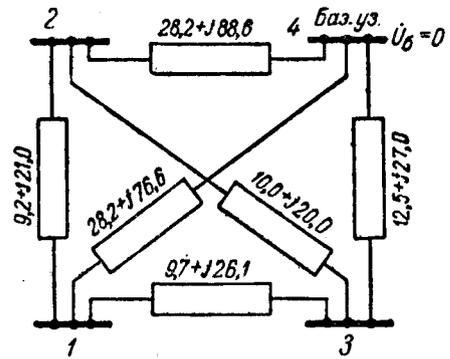


Рис. 3. Схема замещения рассматриваемой пассивной сети.

системы подключается произвольное количество ЛЭП между произвольными узлами.

Однако следует отметить, что на практике наиболее часто встречается случай, когда подключается одна линия. Для этого случая индексы m , n , p и q необходимо зафиксировать. Если предположить, что данная линия подключается между двумя произвольными узлами m' и p' , то уравнение (15) преобразуется в вид:

$$\begin{aligned} \dot{U}_i &= \\ &= \left[Z_{ij} + \frac{Z_{im'} (-Z_{mj} + Z_{pj}) + Z_{ip'} (-Z_{pj} + Z_{mj})}{Z_{m'} + Z_{p'} + Z_{m'm'} + Z_{p'p'} - Z_{p'm'} - Z_{m'p'}} \right] \dot{I}_j. \end{aligned} \quad (16)$$

Учитывая, что $Z_{ЛЭП} = Z_{m'} + Z_{p'}$ есть комплексное сопротивление включаемой ЛЭП и $Z_{p'm'} = Z_{m'p'}$, получим:

$$\dot{U}_i = \left[Z_{ij} + \frac{(Z_{im'} - Z_{ip'}) (-Z_{mj} + Z_{pj})}{Z_{ЛЭП} + Z_{m'm'} + Z_{p'p'} - 2Z_{m'p'}} \right] \dot{I}_j. \quad (17)$$

Когда линия подключается между двумя известными узлами рассматриваемой энергосистемы, то вопрос определения собственных и взаимных сопротивлений преобразованной сети становится еще проще. Для правильного раскрытия матричного уравнения (17) необходимо пронумеровать по порядку все узлы.

В заключение следует отметить, что конфигурация сети изменяется и из-за отключения ЛЭП: сделанные при этом нами выводы остаются те же, только элементы добавочной матрицы необходимо взять с отрицательным знаком.

Практическое применение метода. Для иллюстрации данного метода рассмотрим энергосистему, схема замещения которой представлена на рис. 3.

На схеме сопротивления ЛЭП приведены к 230 кВ базисного напряжения.

Элементы матрицы собственных и взаимных сопротивлений рассматриваемой схемы замещения следующие:

$$\begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 \\ 9,3370 + j24,4320 & 7,0896 + j19,7674 & 5,2989 + j12,4378 \\ 7,0896 + j19,7674 & 12,4351 + j32,9692 & 4,0698 + j10,1000 \\ 5,2989 + j12,4378 & 4,0698 + j10,1000 & 8,5171 + j19,6247 \end{bmatrix}. \quad (18)$$

После включения новой ЛЭП с сопротивлением $Z_{\text{ЛЭП}} = 10 + j20$ между узлами 2 и 3 элементы матрицы собственных и взаимных сопротивлений преобразованной схемы замещения получают следующие числовые значения:

$$\begin{bmatrix} 9,1690 + j23,3530 & 6,5527 + j16,5830 & 5,6948 + j13,7630 \\ 6,5527 + j16,5830 & 9,4610 + j23,0090 & 5,7169 + j14,2410 \\ 5,6948 + j13,7630 & 5,7169 + j14,2410 & 7,6510 + j17,8750 \end{bmatrix}. \quad (19)$$

Иллюстрация предлагаемого метода заключается в получении матрицы (19) непосредственно из известной матрицы (18). Для этого составляем добавочную матрицу, принимая $m' = 2$ и $p' = 3$.

$$Z_{ij}^0 = \begin{bmatrix} -\frac{(Z_{12} - Z_{13})^2}{\Delta} & \frac{(Z_{12} - Z_{13})(-Z_{22} + Z_{32})}{\Delta} & \frac{(Z_{12} - Z_{13})(-Z_{23} + Z_{33})}{\Delta} \\ \frac{(Z_{22} - Z_{23})(-Z_{21} + Z_{31})}{\Delta} & -\frac{(Z_{22} - Z_{23})^2}{\Delta} & \frac{(Z_{22} - Z_{23})(-Z_{23} + Z_{33})}{\Delta} \\ \frac{(Z_{32} - Z_{33})(-Z_{21} + Z_{31})}{\Delta} & \frac{(Z_{32} - Z_{33})(-Z_{22} + Z_{32})}{\Delta} & -\frac{(Z_{32} - Z_{33})^2}{\Delta} \end{bmatrix}, \quad (20)$$

где

$$\Delta = Z_{\text{ЛЭП}} + Z_{22} + Z_{33} - 2Z_{23}.$$

Нетрудно заметить, что элементы добавочной матрицы состоят из элементов известной матрицы (19).

После подбора элементов из матрицы (18) получаем следующие числовые значения элементов добавочной матрицы:

$$\begin{bmatrix} -(0,2055 + j1,0165) & -(1,0012 + j3,1982) & (0,5551 + j1,3383) \\ -(1,0012 + j3,1982) & -(4,3830 + j9,9318) & (2,0011 + j4,1112) \\ (0,5551 + j1,3383) & (2,0011 + j4,1112) & -(1,1230 + j1,6780) \end{bmatrix}. \quad (21)$$

Алгебраическая сумма элементов добавочной (21) и основной (18) матриц дает ту же матрицу искоемых собственных и взаимных сопротивлений преобразованной сети, которая приведена в (19).

Следует отметить, что расхождение в результатах можно объяснить возможным накоплением ошибок от округления при получении самих элементов матрицы.

Выводы. 1. Предлагаемая методика является прямым методом определения собственных и взаимных сопротивлений сетей при изменении ее конфигурации; она применима для сети любой сложности и конфигурации.

2. Метод позволяет определять указанные сопротивления как при включениях, так и при отключениях отдельных ЛЭП и групп ЛЭП.

3. Вычисление элементов так называемой добавочной матрицы сравнительно простое, что позво-

ляет получить заметную экономию в вычислительных операциях.

Литература

1. H. W. Hale, Power losses in interconnected transmission networks, AIEE Transactions vol. 71, pt III, 1952, pp. 993—998.
2. A. F. Glimn, L. K. Kirchmayer, G. W. Stagg, Analysis of losses in interconnected systems, AIEE Transactions, vol. 71, pt III, 1952, pp. 796—808.
3. A. F. Glimn, L. K. Kirchmayer, J. J. Skiles, Improved method of interconnecting transmissions loss formulas, AIEE Transactions, vol. 77, pt III, 1958, pp. 755—760.
4. G. Kron, Tensorial analysis of integrated transmission system, pt IV, The interconnected of transmission system, AIEE Transactions, vol. 72, pt III, 1953, pp. 827—839.
5. R. W. Ferguson, R. W. Long, L. J. Rindt, Digital calculation of network function used in loss formula studies, Commun. and Electron, 1958, № 39, pp. 647—652.
6. Зайцев Н. Г. и Ледвич М. А., О выборе наиболее экономичной величины межсистемного перетока мощности, «Электричество», 1962, № 4.
7. Хачатрян В. С., Методика расчета потерь и производных от потерь, Изв. АН Армянской ССР (серия ТН), 1962, № 1.

[2.1.1964]



Применение электронных вычислительных машин для расчета и исследования электрических машин и аппаратов

Кандидат техн. наук Ю. А. БАХВАЛОВ и кандидат техн. наук А. Г. НИКИТЕНКО

Новочеркасский политехнический институт

В данной статье приведен обзор работ по применению электронных вычислительных машин для исследования и проектирования электрических машин и аппаратов.

Оценивая целесообразность использования аналоговых вычислительных машин (АВМ) и цифровых вычислительных машин (ЦВМ) при расчете и исследовании электрических машин и аппаратов можно сделать вывод, что применение АВМ, как правило, особенно эффективно при исследовании процессов на стадии изучения явлений и уточнения их математического описания. Если расчет переходного процесса периодически необходимо повторять, то целесообразно проводить его на ЦВМ. Проектирование электрических машин и аппаратов, как правило, ведется на ЦВМ.

Математическое моделирование электромеханических переходных процессов в электрических машинах переменного тока. Дифференциальные уравнения, описывающие электромеханические процессы в машинах переменного тока, содержат переменные коэффициенты (взаимные индуктивности, а при магнитной асимметрии ротора, и индуктивности). Это обстоятельство требует при моделировании процессов на АВМ использовать блоки переменных коэффициентов, что уменьшает точность расчетов. Поэтому приходится использовать уравнения, преобразованные к системе общих для всех частей машины координат, вращающихся в пространстве.

В таких уравнениях в большинстве случаев отсутствуют переменные коэффициенты, уменьшается количество произведений переменных. В каждом конкретном случае можно выбрать такую систему координат, при которой получается наиболее простая блок-схема АВМ.

Асинхронные машины. Одна из первых отечественных работ по исследованию на АВМ электромеханических процессов в асинхронных машинах была посвящена анализу асинхронных расщепителей фаз с несимметричной трехфазной обмоткой статора [Л. 1]. Исключение переменных коэффициентов из уравнений при этом было достигнуто преобразованием их к двум взаимно перпендикулярным осям, неподвижным относительно статора.

В общем случае при односторонней несимметрии (несимметричен ротор либо статор) исключение переменных коэффициентов достигается преобразованием уравнений к системе координат, неподвижных относительно несимметричной части машины.

При исследовании пусковых режимов асинхронных машин токи и потокосцепления рассеяния определяются по разности больших, близких по значению величин. Здесь возможны большие погрешности. В [Л. 1] предложен способ замены переменных, который позволяет избежать таких по-

грешностей. По этому способу вводятся фиктивные токи, определяемые как разности и суммы реальных токов.

Исследование пусковых режимов симметричных машин на АВМ производилось рядом авторов [Л. 2 и 3]. Наиболее простая блок-схема при этом получается в случае, если уравнения преобразованы к синхронно вращающимся осям.

Синхронные машины. При исследовании синхронных машин с односторонней несимметрией (несимметричен только ротор) исключение переменных коэффициентов достигается преобразованием уравнений к осям d и q , связанным с ротором (уравнения Парка — Горева).

Эти уравнения использовались при исследовании на АВМ самосинхронизации и динамической устойчивости синхронных машин [Л. 4—8].

Изучение процессов в сложных системах, состоящих из нескольких синхронных машин с регуляторами возбуждения, встречает трудности, связанные с потребностью большого количества решающих элементов и сложностью настройки блок-схемы.

Эти трудности могут быть преодолены двумя путями. Один путь — выяснение возможности упрощения системы уравнений, описывающих процессы в синхронной машине, в некоторых режимах [Л. 5]. Другой путь — применение схем замещения синхронной машины по осям d и q , позволяющих сократить число решающих элементов [Л. 9—11].

Проведенные исследования [Л. 10] показали, что в ряде случаев необходимо учитывать несколько

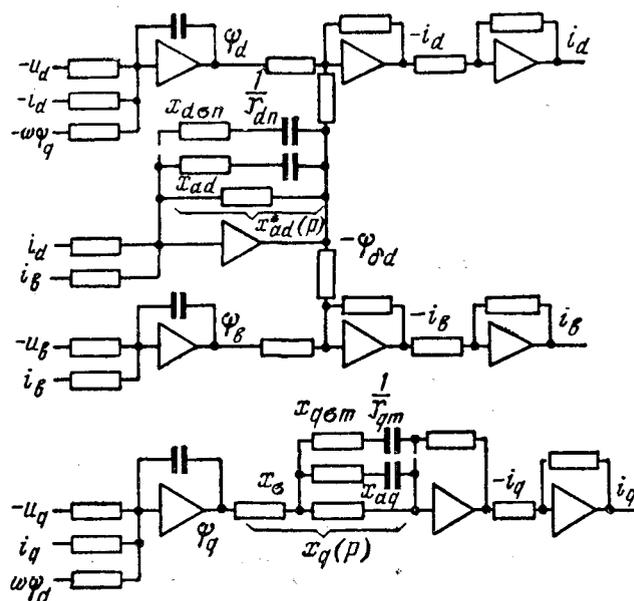


Рис. 1. Блок-схема для исследования электромеханических процессов синхронной машины, построенная на основе экспериментальных переходных функций по осям d и q .

демпферных контуров по осям d и q , в том числе контуры, обусловленные вихревыми токами в массивных частях ротора. Если экспериментально определить переходные проводимости по осям d и q по кривым затухания тока в обмотке статора неподвижной машины, то, используя методы синтеза электрических цепей, можно по переходным проводимостям найти параметры эквивалентных схем, реализующих выражения $x_d(p)$ и $x_q(p)$ [Л. 10].

Построение модели синхронной машины в этом случае производится следующим образом. Из общей системы уравнений исключаются токи демпферных контуров ротора. Тогда система уравнений синхронной машины принимает вид:

$$\left. \begin{aligned} u_d &= i_d r + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega \Psi_q; \\ u_q &= i_q r + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega \Psi_d; \\ u_B &= i_B r + \frac{d\Psi_B}{dt}; \\ \Psi_d &= I_d(p) x_\sigma + \Psi_{\delta d}(p); \\ \Psi_B &= I_B(p) x_{\text{вс}} + \Psi_{\delta d}(p); \\ \Psi_{\delta d}(p) &= [I_d(p) + I_B(p)] x^*_{ad}(p); \\ \Psi_q(p) &= I_q(p) x_q(p), \end{aligned} \right\} (1)$$

где $x^*_{ad}(p)$ — индуктивное операторное сопротивление взаимной индукции по оси машины при разомкнутой обмотке возбуждения (остальные обозначения общепринятые).

Для полного описания электромеханического процесса в системе (1) недостает уравнения движения. Блок-схема для решения системы (1) представлена на рис. 1. Эквивалентные схемы для $x_d(p)$ и $x_q(p)$ можно построить по экспериментальным частотным характеристикам, снятым на неподвижной машине по осям d и q .

Использование экспериментальных переходных и частотных характеристик повышает точность воспроизведения реальных процессов в АВМ (рис. 2) [Л. 10].

Наиболее сложным случаем является двусторонняя несимметрия машины — несимметричны статор и ротор. Такой случай имеет место при исследовании несимметричных режимов синхронных машин. При этом преобразования не исключают в уравнениях переменных коэффициентов, однако упрощают блок-схемы. В [Л. 6] установлено, что расчет несимметричных режимов синхронных машин можно производить на ЦВМ с приемлемой точностью по непретворенным уравнениям.

Учет насыщения магнитной системы. Некоторые авторы используют параметры машин для ненасыщенного режима, а учет насыщения осуществляют введением в уравнения нелинейной зависимости э. д. с. от суммарных ампер-витков [Л. 7]. В блок-схемах АВМ, построенных на основе схем замещения, можно непосредственно учесть зависимость параметров от величины потоков [Л. 10].

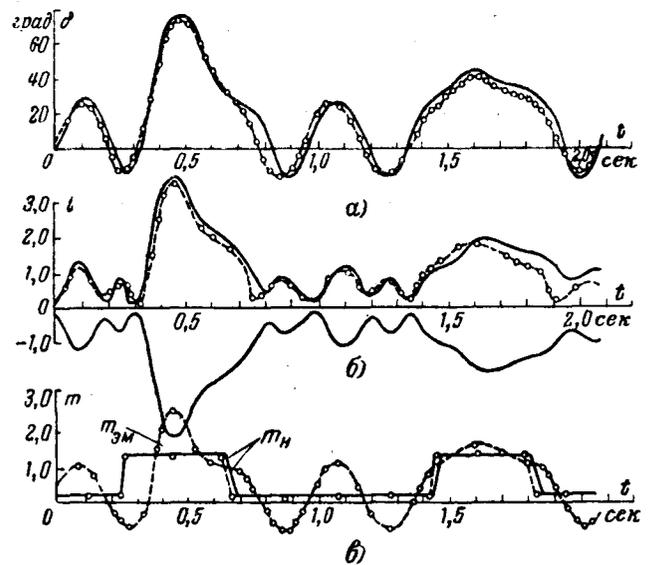


Рис. 2. Осциллограммы переходного процесса синхронного двигателя при ударной нагрузке на валу. Сплошная линия — опыт; пунктир — расчет на АВМ.

Электромеханические процессы в машинах постоянного тока. Указанные процессы достаточно точно описываются дифференциальными уравнениями с постоянными коэффициентами.

В [Л. 12] описана методика расчета на АВМ электромеханических процессов. Построение блок-схемы при постоянной скорости вращения генератора производится на основе уравнений:

$$u_B = i_B r_B + \frac{d\Phi_B}{dt};$$

$$\Phi_B = K_B i_B S;$$

$$\Phi_B = \sigma \Phi_0 = c' e E_0;$$

где σ — коэффициент рассеяния, не зависящий от насыщения;

S — функция насыщения (определяется по характеристике холостого хода; для ненасыщенной части $S=1$);

u_B, i_B, r_B и Φ_B — напряжение, ток, сопротивление и поток обмотки возбуждения;

E_0 — э. д. с. якоря.

Преобразуем уравнение (1) к виду:

$$\left. \begin{aligned} \alpha_B u_B &= ES^{-1} + T_B \frac{dE_0}{dt} \end{aligned} \right\} (2)$$

или

$$E_0 = \frac{\alpha_B u_B - E_0 S^{-1}}{p T_B}.$$

При расчете процессов в случае питания двигателя от генератора (или сети) добавляется уравнение (индуктивностью якоря пренебрегаем)

$$\left. \begin{aligned} E_T &= E_{\text{дв}} + I r_\Sigma \\ u_c &= E_{\text{дв}} + I r_\Sigma. \end{aligned} \right\} (3)$$

При переменной скорости вращения генератора необходим учет его уравнения движения

$$c'_M I E_0 - M_{\text{нагр}} = \frac{GD^2}{375} \frac{dn}{dt}. (4)$$

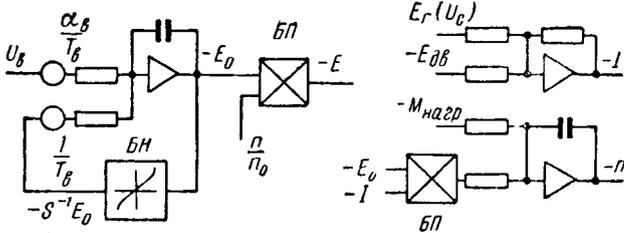


Рис. 3. Блок-схема для расчета электромеханических процессов в машине постоянного тока.

Блок-схема для решения уравнений (2)–(4) представлена на рис. 3, где обозначено: *БН* — блок нелинейности, на котором набирается кривая $S^{-1} = f(E_0)$; *БП* — блок произведения для реализации зависимости э. д. с. от скорости.

Исследование процессов в электромашинных системах на АВМ позволяет сравнительно просто определять параметры обмоток машин постоянного тока, при которых переходные процессы будут иметь желаемый характер [Л. 14], а электропривод обеспечивает максимальную производительность [Л. 15], и рассчитать также токи и напряжения в аварийных режимах [Л. 16 и 17].

Исследование тепловых процессов в электрических машинах. В [Л. 13] предложена методика исследования тепловых процессов на АВМ, основанная на том, что электрическая машина рассматривается как совокупность многих элементов (тел), имеющих одинаковую температуру во всех точках. Элементы связаны между собой и окружающей средой тепловыми проводимостями. Воздушный поток машины также разбивается на элементы. Тепловые процессы в такой системе связанных тел описываются обыкновенными дифференциальными уравнениями:

$$c_i \frac{d\theta_i}{dt} = W_i + \sum_{k=1}^n g_{ki} (\theta_k - \theta_i), \quad (5)$$

причем для элементов воздуха приближенно можно принять:

$$c_j \theta_j + \sum_{i=1}^m g_{ji} (\theta_i - \theta_j) = c_j \theta_{j+1}, \quad (6)$$

- где c_i, c_j — теплоемкости элементов i и j ;
- W_i — потери, выделяемые в элементе i ;
- θ_i — температура элемента i ;
- θ_k — температура элемента k ;
- g_{ki} — тепловая проводимость между элементами k и i ;
- θ_j — температура на входе элемента воздуха j ;
- θ_{j+1} — температура на выходе элемента воздуха j .

В уравнениях (5) и (6) тепловые параметры и потери считаются известными. Искомыми переменными являются температуры элементов. Уравнение (5), описывающее тепловые процессы в одном из элементов, решается с помощью интегратора с отрицательной обратной связью, на вход которого «поступают» потери и температуры, являющиеся

решением уравнений других элементов. Уравнение (6) решается с помощью сумматора. В [Л. 13] предлагается методика учета технологии изготовления при проектировании электрических машин с помощью модели теплового процесса. Для этого на АВМ проводится серия экспериментов по определению установившихся значений температур при различных значениях некоторых параметров (например, удельной теплопроводности изоляции). Результаты, полученные на АВМ и при обработке статистических данных испытания изготовленных электромашин, используются для определения количества машин проектируемой однотипной серии, которые могут иметь повышенную температуру перегрева.

При переменной нагрузке в некоторых случаях тепловые процессы необходимо исследовать совместно с электромеханическими. Такое исследование позволяет установить влияние на нагрев некоторых параметров машин, характера нагрузки и регулирования возбуждения. При этом повышение точности тепловых расчетов и их упрощение достигается построением блок-схемы АВМ на основе экспериментальных кривых нагрева, снятых при постоянной нагрузке [Л. 11].

Исследование коммутации машин постоянного тока. Процесс коммутации состоит из нескольких этапов, причем на каждом этапе явление описывается определенной системой дифференциальных уравнений. В [Л. 18] предложена методика исследования коммутации на АВМ. Рассмотрим в качестве примера составление по предложенной методике блок-схемы для исследования коммутации двух секций (рис. 4), где обозначено: $\Delta u_1, \Delta u_2, \Delta u_3$ — падения напряжений в щеточных контактах, являющиеся функциями плотностей тока ($j = \frac{i}{s}$); $e_1(t), e_2(t)$ — э. д. с., наводимые магнитными полями статора в зоне коммутации.

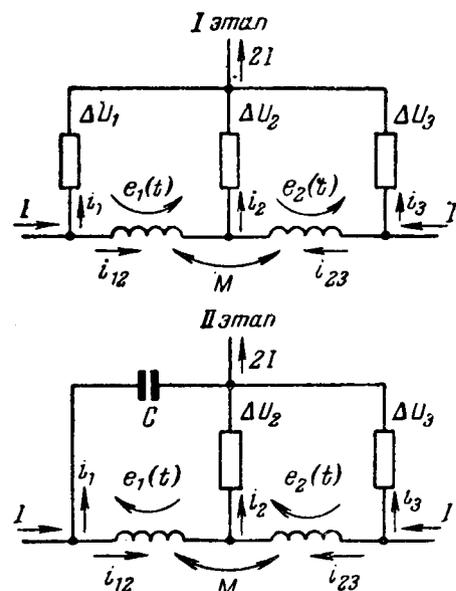


Рис. 4. Эквивалентные схемы коммутируемых секций.

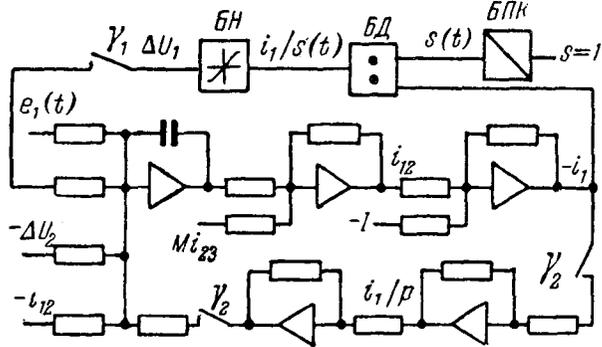


Рис. 5. Блок-схема для исследования переходного процесса в двух связанных коммутируемых секциях.

Электромагнитный процесс в левом контуре на первом этапе коммутации ($t_0 < t < t_1$) описывается уравнением

$$e_1(t) + \Delta u_1 - \Delta u_2 = r_c i_{12} + L p i_{12} + M p i_{23}, \quad (7)$$

на втором этапе ($t_1 < t < t_2$)

$$e_1(t) - \Delta u_2 = r_c i_{12} + L p i_{12} + M p i_{23} - \frac{1}{pC} (I - i_{12}). \quad (8)$$

Уравнения (1) и (2) могут быть объединены в одно общее:

$$e_1(t) + \Delta u_1 \gamma_1 - \Delta u_2 = r_c i_{12} + L p i_{12} + M p i_{23} - \frac{1}{pC} (I - i_{12}) \gamma_2, \quad (9)$$

где

$$\begin{aligned} \gamma_1 &= 1, \quad \gamma_2 = 0 & \text{при } t_0 < t < t_1; \\ \gamma_1 &= 0, \quad \gamma_2 = 1 & \text{при } t_1 < t < t_2. \end{aligned}$$

Коэффициенты γ_1 и γ_2 являются разрывными функциями времени и реализуются в блок-схеме с помощью переключающего реле времени (блока сигнатур). Блок-схема для решения уравнения (9) представлена на рис. 5. На первом этапе решается уравнение (7). В момент $t = t_1$ контакты γ_1 размыкаются, а контакты γ_2 замыкаются. Этим обеспечивается на втором этапе решение уравнения (8).

На блоке переменных коэффициентов БПК набрана функция, учитывающая изменение площади коллекторной пластины под щеткой. Аналогичная блок-схема составляется для процессов в правом контуре.

В общем случае могут коммутировать несколько секций в пазу. При этом исследование явления можно проводить с помощью блок-схемы для небольшого числа секций путем использования выходящих из работы схем для решения других уравнений.

Применение АВМ позволяет исследовать коммутацию с учетом нелинейных зависимостей $\Delta u = f(i/s)$ и ряда других факторов, определить характер токов в секциях, подобрать оптимальную форму поля в зоне коммутации и т. д.

Исследование перенапряжений в трансформаторах. В [Л. 19] изложен метод расчета на АВМ переходного процесса в обмотке высокого напряжения

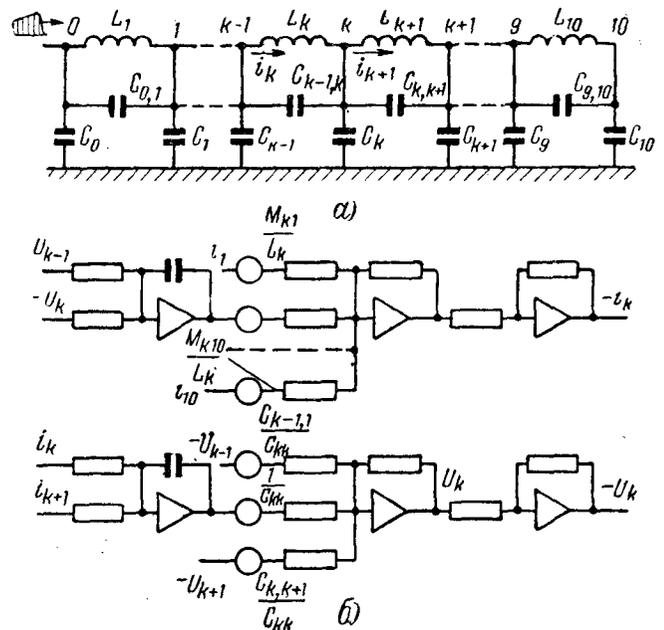


Рис. 6.

а — эквивалентная схема обмотки высокого напряжения трансформатора при импульсных процессах; б — блок-схема для расчета перенапряжений в обмотке высокого напряжения.

трансформатора при падении на ее вход импульса с крутым фронтом. Обмотка разделялась на 10 элементов и вычислялись сосредоточенные параметры L , M и C каждого элемента (рис. 6,а). Переходный процесс в обмотках описывается системой обыкновенных дифференциальных уравнений вида:

$$\begin{aligned} i_k - i_{k+1} &= p(-C_{k,k-1}u_{k-1} + C_{k,k}u_k - C_{k,k+1}u_{k+1}); \\ u_{k-1} - u_k &= p(M_{k,1}i_1 + \dots + M_{k,k-1}i_{k-1} + \\ &+ L_k i_k + \dots + M_{k,10}i_{10}); \\ k &= 1, 2, \dots, 10, \end{aligned}$$

где

$$C_{k,k} = C_{k,k-1} + C_k + C_{k,k+1},$$

i_k — токи в катушках;
 u_k — потенциалы узлов схемы;
 u_0 — напряжение на входе обмотки.

Уравнения решались на АВМ (рис. 6,б) для случая изолированной и заземленной нейтрали. Входные импульсы типа полная и срезанная волна были получены как решения соответствующих дифференциальных уравнений. Сравнение расчета с измерениями на реальном трансформаторе показало хорошее совпадение формы и максимальных значений волн перенапряжений.

Применение АВМ позволяет более обоснованно выбирать изоляцию обмоток трансформаторов.

Проектирование электрических машин. Весьма важным и перспективным является применение электронных вычислительных машин (как правило ЦВМ) для проектирования электрических машин. Проектные задачи могут быть в основном двух видов: а) задачи по анализу спроектированных электрических машин, т. е. поверочный расчет;

б) задачи по выбору оптимального варианта конструкции.

Использование ЦВМ для решения первой задачи имеет целью: а) ускорить и удешевить расчетные работы; б) уточнить существующие методики расчета, учесть ряд факторов, которыми пренебрегают при «ручных» расчетах [Л. 20]. Уточнение методики поверочных расчетов является актуальной задачей, так как существующие методики в ряде случаев дают весьма большие погрешности (например, по моменту до 60%). Важным направлением совершенствования методов поверочного расчета является сравнение расчетных данных со статистически обработанными экспериментальными данными большого количества двигателей различных габаритов и полюсности [Л. 21].

В настоящее время на ЦВМ решены задачи по выбору оптимального варианта конструкции электрических машин [Л. 22]. Большую роль оптимизационные расчеты играют при проектировании серий машин. В этом случае ставится задача проектирования оптимальной серии, тогда как отдельные машины могут быть неоптимальными. При оптимизационных расчетах ЦВМ должны выполнять не только поверочные расчеты, но и осуществлять выбор лучшего варианта. При этом уменьшается объем входных и выходных данных. Выбор лучшего варианта ЦВМ производит на основе критериев (такими критериями могут быть сумма затрат на двигатель и его стоимость). При этом должны быть учтены определенные ограничения (на кратность пускового момента, температуру обмоток, коэффициент мощности и др.).

Расчеты оптимальных параметров электрических машин относятся к задачам нелинейного программирования. Решение таких задач на ЦВМ производится методом поиска путем постепенного изменения переменных с некоторым шагом [Л. 22].

Интерес представляет также работа по выбору оптимальной пазовой геометрии крупных синхронных машин [Л. 20]. Авторы этой работы получили на ЦВМ общие закономерности, связывающие пазовую геометрию машин серии с ее технико-экономическими показателями. Результаты работы позволяют сделать важные практические выводы о возможности унификации пазовой геометрии.

Расчет процесса включения электромагнитных контактных аппаратов. Включение электромагнитного аппарата сопровождается ударами в контактной и магнитной системах. Поэтому характер протекания динамических процессов при включении существенно влияет на срок службы аппаратов.

Процесс включения аппарата в общем случае описывается системой нелинейных дифференциальных уравнений:

а) уравнение электрической цепи обмотки приводного электромагнита

$$u = ir + \frac{d\Psi}{dt}, \quad (10)$$

где

$$\Psi = f(i, x); \quad (11)$$

б) уравнение движения механической системы аппарата

$$F_{эл} = M \frac{d^2x}{dt^2} + F_{пр}(x) + F_{пр} \left(\frac{dx}{dt} \right); \quad (12)$$

в) уравнение тягового усилия приводного электромагнита

$$F_{эл} = f(i, x); \quad (13)$$

г) уравнение, описывающее поведение подвижного контакта в процессе его вибрации,

$$x_k = f(M_k, c_k, V_{кy}, x_{пр.к}, \epsilon, t), \quad (14)$$

где $F_{эл}$ — тяговое усилие электромагнита; $F_{пр}(x), F_{пр} \left(\frac{dx}{dt} \right)$ — противодействующее усилие, зависящее соответственно от положения подвижной системы x и скорости ее движения $\frac{dx}{dt}$;

M и M_k — масса подвижных частей электромагнита и подвижного контакта;

$x_k, x_{пр.к}, c_k$ — соответственно перемещение подвижного контакта в процессе вибрации, предварительное сжатие и жесткость контактной пружины;

ϵ — коэффициент восстановления контактного материала;

$V_{кy}$ — скорость подвижного контакта в момент удара.

При расчете процесса включения эти уравнения решаются на АВМ. Сначала рассчитывается динамика включения приводного электромагнита, магнитная система которого не насыщена [Л. 23]. В этом случае уравнения (10) и (13) принимают вид:

$$u = ir + \frac{d(Li)}{dt}; \quad (10a)$$

$$F_{эл} = \frac{i^2}{2} \frac{dL}{dx}. \quad (13a)$$

Расчет осуществляется с помощью универсальной блок-схемы (рис. 7), пригодной в случае питания обмотки электромагнита постоянным, переменным и выпрямленным напряжением. В схеме интеграторы 1, 2 и инвертор 3 предназначены для воспроиз-

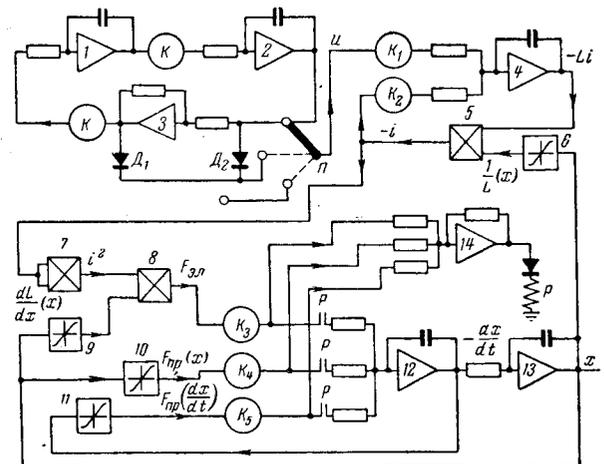


Рис. 7. Блок-схема аналоговой машины для расчета динамики включения электромагнита.

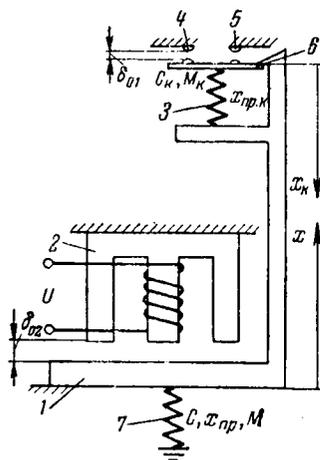


Рис. 8. Принципиальная схема устройства аппарата с прямоходовой подвижной системой.

1 — подвижная система; 2 — магнитная система с обмоткой; 3 — контактная пружина; 4 — подвижный контакт; 5 — неподвижный контакт; 6 — упор; 7 — отключающая пружина.

ведения синусоидального напряжения. При помощи диодов D_1 и D_2 на выходе схемы можно получить выпрямленное пульсирующее напряжение.

Методика учета насыщения магнитной системы с помощью нелинейных блоков путем использования кусочно-линейной аппроксимации зависимостей потокосцепления от тока для различных значений воздушного зазора изложена в [Л. 23]. Чувствительные реле, включенные в блок-схему АВМ, реагируют на величину тока и в соответствии с ним подключают нелинейные блоки, воспроизводящие зависимости индуктивности обмотки от положения якоря. Таким образом, реализуется зависимость потокосцепления от двух переменных: тока в обмотке и положения якоря.

Удар в контактной системе при включении аппарата приводит к появлению вибраций и повышенному износу контактов. Вибрации контактов исследованы на АВМ для электрических аппаратов, имеющих прямоходовые и различные поворотные кинематические схемы [Л. 24].

На рис. 8 приведена принципиальная схема прямоходового аппарата переменного тока, вибрации контактов которого рассчитываются с помощью

блок-схемы АВМ рис. 9. Интеграторы 14, 16 и инверторы 7, 17 и 18 решают уравнение вибрирующего контакта, которое для указанного на рис. 8 аппарата имеет вид:

$$M_k \left(\frac{d^2 x_k}{dt^2} - \frac{d^2 x}{dt^2} \right) = -c_k (x_{пр.к} + x_k) + M_k g.$$

Остальная часть схемы решает уравнения динамики подвижной системы аппарата.

Группой японских исследователей разработана методика исследования механических вибраций контактов малогабаритных реле связи с помощью АВМ [Л. 25].

Контактная система реле идеализированно представляется в виде колебательной системы с одной степенью свободы и демпфированием, пропорциональным скорости. Эта система сталкивается с недеформируемым телом.

Дифференциальные уравнения колебательной системы решаются на АВМ. Недостатком методики является рассмотрение механических вибраций контактов в отрыве от процессов, происходящих в электромагнитном приводе реле.

Проектирование электромагнитных механизмов. В настоящее время ведутся работы по созданию методов проектного и поверочного расчета электромагнитов с помощью ЦВМ.

Для расчетов броневых электромагнитов и электромагнитов с П- и Ш-образным ярмом и плоским якорем выведены формулы, устанавливающие связь между тяговым усилием и конструктивными параметрами [Л. 26]. Методика вывода этих формул достаточно универсальна и может быть использована для других типов электромагнитов. Расчет с помощью указанных формул целесообразно осуществлять на ЦВМ. В [Л. 25] изложена идея проектного расчета электромагнита. Допустим, что требуется спроектировать электромагнит, обеспечивающий тяговые силы F_1 и F_2 при зазорах δ_1 и δ_2 . При зазоре δ_1 имеют место минимальные потокосцепление ψ и объем V . Для отыскания размеров конструкции x_1, x_2, \dots, x_n составляется вспомогательная функция

$$\varphi = [F(\delta_1, x_1, x_2, \dots, x_n) - F_1]^2 - [F(\delta_2, x_1, x_2, \dots, x_n) - F_2]^2 + \psi(\delta_1, x_1, x_2, \dots, x_n) + V(x_1, x_2, \dots, x_n).$$

Эта функция будет иметь минимум, когда выполняются все поставленные условия. Минимизация функции φ осуществляется на ЦВМ методом наискорейшего спуска. Контроль полученных результатов ведется также на ЦВМ методом перебора, для чего исходные уравнения линейризуются относительно малых приращений по методу Ньютона.

Предлагаемая методика позволяет спроектировать электромагнитный механизм, имеющий оптимальные соотношения параметров конструкции в соответствии с поставленными техническими условиями.

Математическое моделирование ферромагнитных гистерезисных характеристик и цепей с выпрямительными элементами. Для исследования различных

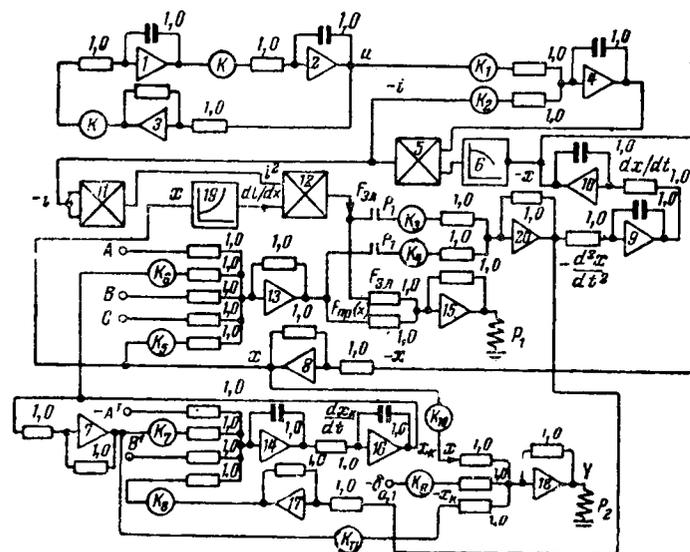


Рис. 9. Блок-схема аналоговой машины для расчета процесса включения электрического аппарата переменного тока.

схем релейной защиты применяются АВМ [Л. 28]. Интерес представляет новый метод воспроизведения ферромагнитных гистерезисных характеристик с помощью сегнетоэлектрических конденсаторов [Л. 29], отличающийся от известных значительной простотой. Сущность этого метода состоит в следующем: введенный в схему АВМ нелинейный конденсатор (вариконд) позволяет физически воспроизвести процесс диэлектрического гистерезиса. Полученная гистерезисная характеристика с помощью диодного функционального преобразователя изменяется так, чтобы обеспечить достаточно точное воспроизведение параметров предельного гистерезисного цикла исследуемого ферромагнитного элемента. Процесс деполяризации в вариконде обуславливает приближенное воспроизведение всевозможных частных циклов. На рис. 10 приведены схемы для реализации зависимостей $B=f(H)$ (а) и $H=f(B)$ (б).

В схеме (рис. 10,а) на первом звене зависимость $u_2=f(u_1)$ выражает гистерезисную характеристику вариконда. Включение линейной емкости $C_{1л}$ изменяет ширину петли так, чтобы обеспечить воспроизведение коэрцитивной силы H_c заданной характеристики. На блоке нелинейности набирается кривая, построенная по заданной основной кривой намагничивания и основной кривой поляризации, снимаемой экспериментально на звене 1.

Крутизна кривой, набираемой на блоке нелинейности, на первом участке подбирается так, чтобы получить заданную остаточную индукцию B_r . При соответствующем выборе параметров схемы зависимость $u_3=f(u_2)$ получается весьма близкой к средней кривой намагничивания. Таким образом, результирующая зависимость $u_3=f(u_1)$ воспроизводит гистерезисную характеристику по параметрам H_c , B_r и основной кривой намагничивания. Схема 10,б для получения зависимости $H=f(B)$ работает аналогично.

Для моделирования применяются вариконды типа ВК1-Б, серийно выпускаемые промышленностью.

В [Л. 30] разработаны схемы для воспроизведения гистерезисных магнитных характеристик на АВМ. Гистерезисные циклы предлагается приближенно моделировать с помощью схемы люфта и нелинейного функционального преобразователя. Схема нелинейного диодного блока с конденсаторами позволяет более точно произвести процесс перемагничивания. Особенно полное соответствие реальному процессу можно получить на АВМ с введением в схему специального устройства в виде трансформатора или дросселя, сердечник которого имеет характеристику, подобную характеристике моделируемого магнитопровода.

Для учета вихревых токов требуется применение усилителей с широкой полосой пропускания частот.

Перечисленные схемы использованы при моделировании магнитных усилителей.

Методика исследования переходных процессов в трансформаторах тока с помощью АВМ изложена в [Л. 31]. Автор учитывает влияние гистерезиса и вихревых токов на характер переходных процессов. Основная ветвь намагничивания реализуется

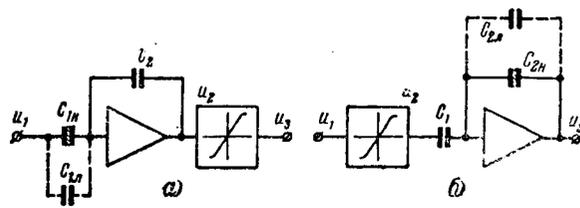


Рис. 10. Схемы для воспроизведения зависимостей $B=f(H)$ (а) и $H=f(B)$ (б).

с помощью решающего усилителя, имеющего ячейки диодного ограничения в обратной связи. Сдвиг по фазе между током намагничивания и потоком создается с помощью конденсатора, включаемого в обратную связь этого усилителя. Величина этого сдвига определяется потерями в стали. Остаточная индукция в сердечнике учитывается искусственным смещением начальной кривой намагничивания путем подачи на дополнительный вход блока нелинейности напряжения постоянного тока соответствующего знака.

В [Л. 32] описан инженерный метод расчета на АВМ статических и динамических характеристик различных схем дросселей насыщения. АВМ позволяют исследовать установившиеся и переходные процессы. Учет потерь в стали предлагается производить либо моделированием динамической петли намагничивания сердечника, либо приближенно через контуры, параметры которых выбираются расчетным путем. Моделирование динамической петли осуществляется на схеме с использованием принципов, изложенных в [Л. 30], с некоторыми изменениями.

Моделирование выпрямительного однофазного моста производится при помощи двух операционных усилителей, имеющих в обратной связи полупроводниковые вентили.

Литература

1. Ситник Н. Х., Математическое моделирование несимметричных асинхронных машин, Известия высших учебных заведений (Электромеханика), 1958, № 1 и 8.
2. Kovacs K. P., Untersuchung der transienten Vorgänge von Asynchronmotoren mit Hilfe von Analogrechnern, Acta techn. Acad. Scient. hung. 1962, 32, 1—2.
3. Зенкин Н. И. и Кирпичников В. М., Применение вычислительных машин для исследования электромеханических переходных процессов в асинхронных электроприводах, Известия высших учебных заведений (Горный журнал), 1961, № 10, 11, 1962, № 4, 1963, № 3.
4. Мамиконянц Л. Г. и Портной М. Г., Исследование процесса синхронизации гидрогенераторов, «Электричество», 1959, № 3.
5. Каган Б. М. и Урман Е. Л., Выбор дифференциальных уравнений переходных процессов синхронного генератора при исследовании динамической устойчивости на вычислительных машинах, «Электричество», 1960, № 4.
6. Каган Б. М. и Урман Е. Л., Расчет на цифровых вычислительных машинах переходных процессов в синхронных машинах по дифференциальным уравнениям с периодическими коэффициентами, «Электричество», 1961, № 4.
7. Груздев И. А. и Левинштейн М. Л., Применение математических машин непрерывного действия для исследования переходных процессов в электрических системах, «Электричество», 1960, № 3.
8. Тарасов В. С., Важнов А. И., Ракитский Ю. В., Попов В. В. и Семенова Л. Н., Методика исследования динамической устойчивости на математических машинах непрерывного действия, «Электричество», 1960, № 4.

9. Соколов Н. И., Гуревич Ю. Е. и Хвоцинская Э. Г., Моделирование систем со многими генераторами на математической машине непрерывного действия, «Электричество», 1961, № 5.

10. Бахвалов Ю. А., Математическое моделирование переходных процессов синхронной машины на основе экспериментальных динамических характеристик, Известия высших учебных заведений (Электромеханика), 1962, № 2.

11. Бахвалов Ю. А., Применение аналоговых вычислительных машин для определения нагрева синхронных двигателей при переменной нагрузке, Известия высших учебных заведений (Электромеханика), 1963, № 1.

12. Боляев И. П., Математическое моделирование электромашинных схем постоянного тока, Известия высших учебных заведений (Электромеханика), 1958, № 1.

13. Боляев И. П., Расчет тепловых процессов в электрических машинах на электронной модели, Известия высших учебных заведений (Электромеханика), 1961, № 8.

14. Курочка А. Л. и Боляев И. П., Исследование переходных режимов в схемах электрического торможения электровозов с противозвуждением возбудителей, Известия высших учебных заведений (Электромеханика), 1958, № 8.

15. Фрейдзон И. Р., Применение метода математического моделирования при помощи вычислительных машин непрерывного действия для анализа системы генератор — двигатель, «Электричество», 1959, № 3.

16. Мазия Л. В. и Сакаев Ф. Ш., Моделирование электропривода гребной установки атомного ледокола «Ленин», «Электричество», 1959, № 10.

17. Васильев В. Г., Кондратенко А. И., Ломакин В. П. и Тарасова Н. Я., Исследование работы электропривода экскаватора ЭВГ-15 на электронной модели, «Электричество», 1960, № 6.

18. Сиельников Е. М., Назикян А. Г., Клейменов В. В. и Чернявский Ф. И., Применение счетных машин непрерывного действия для исследования коммутации машин постоянного тока, Известия высших учебных заведений (Электромеханика), 1960, № 10.

19. Белецкий З. М. и Бахвалов Ю. А., Применение электронных вычислительных машин для исследования внутренних перенапряжений трансформаторов, Труды межвузовской конференции по применению вычислительной техники к расчету и исследованию электрических машин и аппаратов, Новочеркасск, 1963.

20. Кашарский Э. Г., Сафиуллина Р. Х. и Урусов И. Д., Научно-методические вопросы создания серий крупных синхронных машин, Изд-во АН СССР, 1962.

21. Секретев Д. И., Коломейцев Л. Ф., Ро-

тыч Р. В. и Трошанина А. В., Поверочные расчеты асинхронных машин на ЭЦВМ, Труды межвузовской конференции по применению вычислительной техники к расчету и исследованию электрических машин и аппаратов, Новочеркасск, 1963.

22. Сорокер Т. Г. и Каган Б. М., О применении электронных вычислительных машин для расчетов серий электрических машин, «Вестник электропромышленности», 1958, № 9.

23. Никитенко А. Г., Применение аналоговых электронных вычислительных машин к расчету динамических характеристик электромагнитных механизмов, Известия высших учебных заведений (Электромеханика), 1960, № 7, 8, 11; 1963, № 11.

24. Никитенко А. Г., Расчет вибраций контактов электромагнитных аппаратов с помощью аналоговых электронных вычислительных машин, Известия высших учебных заведений (Электромеханика), 1962, № 1, 3, 4, 5, 8.

25. Takamura Masao, Shimizu Yuiti, Otuka Yuli, Chatter vibration of switching relay Rev. Electr. Comput. Lab., 1961, 9, 3—4.

26. Пеккер И. И., Определение размеров электромагнитных механизмов с помощью безразмерных характеристик, Известия высших учебных заведений (Электромеханика), 1959, № 5, 7, 10; 1961, № 12; 1963, № 8; «Электричество», 1959, № 9; «Вестник электропромышленности», 1963, № 6.

27. Пеккер И. И., Основы проектного расчета электромагнитов методом последовательных приближений, Известия высших учебных заведений (Электромеханика), 1963, № 6.

28. Хлебников С. Д., Исследование релейных насыщающихся систем на аналоговых электронных вычислительных машинах, Известия высших учебных заведений (Электромеханика), 1963, № 3, 4.

29. Дроздов А. Д., Устройство, моделирующее гистерезисную петлю, Известия высших учебных заведений (Электромеханика), 1963, № 5.

30. Васильев В. Г. и Зверев В. А., Электронное моделирование гистерезисных характеристик ферромагнитных материалов, Известия высших учебных заведений (Электромеханика), 1959, № 9; 1962, № 5.

31. Гельфанд Я. С., Исследование переходных процессов в трансформаторах тока на математических машинах непрерывного действия, «Электричество», 1961, № 12.

32. Бейнерс Э. Г. и Бояревич В. Я., Расчет и исследование магнитных усилителей на аналоговых электронных вычислительных машинах, Автоматика и вычислительная техника, Изд-во АН Латвийской ССР, 1961, № 1; 1962, № 11; 1963, № 4.

[6.1.1964]



УДК 681.142.35:621.3.01

Волновой метод расчета переходных процессов в электрических системах на цифровых вычислительных машинах

Доктор техн. наук, проф. А. И. ДОЛГИНОВ, инж. В. С. ШАГИН и инж. Ф. Я. МОТУСКО

Москва

Введение. Расчеты электромагнитных переходных процессов в электрических системах до последнего времени проводились аналитически или на расчетных столах и моделях. В ЛПИ в работах последних лет для этой цели широко применялись счетные аналоговые машины. Назрела потребность в разработке методики расчета переходных процессов при различных формах коммутации на цифровых вычислительных машинах. В настоящей

статье излагается алгоритм расчета на ЦВМ, основанный на изображении переходного процесса в волновой форме¹. Первые публикации изложенного метода даны в [Л. 1 и 2].

Волновой процесс на линии может быть отображен рядом чисел, передающихся от узла к узлу

¹ Методика расчета разработана на кафедре ТВН ВЗЭИ и лаборатории ВВА ВНИИЭ.

с запаздыванием, соответствующим времени пробега волны по линии. В узлах волны-числа испытывают преломление и отражение. Эти простейшие операции кладутся в основу расчета переходных процессов в системах, в которых волновые процессы на линиях играют основную роль в исследуемом явлении. Очевидно, что для универсального применения волнового метода все элементы системы должны быть приведены к участкам линий с распределенными постоянными. Для этого может быть использован прием, впервые указанный Берджером [Л. 3]. Волновой метод расчета применим как в однофазных, так и трехфазных системах. В настоящей статье рассматриваются задачи, в которых электрические системы не содержат нелинейных реактивных элементов. Это допущение обычно принимается в расчетах токов короткого замыкания, восстанавливающихся напряжений, кратковременных коммутационных перенапряжений, атмосферных перенапряжений.

Основы метода. Указанного типа переходные процессы в электрических системах могут быть оценены на основании физических соображений максимальной частотой спектра f_m . Например, в расчетах процессов на фронте волн грозового происхождения f_m порядка $10^6 - 10^7$ гц, в расчетах процессов, связанных с развитием коммутационных волн f_m порядка $10^3 - 10^4$ гц. Согласно теореме В. А. Котельникова полную информацию о функции, состоящей из частот от 0 до $f_m = \frac{\omega_m}{2\pi}$, можно передать при помощи чисел, следующих друг за другом, через интервалы времени $\Delta t' = \frac{1}{2f_m} = \frac{\pi}{\omega_m}$. Практически в расчетах переходных процессов на цифровой машине функции напряжения $U_i(t)$ (или тока) представляются рядом ординат или «цифровых волн» U_i^k с временными интервалами $\Delta t < \Delta t' = \frac{1}{2f_m}$ (рис. 1), а промежуточные значения функции при необходимости находятся линейным интерполированием. Величина Δt служит расчетным шагом.

Для алгебризации всех дифференциальных соотношений реактивные элементы L и C , входящие в заданную схему, замещаются линиями с распределенными постоянными длиной l_L и l_C и волновыми сопротивлениями Z_L и Z_C соответственно (рис. 2). При указанном замещении все процессы в схеме сводятся к преломлениям и отражениям «числовых волн» в узловых точках. В [Л. 3] показано, что указанное замещение эквивалентно представлению дифференциальных соотношений в конечных разностях и решению уравнений методом трапеций.

Параметры линий должны удовлетворять следующим условиям: за интервал времени Δt волна пробегает линию z_L или z_C в прямом (или обратном) направлениях, т. е. $\Delta t = \frac{l}{v}$.

Волновые сопротивления линий z_L и z_C связаны с L и C соотношениями

$$z_L = \frac{L}{\Delta t}; \quad z_C = \frac{\Delta t}{C}. \quad (1)$$

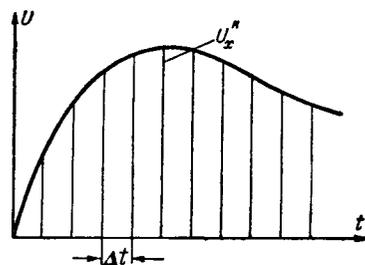


Рис. 1. Представление волн рядом чисел.

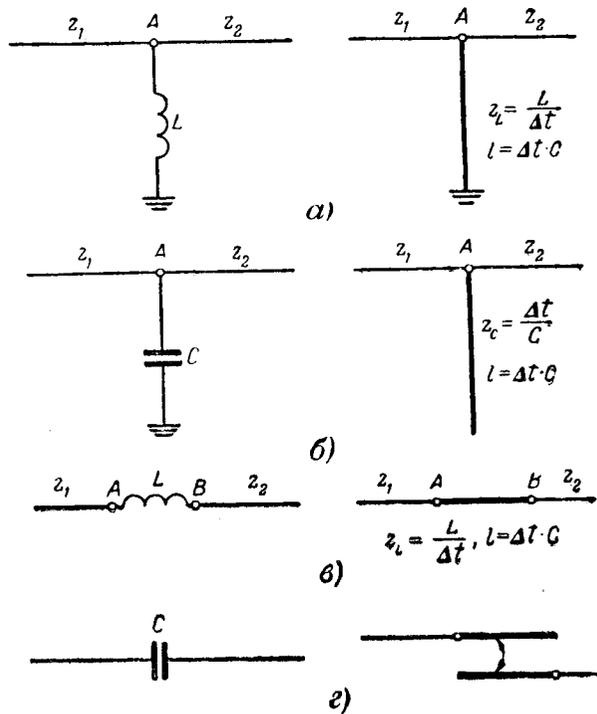


Рис. 2. Схемы замещения отрезками линий для: а — индуктивности, включенной на землю; б — емкости, включенной на землю; в — индуктивности, включенной в расщелку линии; г — емкости, включенной в расщелку линии.

Значение шага Δt и отношение $n = \frac{z_L}{z_0}$ или $\frac{z_C}{z_0}$, где $z_0 = \frac{1}{\Sigma y_i}$ (рис. 2, а, б), должны быть выражены так, чтобы модуль погрешности передаточной функции от замены элементов L и C линиями z_L и z_C на максимальной круговой частоте ω_m не превышал заданного значения δ . Кривые связи δ со значениями $\omega_m \cdot \Delta t$ и n приведены на рис. 3. В обеих схемах погрешность снижается при уменьшении $\omega_m \Delta t$ и возрастании n . Значение n тем больше, чем больше замещаемая индуктивность L и чем меньше замещаемая емкость C . Выбором достаточно малого Δt можно всегда снизить погрешность δ до необходимого минимума.

Для схемы с последовательно включенной индуктивностью (рис. 2, в) необходимо дополнительное условие $\frac{z_1 z_2}{z_L^2} \ll 1$. При выполнении этого условия

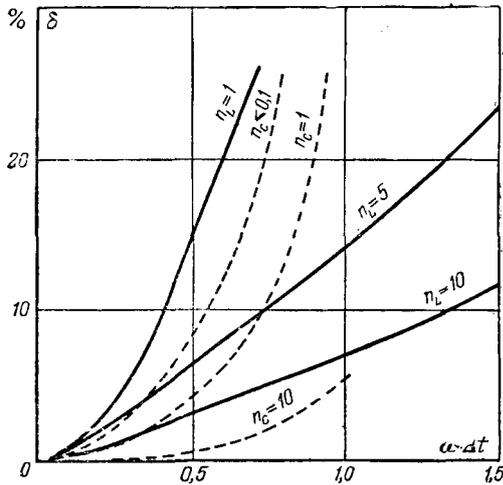


Рис. 3. Кривые погрешности δ модуля напряжения при замещении индуктивности (сплошные кривые) и емкости (пунктирные кривые) отрезками линий.

оценка погрешности может производиться по кривым, изображенным на рис. 3, принимая $n = \frac{z_L}{z_1 + z_2}$.

Последовательно включенная емкость (продольная компенсация) замещается двумя линиями, связанными взаимным волновым сопротивлением (рис. 2,з). В этой статье расчет схем с последовательным C не рассматривается.

Достаточно малая погрешность (не превышающая 5% при максимальной частоте) достигается при значениях $\omega_m \Delta t$ в пределах 0,3. Подставив $\omega_m = \frac{\pi}{\Delta t'}$, получим соотношение $\Delta t \approx 0,1 \Delta t'$. Так, например, если максимальная частота процесса f_m оценивается в 10^6 гц и, следовательно, $\Delta t' = \frac{1}{2f_m} = 0,5$ мксек, то интервал Δt следует принять равным 0,05 мксек.

Замена непрерывных функций $u_i(t)$ рядом чисел U_i^k возможно только в том случае, если шаг Δt будет составлять кратную долю времени пробега волны по линиям. Это требует согласования шага Δt с длиной реальных линий. Кроме того, в расчетах коммутационных процессов шаг Δt должен составлять кратную долю полупериода промышленной частоты.

Расчет волновых процессов в однофазных схемах. После того как все исходные функции заданы числовыми рядами и реактивные элементы L и C представлены замещающими линиями, расчет переходного процесса сводится к расчету преломлений числовых волн в узловых точках схемы с учетом запаздывания падающих волн. Для расчета удобно применить метод бегущих волн, предложенный М. В. Костенко [Л. 4]. Сущность этого метода применительно к нашей задаче заключается в том, что напряжение U_x^k , возникающее в x -м узле схемы, в дискретные моменты $t_k = k\Delta t$ ($k = 0, 1, 2, 3, \dots$) вследствие одновременного прихода в этот узел волн U_{ix}^k определяется как сумма преломленных волн:

$$U_x^k = \sum_{i=1}^n A_{ix} U_{ix}^k, \tag{2}$$

где A_{ix} — коэффициент преломления для волны U_{ix}^k , набегающей с линии z_i на узел x ; i — номер линии.

Коэффициенты A_{ix} вычисляются по формуле

$$A_{ix} = 2 \left(\sum_{i=1}^n y_i \right)^{-1} y_i, \tag{3}$$

где y_i — проводимость линий (и элементов R), подключенных к узлу x .

Волны U_{xi}^k , распространяющиеся от данного узла x к соседнему по линии z_i , вычисляются по правилу

$$U_{xi}^k = U_x^k - U_{ix}^k. \tag{4}$$

Каждая из волн U_{xi}^k с соответствующим сдвигом во времени является проходящей для соседнего узла.

При исследовании схем грозозащиты в их узлах могут быть включены нелинейные активные элементы — вентильные разрядники. Вольт-амперная характеристика разрядника представляется прямолинейными отрезками, которые в свою очередь представляются уравнениями $U_p = E_r + I_p / y_r$ ($r = 1, 2, 3, \dots$), как это показано на рис. 4. На каждом шаге вычисляется точка пересечения характеристики

$$\frac{U_p}{U} + \frac{I_p}{I} = 1,$$

где $U = 2U_{ix}^k$ и $I = \frac{2U_{ix}^k}{z_{\partial j}}$ с уравнением соответствующего отрезка.

Заранее определяется отрезок $U-I$ характеристики разрядника в момент срабатывания искрового промежутка. Переход на новый участок ха-

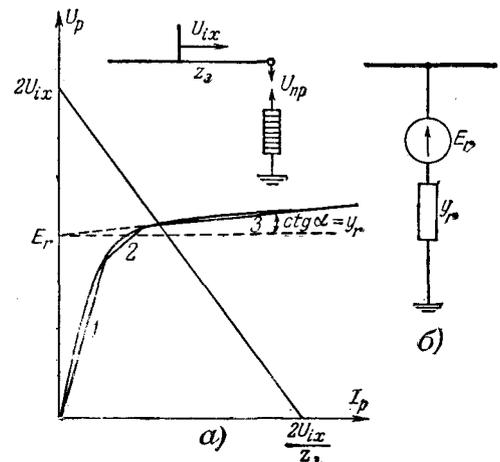


Рис. 4. Вольт-амперная характеристика разрядника (а) и ее схема замещения (б).

U_{np} — пробивное напряжение искрового промежутка.

рактические производятся в момент, когда U_x^k достигает значения

$$|U^r| - \varepsilon < |U_x^k| < |U^r| + \varepsilon, \quad (5)$$

где U^r — напряжение в точке излома характеристики, а ε — достаточно малое число.

Расчет переходных процессов в трехфазных системах. В соответствии с общей методикой все сосредоточенные реактивные элементы замещаются отрезками линий. Тем самым расчет переходных процессов сводится к расчету преломления и отражения волн в узловых точках трехфазной системы. Так как вычисление на ЦВМ производится относительно мгновенных значений функций («числовых волн»), то используем симметричные координаты α, β, O или фазные координаты a, b, c . Все вычисления, связанные с подготовкой алгоритма, производим в матричной форме, удобной для расчета волновых процессов на линиях [Л. 5].

Будем обозначать матрицы — столбцы напряжения и тока, квадратные матрицы волновых или активных сопротивлений и проводимостей в координатах a, b, c через U, I, Z, Y , а в координатах α, β, O через U', I', Z', Y' . Напряжения и токи в координатах a, b, c и α, β, O связаны соотношениями:

$$U = SU'; \quad I = SI'; \quad (6a)$$

$$U' = S^{-1}U; \quad I' = S^{-1}I, \quad (6b)$$

где матрицы

$$S = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{pmatrix}; \quad S^{-1} = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{pmatrix}. \quad (7)$$

Связь сопротивлений и проводимостей в координатах a, b, c и α, β, O выражается уравнениями:

$$Z = SZ'S^{-1}; \quad Y = SY'S^{-1}; \quad (8a)$$

$$Z' = S^{-1}ZS; \quad Y' = S^{-1}YS. \quad (8b)$$

Изящество матричного метода расчета волновых процессов состоит в том, что для трехфазной системы остаются в силе все формулы для расчета напряжений в узлах при замене обычных чисел матрицами. Основная формула для напряжения U_x^k в узле x на k -м шаге расчета при набегании на узел волн U_{ix}^k с линий имеет следующий вид;

$$U_x^k = \sum_{i=1}^n A_{ix} U_{ix}^k. \quad (9)$$

Вычисления матриц A_{ix} для наиболее употребительных схем производятся по формулам, приведенным в табл. 1, в которые подставляются матрицы Z и Y элементов системы.

Так же как и в однофазных схемах по вычисленному значению U_x^k вычисляются волны, движущиеся от узла x :

$$U_{xi}^k = U_x^k - U_{ix}^k. \quad (10)$$

Эти волны являются набегающими для соседних узлов. Ход расчета вполне аналогичен расчету в однофазных схемах с тем только отличием, что все операции в данном случае производятся над матрицами.

В задачах расчета переходных процессов некоторые из поперечных проводимостей y (табл. 1) или некоторые из продольных сопротивлений z равны бесконечности, что соответствует короткому замыканию или разрыву цепи. Из формул для коэффициентов преломления, приведенных в таблице, нетрудно получить, раскрывая матрицы и далее раскрывая неопределенность, частные формулы для этих случаев. Однако такой путь потребовал бы составления отдельных частных программ для расчета на ЦВМ. Более рационально задаваться в этих случаях каким-либо очень большим значением y или z (например, $10^6 \frac{1}{\text{ом}}$ или ом), что практически вполне равноценно короткому замыканию или разрыву цепи. Используя этот прием, можно составить стандартную программу для самых разнообразных случаев коммутаций в сети.

Рассмотрим теперь схемы замещения и матрицы реальных линий и реактивных и активных элементов трехфазных электрических систем.

Воздушные и кабельные линии. Матрицы Z' и Y' для симметричных воздушных линий

$$Z' = \begin{pmatrix} z_{(1)} & 0 & 0 \\ 0 & z_{(1)} & 0 \\ 0 & 0 & z_{(0)} \end{pmatrix}; \quad Y' = \begin{pmatrix} y_{(1)} & 0 & 0 \\ 0 & y_{(1)} & 0 \\ 0 & 0 & y_{(0)} \end{pmatrix}, \quad (11)$$

где $z_{(1)}, y_{(1)}$ и $z_{(0)}, y_{(0)}$ — волновые сопротивления и проводимости по путям токов прямой и обратной последовательностей.

В координатах a, b, c Z и Y матрицы воздушных линий равны:

$$Z = \begin{pmatrix} z & z^* & z^* \\ z^* & z & z^* \\ z^* & z^* & z \end{pmatrix}; \quad Y = \begin{pmatrix} y & y^* & y^* \\ y^* & y & y^* \\ y^* & y^* & y \end{pmatrix}, \quad (12)$$

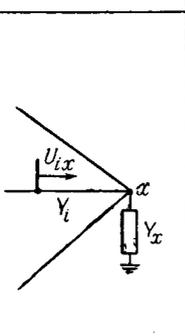
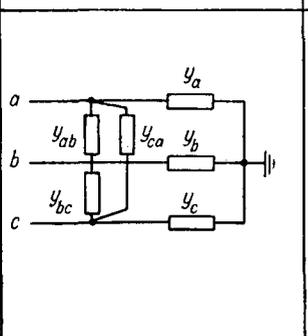
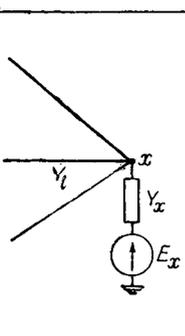
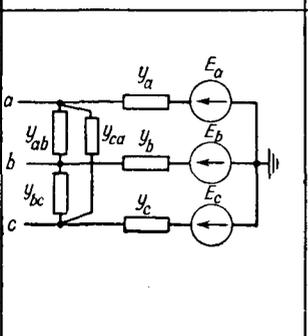
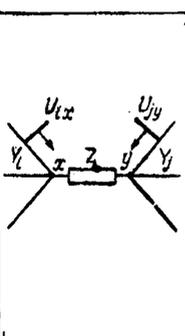
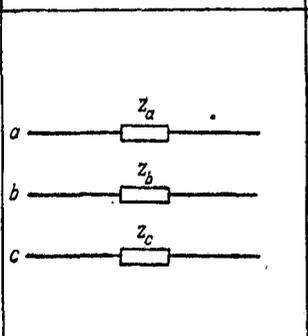
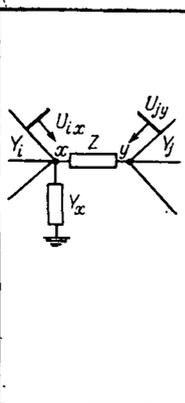
где z, y и z^*, y^* — собственные и взаимные волновые сопротивления или проводимости фаз линий, связанные с волновыми сопротивлениями и проводимостями в осях α, β, O соотношениями:

$$\begin{aligned} z_{(1)} &= z - z^*; & z_{(0)} &= z + 2z^*; \\ y_{(1)} &= y - y^*; & y_{(0)} &= y + 2y^*, \end{aligned} \quad (13a)$$

или

$$\begin{aligned} z &= \frac{1}{3}(2z_{(1)} + z_{(0)}); & z^* &= \frac{1}{3}(z_{(0)} - z_{(1)}); \\ y &= \frac{1}{3}(2y_{(1)} + y_{(0)}); & y^* &= \frac{1}{3}(y_{(0)} - y_{(1)}). \end{aligned}$$

Таблица 1

№ η/h	Схема	Коэффициенты преломления в узлах	Схемы Y, Z	Матрицы Y, Z в координатах a, b, c
1		$A_{ix} = 2 \left\{ \sum_{i=1}^n Y_i + Y_x \right\}^{-1} Y_i$		$Y_x = \begin{vmatrix} y_{aa} & -y_{ab} & -y_{ac} \\ -y_{ba} & y_{bb} & -y_{bc} \\ -y_{ca} & -y_{cb} & y_{cc} \end{vmatrix}$ <p>где $y_{aa} = y_a + y_{ab} + y_{ac}$ $y_{bb} = y_b + y_{ba} + y_{bc}$ $y_{cc} = y_c + y_{cb} + y_{ca}$</p>
2		$A_{Ex} = \left\{ \sum_{i=1}^n Y_i + Y_x \right\}^{-1} Y_x^*$		<p>Y_x - смотри поз. 1</p> $Y_x^* = \begin{vmatrix} y_a & 0 & 0 \\ 0 & y_b & 0 \\ 0 & 0 & y_c \end{vmatrix}$
3		$A_{ix} = 2 \cdot Y_x^{-1} \left(1 + Z \sum_{j=1}^m Y_j \right) \cdot \sum_{i=1}^n Y_i$ $A_{jx} = 2 \cdot Y_x^{-1} \cdot \sum_{j=1}^m Y_j$ $A_{iy} = 2 \cdot Y_y^{-1} \left(1 + Z \sum_{i=1}^n Y_i \right) \cdot \sum_{j=1}^m Y_j$ $A_{jy} = 2 \cdot Y_y^{-1} \cdot \sum_{j=1}^m Y_j$ <p>где $Y_x = \sum_{i=1}^n Y_i + \sum_{j=1}^m Y_j + \sum_{i=1}^n Y_i \cdot Z \cdot \sum_{j=1}^m Y_j$</p>		$Z = \begin{vmatrix} z_a & 0 & 0 \\ 0 & z_b & 0 \\ 0 & 0 & z_c \end{vmatrix}$
4		$A_{ix} = 2 \left[1 + Z \cdot \sum_{j=1}^m Y_j \right] \cdot Y_{xi}^{-1} \cdot \sum_{i=1}^n Y_i$ $A_{jx} = 2 \cdot Y_{xz}^{-1} \cdot \sum_{j=1}^m Y_j$ $A_{iy} = 2 \cdot Y_{yi}^{-1} \cdot \sum_{i=1}^n Y_i$ $A_{jy} = 2 \left[1 + Z \left(\sum_{i=1}^n Y_i + Y_x \right) \right] \cdot Y_{yz}^{-1} \cdot \sum_{j=1}^m Y_j$ <p>где $Y_{xi} = \left(\sum_{i=1}^n Y_i + Y_x \right) \left(1 + Z \cdot \sum_{j=1}^m Y_j \right) + \sum_{j=1}^m Y_j$ $Y_{xz} = \sum_{j=1}^m Y_j \left[1 + Z \left(\sum_{i=1}^n Y_i + Y_x \right) \right] + \left(\sum_{i=1}^n Y_i + Y_x \right)$</p>		<p>Матрицы Y_x и Z смотри поз. 1 и 3</p>

Эти соотношения вытекают из общего преобразования (8). Заметим, что $y_{(1)} = \frac{1}{z_{(1)}}$ и $y_{(0)} = \frac{1}{z_{(0)}}$, но в общем случае $y \neq \frac{1}{z}$ и $y^* \neq \frac{1}{z^*}$.

На воздушных линиях поле волновых составляющих v_α, v_β сосредоточено в основном в воздухе и

они распространяются с малым затуханием и искажением (если не учитывать явление короны). Ввиду этого скорость распространения волн $v_{\alpha, \beta} = c$ (скорость света). Поле нулевой составляющей проникает в землю, в связи с чем составляющая v_0 испытывает затухание и искажение. Этот факт может быть учтен включением в нескольких местах в рас-

Таблица 2

сечку канала нулевой составляющей активных сопротивлений $z=R$. Соответствующая матрица Z' имеет следующий вид:

$$Z' = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & z \end{vmatrix}$$

Величина $Z=R$ может быть установлена на основании формул Карсона или М. В. Костенко, исходя из частоты процесса, вычисленной в первом приближении без учета R . Величина R может быть принята изменяющейся соответственно различным частотам на разных участках волнового процесса на линии.

Влияние короны на линии согласно работам В. И. Попкова, В. И. Левитова, Г. Н. Александрова можно отразить эквивалентными постоянными $\Delta y = \Delta g$ и ΔC , которые также вычисляются, исходя из процесса первого приближения.

Трансформаторы. Индуктивности рассеяния трансформаторов по путям токов прямой и нулевой последовательностей замещаются отрезками симметричных линий с волновыми сопротивлениями $z_{(1)}$ и $z_{(0)}$ или проводимостями $y_{(1)}$ и $y_{(0)}$. Поэтому матрицы Z' , Y' для трансформаторов имеют тот же вид (12), что и для линий. Граничные условия по каналам $\alpha, \beta, 0$ для различных соединений обмоток трансформаторов указаны в табл. 2.

Реакторы и поперечные конденсаторные батареи. Эти элементы электрических сетей замещаются отрезками линий, матрицы которых

$$Z = \begin{vmatrix} z_a & 0 & 0 \\ 0 & z_b & 0 \\ 0 & 0 & z_c \end{vmatrix}; \quad Y = \begin{vmatrix} y_a & 0 & 0 \\ 0 & y_b & 0 \\ 0 & 0 & y_c \end{vmatrix} \quad (14)$$

Применяя преобразование (8), определяются матрицы Z' и Y' . При включении реакторов через искровые промежутки (схема Ю. И. Лыскова) значения сопротивлений в фазах равны ∞ до срабатывания промежутка на фазе и волновому сопротивлению $z_{a,b,c}$ после срабатывания. Переключения управляются напряжением в точке подключения реактора.

Активные сопротивления (например, шунтирующие сопротивления в выключателях). Матрицы $Z=R$ и $Y=G$ имеют тот же вид, что и (14).

Вентильные разрядники. Вольт-амперные характеристики разрядников по-прежнему аппроксимируются отрезками прямых, выражаемых уравнениями (рис. 4) $U_p = E_r + \frac{I_p}{y_r}$. В трехфазной схеме напряжения на разрядниках (в координатах a, b, c) находятся из матричного уравнения [см. уравнение (9) и поз. 1 и 2 в табл. 1]

$$U_x^k = \left(\sum_{i=1}^n Y_i + Y_r \right)^{-1} \left[2 \cdot \sum_{i=1}^n Y_i U_{ix}^k + Y_r E_r^k \right], \quad (15)$$

где E_r, Y_r — матрицы э. д. с. E_r и проводимости y_r на фазах a, b, c .

На каждой фазе условия перехода на новый участок характеристики заданы неравенством (2).

№ п/п	Схема соединения обмоток трансформатора	Расчетная схема в осях $\alpha, \beta, 0$	Матрица Y'
1			$Y' = \begin{vmatrix} y_1' & 0 & 0 \\ 0 & y_1' & 0 \\ 0 & 0 & y_0' \end{vmatrix}$
2			Y' смотри поз. 1
3			Все Y' смотри поз. 1

В момент срабатывания разрядника ток I_p может лежать в пределах

$$I_{p,x} < I_p < I_{p,h}$$

где

$$I_{p,x} = \frac{U_{np}}{z_{a,x}} \quad \text{и} \quad I_{p,h} = \frac{U_{np}}{z_{a,h}} \quad \text{и} \quad z_{a,x}, z_{a,h}$$

— волновые сопротивления фазы трехфазной линии в режимах холостого хода и короткого замыкания двух других фаз.

Участки ломаных, представляющих $U-I$ характеристику разрядников, следует выбирать так, чтобы точки, соответствующие указанным двум режимам, ложились на один отрезок. Тем самым заранее известен участок характеристики E_r, y_r в момент срабатывания разрядников на фазах.

Особенности программирования. Основное достоинство метода заключается в возможности его применения для непосредственного программирования задачи. Однообразие вычислительных операций позволяет создать стандартные программы для расчета переходных процессов в однофазных и трехфазных цепях любой сложности. Программирование коммутаций также не встречает трудностей, так как любой вид коммутации в схеме соответствует изменению коэффициентов преломления в месте коммутации.

В основе построения стандартной программы лежит алгоритм вычисления напряжения в узлах схемы по известным значениям набегающих волн.

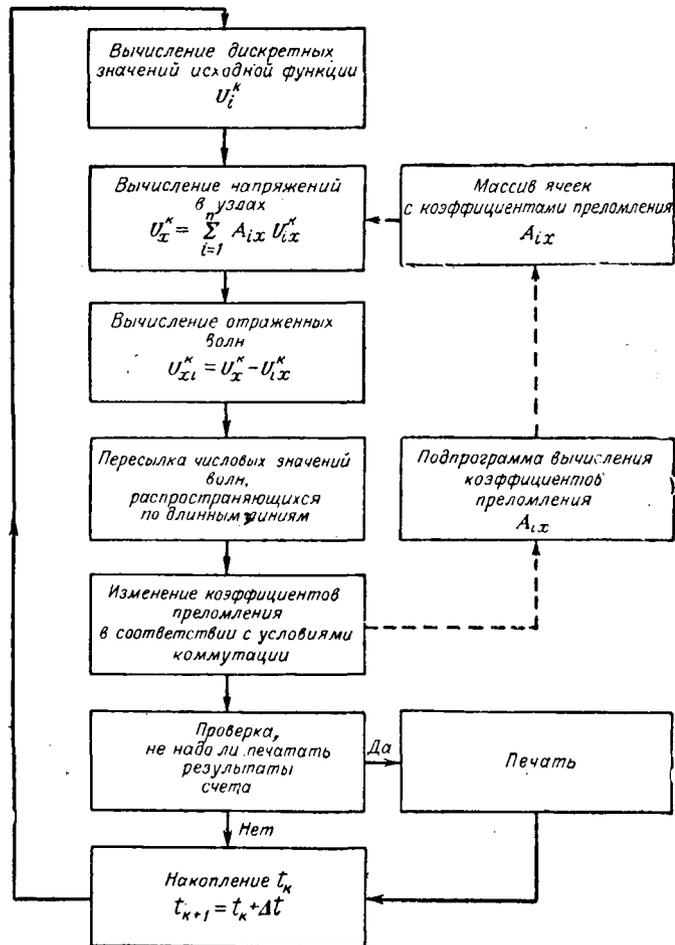


Рис. 5. Блок-схема подпрограммы для вычисления отраженных и преломленных волн в узлах.

Коэффициенты преломления A_{ix} рассчитываются предварительно по формуле (2) и вводятся в машину в качестве исходного числового материала. В расчетах трехфазных цепей предварительно вычисление матриц преломления A_{ix} согласно формулам табл. 1 целесообразно поручить машине. В случае коммутации в программе предусматривается автоматическая переадресация обращения к ячейкам с соответствующими коэффициентами преломления.

Запаздывание волн в машине реализуется специальной подпрограммой. Естественно, чем меньше шаг расчета Δt , тем большее число рабочих ячеек будет занято для хранения промежуточных результатов.

На рис. 5 приведена блок-схема стандартной программы для расчета переходных процессов. Программы для расчета однофазных и трехфазных цепей могут быть изображены одной блок-схемой, отражающей логическую связь отдельных элементов. Принципиальное отличие программ состоит в том, что одна предназначена для операции с числовыми значениями волн, напряжений и коэффициентов преломления, а другая оперирует матрицами этих величин.

Для иллюстрации метода приведем два сравнительно простых примера расчета однофазных и трехфазных схем.

Пример 1. На подстанцию 110 кВ, схема замещения которой приведена на рис. 6, а, набегают волна атмосферного перенапряжения. Разрядное напряжение искровых промежутков РВ $U_{пр} = 370$ кВ; вольт-амперная характеристика РВ приведена на рис. 6. Рассматриваем напряжение в точках В и С подстанции.

Выбираем шаг расчета Δt так, чтобы он был много меньше длины фронта набегающей волны. Кроме того, этот шаг должен быть кратен длине реальных линий, входящих в схему. Выбираем $\Delta t = 0,05$ мксек, что эквивалентно расстоянию $c\Delta t = 15$ м. На длине линий в 60 и 90 м укладывается 4 и 6 шагов. Емкости $C = 1000$ пФ замещаются линиями с волновым сопротивлением $z_C = \frac{\Delta t}{C} = 50$ Ом. Длина этих линий равна по определению $l_C = 15$ м. Расчетная схема замещения показана на рис. 6, б.

Расчет на ЦВМ по программе, составленной в соответствии с блок-схемой (рис. 5), дал кривые $u_B(t)$ и $u_C(t)$, показанные на рис. 6, в. Напряжение $u_B(t)$ имеет резко выраженный колебательный характер.

Оценим погрешность проведенного расчета, связанную с заменой сосредоточенных емкостей линиями с распределенными параметрами. Частота колебаний напряжения $u_B(t)$ равна:

$$\frac{1}{4 \cdot 10^{-6}} = 0,25 \cdot 10^6 \text{ гц,}$$

а следовательно,

$$\omega \Delta t = 2\pi \cdot 0,25 \cdot 10^6 \cdot 0,05 \cdot 10^{-6} = 0,0725.$$

Наименьшее отношение

$$n_C = \frac{z_C}{z_a} = \frac{50}{400} = 0,125.$$

По кривым, изображенным на рис. 3, определяем погрешность $\delta < 1\%$. Для сравнения на рис. 6, в приведена (пунктиром) кривая напряжения $u_B(t)$, рассчитанная методом подкасающей [Л. 4].

Приведенный пример, имеющий только иллюстративное значение, довольно прост. В настоящее время составлена программа для расчета грозозащиты подстанций практически сколь угодно сложности. Программа предусматривает учет рабочего напряжения. По разработанной программе приведен ряд расчетов грозозащиты подстанций 500 кВ.

Пример 2. Включается длинная линия 500 кВ с однофазным коротким замыканием (на фазе с). На конце линии включен защитный реактор с искровыми промежутками. Схема линии приведена на рис. 7, а. Параметры схемы: $W_{баз} = 1000$ МВА; $x_{c(1)} = x_{c(0)} = 0,28$ Ом. е.; длина линии $l = 900$ км; волновые сопротивления линии $z_{(1)} = 280$ Ом; $z_{(0)} = 840$ Ом; реактивное сопротивление реактора $x = 2$ Ом. е.; пробивное напряжение искрового промежутка реактора $U_{пр} = 1,5 \sqrt{\frac{500}{3}} \sqrt{2} = 610$ кВ.

Выбираем шаг Δt , исходя из оценки f_m порядка $10^8 - 10^4$ гц. Тогда $\Delta t \approx 0,1 \frac{1}{2f_m}$ порядка $10^{-4} - 10^{-5}$ сек. Шаг Δt должен быть кратен полупериоду рабочей частоты и длине линии $\frac{l}{c}$. Выбираем $\Delta t = 2 \cdot 10^{-5}$ сек = 20 мксек, что эквивалентно расстоянию $c\Delta t = 6$ км. На длине $l = 900$ км укладывается 150 шагов. Используя формулу $y = \frac{\Delta t}{L}$,

определим волновые проводимости линий, замещающих индуктивности системы и реакторов. На длине этих линий укладывается по определению один шаг. Волновые проводимости $y_{(1)} = \frac{1}{z_{(1)}}$ и $y_0 = \frac{1}{z_{(0)}}$ реальной линии заданы. Расчетная схема показана на рис. 7, б. Матрицы проводимостей элементов схемы показаны на рис. 7. Приводим необходимые пояснения. Так как $y_{c(1)} = y_{c(0)}$, то, как легко показать из соотношения (8), матрица $Y' = Y$. Матрица заземления в узле f составлена из предположения включения в месте заземления очень большой проводимости. Элементы матрицы проводимости реальной линии вычислены по соотношениям (13). Скорости распространения всех составляющих

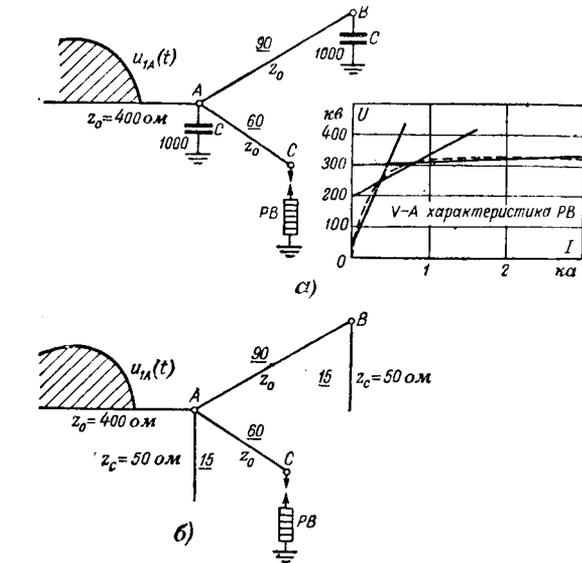


Рис. 6. Схема грозозащиты подстанции (а), расчетная схема (б) и кривые напряжений исходной волны $u_{1A}(t)$, $u_B(t)$ и $u_C(t)$.

приняты равными s . Матрица проводимостей реакторов с искровыми промежутками указана в общем виде: при $U_h^k < U_{пр}$ на фазе проводимости фазы $y = 10^{-6}$, т. е. фаза реактора практически отключена. При $U_h^k \geq U_{пр}$ проводимость фазы $y = y_p$. Пренебрегаем активными сопротивлениями всех элементов схемы.

Приводим расчетные формулы для вычисления напряжений в узлах схемы, изображенной на рис. 7, б.

В узле c напряжения заданы. Предполагаем включение линии в следующие фазы:

$$\begin{aligned} u_a &= U_m \sin \omega t; \\ u_b &= U_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right); \\ u_c &= U_m \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right), \end{aligned}$$

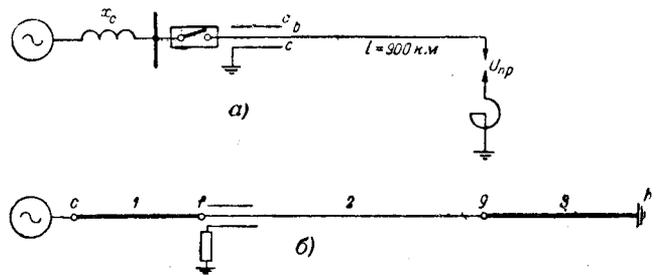
где

$$U_m = \frac{500}{\sqrt{3}} \sqrt{2} = 407 \text{ кВ.}$$

Для вычисления напряжений U_f и U_g в узлах f и g используется формула (9) и значения коэффициентов преломления, приведенные в табл. 1. В данном случае

$$\text{в узле } f \quad U_f^k = \sum_{i=1}^2 2 \left(\sum_{i=1}^2 Y_i + Y_f \right)^{-1} Y_i U_{if}^k;$$

$$\text{в узле } g \quad U_g^k = \sum_{i=2}^3 2 (\Sigma Y_i)^{-1} Y_i U_{ig}^k;$$



$$Y_1 = \begin{bmatrix} y_c & 0 & 0 \\ 0 & y_b & 0 \\ 0 & 0 & y_c \end{bmatrix}, \quad Y_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10^6 \end{bmatrix}, \quad Y_3 = \begin{bmatrix} y & y^* & y^* \\ y^* & y & y^* \\ y^* & y^* & y \end{bmatrix}, \quad Y_4 = \begin{bmatrix} y_c & 0 & 0 \\ 0 & y_b & 0 \\ 0 & 0 & y_c \end{bmatrix}$$

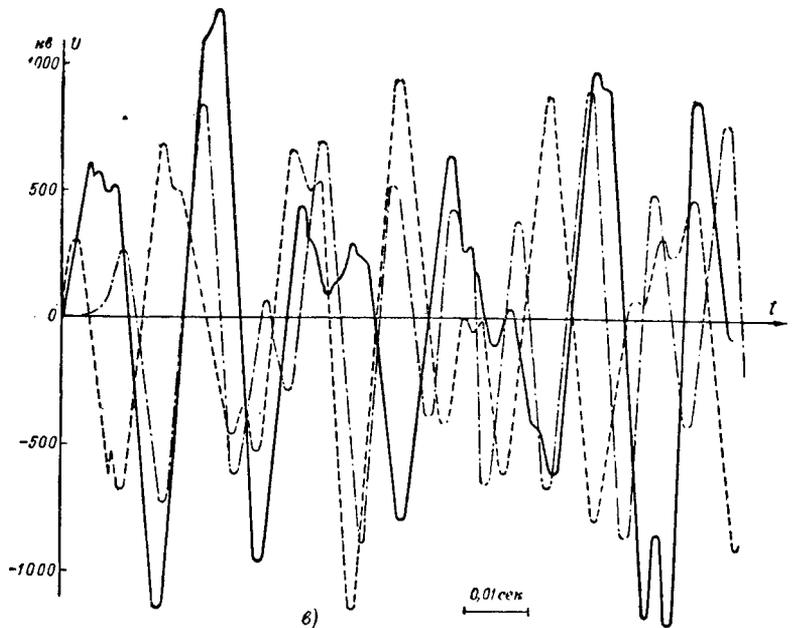


Рис. 7. Схема электропередачи (а), расчетная схема (б) и кривые напряжений в конце линии (в).

Условные обозначения:

$$\begin{aligned} & \text{---} u_{ga}; \quad \text{---} u_{gb}; \quad \text{---} u_{gc}; \\ & y_c = 0,9 \cdot 10^{-6}; \quad y = 2,78 \cdot 10^{-3}, \quad y^* = 0,79 \cdot 10^{-3}; \quad y_{a,b,c} = 10^{-6} \\ & \text{при } u_{a,b,c} < U_{пр}; \quad y_{a,b,c} = y_p = 0,133 \cdot 10^{-4}. \end{aligned}$$

Все проводимости в 1/ом.

в узле $h \quad U_h = 0.$

Расчет схемы выполнялся на ЦВМ по программе, составленной в соответствии с блок-схемой, изображенной на рис. 5. Кривые напряжения на конце линии показаны на рис. 7, в. В отсутствие защитных реакторов $U_{макс}$ достигает 2300 кВ. Следовательно, реакторы эффективно ограничивают напряжения на конце линии, однако для того чтобы удержать эти перенапряжения в пределах $U \leq U_{пр}$, необходима большая мощность реакторов. Учет активных сопротивлений линии снизил бы вычисленные перенапряжения. Расчет схемы занял 5 мин на каждый период промышленной частоты.

Литература

1. Долгинов А. И. и Шатин В. С., Импульсный метод расчета переходных процессов в электрических системах, Тезисы докладов 11-й научно-технической конференции, ВЗЭИ, 1961.
2. Barthold, Carter, Digital travelingwaves solutions, PAS, 1961, pp. 812—818.
3. Бергерон, От гидравлического удара в трубах до разряда в электрической сети, Машгиз, 1962.
4. Костенко М. В., Атмосферные перенапряжения и грозозащита высоковольтных установок, Госэнергоиздат, 1949.
5. С. Хаяси, Волны в линиях электропередачи, Госэнергоиздат, 1960.

[27.11.1963]

Передаточные функции и матричные структуры непрерывного стана

Доктор техн. наук Н. Н. ДРУЖИНИН и инж. Э. Ф. СЛАЕВ

Москва

Непрерывные станы холодной прокатки являются сложными агрегатами, для которых характерно тесное слияние технологического процесса с системой многодвигательного автоматизированного электропривода и элементами конструкции самого стана. Поэтому увеличение производительности непрерывных станов холодной прокатки и повышение качества листа в первую очередь связаны с решением ряда проблемных вопросов по системам многодвигательного электропривода станов, рассматриваемых во взаимосвязях с технологическим процессом.

Различные возмущения, действующие в системе многоклетевого стана, связанные с изменением давления металла на валки, приводят к отклонению выходной толщины полосы от заданного размера, которое может превысить установленные допуски. Сложность объекта и наличие многих внутренних обратных связей не дают возможности предугадать путем логических рассуждений с учетом исходных предпосылок новое состояние объекта, вызванное тем или иным возмущением или управляющим сигналом. В то же время практика проектирования и эксплуатации подтверждает необходимость выяснения влияния на технологический процесс ряда характеристик и параметров автоматизированного электропривода и самого стана.

При математическом описании процессов, протекающих в непрерывном стане, помимо характеристик электропривода и ряда технологических параметров, необходим также учет упругих свойств клетки стана.

Исследование многоклетевого стана усложняется тем, что уравнения, описывающие процесс прокатки, нелинейны. Кроме того, при анализе переходных процессов необходимо учитывать транспортное запаздывание полосы при выходе ее из предыдущей и входе в последующую клетку.

Однако исследования показали, что при ограниченном диапазоне изменения величин, характеризующих процесс прокатки, зависимости между ними носят практически линейный характер [Л. 1]. В связи с этим аналитические трудности в некоторой мере можно преодолеть путем упрощенного описания физических процессов. С этой целью производится линеаризация исходных уравнений путем разложения нелинейных функций в ряд Тейлора по первым степеням величин.

Таким образом, для исследования режимов работы с «фиксированной» (установившейся) скоростью прокатки может быть получена линейная математическая модель клеток прокатного стана.

Данная статья посвящена математическому описанию процесса в многодвигательном электроприводе и самом непрерывном стане холодной прокатки.

Уравнения взаимосвязей многодвигательного электропривода и технологии процесса с учетом упругости механических звеньев. Упрощенная техно-

логическая схема многоклетевого стана представлена на рис. 1. Уравнения составляются для клетки стана с порядковым номером i , в связи с чем обозначениям величин и параметров присваиваются соответствующие индексы.

Уравнение выходной толщины полосы. Давление металла на валки с учетом натяжений согласно формуле А. И. Целикова [Л. 2] равно:

$$P_i = \frac{b y_i H_{i-1}^*}{2\mu} \left[\frac{1}{\varphi_i} \left(\frac{x_i}{y_i} \right)^{\varphi_i} e^{m_i} - \frac{x_i}{y_i} + 1 - \frac{1}{\varphi_i} \right], \quad (1)$$

где

$$y_i = k_1 - \sigma_1; \quad m_i = \frac{2\mu l_i}{H_{i-1}^* + H_i};$$

$$x_i = k_0 - \sigma_0; \quad k_1 = 1,15\sigma_{s1};$$

$$\varphi_i = \frac{H_{i-1}^*}{H_i + H_{i-1}^*}; \quad k_0 = 1,15\sigma_{s0};$$

$$\sigma_1 = \frac{T_{i,i+1}}{bH_i} \text{ и } \sigma_0 = \frac{T_{i-1,i}}{bH_{i-1}^*} \text{ — удельные переднее и заднее натяжения;}$$

$$\sigma_{s0} \text{ и } \sigma_{s1} \text{ — пределы текучести до и после обжатия;}$$

$$l_i = x_0 + \sqrt{\frac{D_i}{2} (H_{i-1}^* - H_i)} + x_0^2 \text{ — длина дуги захвата с учетом упругого сплющивания валков;}$$

$$b \text{ — ширина полосы;}$$

$$\mu \text{ — коэффициент трения между прокатываемым металлом и валками;}$$

$$D_i \text{ — диаметр недеформированного рабочего валка.}$$

Из формулы (1) следует, что давление металла на валки является функцией ряда параметров, часть которых в процессе прокатки остается практически неизменной (ширина полосы, предел текучести до и после обжатия и т. п.); в дальнейшем принято:

$$P_i = P_i(H_{i-1}^*; H_i; T_{i-1,i}; T_{i,i+1}).$$

Давление металла на валки P_i должно быть равно давлению на валки P'_i , определенному из условия упругой деформации системы клетка — валок при том же обжатии металла:

$$\begin{aligned} P_i(H_{i-1}^*; H_i; T_{i-1,i}; T_{i,i+1}) - P'_i(H_i; d_{pi}) = \\ = P_i(H_{i-1}^*; H_i; T_{i-1,i}; T_{i,i+1}) - P_{ин} - \\ - k_i(H_i - d_{pi}) = 0, \end{aligned} \quad (2)$$

где $P_{ин}$ — давление предварительного поджима (забой) валков;

k_i — коэффициент жесткости упругой системы клетка — валок;

d_{pi} — изменение положения нажимных винтов, считая от начального положения, при котором предварительное давление равно $P_{ин}$. (За положительное направление перемещения нажимных винтов принят их подъем.)

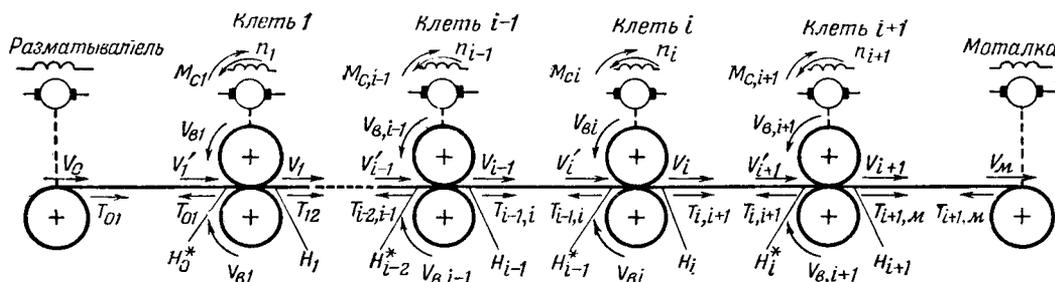


Рис. 1.

Уравнением (2) толщина полосы на выходе из клетки определяется как неявная функция от переменных H_{i-1}^* ; $T_{i-1,i}$; $T_{i,i+1}$; d_{pi} .

Приращение выходной толщины, полученное путем разложения функции $H_i(H_{i-1}^*$; $T_{i-1,i}$; $T_{i,i+1}$; $d_{pi})$ в ряд Тейлора по первым степеням величин, имеет следующий вид:

$$h_i = \Delta H_i = \frac{\partial H_i}{\partial H_{i-1}^*} h_{i-1}^* + \frac{\partial H_i}{\partial T_{i-1,i}} \Delta T_{i-1,i} + \frac{\partial H_i}{\partial T_{i,i+1}} \Delta T_{i,i+1} + \frac{\partial H_i}{\partial d_{pi}} \Delta d_{pi} \quad (3)$$

или

$$h_i = k_{1i} h_{i-1}^* + k_{2i} \Delta d_{pi} - k_{3i} \Delta T_{i-1,i} - k'_{3i} \Delta T_{i,i+1}. \quad (3a)$$

Выражения для коэффициентов k_{1i} — k'_{3i} могут быть получены при помощи уравнения (2):

$$\left. \begin{aligned} k_{1i} &= \frac{\partial H_i}{\partial H_{i-1}^*} = - \frac{\frac{\partial P_i}{\partial H_{i-1}^*}}{\frac{\partial P_i}{\partial H_i} - k_i}; \\ k_{2i} &= \frac{\partial H_i}{\partial d_{pi}} = - \frac{k_i}{\frac{\partial P_i}{\partial H_i} - k_i}; \\ k_{3i} &= - \frac{\partial H_i}{\partial T_{i-1,i}} = - \frac{\frac{\partial P_i}{\partial T_{i-1,i}}}{\frac{\partial P_i}{\partial H_i} - k_i}; \\ k'_{3i} &= - \frac{\partial H_i}{\partial T_{i,i+1}} = - \frac{\frac{\partial P_i}{\partial T_{i,i+1}}}{\frac{\partial P_i}{\partial H_i} - k_i}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Выражение для статического момента на валу двигателя. Натяжение полосы создается за счет тягового усилия каждого последующего двигателя клетки непрерывного стана. При этом двигатель последующей клетки, создающий натяжение в полосе, нагружается добавочным моментом, а двигатель предыдущей клетки разгружается. Практически вся энергия, затраченная данным двигателем на поддержание натяжения, передается через упруго деформированную полосу к предыдущей клетке, где расходуется на работу по деформации металла [Л. 3].

Приведенное ниже выражение для момента прокатки металла получено с учетом того условия, что количество энергии, необходимое для смещения од-

ного и того же объема металла, остается одинаковым как для случаев прокатки с натяжением, так и без него. Последнее справедливо, если при переходе от простого случая прокатки к прокатке с натяжением не происходит заметного изменения работы сил трения, что практически имеет место для рассматриваемых случаев холодной прокатки металла.

Момент прокатки с учетом переднего и заднего натяжения равен:

$$M_{прi} = M_{0i} - K_{\pi i} T_{i,i+1} \frac{D_i}{2} + K_{\beta i} T_{i-1,i} \frac{D_i}{2}, \quad (5)$$

где $M_{0i}(H_{i-1}^*, H_i)$ — момент прокатки полосы без натяжений (при тех же обжатиях).

Так как $K_{\pi i} = 1 + s_i \approx 1$ и $K_{\beta i} = (1 + s_i) \frac{H_i}{H_{i-1}^*} \approx \frac{H_i}{H_{i-1}^*}$, уравнение (5) принимает следующий вид:

$$M_{прi} = M_{0i} - T_{i,i+1} \frac{D_i}{2} + T_{i-1,i} \frac{D_i}{2} \cdot \frac{H_i}{H_{i-1}^*}. \quad (5a)$$

Статический момент нагрузки на валу двигателя равен:

$$M_{ci} = \frac{M_{прi}}{j_i} + M_{тр} + M_{x,x}, \quad (6)$$

где $M_{тр}$ — момент от добавочных сил трения, возникающих в подшипниках валков и в других частях стана при проходе металла между валками;

$M_{x,x}$ — момент холостого хода;

j_i — передаточное число.

При составлении уравнения для приращения момента статической нагрузки на валу двигателя в режиме работы стана с «фиксированной» скоростью прокатки можно принять $M_{тр} = \text{const}$ и $M_{x,x} = \text{const}$. Кроме того, в этом режиме можно не учитывать изменение составляющей момента прокатки $T_{i-1,i} \times \frac{D_i}{2} \cdot \frac{H_i}{H_{i-1}^*}$ в уравнении (5a) при отклонении H_i и H_{i-1}^* от установившихся значений, так как она является величиной второго порядка малости. Момент M_{ci} является функцией от переменных H_{i-1}^* ; H_i ; $T_{i-1,i}$; $T_{i,i+1}$, разложение которой в ряд Тейлора дает:

$$m_{ci} = \Delta M_{ci} = \frac{\partial M_{ci}}{\partial H_{i-1}^*} h_{i-1}^* + \frac{\partial M_{ci}}{\partial H_i} h_i + \frac{\partial M_{ci}}{\partial T_{i-1,i}} \Delta T_{i-1,i} + \frac{\partial M_{ci}}{\partial T_{i,i+1}} \Delta T_{i,i+1} \quad (7)$$

или

$$m_{ci} = \frac{k_{4i}}{j_i} h_{i-1}^* - \frac{k_{5i}}{j_i} h_i - \frac{D_i}{2j_i} \Delta T_{i,i+1} + \frac{D_i}{2j_i} \cdot \frac{H_{i0}}{H^*_{(i-1)0}} \Delta T_{i-1,i}. \quad (7a)$$

Выражения для коэффициентов k_{4i} и k_{5i} могут быть получены, если воспользоваться следующим уравнением для момента M_{0i} [Л. 2]:

$$M_{0i} = p_{ср,i} b \psi_i D_i (H^*_{i-1} - H_i) = \psi_i D_i \frac{P_i}{l_i} (H^*_{i-1} - H_i), \quad (8)$$

где ψ_i — коэффициент плеча приложения равнодействующей давления металла на валки, принимаемый постоянным при данных условиях прокатки;

$p_{ср,i} = \frac{P_i}{bl_i}$ — среднее удельное давление металла на валки.

При этом находим:

$$k_{4i} = \frac{\partial M_{0i}}{\partial H^*_{i-1}} = \psi_i D_i \frac{\left[\frac{\partial P_i}{\partial H^*_{i-1}} (H^*_{i-1} - H_i) + P_i \right] l_i - P_i (H^*_{i-1} - H_i) \frac{\partial l_i}{\partial H^*_{i-1}}}{l_i^2}, \quad (9)$$

$$k_{5i} = -\frac{\partial M_{0i}}{\partial H_i} = -\psi_i D_i \frac{\left[\frac{\partial P_i}{\partial H_i} (H^*_{i-1} - H_i) - P_i \right] l_i - P_i (H^*_{i-1} - H_i) \frac{\partial l_i}{\partial H_i}}{l_i^2}. \quad (10)$$

Для вычисления искомых коэффициентов $k_{4i} - k_{5i}$ необходимо предварительно рассчитать значения величин:

$$P_i; l_i; \frac{\partial P_i}{\partial H^*_{i-1}}; \frac{\partial P_i}{\partial H_i}; \frac{\partial P_i}{\partial T_{i-1,i}}; \frac{\partial P_i}{\partial T_{i,i+1}}; \frac{\partial l_i}{\partial H^*_{i-1}}; \frac{\partial l_i}{\partial H_i}.$$

Расчет их может быть произведен по формулам, определяющим зависимость давления металла на валки в функции многих величин и параметров. В данном случае в качестве аналитической зависимости, выражающей давление металла на валки, была использована формула (1) А. И. Целикова, которая дает достаточно полный учет совокупности условий при прокатке.

Для определения величин $l_i; \frac{\partial l_i}{\partial H^*_{i-1}}; \frac{\partial l_i}{\partial H_i}$ может быть использована приведенная ранее для l_i формула, которая после подстановки в нее

$$x_0 = \frac{8(1-\mu^2)}{\pi E} \cdot \frac{D_i}{2} p_{ср,i} \approx \frac{p_{ср,i} D_i}{18000},$$

где $\mu = 0,3$ — коэффициент Пуассона для стали;

$E \approx 2,1 \cdot 10^4 \text{ кг/мм}^2$ — модуль Юнга для стали, приобретает следующий вид:

$$l_i = \sqrt{\frac{D_i}{2} \left[(H^*_{i-1} - H_i) + \frac{P_i}{4500b} \right]}. \quad (11)$$

После определения вышеуказанных величин и ряда преобразований получим следующие расчетные формулы для коэффициентов в уравнении (7a):

$$k_{4i} = \frac{\psi_i D_i}{2l_i} \times \left\{ (H^*_{i-1} - H_i) \left[1 + \frac{D_i (H^*_{i-1} - H_i)}{2l_i^2} \right] \frac{\partial P_i}{\partial H^*_{i-1}} + \left[2 - \frac{D_i (H^*_{i-1} - H_i)}{2l_i^2} \right] P_i \right\}; \quad (9a)$$

$$k_{5i} = -\frac{\psi_i D_i}{2l_i} \times \left\{ (H^*_{i-1} - H_i) \left[1 + \frac{D_i (H^*_{i-1} - H_i)}{2l_i^2} \right] \frac{\partial P_i}{\partial H^*_{i-1}} - \left[2 - \frac{D_i (H^*_{i-1} - H_i)}{2l_i^2} \right] P_i \right\}. \quad (10a)$$

При этом следует учитывать, что значения P_i и l_i должны однозначно удовлетворять формулам (1) и (11).

Уравнение выходной скорости полосы. Анализ различных формул для опережения металла и имеющихся опытных данных позволяет сделать вывод, что в зоне обжатий и натяжений, применяемых на непрерывных станах холодной прокатки, зависимость между опережением металла и натяжением полосы носит практически линейный характер. При этом увеличение переднего натяжения приводит к росту опережения металла, а увеличение заднего натяжения уменьшает опережение металла.

В соответствии с этим аналитическая зависимость между опережением металла и натяжениями полосы может быть выражена следующим образом:

$$s_i = s_{0i} + \xi_i (T_{i,i+1} - k_{\lambda i} T_{i-1,i}), \quad (12)$$

где s_{0i} — опережение металла при прокатке без натяжения.

Некоторые авторы принимают коэффициент $k_{\lambda i}$ равным единице. Другие авторы считают, что этот коэффициент следует брать равным отношению $\frac{Q_i}{Q_{i-1}}$, где Q_i — сечение полосы на выходе из клетки; Q_{i-1} — сечение полосы на входе в клетку.

Эксперименты, проведенные на пятиклетевом стане 1200 Магнитогорского металлургического комбината [Л. 4], показали, что в рабочей зоне зависимость между опережением металла и разностью натяжений с удовлетворительной точностью может

быть аппроксимирована выражением (12), если принять в нем $k_{\lambda i} = 1$.

Уравнение, устанавливающее связь между выходной скоростью полосы v_i , окружной скоростью валков v_{vi} и опережением металла s_i , имеет следующий вид:

$$v_i = v_{vi}(1 + s_i) = \gamma_i n_i [1 + b_i(T_{i,i+1} - T_{i-1,i})], \quad (13)$$

где n_i — скорость вращения двигателя главного привода клетки;

$$\gamma_i = \frac{\pi D_i}{60 j_i} (1 + s_{0i});$$

$$b_i = \frac{\xi_i}{1 + s_{0i}}.$$

Коэффициенты разложения функции $v_i(n_i; T_{i,i+1}; T_{i-1,i})$ в ряд Тейлора равны¹:

$$\frac{\partial v_i}{\partial n_i} = \frac{v_{i0}}{n_{i0}};$$

$$\frac{\partial v_i}{\partial T_{i,i+1}} = \gamma_i b_i n_{i0} \approx b_i v_{i0};$$

$$\frac{\partial v_i}{\partial T_{i-1,i}} \approx -b_i v_{i0}.$$

Уравнение выходной скорости полосы в приращениях величин можно записать в таком виде:

$$\Delta v_i = \frac{v_{i0}}{n_{i0}} \Delta n_i + b_i v_{i0} \Delta T_{i,i+1} - b_i v_{i0} \Delta T_{i-1,i}. \quad (14)$$

Уравнение натяжения полосы между смежными клетями стана. На участке между клетями i и $i+1$ натяжение полосы с учетом ее упругости характеризуется следующим выражением [Л. 5]:

$$T_{i,i+1} = c_{i,i+1} \int_0^t (v'_{i+1} - v_i) dt + T_{(i,i+1)0}, \quad (15)$$

где v'_{i+1} — скорость входа полосы в валки клетки $i+1$;

$c_{i,i+1} = \frac{EQ_i}{l_{i,i+1}}$ — коэффициент пропорциональности;

$l_{i,i+1}$ — расстояние между клетями i и $i+1$;

Q_i — поперечное сечение прокатываемого металла между клетями i и $i+1$ (при определении коэффициента $c_{i,i+1}$ принимается постоянным).

Уравнение для приращения натяжения полосы между смежными клетями запишется в виде:

$$p \Delta T_{i,i+1} = c_{i,i+1} (\Delta v'_{i+1} - \Delta v_i). \quad (16)$$

Уравнение постоянства секундных объемов металла (уравнение сплошности). Физический смысл уравнения сплошности относительно зоны деформации металла в валках состоит в том, что количество металла, проходящего в единицу времени через любое сечение, должно быть одинаковым.

Если учесть, что уширение полосы при холодной прокатке практически равно нулю, то для плоскости входа и выхода металла из валков клетки i получим:

$$v'_i H^*_{i-1} = v_i H_i. \quad (17)$$

Уравнение сплошности в приращениях величин, если пренебречь произведением приращений как вели-

чинами второго порядка малости, будет иметь следующий вид:

$$\Delta v'_i H^*_{(i-1)0} + h^*_{i-1} v'_{i0} = \Delta v_i H_{i0} + h_i v_{i0}. \quad (18)$$

Уравнение главного привода клетки стана. Если регулирование скорости вращения двигателя в режиме работы стана с «фиксированной» скоростью прокатки осуществляется изменением напряжения на его якоре, то линеаризованное уравнение главного привода клетки можно записать в таком виде:

$$\Delta U_{K_i} K_{a_i}(p) - m_{c_i} K_{b_i}(p) = \Delta n_i. \quad (19)$$

Под ΔU_{K_i} следует понимать приращение напряжения (управляющего сигнала) на одном из входов системы главного привода; $K_{a_i}(p)$ и $K_{b_i}(p)$ — передаточные функции этой системы.

Различные виды воздействий в стане. Воздействия, имеющие место в непрерывном прокатном стане как объекте регулирования можно разделить на две группы.

Первую группу составляют неуправляемые внешние воздействия, нарушающие состояние объекта; вторую группу составляют управляемые воздействия, при помощи которых в той или иной степени возможно восстановить нарушенное состояние объекта.

К первой группе воздействий можно отнести: изменение толщины полосы, поступающей в валки первой клетки стана; эксцентриситет опорных валков; эксцентриситет бунта на разматывателе и моталке; изменения толщины полосы, обусловленные «эффектом скорости» и др.

Ко второй группе воздействий относятся: изменения скорости вращения прокатных двигателей путем регулирования напряжения на якоре или потока возбуждения и изменения растворов валков путем регулирования нажимных устройств.

Очевидно, что с ростом числа клетей стана увеличивается также и число возможных управляемых воздействий. Однако эффект, получаемый от применения того или иного способа регулирования, оказывается различным. Кроме того, необходимо учитывать, что в реальных установках имеются ограничения как в отношении задания управляемых воздействий, так и в отношении максимальных отклонений регулируемых величин.

Структуры клетей стана. Возможны различные способы анализа динамики процесса прокатки. Эффективным средством анализа сложных систем регулирования являются, как известно, вычислительные машины непрерывного действия, однако они не могут исключить аналитические методы исследования.

Хотя переходный процесс может быть воспроизведен на модели, тем не менее при помощи частотных характеристик можно выяснить не только нежелательные свойства системы регулирования, но и пути их устранения.

Поэтому для анализа и синтеза дальнейшее изложение предполагает использование передаточных функций по отдельным входам объекта регулирования.

Динамика процесса прокатки полосы в i -й клетке в режиме работы стана с «фиксированной» скоростью описывается системой уравнений (3а), (7а), (14), (16), (18) и (19). При выводе интересных

¹ Величинам, соответствующим установившемуся режиму прокатки, присвоен индекс «нуль».

нас зависимостей будем полагать, что параметры объекта постоянны и уравнения динамики записаны в операторной форме.

Принимая во внимание, что разложение нелинейных функций нескольких переменных производится в ряд Тейлора в окрестности фиксированной точки, координаты которой соответствуют установившемуся режиму, при котором

$$\frac{v'_{i0}}{H_{i0}} = \frac{v_{i0}}{H^*_{(i-1)0}}, \quad v'_{i0} = v_{(i-1)0}, \quad H^*_{(i-1)0} = H_{(i-1)0},$$

после преобразования исходных уравнений получим систему из трех уравнений. Коэффициенты этой системы приведены в табл. 1.

Таблица 1

$h^*_{i-1}(p)$	$\Delta T_{i-1,i}(p)$	$\Delta v'_i(p)$	$\Delta U_{Ki}(p)$	$\Delta d_{pi}(p)$	$h_i(p)$	$\Delta T_{i,i+1}(p)$	$\Delta v'_{i+1}(p)$
a_{11}	a_{12}	0	0	a_{15}	a_{16}	a_{17}	0
a_{21}	0	a_{23}	0	0	a_{26}	a_{27}	a_{28}
a_{31}	a_{32}	a_{33}	a_{34}	0	a_{36}	a_{37}	0

Полученная система уравнений может быть разрешена, если из восьми входящих в нее переменных будут заданы пять.

В качестве входных величин при составлении структурной схемы клетки стана следует принять изменение толщины полосы $h^*_{i-1}(p)$, поступающей в валки i -й клетки, и управляемые воздействия $\Delta U_{Ki}(p)$ и $\Delta d_{pi}(p)$. Кроме того, в качестве входных величин примем приращения: натяжения на входе клетки $\Delta T_{i-1,i}(p)$ и скорости $\Delta v'_{i+1}(p)$.

Выходными величинами будут: $h_i(p)$; $\Delta T_{i,i+1}(p)$; $\Delta v'_i(p)$. Матричное уравнение клетки i представим в таком виде:

$$\begin{pmatrix} 0 & a_{15} & a_{11} & a_{12} & 0 \\ 0 & 0 & a_{21} & 0 & a_{28} \\ a_{34} & 0 & a_{31} & a_{32} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta U_{Ki}(p) \\ \Delta d_{pi}(p) \\ h^*_{i-1}(p) \\ \Delta T_{i-1,i}(p) \\ \Delta v'_{i+1}(p) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -a_{16} & -a_{17} & 0 \\ -a_{26} & -a_{27} & -a_{23} \\ -a_{36} & -a_{37} & -a_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} h_i(p) \\ \Delta T_{i,i+1}(p) \\ \Delta v'_i(p) \end{pmatrix} \quad (20)$$

или

$$K_1 X = K_2 Y, \quad (20a)$$

где

$$a_{11} = k_{1i} = \Phi_i \frac{H_{i0}}{H_{(i-1)0}}; \quad a_{12} = -k_{3i}; \quad a_{15} = k_{2i};$$

$$a_{16} = -1; \quad a_{17} = -k'_{3i}; \quad a_{21} = -c_{i,i+1} \frac{v_{i0}}{H_{(i-1)0}};$$

$$a_{23} = -c_{i,i+1} \frac{H_{(i-1)0}}{H_{i0}}; \quad a_{26} = c_{i,i+1} \frac{v_{i0}}{H_{i0}};$$

$$a_{27} = -p; \quad a_{28} = c_{i,i+1};$$

$$a_{31} = \frac{v_{i0}}{H_{(i-1)0}} + \frac{v_{i0}}{n_{i0}} \cdot \frac{k_{3i}}{j_i} K_{\sigma i}(p);$$

$$a_{32} = b_i v_{i0} + \frac{v_{(i-1)0}}{n_{i0}} \cdot \frac{D_i}{2j_i} K_{\sigma i}(p);$$

$$a_{33} = \frac{H_{(i-1)0}}{H_{i0}}; \quad a_{34} = -\frac{v_{i0}}{n_{i0}} K_{\sigma i}(p)$$

$$a_{36} = -\frac{v_{i0}}{H_{i0}} - \frac{v_{i0}}{n_{i0}} \cdot \frac{k_{3i}}{j_i} K_{\sigma i}(p);$$

$$a_{37} = -b_i v_{i0} - \frac{v_{i0}}{n_{i0}} \cdot \frac{D_i}{2j_i} K_{\sigma i}(p);$$

$$X \text{ — матрица — столбец } \begin{pmatrix} \Delta U_{Ki}(p) \\ \Delta d_{pi}(p) \\ h^*_{i-1}(p) \\ \Delta T_{i-1,i}(p) \\ \Delta v'_{i+1}(p) \end{pmatrix};$$

$$Y \text{ — матрица — столбец } \begin{pmatrix} h_i(p) \\ \Delta T_{i,i+1}(p) \\ \Delta v'_i(p) \end{pmatrix}.$$

Учитывая, что матрица K_2 неособенная ($\det K_2 \neq 0$), находим:

$$AX = K_2^{-1} K_1 X = Y. \quad (21)$$

Поскольку число входов системы превышает число ее выходов, то матрица передаточных функций A клетки прямоугольная:

$$A = K_2^{-1} K_1 = \begin{pmatrix} A_{11}(p) & A_{12}(p) & A_{13}(p) & A_{14}(p) & A_{15}(p) \\ A_{21}(p) & A_{22}(p) & A_{23}(p) & A_{24}(p) & A_{25}(p) \\ A_{31}(p) & A_{32}(p) & A_{33}(p) & A_{34}(p) & A_{35}(p) \end{pmatrix}. \quad (22)$$

Структура объекта (клетки i) представлена на рис. 2,а.

Из выражения (22) следует, что каждую из выходных величин можно рассматривать как линейную комбинацию входных величин:

$$\left. \begin{aligned} h_i(p) &= A_{11}(p) \Delta U_{Ki}(p) + A_{12}(p) \Delta d_{pi}(p) + \\ &+ A_{13}(p) h^*_{i-1}(p) + A_{14}(p) \Delta T_{i-1,i}(p) + \\ &+ A_{15}(p) \Delta v'_{i+1}(p); \\ \Delta T_{i,i+1}(p) &= A_{21}(p) \Delta U_{Ki}(p) + A_{22}(p) \Delta d_{pi}(p) + \\ &+ A_{23}(p) h^*_{i-1}(p) + A_{24}(p) \Delta T_{i-1,i}(p) + \\ &+ A_{25}(p) \Delta v'_{i+1}(p); \\ \Delta v'_i(p) &= A_{31}(p) \Delta U_{Ki}(p) + A_{32}(p) \Delta d_{pi}(p) + \\ &+ A_{33}(p) h^*_{i-1}(p) + A_{34}(p) \Delta T_{i-1,i}(p) + \\ &+ A_{35}(p) \Delta v'_{i+1}(p). \end{aligned} \right\} \quad (21a)$$

Если воспользоваться принципом суперпозиции, то на основании уравнения (21a) для клетки i можно получить структурную схему, изображенную на рис. 2,б, где $A_{ij}(p)$ ($i=1, 2, 3; j=1, 2, \dots, 5$) — передаточные функции для отдельных входов системы.

Вследствие пространственной удаленности одной клетки относительно другой отклонение толщины полосы с выхода предыдущей ($i-1$) на вход данной (i) клетки поступает не мгновенно, а через промежуток времени

$$\tau_{i-1} = \int_0^{l_{i-1,i}} \frac{dl_{i-1,i}}{v_{i-1}},$$

где $l_{i-1,i}$ — расстояние между плоскостями входа и выхода полосы на участке между клетками $i-1$ и i .

При допущении $\tau_{i-1} = \text{const}$

$$h^*_{i-1}(p) = h_{i-1}(p) e^{-p\tau_{i-1}}.$$

Если в качестве входной величины для клетки i вместо h^*_{i-1} принять $h_{i-1}(p)$, то матрица передаточных функций этой клетки будет иметь следующий вид:

$$A_* = \begin{vmatrix} A_{11}(p) & A_{12}(p) & A_{13}(p) e^{-p\tau_{i-1}} & A_{14}(p) & A_{15}(p) \\ A_{21}(p) & A_{22}(p) & A_{23}(p) e^{-p\tau_{i-1}} & A_{24}(p) & A_{25}(p) \\ A_{31}(p) & A_{32}(p) & A_{33}(p) e^{-p\tau_{i-1}} & A_{34}(p) & A_{35}(p) \end{vmatrix}. \quad (23)$$

В ряде случаев при исследовании режимов управления прокатным станом и расчете передаточных коэффициентов принимают натяжения между разматывателем и первой клетью, а также между последней клетью и моталкой неизменными.

Если входное натяжение клетки постоянно, то структурная схема, изображенная на рис. 2, не изменяется; в ней лишь как и в системе уравнений (21а), необходимо принять:

$$\Delta T_{i-1,i}(p) = 0.$$

Иначе обстоит вопрос со структурной схемой при постоянстве выходного натяжения клетки.

На участке последняя клеть — моталка выходное натяжение $T_{i,i+1} = T_{iM}$ может оставаться постоянным, если окружная скорость бунта моталки $v'_{i+1} = v_M$ будет изменяться одновременно с изменением скорости выхода металла v_i из клетки по одному и тому же закону (например, как это практически осуществляется при установке «тонкого» регулятора толщины на многоклетевом стане).

В этом случае при математическом описании динамики процесса прокатки в табл. 1 необходимо исключить вторую строку, седьмой и восьмой столбцы; уравнение (20а) тогда примет вид:

$$\begin{vmatrix} 0 & a_{15} & a_{11} & a_{12} \\ a_{34} & 0 & a_{31} & a_{32} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \Delta U_{hi}(p) \\ \Delta d_{pi}(p) \\ h^*_{i-1}(p) \\ \Delta T_{i-1,i}(p) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -a_{16} & 0 \\ -a_{36} & -a_{33} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} h_i(p) \\ \Delta v'_i(p) \end{vmatrix} \quad (24)$$

или

$$K_3 X_1 = K_4 Y_1, \quad (24a)$$

откуда

$$A_1 X_1 = K_4^{-1} K_3 X_1 = Y_1, \quad (25)$$

где

$$X_1 = \begin{vmatrix} \Delta U_{hi}(p) \\ \Delta d_{pi}(p) \\ h^*_{i-1}(p) \\ \Delta T_{i-1,i}(p) \end{vmatrix}; \quad Y_1 = \begin{vmatrix} h_i(p) \\ \Delta v'_i(p) \end{vmatrix}.$$

Матрица передаточных функций клетки запишется следующим образом:

$$A_1 = \begin{vmatrix} 0 & A_{12} & A_{13} & A_{14} \\ A_{21}(p) & A_{22}(p) & A_{23}(p) & A_{24}(p) \end{vmatrix}. \quad (26)$$

Очевидно, что аналитические выражения коэффициентов $A_{ij}(p)$ матриц передаточных функций в обоих рассмотренных случаях (рис. 2 и 3) будут различными.

Структурные схемы клетки представлены на рис. 3. Если за входную величину вместо $h^*_{i-1}(p)$ принять $h_{i-1}(p)$, то получим:

$$A_{1*} = \begin{vmatrix} 0 & A_{12} & A_{13} e^{-p\tau_{i-1}} & A_{14} \\ A_{21}(p) & A_{22}(p) & A_{23}(p) e^{-p\tau_{i-1}} & A_{24}(p) \end{vmatrix}. \quad (27)$$

Если допущение о постоянстве натяжения полосы между последней клетью и моталкой не соответствует действительности и в задачу исследования входит изучение закономерности этого натяжения, то изменение скорости на окружности бунта (при наложении витка или изменении момента приводного двигателя моталки) следует рассматривать как возмущающее воздействие.

Таким образом, в зависимости от постановки задачи последняя клеть стана может быть представлена структурными схемами, изображенными на рис. 2 или 3.

Передаточные функции двухклетевого стана. Выше каждая клеть стана рассматривалась как система с несколькими регулируемыми величинами.

Структурная схема многоклетевого стана может быть составлена из структурных схем отдельных клеток. При этом нахождение передаточных функций (или коэффициентов в установленном режиме работы) для различных входов такой системы может быть сведено к операциям, производимым над матрицами передаточных функций (или коэффициентов) отдельных клеток стана.

Сказанное проиллюстрируем на примере двухклетевого стана.

Рассмотрим случай, когда при исследовании системы прокатного стана наряду с эффектом от входных воздействий h^*_{i-1} , ΔU_{ki} , Δd_{pi} , $\Delta U_{k,i+1}$, $\Delta d_{p,i+1}$, представляет интерес также анализ эффекта, обусловленного изменением приращения скорости на окружности бунта моталки $\Delta v'_{i+2} = \Delta v_M$. В этом случае для второй клетки стана, как и для первой, следует использовать схему, изображенную на рис. 2,а. Натяжение на участке разматыватель—первая клеть стана примем постоянным ($\Delta T_{i-1,i} = 0$).

Схема структуры двухклетевого стана приведена на рис. 4,а. Динамика процесса прокатки в стане описывается следующими матричными уравнениями: для клетки i (в данном случае $i = 1$)

$$A^{(i)} X^{(i)} = Y^{(i)}, \quad (28)$$

для клетки $i + 1$

$$A^{(i+1)} Y^{(i+1)} = Z^{(i+1)}, \quad (29)$$

где $A^{(i)}$ и $A^{(i+1)}$ — матрицы передаточных функций клеток i и $i + 1$ согласно выражению (22);

$$X^{(i)} = \begin{vmatrix} \Delta U_{ki}(p) \\ \Delta d_{pi}(p) \\ h^*_{i-1}(p) \\ \Delta v'_{i+1}(p) \end{vmatrix}; \quad Y^{(i)} = \begin{vmatrix} h_i(p) \\ \Delta T_{i,i+1}(p) \\ \Delta v'_i(p) \end{vmatrix};$$

$$Y^{(i+1)} = \begin{vmatrix} \Delta U_{k,i+1}(p) \\ \Delta d_{p,i+1}(p) \\ h^*_i(p) \\ \Delta T_{i,i+1}(p) \\ \Delta v'_{i+2}(p) \end{vmatrix}; \quad Z^{(i+1)} = \begin{vmatrix} h_{i+1}(p) \\ \Delta T_{i+1,i+2}(p) \\ \Delta v'_{i+1}(p) \end{vmatrix}.$$

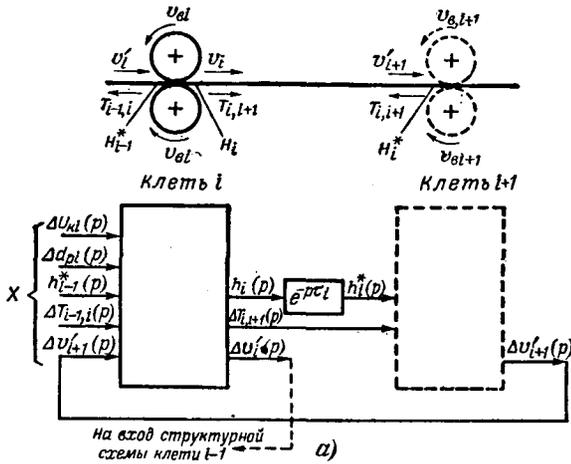


Рис. 2а.

Учитывая, что $h_{i+1}^*(p) = h_i(p) e^{-p\tau_i}$, матричное уравнение клетки $i+1$ запишем следующим образом:

$$A_{*}^{(i+1)} Y_{*}^{(i+1)} = Z^{(i+1)}, \quad (30)$$

где $A_{*}^{(i+1)}$ — матрица передаточных функций клетки $i+1$ согласно выражению (23);

$$Y_{*}^{(i+1)} = \begin{pmatrix} \Delta U_{k,i+1}(p) \\ \Delta d_{p,i+1}(p) \\ h_i(p) \\ \Delta T_{i,i+1}(p) \\ \Delta v'_{i+2}(p) \end{pmatrix}$$

Преобразования, производимые с матричными уравнениями клеток, проиллюстрированы процедурой структурных преобразований на рис. 4,б и г. Чтобы вход системы клетки $i+1$ и выход системы клетки i (рис. 4,а) были одинаковыми, матричные уравнения запишем в следующем виде: для клетки i

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A_{11}^{(i)}(p) & A_{12}^{(i)}(p) & A_{13}^{(i)}(p) & A_{15}^{(i)}(p) & 0 \\ 0 & 0 & A_{21}^{(i)}(p) & A_{22}^{(i)}(p) & A_{23}^{(i)}(p) & A_{25}^{(i)}(p) & 0 \\ 0 & 0 & A_{31}^{(i)}(p) & A_{32}^{(i)}(p) & A_{33}^{(i)}(p) & A_{35}^{(i)}(p) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta U_{k,i+1}(p) \\ \Delta d_{p,i+1}(p) \\ \Delta U_{k,i}(p) \\ \Delta d_{pi}(p) \\ h_{i-1}^*(p) \\ \Delta v'_{i+1}(p) \\ \Delta v'_{i+2}(p) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Delta U_{k,i+1}(p) \\ \Delta d_{p,i+1}(p) \\ h_i(p) \\ \Delta T_{i,i+1}(p) \\ \Delta v'_{i+1}(p) \\ \Delta v'_{i+2}(p) \end{pmatrix} \quad (31)$$

или

$$A_I^{(i)} X_I^{(i)} = Y_I^{(i)}; \quad (31a)$$

для клетки $i+1$

$$\begin{pmatrix} A_{11}^{(i+1)}(p) & A_{12}^{(i+1)}(p) & A_{13}^{(i+1)}(p) e^{-p\tau_i} & A_{14}^{(i+1)}(p) & 0 & A_{15}^{(i+1)}(p) \\ A_{21}^{(i+1)}(p) & A_{22}^{(i+1)}(p) & A_{23}^{(i+1)}(p) e^{-p\tau_i} & A_{24}^{(i+1)}(p) & 0 & A_{25}^{(i+1)}(p) \\ A_{31}^{(i+1)}(p) & A_{32}^{(i+1)}(p) & A_{33}^{(i+1)}(p) e^{-p\tau_i} & A_{34}^{(i+1)}(p) & 0 & A_{35}^{(i+1)}(p) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta U_{k,i+1} \\ \Delta d_{p,i+1} \\ h_i(p) \\ \Delta T_{i,i+1}(p) \\ \Delta v'_{i+1}(p) \\ \Delta v'_{i+2}(p) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{i+1}(p) \\ \Delta T_{i+1,i+2}(p) \\ \Delta v'_{i+1}(p) \\ \Delta v'_{i+2}(p) \end{pmatrix} \quad (32)$$

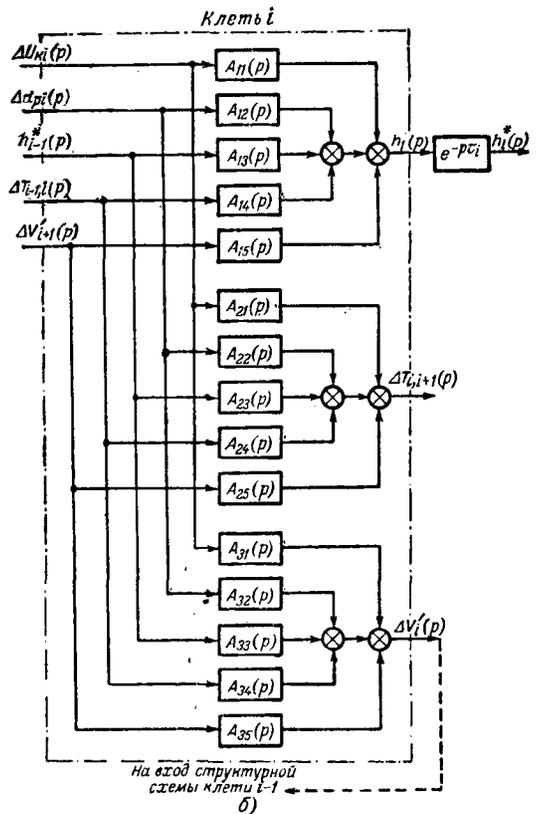


Рис. 2б.

или

$$A_{*1}^{(i+1)} Y_I^{(i)} = Z_I^{(i+1)}. \quad (32a)$$

Вышеуказанному преобразованию соответствует структурное преобразование, приведенное на рис. 4,б. Из выражений (31а) и (32а) получаем (рис. 4,в):

$$A_{*1}^{(i+1)} A_I^{(i)} X_I^{(i)} = Z_I^{(i+1)}. \quad (33)$$

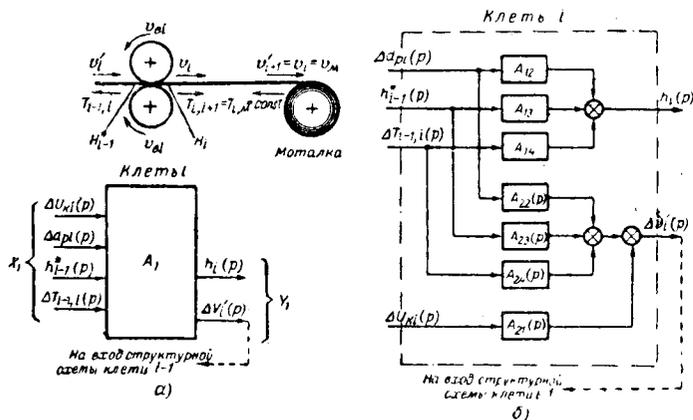


Рис. 3.

Из последнего уравнения просто устанавливаются зависимости между входными и выходными величинами двухклетевого стана (рис. 4,2):

$$KX_{\text{вх}} = Z_{\text{вых}}, \quad (34)$$

где $X_{\text{вх}}$ — матрица — столбец входных величин;
 $Z_{\text{вых}}$ — матрица — столбец выходных величин;
 K — матрица передаточных функций двухклетевого стана.

Уравнение (34) может быть записано в виде табл. 2.

Таблица 2

Выходная величина ($Z_{\text{вых}}$)	Входная величина ($X_{\text{вх}}$)					
	$h_{i-1}^*(p)$	$\Delta U_{ki}(p)$	$\Delta d_{pi}(p)$	$\Delta T_{i-1,i}(p)$	$\Delta d_{p,i+1}(p)$	$\Delta V'_{i+1}(p)$
$h_i(p)$	$K_{11}(p)$	$K_{12}(p)$	$K_{13}(p)$	$K_{14}(p)$	$K_{15}(p)$	$K_{16}(p)$
$\Delta T_{i,i+1}(p)$	$K_{21}(p)$	$K_{22}(p)$	$K_{23}(p)$	$K_{24}(p)$	$K_{25}(p)$	$K_{26}(p)$
$\Delta v'_i(p)$	$K_{31}(p)$	$K_{32}(p)$	$K_{33}(p)$	$K_{34}(p)$	$K_{35}(p)$	$K_{36}(p)$
$h_{i+1}(p)$	$K_{41}(p)$	$K_{42}(p)$	$K_{43}(p)$	$K_{44}(p)$	$K_{45}(p)$	$K_{46}(p)$
$\Delta T_{i+1,i+2}(p)$	$K_{51}(p)$	$K_{52}(p)$	$K_{53}(p)$	$K_{54}(p)$	$K_{55}(p)$	$K_{56}(p)$
$\Delta v'_{i+1}(p)$	$K_{61}(p)$	$K_{62}(p)$	$K_{63}(p)$	$K_{64}(p)$	$K_{65}(p)$	$K_{66}(p)$

Заключение. Изложенная в статье методика позволяет получить наиболее общие выражения для передаточных функций непрерывного стана холодной прокатки. Это удалось сделать, используя для вывода передаточных функций матричное исчисление.

В свою очередь матричная форма записи позволила перейти к построению структурных схем непрерывного стана, при помощи которых наиболее наглядно раскрываются взаимосвязи, имеющие ме-

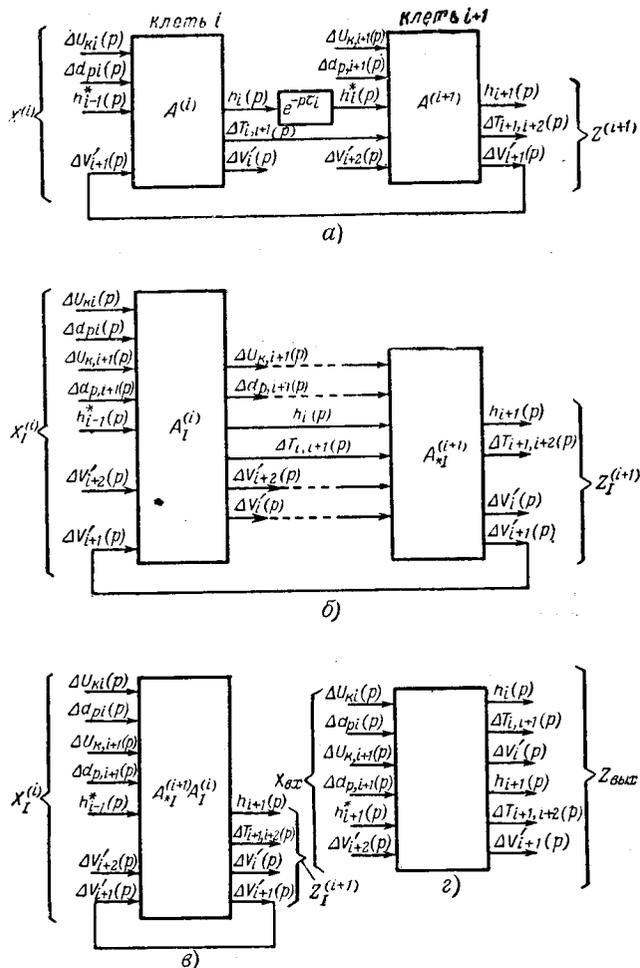


Рис. 4.

сто в станах и его многодвигательным электроприводе.

Полученные структурные схемы и обобщенные выражения для передаточных функций непрерывного стана, представляющего собой характерный пример объекта со многими регулируемыми величинами, дают возможность использовать современные математические методы для синтеза оптимальных систем управления технологическим процессом.

Литература

1. Дружинин Н. Н., Непрерывные станы как объект комплексной автоматизации, Сборник «Новое в тяжелом машиностроении», № 7—8, Центральное бюро научно-технической информации, 1958.
2. Пеликов А. И., Прокатные станы, Гостехиздат, 1946.
3. Дружинин Н. Н., Основные положения и анализ электромеханических процессов непрерывной прокатки холодного металла, Сборник «Прокатные станы», книга 50, Машгиз, 1952.
4. Дружинин Н. Н. и Мирер А. Г., Комплексное исследование многодвигательного электропривода пятиклетевого стана, «Электропромышленность и приборостроение», 1960, № 20.
5. Морозов Д. П. и Дружинин Н. Н., Теория переходных процессов электропривода с упругой связью при переменном радиусе натяжения, «Электричество», 1949, № 11.

[5.8.1963]



Прочность и жесткость внутренних обмоток трансформаторов

Доктор техн. наук, проф. В. В. БОЛОТИН, кандидат техн. наук Б. П. МАКАРОВ и инж. Б. А. КУРАНОВ

Московский энергетический институт

Вопрос о механической прочности и жесткости обмоток трансформаторных конструкций становится все более актуальным в связи с ростом мощности современных силовых трансформаторов. Большие механические нагрузки на трансформаторные обмотки, возникающие как в режиме короткого замыкания, так и при нормальной работе трансформатора, могут привести к снижению срока службы и преждевременному выходу конструкций из строя. В связи с этим возникают две задачи: 1) исследование спектра частот собственных колебаний обмоток и выяснение возможностей наступления резонанса; 2) определение амплитуд прогибов и напряжений в обмотках при нормальном режиме и режиме короткого замыкания для расчета трансформаторных конструкций на прочность.

Задача о прочности внутренних обмоток трансформаторов обычно [Л. 1 и 2] рассматривается в предположении, что провода обмотки работают под нагрузкой независимо, и таким образом жесткость обмотки при изгибе отождествляется с суммарной жесткостью отдельных проводов. В действительности же провода, окруженные изоляцией, связаны между собой пропиточным лаком. Поэтому их эффективная жесткость, как правило, оказывается больше, чем суммарная жесткость проводов. Верхней границей изменения жесткости является «монолитная» жесткость, вычисленная в предположении, что для пакета в целом выполняется гипотеза Бернулли. Пусть, например, толщина прослойки между соседними проводами мала по сравнению с толщиной провода. Тогда суммарная жесткость обмотки, состоящей из n одинаковых проводов, будет относиться к соответствующей «монолитной» жесткости как $1:n^2$. Для обмоток силовых трансформаторов и шунтирующих реакторов число n может составлять несколько десятков. Следовательно, эффективная жесткость пакетов может меняться во весьма широких пределах. Знание этой жесткости необходимо для расчета обмоток как на вибрацию при нормальной эксплуатации, так и на динамическую прочность при коротком замыкании.

В настоящей статье для расчета трансформаторных обмоток с учетом податливости промежуточных связей используется общая теория многослойных конструкций, разработанная В. В. Болотиным [Л. 3 и 4]. Излагаются исходные гипотезы и без вывода даются основные уравнения. Дается теоретическое решение для многослойного кольца, нагруженного сосредоточенными силами. Из испытаний кольца трансформаторной обмотки найдены коэффициенты жесткости связей. Теоретические значения прогибов и нормальных напряжений сопоставлены с опытными данными; при этом получено хорошее совпадение. Предельные скалывающие напряжения для промежуточных связей найдены двумя способами: из непосредственных испытаний на сдвиг и из эксперимента на поперечный

изгиб. Эти напряжения оказались весьма близки друг к другу, что также указывает на удовлетворительность теории.

Гипотезы, лежащие в основе теории. Рассмотрим плоский стержень постоянной кривизны. Предположим, что стержень имеет прямоугольное сечение и состоит из n «жестких» слоев (проводов) толщиной h_α ($\alpha=1, 2, \dots, n$) и чередующихся с ними $n-1$ «мягких» слоев (изоляция, лак) толщиной s_α ($\alpha=1, 2, \dots, n-1$) (рис. 1). Ширину сечения обозначим b , полную высоту H , т. е.

$$H = \sum_{\alpha=1}^n h_\alpha + \sum_{\alpha=1}^{n-1} s_\alpha. \quad (1)$$

Вводятся следующие гипотезы:

а) каждый «жесткий» слой представляет собой упругий стержень, подчиняющийся гипотезам сопротивления материалов. В частности, для каждого

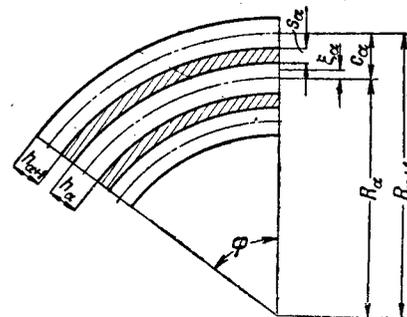


Рис. 1.

«жесткого» слоя остается справедливой гипотеза Бернулли;

б) толщина пакета в целом остается неизменной, т. е. нормальные компоненты перемещений для всех «жестких» слоев одинаковы;

в) нормальные напряжения, действующие в поперечных сечениях «мягких» слоев, пренебрежимо малы по сравнению с нормальными напряжениями в «жестких» слоях;

г) касательные напряжения в «мягких» слоях постоянны по толщине каждого слоя и пропорциональны сдвигам в этом слое; тангенциальные перемещения в «мягких» слоях меняются по толщине каждого слоя по линейному закону.

Перечисленные гипотезы вполне оправданы для обмоток трансформаторных конструкций, в частности, для рассматриваемых ниже кольцевых обмоток трансформатора типа ТМ-1000/35. Действительно, жесткость проводов во много раз больше жесткости соединительных слоев между ними.

Основные уравнения. В качестве исходных для расчета кольцевых обмоток используем уравне-

ния, выведенные на основе принятых гипотез в работе [Л. 4]:

$$-\frac{E_\alpha h_\alpha}{R_\alpha^2} \frac{d}{d\varphi} \left(\frac{du_\alpha}{d\varphi} + \omega \right) + \frac{E_\alpha h_\alpha^3}{12R_\alpha^4} \frac{d^2}{d\varphi^2} \times$$

$$\times \left(\frac{d\omega}{d\varphi} - u_\alpha \right) - \tau_\alpha c'_\alpha + \tau_{\alpha-1} c''_\alpha = p_\alpha,$$

где

$$\alpha = 1, 2, \dots, n; \quad (2)$$

$$\sum_{\alpha=1}^n \frac{E_\alpha h_\alpha}{R_\alpha} \left(\frac{du_\alpha}{d\varphi} + \omega \right) + \sum_{\alpha=1}^n \frac{E_\alpha h_\alpha^3}{12R_\alpha^4} \times$$

$$\times \frac{d^3}{d\varphi^3} \left(\frac{d\omega}{d\varphi} - u_\alpha \right) - \sum_{\alpha=1}^{n-1} c_\alpha \frac{d\tau_\alpha}{d\varphi} = \sum_{\alpha=1}^n q_\alpha R_\alpha. \quad (3)$$

В уравнениях (2) и (3) обозначают:

$u_\alpha(\varphi)$ — тангенциальное перемещение середины «жесткого» слоя;

$\omega(\varphi)$ — нормальный прогиб;

φ — независимая переменная (центральный угол);

E_α — модуль упругости материала «жестких» слоев;

p_α, q_α — тангенциальные и нормальные компоненты внешних сил, отнесенные к единице длины;

R_α и \tilde{R}_α — радиусы кривизны «жесткого» и «мягкого» слоев соответственно.

Остальные величины определяются по формулам:

$$c_\alpha = \frac{1}{2} (h_\alpha + h_{\alpha+1}) + s_\alpha;$$

$$c'_\alpha = \frac{\tilde{R}_\alpha}{R_\alpha} \left(1 + \frac{c_\alpha}{2\tilde{R}_\alpha} \right);$$

$$c''_\alpha = \frac{\tilde{R}_{\alpha-1}}{R_\alpha} \left(1 + \frac{c_{\alpha-1}}{2\tilde{R}_{\alpha-1}} \right);$$

$$\tau_\alpha = \frac{g_\alpha}{s_\alpha} \left[u_{\alpha+1} - u_\alpha + \frac{c_\alpha}{\tilde{R}_\alpha} \times \left(\frac{d\omega}{d\varphi} - \frac{u_{\alpha+1} + u_\alpha}{2} \right) \right],$$

где g_α — модуль сдвига для материала «мягких» слоев.

Частным случаем уравнений (2) и (3) являются равенства, описывающие поведение составного прямолинейного стержня, которые получаются при $R_\alpha \rightarrow \infty$:

$$E_\alpha h_\alpha \frac{d^2 u_\alpha}{dx^2} + \frac{g_\alpha}{s_\alpha} \left(u_{\alpha+1} - u_\alpha + c_\alpha \frac{d\omega}{dx} \right) -$$

$$- \frac{g_{\alpha-1}}{s_{\alpha-1}} \left(u_\alpha - u_{\alpha-1} + c_{\alpha-1} \frac{d\omega}{dx} \right) = -p_\alpha; \quad (4)$$

$$\sum_{\alpha=1}^n \frac{E_\alpha h_\alpha^3}{12} \frac{d^4 \omega}{dx^4} - \sum_{\alpha=1}^n \frac{g_\alpha c_\alpha}{s_\alpha} \frac{d}{dx} \times$$

$$\times \left(u_{\alpha+1} - u_\alpha + c_\alpha \frac{d\omega}{dx} \right) = \sum_{\alpha=1}^n q_\alpha. \quad (5)$$

В уравнениях (4) и (5) x — независимая переменная, имеющая размерность длины.

Если число слоев составного стержня достаточно велико, а их характеристики одинаковы или являются медленно меняющимися функциями индекса α , то естественно предположить, что тангенциальные перемещения u_α являются медленно меняющимися функциями α . При этом возникает возможность некоторого упрощения уравнений (2) и (3), основанного на приближенной замене n неизвестных функций $u_1(\varphi), u_2(\varphi), \dots, u_n(\varphi)$ непрерывной функцией $u(\varphi, z)$. Здесь z — координата, отсчитываемая по нормали к оси стержня (ось стержня делит пополам полную высоту сечения H). В этом случае уравнения принимают вид:

$$-\frac{Eh}{R^2} \cdot \frac{\partial}{\partial \varphi} \left(\frac{\partial u}{\partial \varphi} + \omega \right) + \frac{Eh^3}{12R^4} \cdot \frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} \times$$

$$\times \left(\frac{\partial \omega}{\partial \varphi} - u \right) - \frac{gc^2}{s} \cdot \frac{\partial^2 u}{\partial z^2} = p; \quad (6)$$

$$\frac{Eh}{R^2} \left(\int_{-H/2}^{H/2} \frac{\partial u}{\partial \varphi} \cdot \frac{dz}{c} + n\omega \right) + \frac{Eh^3}{12R^4} \cdot \frac{\partial^3}{\partial \varphi^3} \times$$

$$\times \left(n \frac{\partial \omega}{\partial \varphi} - \int_{-H/2}^{H/2} u \frac{dz}{c} \right) - \frac{gc}{sR} \cdot \frac{\partial u}{\partial \varphi} \Big|_{-H/2}^{H/2} -$$

$$- \frac{gc^2}{sR^2} (n-1) \frac{\partial^2 \omega}{\partial \varphi^2} = q, \quad (7)$$

где q — полная нормальная нагрузка, отнесенная к единице длины стержня.

В качестве граничных условий используем условия периодичности решений для ω и u , а также то обстоятельство, что касательные напряжения на внутренней и наружной поверхностях стержня равны нулю, т. е.

$$\frac{\partial u}{\partial z} + \frac{1}{R} \cdot \frac{\partial \omega}{\partial \varphi} = 0. \quad (8)$$

Жесткость составного кольца, нагруженного сосредоточенными силами. Первая задача, которая возникает при расчете трансформаторных обмоток, состоит в определении модуля сдвига промежуточного «мягкого» слоя. Параметр, характеризующий жесткость лакового состава при работе на сдвиг, можно найти путем сопоставления экспериментального и теоретического значений прогибов кольца при статическом нагружении.

Рассмотрим поведение одного звена кольцевой обмотки трансформатора типа ТМ-1000/35 под действием двух сосредоточенных сил, приложенных в диаметрально противоположных точках.

На рис. 2 показана установка для испытания кольца со следующими характерными размерами: $H=42,6$ мм; $h=3$ мм; $b=13,5$ мм; средний радиус $R=256$ мм; $n=12$; $c=3,56$ мм; $E=1 \cdot 13 \cdot 10^6$ кг/см². Испытания были произведены на разрывной машине Р-5. Средняя величина максимального прогиба при нагрузке $\Delta Q=10$ кг составила $W_1=0,325$ мм.

Для определения теоретического значения максимального прогиба обратимся к уравнениям (6) и (7), положив в них $p=0$. Выразим интенсивность

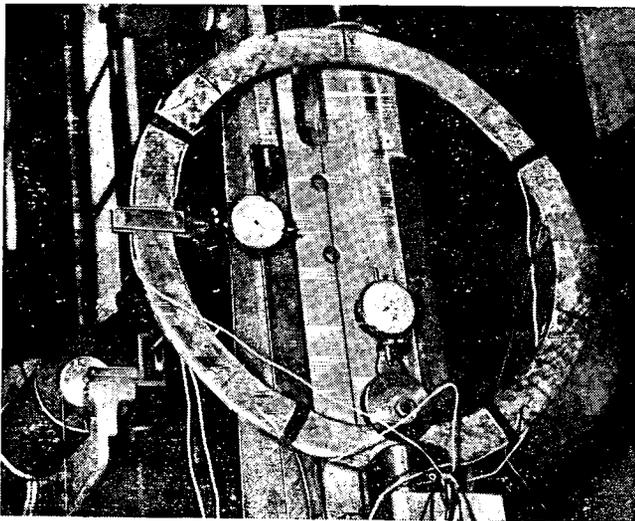


Рис. 2.

нормальной нагрузки в виде дельта-функции и разложим ее в ряд Фурье:

$$q = \frac{2Q}{\pi Rb} \left(1 + \sum_{k=2, 4, \dots}^{\infty} \cos k\varphi \right). \quad (9)$$

Решение уравнений (6) и (7) будем искать в классе функций, удовлетворяющих условиям периодичности

$$w = W_0 \left(1 + \sum_{k=2, 4, \dots}^{\infty} \gamma_k \cos k\varphi \right); \quad (10)$$

$$u = \sum_{k=2, 4, \dots}^{\infty} U_k(\zeta) \sin k\varphi, \quad (11)$$

здесь ζ — независимая переменная ($\zeta = z/c$);
 $W_0, \gamma_k = W_k/W_0$ — неизвестные постоянные;
 $U_k(\zeta)$ — неизвестные функции безразмерной переменной ζ .

Подставив (10) и (11) в (6), приходим к уравнению относительно $U_k(\zeta)$:

$$\frac{d^2 U_k}{d\zeta^2} - \mu_k^2 U_k = A_k W_k \quad (k=2, 4, \dots), \quad (12)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \mu_k^2 &= \frac{12k^2}{\chi \alpha^4} (1 + \alpha^2); & A_k &= \frac{12k}{\chi \alpha^4} (k^2 + \alpha^2); \\ \alpha^2 &= \frac{12R^2}{h^2}; & \chi &= \frac{gh}{Es}; & \beta &= \frac{ck}{h}. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Решение уравнения (12)

$$U_k = C_1 \operatorname{sh} \mu_k \zeta + C_2 \operatorname{ch} \mu_k \zeta - \frac{A_k W_k}{\mu_k^2}$$

должно удовлетворять граничным условиям на верхней и нижней свободных поверхностях

$$\frac{du_k}{d\zeta} + \frac{kcW_k}{R} = 0 \quad \left(\zeta = \pm \frac{1}{2} n \right).$$

Определив постоянные интегрирования, найдем для U_k следующее выражение:

$$U_k(\zeta) = -W_k \left(\frac{kc}{\mu_k R} \cdot \frac{\operatorname{sh} \mu_k \zeta}{\operatorname{ch} \frac{\mu_k n}{2}} + \frac{A_k}{\mu_k^2} \right). \quad (14)$$

После подстановки выражений (10), (11) и (14) в уравнение (7) и выполнения операций интегрирования получим формулы для коэффициентов W_0 и γ_k :

$$\left. \begin{aligned} W_0 &= \frac{2QR}{\pi E b h n}; \\ \frac{1}{\gamma_k} &= \frac{(k^2 - 1)^2}{1 + \alpha^2} + \chi \beta^2 \left(1 - \frac{1}{n} + \frac{2 \operatorname{th} \frac{\mu_k n}{2}}{\mu_k n} \right). \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Используя выражения (10) и (15), можно сопоставить теоретическое и экспериментальное значения прогибов.

На рис. 3 показано определение параметра жесткости промежуточных связей для кольцевой обмотки трансформатора ТМ-1000/35. По оси ординат отложено максимальное значение прогиба W_1 . Сплошной линией нанесена теоретическая зависимость максимального прогиба от параметра при трех первых членах ряда (10). Как видно из рис. 3, при $\chi = 1,7 \cdot 10^{-4}$ теоретическое и экспериментальное значения прогибов совпадают. Это и есть искомого значения параметра жесткости.

Для проверки найденного значения параметра χ сопоставим теоретические и экспериментальные результаты, относящиеся к наибольшим прогибам противоположного знака W_2 , а также к максимальным прогибам кольца при растяжении в двух направлениях. На рис. 4 изображены зависимости экстремальных прогибов от нагрузки. Точками нанесены экспериментальные значения. Сплошные линии соответствуют теоретическим зависимостям при найденном значении параметра χ . Имеет место удовлетворительное совпадение теоретических и экспериментальных результатов.

Аналогичное сопоставление было выполнено и для прямолинейного составного стержня, лежаще-

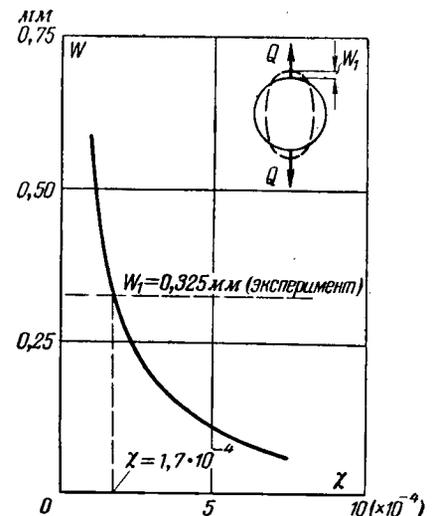


Рис. 3.

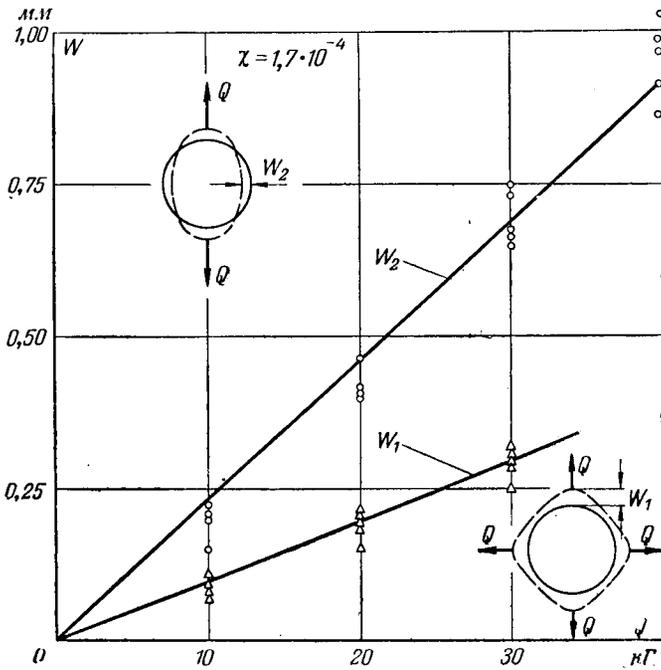


Рис. 4.

го на двух опорах и находящегося под действием сосредоточенной силы, приложенной посередине. Характерные размеры стержня: $h=3$ мм; $c=3,3$ мм; $E=1,13 \cdot 10^6$ кг/см²; $b=13,6$ мм.

Значение параметра χ , найденное описанным способом, составляет $\chi=1,5 \cdot 10^{-4}$. На рис. 5 показаны зависимости относительной жесткости составного стержня от числа слоев n при различной длине стержня l . По оси ординат отложено отношение жесткости соответствующего монолитного стержня к приведенной жесткости составного стержня EJ_* . Точками нанесены результаты эксперимента, сплошные линии соответствуют теоретическим зависимостям.

Здесь, как и для круговых обмоток, обнаружено хорошее совпадение теоретических и экспериментальных результатов.

Напряжения в медных проводах обмотки. Для определения экспериментальных значений напряжений в медных проводах трансформаторных обмоток был использован метод электротензометрирования. Были измерены нормальные напряжения на внешней поверхности кольца в точках, лежащих на диаметре, перпендикулярном линии действия сил (точка А). Среднее напряжение для обмотки трансформатора ТМ-1000/35 в точке А при нагрузке $\Delta Q=10$ кг составило $\sigma_A=14,2$ кг/см².

Вычислим соответствующее теоретическое значение напряжения. Нормальные напряжения в «жестком» слое обмотки определяются по формуле

$$\sigma = E_\alpha \epsilon, \quad (16)$$

где E_α — модуль упругости материала «жесткого» слоя;

$$\epsilon = \frac{1}{R_\alpha} \left[w + \frac{du_\alpha}{d\varphi} - \frac{\xi_\alpha}{R_\alpha} \left(\frac{d^2 w}{d\varphi^2} - \frac{du_\alpha}{d\varphi} \right) \right]. \quad (17)$$

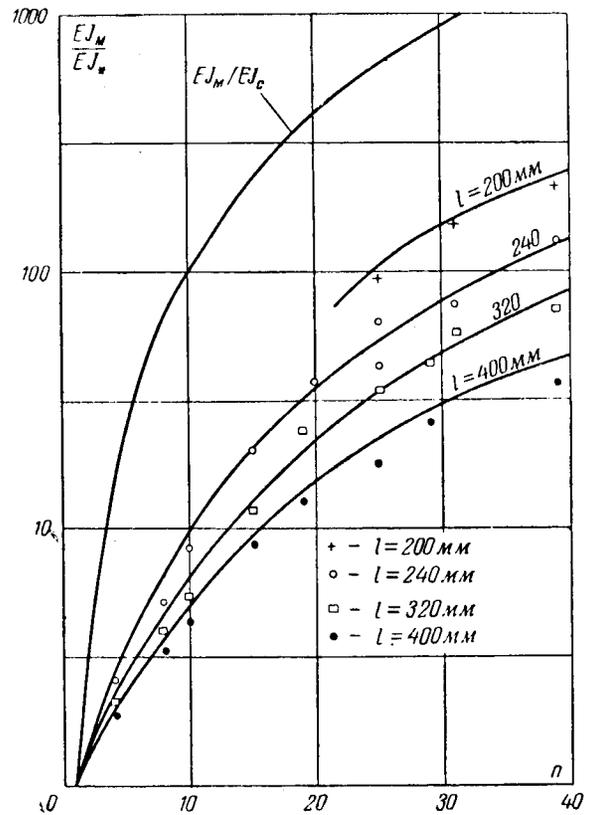


Рис. 5.

В выражении (17) ξ_α — расстояние от оси «жесткого» слоя до его произвольной точки. Совокупность n функций u_α можно, как и раньше, приближенно заменить одной непрерывной функцией $u(\varphi, z)$, где z — координата, отсчитываемая по нормали к оси стержня. Учитывая далее выражения (10), (11), (14) и (15), получим следующую формулу для нормальных напряжений в крайних точках поперечного сечения кольца:

$$\sigma \approx \frac{EW_0}{R} \left[1 + \sum_{k=2, 4, \dots}^{\infty} \gamma_k \left(1 + \frac{hk^2}{2R} \right) \cos k\varphi - \left(1 + \frac{h}{2R} \right) \sum_{k=2, 4, \dots}^{\infty} \gamma_k \left(\frac{k^2 c}{\mu_k R} \operatorname{th} \frac{\mu_k n}{2} + \frac{k^2 + \alpha^2}{1 + \alpha^2} \right) \cos k\varphi \right]. \quad (18)$$

Здесь все обозначения прежние.

Теоретическое значение напряжения в точке А (рис. 6), вычисленное по формуле (18) при $\chi=1,7 \cdot 10^{-4}$, равно $\sigma_A=15,2$ кг/см². На рис. 6 показана зависимость напряжений σ_A от нагрузки для обмотки трансформатора ТМ-1000/35. Теоретическая зависимость нанесена сплошной линией, точки соответствуют результатам испытаний. Удовлетворительное совпадение теории с экспериментом свидетельствует о том, что выбранная математическая модель составного кольца правильно описывает реальное поведение конструкции.

Предельные напряжения в промежуточном слое. В заключение приведем сопоставление предельных напряжений среза в промежуточном слое, найденных из непосредственного испытания на сдвиг

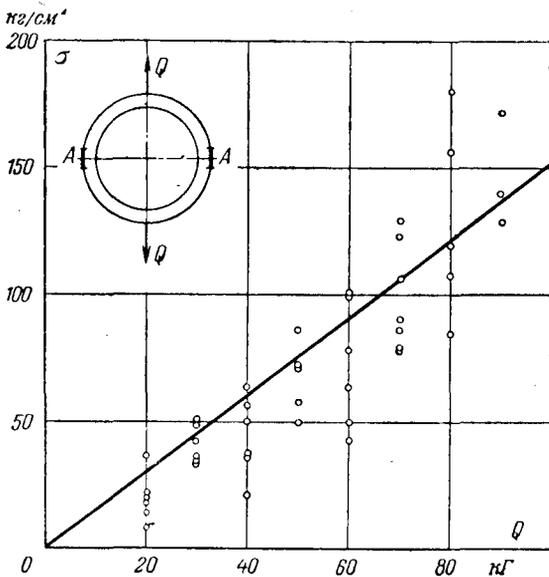


Рис. 6.

(рис. 7) и из эксперимента на поперечный изгиб. В табл. 1 приводятся предельные скалывающие напряжения, вычисленные по формуле

$$\tau_{\text{пред}} = \frac{Q_{\text{пред}}}{2bl} \quad (19)$$

Среднее значение $\tau_{\text{пред}} = 21 \text{ кг/см}^2$.

Таблица 1

Характеристика	Номера образцов									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$Q_{\text{пред}}, \text{ кг}$	650	650	800	740	725	675	590	745	645	555
$\tau_{\text{пред}}, \text{ кг/см}^2$	19,7	19,7	24,2	22,4	21,9	20,42	19,9	22,6	19,5	16,8

Для сравнения были определены напряжения среза, возникающие при изгибе опертого по двум концам стержня под действием сосредоточенной силы, приложенной посередине. Предельная нагрузка при изгибе, соответствующая моменту появления трещин в промежуточном слое и резкому изменению несущей способности стержня, была определена экспериментально для образцов с различным числом слоев. На рис. 8 показаны несколько диаграмм $Q=f(\text{макс } \omega)$, полученных при изгибе многослойного пакета. Штриховой линией нанесена соответствующая диаграмма для монолитного стержня. По найденной предельной нагрузке были вычислены соответствующие предельные напряжения в лаке:

$$\tau_{\text{пред}} = g_{\alpha} \gamma_{\text{пред}}, \quad (20)$$

где

$$\gamma_{\text{пред}} = \frac{1}{s_{\alpha}} \left(u_{\alpha+1} - u_{\alpha} + c_{\alpha} \frac{\partial \omega}{\partial x} \right)_{\text{пред}} \quad (21)$$

Предельные значения функций u_{α} , $u_{\alpha+1}$ и $\frac{\partial \omega}{\partial x}$ были определены на основе уравнений (6) и (7). Как и при исследовании жесткости прямолинейного стержня, параметр лака был принят $\chi = 1,5 \cdot 10^{-4}$.

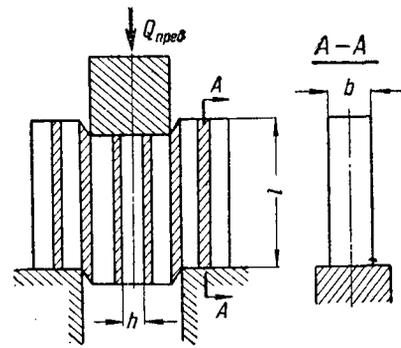


Рис. 7.

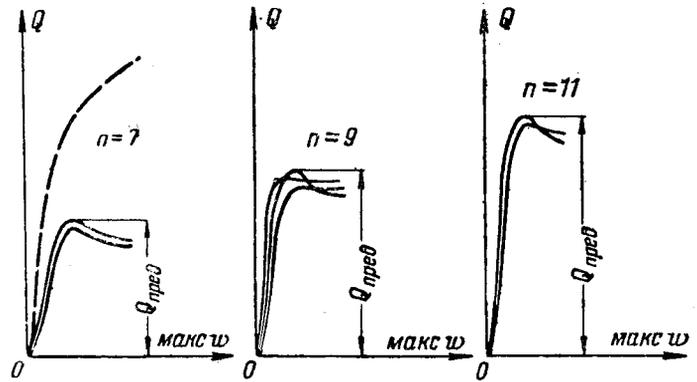


Рис. 8.

В табл. 2 приведены предельные напряжения в промежуточном слое при поперечном изгибе для стержней с разным числом слоев. Среднее значение составляет $\tau_{\text{пред}} = 24 \text{ кг/см}^2$. Из сопоставления табл. 1 и 2 видно, что предельные напряжения в промежуточном слое при изгибе и соответствующие напряжения, найденные при испытании на срез, имеют один и тот же порядок, что еще раз подтверждает правильность теории.

Таблица 2

Характеристика	Номера образцов						
	1	2	3	4	5	6	7
n	7	7	9	9	9	11	11
$Q_{\text{пред}}, \text{ кг}$	132	150	182	188	196	268	250
$\tau_{\text{пред}}, \text{ кг/см}^2$	21,2	24,1	21,8	22,6	23,5	28,1	27

Выводы. Теоретическое и экспериментальное исследование жесткости и прочности трансформаторных обмоток свидетельствует о том, что принятая расчетная схема и исходные гипотезы выбраны правильно. Теория многослойных конструкций, предложенная в работах [Л. 3 и 4], может быть использована при расчете внутренних обмоток трансформаторов.

Литература

1. Fischer E. Die Festigkeit der inneren Röhre von Transformatorwicklungen, ETZ, 1952, № 5.
2. Крайз А. Г., Энергетика за рубежом, Трансформаторы, вып. 1, Госэнергоиздат, 1958.
3. Болотин В. В., К теории слоистых плит, Известия АН СССР, ОТН, Механика и машиностроение, 1963, № 4.
4. Болотин В. В., Колебания многослойных криволинейных стержней, Инженерный журнал, 1963, № 4, т. IV.

[5.7.1963]



Топологический анализ электрических цепей

Проф. П. А. ИОНКИН и доц. А. А. СОКОЛОВ

Московский энергетический институт

Известно, что физические, технические, химические, экономические и даже биологические и психологические процессы могут быть выражены с помощью электрических схем замещения, т. е. могут быть представлены в виде электрических моделей этих процессов. Поскольку свойства электрических цепей применяются в качестве универсального орудия исследования любых процессов, то расчеты электрических схем становятся необходимыми для любой отрасли науки и вида производства. При этом быстрота расчетов электрических цепей является важным фактором, влияющим на повышение производительности труда.

Классические методы расчета электрических цепей (применение законов Кирхгофа, методы контурных токов и узловых потенциалов) требуют сравнительно больших затрат труда. При расчете

где

$$y_{11} = y_{12} + y_{13} + y_{14} + y_{15};$$

$$y_{22} = y_{21} + y_{23} + y_{24} + y_{25} \text{ и т. д.}$$

Для определения входных сопротивлений и проводимостей цепи, а также для нахождения коэффициентов передачи и передающих сопротивлений и проводимостей необходимо решить систему уравнений (1) или им аналогичных, зависящих от искомой величины.

Например, для определения передающей проводимости между ветвями 5—4 и 1—5 надо найти отношение тока I_4 к э. д. с. E_1 . С этой целью необходимо составить определитель узловых проводимостей из коэффициентов уравнений (1) в виде

$$\Delta(y) = \begin{vmatrix} y_{12} + y_{13} + y_{14} + y_{15} & -y_{12} & -y_{13} & -y_{14} \\ -y_{21} & y_{21} + y_{23} + y_{24} + y_{25} & -y_{23} & -y_{24} \\ -y_{31} & -y_{32} & y_{31} + y_{32} + y_{34} + y_{35} & -y_{34} \\ -y_{41} & -y_{42} & -y_{43} & y_{41} + y_{42} + y_{43} + y_{45} \end{vmatrix}$$

сложных схем этими методами очень часто получаются громоздкие выражения, операции с которыми могут вызвать ошибки.

Матричные методы [Л. 1—4] имеют существенные преимущества перед классическими методами. Они позволяют применять при расчетах строгую последовательность математических операций, сократить записи и дают значительную экономию времени, затрачиваемого на проведение самих расчетов [Л. 1—5]. Недостаток матричных расчетов состоит в том, что проводимость каждой ветви 4 раза и с разными знаками входит в неопределенную матрицу, составленную на основании узловых уравнений. При этом определитель матрицы при расчете цепей известными классическими способами дает большое число одинаковых членов, имеющих разные знаки. Такие члены, хотя и сокращаются, но обычно выявляются только в конце преобразований.

Для иллюстрации отмеченных положений рассмотрим схему на рис. 1. Пользуясь методом узловых потенциалов, запишем для этой схемы следующие независимые уравнения¹, приняв потенциал пятого узла равным нулю:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1 y_{11} - \varphi_2 y_{12} - \varphi_3 y_{13} - \varphi_4 y_{14} &= E_1 y_{15}; \\ -\varphi_1 y_{21} + \varphi_2 y_{22} - \varphi_3 y_{23} - \varphi_4 y_{24} &= 0; \\ -\varphi_1 y_{31} - \varphi_2 y_{32} + \varphi_3 y_{33} - \varphi_4 y_{34} &= 0; \\ -\varphi_1 y_{41} - \varphi_2 y_{42} - \varphi_3 y_{43} + \varphi_4 y_{44} &= 0, \end{aligned} \right\} (1)$$

¹ Уравнения (1) для простоты записаны для цепи постоянного тока. Аналогичные уравнения в комплексной форме могут быть составлены для цепи переменного тока.

Отношение тока I_4 к э. д. с. E_1 равно:

$$\frac{I_4}{E_1} = -y_{15} y_{45} \frac{\Delta_{14}}{\Delta(y)}, \quad (2)$$

где

$$\Delta_{14} =$$

$$= \begin{vmatrix} y_{21} & y_{21} + y_{23} + y_{24} + y_{25} & -y_{23} \\ y_{31} & -y_{32} & y_{31} + y_{32} + y_{34} + y_{35} \\ y_{41} & -y_{42} & -y_{43} \end{vmatrix}$$

После разложения определителя $\Delta^{(y)}$ по элементам строки или столбца на сумму произведений вида $y_{1i} y_{2j} y_{3k} y_{4r}$ (индексы i, j, k, r пробегает все значения от 1 до 5 при $i \neq 1, j \neq 2, k \neq 3, r \neq 4$) получается 393 члена, из которых 268 слагаемых попарно равны друг другу, а по знаку противоположны. Таким образом, в результате сокращения этих членов остается только 125 слагаемых с положительными знаками. Здесь следует подчеркнуть, что для определения той же передающей проводимости можно воспользоваться шестью независимыми контурными уравнениями, которые следует составить так, чтобы э. д. с. E_1 входила только в один контур, а контурный ток I_4 был равен действительному току в рассматриваемой ветви. Так как контурный определитель получается шестого порядка, то каждое слагаемое этого определителя равно произведению шести сопротивлений. Однако, как

показано ниже, число слагаемых по-прежнему равно 125. Определитель Δ_{14} содержит 27 членов, из которых 2 сокращаются.

Разложение определителя на сумму положительных членов было дано Кирхгофом [Л. 6] и Максвеллом [Л. 7], которые, кроме классических методов расчета цепей, дали простые, незаслуженно забытые топологические правила, являющиеся начальной основой топологического анализа цепей.

Главное преимущество применения топологических методов для расчета цепей состоит в том, что при разложении определителя можно сразу получать только положительные члены. При этом промежуточные вычисления упрощаются в такой сте-

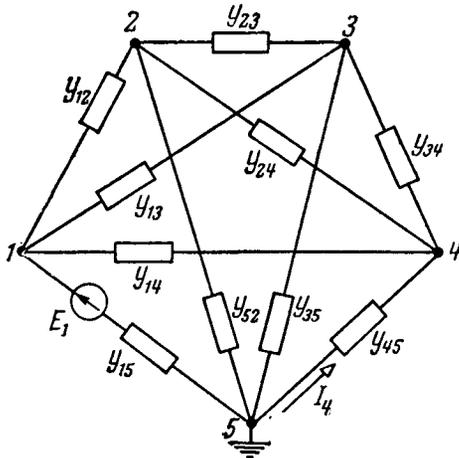


Рис. 1.

пени, что во многих случаях, как будет показано ниже, легко написать непосредственно по схеме искомое решение. Топологические методы оказались достаточно эффективными при расчете систем автоматического регулирования [Л. 8] и решении задач на математических вычислительных машинах [Л. 9 и 10].

В работах Персиваля [Л. 11 и 12] дано обобщение топологических правил на цепи с односторонней проводимостью. Однако предложенные им правила оказались практически неприменимыми из-за их сложности и громоздкости.

Здесь нельзя не отметить некоторые работы советских авторов, сыгравших положительную роль в разработке топологических методов анализа цепей, к числу которых относятся работы Э. А. Меевича [Л. 13], Л. Д. Кудрявцева [Л. 14], В. П. Сигорского [Л. 2] и др. Однако наиболее полно и последовательно изложены топологические правила расчета пассивных и активных цепей в работах Мэзона [Л. 15—18].

В данной статье приведены основные положения топологического метода анализа цепей и сделаны уточнения, касающиеся некоторых выводов и обоснований.

Разложение определителя. Как уже было отмечено, для ускорения расчета цепи определитель $\Delta^{(y)}$ узловых проводимостей целесообразно разложить на сумму членов с положительными знаками.

Рассмотрим несколько способов такого разложения и установим связь между ними.

Для схемы, содержащей $n+1$ узлов, можно написать определитель $\Delta^{(y)}$ определенной матрицы в виде

$$\Delta^{(y)} = \begin{vmatrix} y_{11} & y_{12} & \dots & y_{1j} & \dots & y_{1n} \\ y_{21} & y_{22} & \dots & y_{2j} & \dots & y_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ y_{i1} & y_{i2} & \dots & y_{ij} & \dots & y_{in} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ y_{n1} & y_{n2} & \dots & y_{nj} & \dots & y_{nn} \end{vmatrix}. \quad (3)$$

Пусть проводимость y_{ij} между узлами i и j равна $y_{ij} = g_{ij} + b_{ij}$.

Тогда определитель $\Delta^{(y)}$ можно представить в виде следующей суммы [Л. 19]:

$$\Delta^{(y)} = \begin{vmatrix} y_{11} & y_{12} & \dots & 0 & \dots & y_{1n} \\ y_{21} & y_{22} & \dots & 0 & \dots & y_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & g_{ij} & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ y_{n1} & y_{n2} & \dots & 0 & \dots & y_{nn} \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} y_{11} & y_{12} & \dots & y_{1j} & \dots & y_{1n} \\ y_{21} & y_{22} & \dots & y_{2j} & \dots & y_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ y_{i1} & y_{i2} & \dots & b_{ij} & \dots & y_{in} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ y_{n1} & y_{n2} & \dots & y_{nj} & \dots & y_{nn} \end{vmatrix} = g_{ij} \Delta_{ij} + \Delta^{g_{ij}}, \quad (4)$$

где Δ_{ij} — минор, полученный из определителя (3) при коротком замыкании ветви g_{ij} ;

$\Delta^{g_{ij}}$ — минор, полученный из определителя (3) при размыкании ветви с проводимостью g_{ij} .

Очевидно, что разложение (4) вообще можно выполнить относительно любого элемента y_{ij} , выраженного в виде суммы. Элементы главной диагонали матрицы проводимостей электрической схемы всегда являются суммами. Поэтому практически разложение выполняется относительно ветви $g_{j_0} = g_j$, соединенной между j -м и базисным узлами и входящей в элемент главной диагонали (соответствующей j -й строке и j -му столбцу). При этом

$$y_{jj} = g_j + b_{ij} \quad (5)$$

и вместо равенства (4) получим:

$$\Delta^{(y)} = g_j \Delta_g^j + \Delta_0^j. \quad (6)$$

Разлагая Δ_0^j согласно равенствам (4) или (6) по новой ветви, входящей в элемент главной диагонали и в k -й столбец, находим:

$$\Delta_0^j = g_k \Delta_g^{jk} + \Delta_0^{jk}, \quad (7)$$

где Δ_g^{jk} — минор определителя Δ_0^j , полученный при коротком замыкании ветви g_k ;

Δ_0^{jk} — минор, полученный из Δ_0^j после удаления (размыкания) ветви g_k .

Продолжив разложение определителей Δ_g^j и Δ_0^{jk} аналогичным способом, получим, кроме промежуточных слагаемых, последний член разложения в виде

$$g_1 g_2 g_3 \dots g_j g_k \dots g_n. \quad (8)$$

Сумма всех членов разложения определителя $\Delta^{(y)}$, очевидно, равна:

$$\Delta^{(y)} = \Sigma g_i \Delta_i + \Sigma g_i g_j \Delta_{ij} + \dots + \Sigma g_i g_j g_k \Delta_{ijk} + \dots + g_1 g_2 \dots g_n, \quad (9)$$

и называется разложением по узлу в отличие от равенства (6), называемого разложением по ветви.

Для пояснения полученного равенства рассмотрим схему на рис. 2. Для указанной схемы равенство (9) можно написать в виде:

$$\Delta^{(y)} = g_1 \Delta_1 + g_2 \Delta_2 + g_3 \Delta_3 + g_1 g_2 \Delta_{12} + g_2 g_3 \Delta_{23} + g_3 g_1 \Delta_{31} + g_1 g_2 g_3 \Delta_{123}. \quad (10)$$

В этом уравнении Δ_1 — минор определителя $\Delta^{(y)}$ при замкнутой ветви g_1 и удаленных (разомкнутых) ветвях g_2 и g_3 ; миноры Δ_2 и Δ_3 определяются аналогично Δ_1 . Минор Δ_{12} вычисляется из определителя $\Delta^{(y)}$ при замкнутых ветвях g_1 , g_2 и удаленной ветви g_3 ; аналогично находятся миноры Δ_{23} и Δ_{31} . Нако-

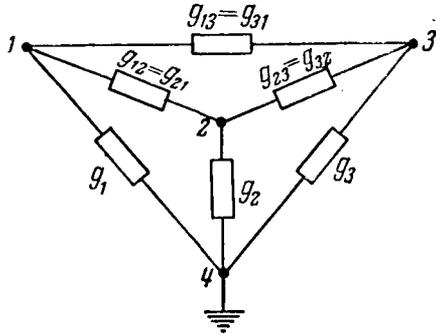


Рис. 2.

нец, минор Δ_{123} определяется из (10) при всех трех (g_1 , g_2 и g_3) замкнутых ветвях. При $\Delta_1 = \Delta_2 = \Delta_3$ имеем:

$$\Delta^{(y)} = (g_1 + g_2 + g_3) \Delta_1 + g_1 g_2 \Delta_{12} + g_2 g_3 \Delta_{23} + g_3 g_1 \Delta_{31} + g_1 g_2 g_3 \Delta_{123}. \quad (11)$$

Таким образом, определитель равен:

$$\Delta^{(y)} = \begin{vmatrix} \underline{g_1 + g_{12} + g_{13}} & -g_{12} & -g_{13} \\ -g_{21} & \underline{g_2 + g_{21} + g_{23}} & -g_{23} \\ -g_{31} & -g_{32} & \underline{g_3 + g_{31} + g_{32}} \end{vmatrix} = \\ = (g_1 + g_2 + g_3) (g_{12} g_{23} + g_{23} g_{31} + g_{31} g_{12}) + \\ + g_1 g_2 (g_{13} + g_{23}) + g_2 g_3 (g_{21} + g_{31}) + \\ + g_3 g_1 (g_{32} + g_{12}) + g_1 g_2 g_3. \quad (12)$$

Заметим, что проводимости g_1 , g_2 и g_3 ветвей, присоединенных к базисному узлу, представляют собой избыточные члены соответствующих строк или столбцов. Это означает, что при удалении такого слагаемого из диагонального элемента сумма всех остальных элементов соответствующей строки или столбца оказывается равной нулю. Таким образом, разложение определителя по базисному узлу равносильно разложению по избыточным членам главной диагонали [подчеркнуты в определителе (12)]. При разложении определителя (12) по обычным правилам получается 38 слагаемых, из которых 22 слагаемых попарно равны, а по знаку противоположны. Таким образом, после сокращения этих

членов останется 16 слагаемых с положительными знаками.

Важно подчеркнуть, что отмеченное свойство справедливо и для линейных цепей, к которым применим принцип взаимности.

Выше было отмечено, что для определения входных или взаимных проводимостей и сопротивлений можно воспользоваться не только узловыми, но и контурными уравнениями. В этом случае приходится вычислять определитель $\Delta^{(k)}$, составленный на основании контурных уравнений.

Здесь на конкретном примере мы покажем один очень простой способ определения $\Delta^{(k)}$.

Рассмотрим схему на рис. 2, которой соответствует следующий определитель контурных сопротивлений:

$$\Delta^{(k)} = \begin{vmatrix} r_1 + r_{12} + r_2 & -r_{12} & -r_2 \\ -r_{21} & r_{21} + r_{23} + r_{31} & -r_{23} \\ -r_2 & -r_{32} & r_2 + r_3 + r_{32} \end{vmatrix}$$

После раскрытия этого определителя по известным правилам и группировки слагаемых можно получить:

$$\Delta^{(k)} = r_1 r_2 (r_{12} + r_{23} + r_{31}) + r_2 r_3 (r_{12} + r_{23} + r_{31}) + \\ + r_3 r_1 (r_{12} + r_{23} + r_{31}) + r_1 (r_{12} r_{23} + r_{23} r_{31}) + \\ + r_2 (r_{23} r_{31} + r_{12} r_{31}) + r_3 (r_{31} r_{12} + r_{12} r_{23}) + r_{12} r_{23} r_{31}.$$

Однако это выражение легко получить [Л. 21] путем умножения определителя $\Delta^{(y)}$ на произведение сопротивлений всех ветвей схемы на рис. 2. Действительно, после умножения произведения проводимостей каждого слагаемого (дерева) на произведение сопротивлений всех ветвей проводимости сокращаются с соответствующими сопротивлениями и остаются сопротивления связи, которые как бы дополняют каждое дерево до заданной схемы. Например,

$$(g_1 g_{12} g_{23} + g_1 g_{23} g_{31} + g_1 g_{31} g_{12}) r_1 r_2 r_3 r_{12} r_{23} r_{31} = \\ = r_2 r_3 (r_{12} + r_{23} + r_{31}).$$

Аналогично получаются остальные слагаемые определителя $\Delta^{(k)}$.

Таким образом, в общем случае можно написать:

$$\Delta^{(k)} = \Delta^{(y)} (r_1 r_2 r_3 \dots r_k),$$

при этом число слагаемых обоих определителей получается одинаковым.

Топологические методы вычислений определителя схемы. При топологическом анализе электрических цепей вводится ряд понятий, до сих пор почти не применяющихся в электротехнике. К числу таких понятий относится дерево — совокупность соединенных между собою ветвей, касающихся всех узлов цепи, но не образующих ни одного контура. Между любыми двумя узлами дерева имеется один и только один путь. Если n — число узлов, то число ветвей дерева равно $n - 1$.

Количественно дерево характеризуется произведением проводимостей его ветвей. Определитель некоторой цепи $\Delta^{(y)}$ равен сумме таких произведений для всех возможных деревьев этой цепи. Например, для схемы на рис. 2 может быть образовано 16 деревьев. Соответственно определитель состоит из 16 слагаемых: $g_1g_{12}g_{13}$; $g_1g_{23}g_{31}$; $g_1g_{31}g_{12}$; $g_2g_{12}g_{23}$; $g_2g_{23}g_{31}$ и т. д. Число деревьев в схеме полного многоугольника с n вершинами определяется выражением $d=n^{n-2}$ [Л. 20]. Например, для схемы, показанной на рис. 1, число деревьев равно $d=5^3=125$, а для схемы на рис. 2 $d=4^2=16$. В схемах, имеющих вид неполных многоугольников, для определения числа деревьев можно воспользоваться численным значением определителя определенной матрицы, каждый элемент которого надо принять равным единице. Например, для схемы на рис. 3 определитель определенной матрицы проводимостей имеет следующий вид:

$$\Delta^{(y)} = \begin{vmatrix} g_1 + g_4 & -g_1 & 0 \\ -g_1 & g_1 + g_2 + g_3 & -g_2 \\ 0 & -g_2 & g_2 + g_5 \end{vmatrix}. \quad (13)$$

Если проводимость каждой ветви принять равной единице, то определитель (13) будет равен:

$$\Delta^{(y)} = \begin{vmatrix} 2 & -1 & 0 \\ -1 & 3 & -1 \\ 0 & -1 & 2 \end{vmatrix} = 8.$$

Поскольку для каждого дерева произведение проводимостей ветвей равно единице, то число деревьев в схеме на рис. 3 равно 8.

Несмотря на то, что в определитель, найденный путем суммирования произведений проводимостей ветвей деревьев, входят лишь положительные члены, число математических операций при расчете такого определителя остается еще значительным. Можно уменьшить число операций суммирования и умножения, если разложить определитель по путям схемы.

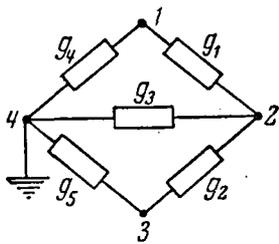


Рис. 3.

Путь — это такая непрерывная последовательность соединенных друг с другой ветвей между двумя заданными узлами, когда один и тот же узел встречается не более 1 раза. Минор k -го пути Δ_k равен определителю схемы, в которой все ветви k -го пути замкнуты накоротко. Минор пути равен единице, если путь проходит через все узлы схемы.

Разложение определителя по путям (по узловым парам) по существу получается из разложения (9) с помощью простой группировки слагаемых и в общем случае может быть выполнено по формуле

$$\Delta^{(y)} = \sum_k P_k \Delta_k, \quad (14)$$

где P_k — произведение проводимостей ветвей k -го пути;

Δ_k — минор k -го пути.

Справедливость этого равенства следует и из того факта, что каждое дерево содержит только один путь между двумя любыми узлами и что произведение проводимостей ветвей P_k любого пути на каждое слагаемое его минора равно произведению проводимостей ветвей дерева.

Для иллюстрации применения формулы (14) рассмотрим порядок вычисления определителя (12). Выберем для этого, например, первый и четвертый узлы (рис. 2). Произведения проводимостей ветвей на всех возможных путях между этими узлами равны:

$$P_1 = g_1; \quad P_2 = g_2g_{21}; \quad P_3 = g_3g_{31}; \quad P_4 = g_2g_{23}g_{31} \quad \text{и} \quad P_5 = g_3g_{32}g_{21}.$$

Для определения минора Δ_1 (короткое замыкание ветви с проводимостью g_1) умножим и разделим определитель $\Delta^{(y)}$ на g_1 :

$$\Delta^{(y)} = g_1 \begin{vmatrix} \frac{g_1 + g_{12} + g_{13}}{g_1} & -g_{12} & -g_{13} \\ -\frac{g_{21}}{g_1} & g_2 + g_{21} + g_{23} & -g_{23} \\ -\frac{g_{31}}{g_1} & -g_{32} & g_3 + g_{31} + g_{32} \end{vmatrix}. \quad (15)$$

При $g_1 = \infty$ получим:

$$\Delta_1 = \begin{vmatrix} 1 & -g_{12} & -g_{13} \\ 0 & g_2 + g_{21} + g_{23} & -g_{23} \\ 0 & -g_{32} & g_3 + g_{31} + g_{32} \end{vmatrix}.$$

Аналогичным путем определяются остальные миноры. В частности, минор Δ_4 получается путем умножения определителя $\Delta^{(y)}$ на произведение $g_{31}g_2g_{23}$ и деления каждого члена первого, второго и третьего столбцов соответственно на g_{31} , g_2 и g_{23} :

$$\Delta^{(y)} = g_{31}g_2g_{23} \begin{vmatrix} \frac{g_1 + g_{12} + g_{13}}{g_{31}} & -\frac{g_{12}}{g_2} & -\frac{g_{31}}{g_{23}} \\ -\frac{g_{23}}{g_{31}} & \frac{g_2 + g_{21} + g_{23}}{g_2} & -\frac{g_{23}}{g_{23}} \\ -\frac{g_{31}}{g_{31}} & -\frac{g_{32}}{g_2} & \frac{g_3 + g_{31} + g_{32}}{g_{23}} \end{vmatrix}. \quad (16)$$

При $g_{31} = \infty$, $g_2 = \infty$ и $g_{23} = \infty$ имеем:

$$\Delta_4 = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{vmatrix} = 1.$$

В качестве второго примера, иллюстрирующего применение формулы (14), рассмотрим схему параллельного Т-образного моста (рис. 4). Выберем первый и второй узлы. Между этими узлами имеются три пути, которым соответствуют произведения проводимостей ветвей:

$$P_1 = g_1 g_2; P_2 = g_3 g_4 \text{ и } P_3 = g_5 g_6.$$

При коротком замыкании ветвей с проводимостями g_1 и g_2 получаем:

$$\Delta_1 = (g_3 + g_4)(g_5 + g_6).$$

Соответственно $\Delta_2 = (g_1 + g_2)(g_5 + g_6)$ и $\Delta_3 = (g_1 + g_2)(g_3 + g_4)$.

Определитель Δ легко находится по формуле (14):

$$\Delta^{(v)} = g_1 g_2 (g_3 + g_4)(g_5 + g_6) + g_3 g_4 (g_1 + g_2)(g_5 + g_6) + g_5 g_6 (g_1 + g_2)(g_3 + g_4).$$

Топологический закон передачи для пассивной электрической цепи. Выше было показано, что для определения входных и взаимных сопротивлений и проводимостей и коэффициентов передачи токов и напряжений по существу приходится в каждом случае вычислять отношение показания прибора (измеряющего ток или напряжение) к величине напряжения или тока соответствующего источника. Поскольку указанные величины выражаются через отношения определителей, то для их расчета можно воспользоваться соответствующими разложениями (9) и (14). При этом необходимо установить связь между величинами этих определителей и условиями, налагаемыми приборами и источниками на режимы в схемах в зависимости от определяемых величин. С этой целью введем в схему ветвь с источником (I) и ветвь с измерительным прибором (Π). Если в действительной схеме имеется несколько источников и приемников, то сначала рассматривается только одна пара (I_i) и (Π_j), а затем поочередно все другие сочетания, после чего для определения соответствующих величин можно воспользоваться принципом наложения.

Введем некоторые дополнительные топологические понятия [Л. 18].

Путь передачи — это непрерывная последовательность соединенных друг с другом ветвей, начинающаяся на одном узле источника I , проходящая через прибор Π и заканчивающаяся на другом узле источника I ; при этом один и тот же узел схемы встречается не более 1 раза. Количественно k -й путь передачи характеризуется произведением P_k проводимостей его ветвей; при этом проводимость измерительного прибора считается равной единице. Положительный (отрицательный) знак P_k принимается в случае, когда ток на k -м пути передачи, обусловленный заданным направлением тока или э. д. с. источника, стремится вызвать положительное (отрицательное) отклонение прибора с известной полярностью. Минор k -го пути передачи Δ'_k равен определителю цепи, остающейся после короткого замыкания k -го пути передачи, включая ветвь измерительного прибора Π . Отношение показания измерительного прибора Π к величине напряжения или тока источника I будем называть коэффициентом передачи H .

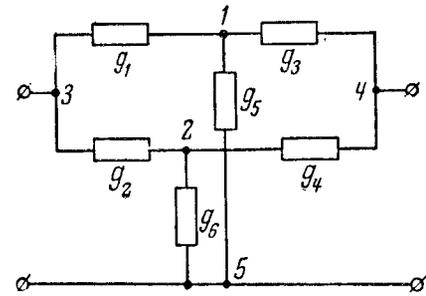


Рис. 4.

Коэффициент передачи H может быть выражен в виде отношения определителей, разложенных по соответствующим путям:

$$H = \frac{\Delta'}{\Delta^{(v)}} = \frac{\sum P'_k \Delta'_k}{\sum P_k \Delta_k}, \quad (17)$$

где $\Delta^{(v)}$ — определитель матрицы (определенной) проводимостей цепи, в которой э. д. с. источника напряжения или ток источника тока приравниваются нулю, что равносильно короткому замыканию источника напряжения (без внутреннего сопротивления) и размыканию источника тока (с бесконечным сопротивлением). Кроме того, при вычислении этого определителя сопротивление амперметра считается равным нулю, а сопротивление вольтметра — бесконечности. Поясним формулу (17) несколькими примерами.

В схеме, показанной на рис. 5, найдем ток I_3 , вызванный током J_0 источника тока, присоединенного к первому и третьему узлам схемы (рис. 5,а), и напряжение U_3 , обусловленное э. д. с. E_0 источника напряжения, присоединенного к тем же зажимам (рис. 5,б)*. При этом сначала воспользуемся классическим способом, а затем формулой (17).

Для схемы на рис. 5,а, очевидно, справедливы следующие независимые уравнения:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1 (g_1 + g_4) - \varphi_2 g_1 &= J_0; \\ -\varphi_1 g_1 + \varphi_2 (g_1 + g_2 + g_3) - \varphi_3 g_2 &= 0; \\ -\varphi_2 g_2 + \varphi_3 (g_2 + g_5) &= -J_0. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

В результате решения этих уравнений получим:

$$\varphi_2 = J_0 \frac{\Delta_{03}}{\Delta^{(v)}}, \quad (19)$$

где

$$\Delta^{(v)} = \begin{vmatrix} g_1 + g_4 & -g_1 & 0 \\ -g_1 & g_1 + g_2 + g_3 & -g_2 \\ 0 & -g_2 & g_2 + g_5 \end{vmatrix};$$

$$\Delta_{03} = \begin{vmatrix} g_1 + g_4 & 1 & 0 \\ -g_1 & 0 & -g_2 \\ 0 & -1 & g_2 + g_5 \end{vmatrix}.$$

* Здесь и в дальнейшем проводимости ветвей для простоты обозначены линиями.

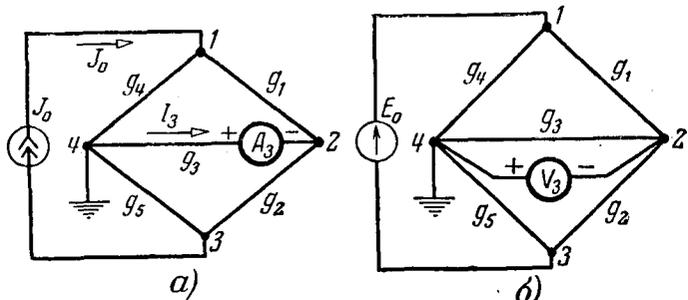


Рис. 5.

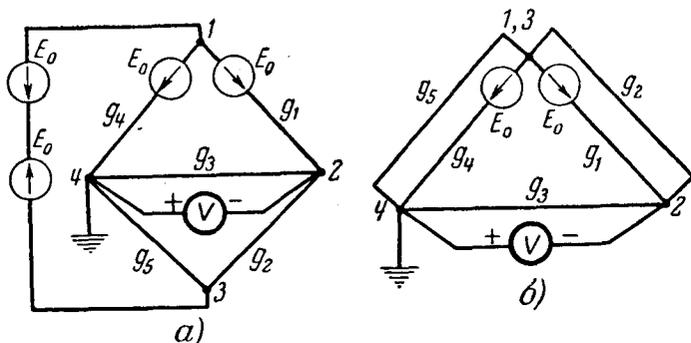


Рис. 6.

Ток I_3 равен:

$$I_3 = (\varphi_4 - \varphi_2) g_3 = -\varphi_2 g_3 = -J_0 \frac{\Delta_{03}}{\Delta^{(v)}} g_3 =$$

$$= J_0 \frac{g_3 (g_2 g_4 - g_1 g_5)}{g_3 (g_1 + g_4) (g_2 + g_5) + g_2 g_5 (g_1 + g_4) + g_1 g_4 (g_2 + g_5)} \quad (20)$$

Чтобы определить тот же коэффициент передачи $\frac{I_3}{J_0}$ с помощью уравнения (17), выберем для разложения определителя знаменателя второй и четвертый узлы (рис. 5,а). В результате получим: $P_1 = g_3$, $\Delta_1 = (g_1 + g_4)(g_2 + g_5)$; $P_2 = g_2 g_5$, $\Delta_2 = (g_1 + g_4)$; $P_3 = g_1 g_4$, $\Delta_3 = (g_2 + g_5)$. Для разложения определителя числителя выбираем пути передачи от зажимов источника через ветвь с амперметром, характеризующиеся величинами $P'_1 = g_4 g_3 g_2$, $\Delta'_1 = 1$; $P'_2 = -g_1 g_3 g_5$, $\Delta'_2 = 1$. После подстановки значений P_h , Δ_h , P'_h и Δ'_h в уравнение (17) получим выражения, полностью совпадающие с формулой (20).

Для определения напряжения U_3 сначала также воспользуемся классическим методом. Однако поскольку ветвь с источником напряжения не имеет внутреннего сопротивления, то для схемы на рис. 5,б нельзя получить сразу уравнения, аналогичные (18). Чтобы преодолеть эту трудность, включим в каждую ветвь, присоединенную к первому узлу, источник напряжения с э. д. с., равной э. д. с. внешнего источника и направленной от узла (рис. 6,а). Поскольку разность потенциалов между узлами 1 и 3 равна нулю, то эти узлы соединим в один, в результате получим схему с тремя (вместо четырех) узлами и с э. д. с. в первой и четвер-

той ветвях (рис. 6,б). Для этой схемы напишем следующие независимые уравнения:

$$\varphi_1 (g_1 + g_2 + g_4 + g_5) - \varphi_2 (g_1 + g_2) = -E_0 (g_1 + g_4);$$

$$-\varphi_1 (g_1 + g_2) + \varphi_2 (g_1 + g_2 + g_3) = E_0 g_1. \quad (21)$$

В результате совместного решения этих уравнений получим:

$$\varphi_2 = E_0 \frac{g_1 g_5 - g_4 g_2}{g_3 (g_1 + g_2 + g_4 + g_5) + (g_1 + g_2) (g_4 + g_5)}. \quad (22)$$

Напряжение на зажимах вольтметра равно:

$$U_3 = \varphi_4 - \varphi_2 = -\varphi_2 =$$

$$= E_0 \frac{g_2 g_4 - g_1 g_5}{g_3 (g_1 + g_2 + g_4 + g_5) + (g_1 + g_2) (g_4 + g_5)}. \quad (23)$$

Чтобы найти тот же коэффициент передачи $\frac{U_3}{E}$ с помощью уравнения (17), выберем для разложения определителя знаменателя $\Delta^{(v)}$ второй и четвертый узлы в схеме на рис. 5,б с соединенными между собой узлами 1 и 3. В результате получим: $P_1 = g_3$, $\Delta_1 = (g_1 + g_2 + g_4 + g_5)$; $P_2 = (g_1 + g_2) (g_4 + g_5)$, $\Delta_2 = 1$ (так как этот путь проходит через все узлы схемы на рис. 5,б). Для разложения определителя числителя выбираем пути передачи от источников э. д. с. через вольтметр (рис. 5,б), для которых $P'_1 = g_4 g_2$, $\Delta'_1 = 1$; $P'_2 = -g_1 g_5$, $\Delta'_2 = 1$. После подстановки этих значений в уравнение (17) получим выражение, совпадающее с формулой (23).

В качестве третьего примера рассмотрим схему Т-образного параллельного моста (рис. 7) и най-

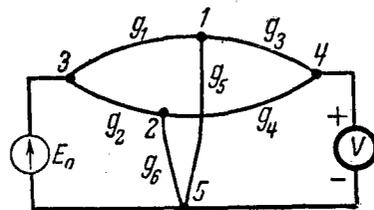


Рис. 7.

дем по формуле (17) напряжение U_{45} , вызванное источником напряжения E_0 . Для разложения определителя числителя выбираем пути передачи от зажимов источника через вольтметр, для которых $P'_1 = g_1 g_3$, $\Delta'_1 = g_2 + g_6 + g_4$; $P'_2 = g_2 g_4$, $\Delta'_2 = (g_1 + g_3 + g_5)$. Определитель знаменателя разложим относительно первого и второго узлов (при коротком замыкании между узлами 3 и 5). При этом

$$P_1 = (g_2 + g_6) (g_1 + g_5), \Delta_1 = (g_4 + g_3); P_2 = g_3 g_4, \Delta_2 =$$

$$= g_1 + g_2 + g_5 + g_6.$$

Таким образом,

$$\frac{U_{45}}{E_0} =$$

$$= \frac{g_1 g_3 (g_2 + g_6 + g_4) + g_2 g_4 (g_1 + g_3 + g_5)}{(g_2 + g_6) (g_1 + g_5) (g_3 + g_4) + g_4 g_3 (g_1 + g_2 + g_5 + g_6)}. \quad (24)$$

Топологический закон передачи для цепи с зависимыми источниками. Линейные цепи могут содержать элементы с односторонней проводимостью, на-

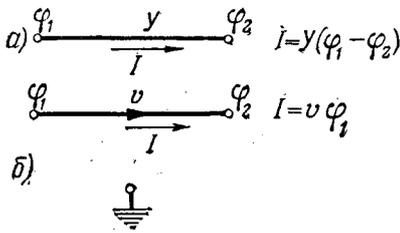


Рис. 8.

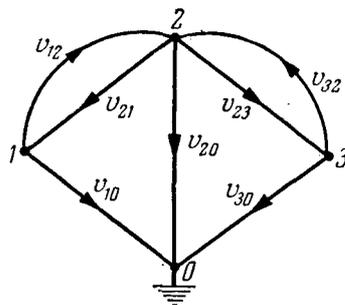


Рис. 9.

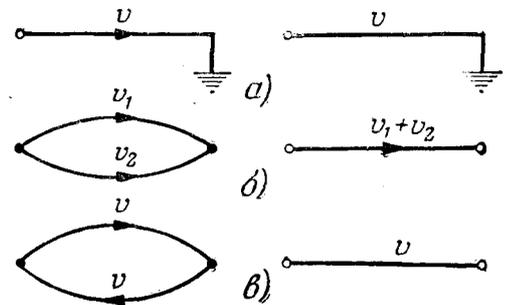


Рис. 10.

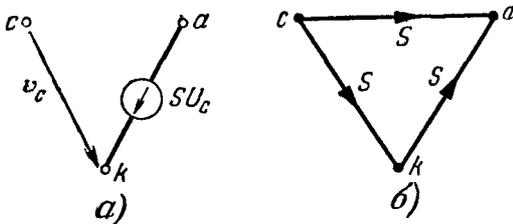


Рис. 11.

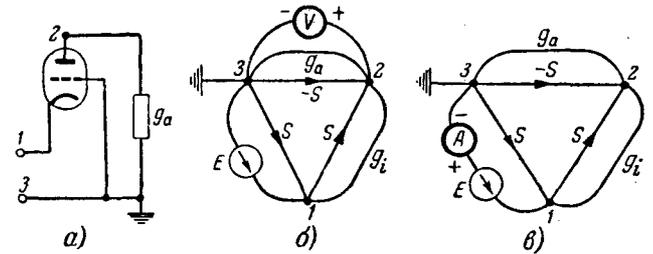


Рис. 12.

пример, электронные лампы и транзисторы. Такие элементы отображаются в эквивалентных схемах с помощью зависимых источников напряжения или тока. В топологических схемах замещения указанные элементы можно представить с помощью трехполюсников, называемых также унисторами. На рис. 8,а показана для сравнения пассивная ветвь с проводимостью y , ток в которой определяется разностью потенциалов на ее зажимах [Л. 18].

Унистор (рис. 8,б) представляет собой источник тока в форме трехполюсника, один из зажимов которого заземлен (т. е. присоединен к базисному узлу). Проводимость v между двумя другими полюсами унистора односторонняя с направлением, показанным на схеме стрелкой. Величина тока унистора определяется напряжением $U_1 = \varphi_1$ (на входном полюсе унистора), равном потенциалу входного полюса относительно заземленного узла. В общем случае проводимость v может быть комплексной величиной. Унистор можно представить, например, в виде электронной лампы (с заземленной сеткой), у которой внутреннее дифференциальное сопротивление R_i анодной цепи равно бесконечности, т. е. проводимость этой ветви равна нулю. Вследствие односторонней проводимости унистора она учитывается только для ветвей, направленных к базисному узлу.

Чтобы иллюстрировать отмеченные положения, составим определитель определенной матрицы унисторных проводимостей для схемы, показанной на рис. 9:

$$\Delta_v = \begin{vmatrix} v_{12} + v_{10} & -v_{21} & 0 \\ -v_{12} & v_{21} + v_{23} + v_{20} & -v_{32} \\ 0 & -v_{23} & v_{32} + v_{30} \end{vmatrix} \quad (25)$$

Необходимо отметить, что для унисторов с заземленным выходным зажимом эквивалентная схема

представляется обычной заземленной ветвью (рис. 10,а), а для двух одинаковых унисторов, присоединенных к одним и тем же зажимам, проводимости которых имеют разное направление, эквивалентная схема изображается одной пассивной ветвью (рис. 10,б). Поэтому для схемы на рис. 9 при $v_{12} = v_{21}$ и $v_{23} = v_{32}$ определитель (25) запишется так же, как в случае пассивных элементов v_{12} и v_{23} :

$$\Delta_v = \begin{vmatrix} v_{12} + v_{10} & -v_{12} & 0 \\ -v_{12} & v_{12} + v_{23} + v_{20} & -v_{23} \\ 0 & -v_{23} & v_{23} + v_{30} \end{vmatrix} \quad (26)$$

Недиагональные элементы обоих определителей (25) и (26) расположены симметрично относительно главной диагонали, хотя в общем случае $v_{12} \neq v_{21}$, $v_{23} \neq v_{32}$. Избыточными элементами столбцов в матрице (25) или столбцов и строк в матрице (26) служат проводимости унисторов, направленные к базисному узлу. Вид определителя унисторной матрицы показывает, что его можно вычислить по известным формулам (9) и (14). Следовательно, уравнение (17) справедливо также и для схем с унисторами. Можно показать, что на топологических схемах электронная лампа изображается унисторной схемой, показанной на рис. 11,б, где c , a и k соответствует сетке, аноду и катоду, а S — крутизна лампы.

Для иллюстрации указанных положений для каскада с заземленной сеткой (рис. 12,а) составим топологическую эквивалентную схему (рис. 12,б) и, пользуясь этой схемой, найдем коэффициент передачи $\frac{U_{23}}{E}$ с помощью формулы (17). Для этого слу-

чая $P'_1 = g_i + S$, $\Delta'_1 = 1$; $P_1 = g_a + g_i$, $\Delta_1 = 1$. Следовательно,

$$\frac{U_{22}}{E} = \frac{g_i + S}{g_a + g_i} = \frac{(1 + \mu) R_a}{R_a + R_i}. \quad (27)$$

Пользуясь формулой (17), найдем для той же схемы ее входное сопротивление. С этой целью воспользуемся схемой на рис. 12, в, для которой $P'_1 = (g_i + S)g_a$, $\Delta'_1 = 1$; $P_1 = (g_a + g_i)$, $\Delta_1 = 1$. Следовательно, входное сопротивление равно:

$$r_{вх} = \frac{1}{g_{вх}} = \frac{g_a + g_i}{g_a(g_i + S)} = \frac{R_a + R_i}{1 + \mu}.$$

Аналогичные топологические эквивалентные схемы можно составить и для транзисторов.

Таким образом, топологические методы анализа линейных электрических и электронных цепей значительно сокращают время, затрачиваемое на их расчеты. Во многих случаях решение можно записать сразу, т. е. непосредственно из схемы, не производя промежуточных преобразований и вычислений.

Литература.

1. Зелях Э. В., Основы общей теории линейных электрических схем, Изд-во АН СССР, 1951.
2. Сигорский В. П., Методы анализа электрических схем с многополюсными элементами, Изд-во АН УССР, 1958.
3. Максимович Н. Г., Линейные электрические цепи и их преобразования, Госэнергоиздат, 1961.
4. Блажкевич Б. И., Основни методи анализу лінійних електричних кіл, Изд-во АН УССР, 1962.

5. Ионкин П. А. и Соколов А. А., Улучшенный метод матричного расчета многополюсников, «Электричество», 1962, № 12.

6. Kirchhoff G., Poggendorf Annalen, 1845, Bd 64, S. 512; 1847, S. 497.

7. Maxwell J. C., Electricity and magnetism, 1892, v. 1, p. 403.

8. Траксел Д. Г., Синтез систем автоматического регулирования, Машгиз, 1959.

9. Lynch N. A., Truxal J. C., Introduction to system analysis, 1961.

10. Coates C. L., The solution of linear algebraic equations by means of flow graphs, Trans. Inst. Radio Eng., v. CT-6, June, 1959.

11. Percival W. S., Solution of passive networks by mathematical trees, Proc. Inst. El. Eng., 1953, v. 100, pt III, № 65.

12. Percival W. S. Graphes of active networks, Proc. Inst. El. Eng., 1955, v. 102, pt C, № 2.

13. Меерович Э. А., Геометрическая теория электрических цепей, «Электричество», 1947, № 2.

14. Кудрявцев А. Д., О некоторых математических вопросах теории электрических цепей, Успехи математических наук, вып. 4 (26), 1948, т. III.

15. Mason S. J., Feedback theory — some properties of signal flow graphs, Proc. Inst. Radio Eng., 1953, v. 41, № 9.

16. Mason S. J., Feedback theory — further properties of signal flow graphs, Proc. Inst. Radio Eng., 1956, v. 44, № 7.

17. Mason S. J., Topological analysis of linear nonreciprocal networks, Proc. Inst. Radio Eng., 1957, v. 45, № 6.

18. Мэзон С., Циммерман Г., Электронные цепи, сигналы и системы, Изд-во иностранной литературы, 1963.

19. Robichoud P. A., Boisvert M., Robert J., Graphes de fluence, Paris, 1961.

20. Берж К., Теория графов и ее применение, Изд-во иностранной литературы, 1962.

21. Сешу С. и Балабанян Н., Анализ линейных цепей, Госэнергоиздат, 1963.

[30.5.1963]



УДК 62-50

Расчет параметров нелинейных колебательных систем по заданному коэффициенту гармоник

Кандидат техн. наук, доц. А. А. ВАВИЛОВ

Ленинград

Качество работы нелинейной колебательной системы, предназначенной для генерирования симметричных колебаний, близких к гармоническим, с частотой ω и амплитудой первой гармоники A_1 определяют стабильность амплитуды и частоты, а также содержание высших гармоник на выходе.

В большинстве случаев величина коэффициента гармоник является определяющей при выборе схемы и параметров колебательной системы.

Установить точную связь между коэффициентом гармоник и параметрами нелинейной колебательной системы в большинстве случаев не представляется возможным ввиду чрезвычайной сложности точного определения величины коэффициента гармоник в нелинейной системе и тем более свя-

зи между величиной коэффициента гармоник и параметрами системы.

Поэтому представляет интерес приближенное определение величины коэффициента гармоник и выявление приближенной связи между отдельными параметрами нелинейной колебательной системы и величиной коэффициента гармоник. При наличии такой связи можно в процессе проектирования колебательной системы генераторов выбирать отдельные ее параметры таким образом, чтобы система обеспечивала генерирование колебаний с заданной величиной коэффициента гармоник.

Часто в нелинейной колебательной системе имеются линейные и нелинейные местные отрицательные или положительные обратные связи, а также

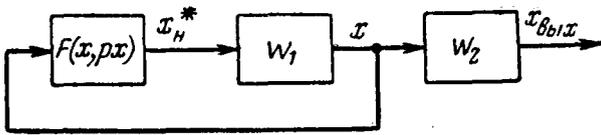


Рис. 1. Структурная схема нелинейной колебательной системы генератора синусоидальных колебаний.

один или несколько элементов с нелинейными характеристиками. Однако, как правило, в нелинейной колебательной системе определяющим является один из нелинейных элементов.

Нелинейную колебательную систему с одним нелинейным элементом и линейными местными обратными связями можно в большинстве случаев представить в виде структурной схемы, приведенной на рис. 1.

Приближенную связь между параметрами нелинейной колебательной системы и коэффициентом гармоник генерируемых колебаний можно установить на основе метода эквивалентной гармонической линеаризации [Л. 1]. Для этого, как будет показано ниже, можно предположить, что генерируемые колебания близки к синусоидальным и, следовательно, приближенные значения амплитуды и частоты первой гармоники генерируемых колебаний можно определить на основе метода эквивалентной гармонической линеаризации без учета высших гармонических составляющих. Определив таким образом амплитуду и частоту первой гармоники колебаний на входе нелинейного элемента, всегда можно установить содержание высших гармоник на его выходе или в любой точке колебательной системы, а следовательно, и коэффициент гармоник генерируемых колебаний.

При определении автоколебаний, а также влияния первой и высших гармоник колебаний на выходе нелинейного элемента будем следовать методу, изложенному Е. П. Поповым в [Л. 1].

Приближенное определение содержания гармоник на выходе нелинейного элемента колебательной системы. Периодические колебания на входе нелинейного элемента можно разложить в ряд Фурье и представить их в виде

$$x = x_1 + \sum_{k=2}^{k=\infty} x_k = x_1 + \Delta x, \quad (1)$$

где $x_1 = A_1 \sin \omega t$ — значение первой гармоники на входе нелинейного элемента;

$x_k = A_k \sin(k\omega t + \varphi_k)$ — значение k -й гармоники на входе нелинейного элемента;

$\Delta x = \sum_{k=2}^{k=\infty} x_k = x - x_1$ — величина, характеризующая содержание высших гармоник и отклонение периодических колебаний от первой гармоники.

Предположим, что связь между периодическими колебаниями на выходе нелинейного элемента x_n^*

и его входе определяется нелинейной функцией $F(x, px)$ и имеет вид:

$$x_n^* = F(x, px), \quad (p = \frac{d}{dx}). \quad (2)$$

Периодические колебания на выходе нелинейного элемента x_n^* можно представить в виде суммы периодических колебаний x_n , обусловленных первой гармоникой колебаний на входе нелинейного элемента $A_1 \sin \omega t$, и периодических колебаний Δx_n^* , представляющих собой разность между точным значением периодических колебаний на выходе нелинейного элемента x_n^* и периодических колебаний x_n . Тогда периодические колебания на выходе нелинейного элемента будут определяться выражением

$$x_n + \Delta x_n^* = F(x_1, px_1) + [F(x_1 + \Delta x, px_1 + \Delta px) - F(x_1, px_1)]. \quad (3)$$

В выражении (3) разложим нелинейную функцию $[F(x_1 + \Delta x, px_1 + \Delta px) - F(x_1, px_1)]$ в ряд Тейлора по степеням малых отклонений Δx и Δpx . Тогда

$$x_n + \Delta x_n^* = F(x_1, px_1) + \left[\frac{\partial}{\partial x} F(x_1, px_1) + \frac{\partial}{\partial px} F(x_1, px_1) \frac{\Delta px}{\Delta x} \right] \Delta x + \dots \quad (4)$$

В первом приближении среди членов, определяющих влияние высших гармоник на входе нелинейного элемента, можно учесть только члены первого порядка малости.

Тогда вместо точного значения составляющей периодических колебаний на выходе нелинейного элемента $F(x_1, px)$, обусловленной влиянием высших гармоник, будем иметь составляющую Δx_n , которая в первом приближении учитывает влияние высших гармоник на входе нелинейного элемента.

Приближенное значение периодических колебаний на выходе нелинейного элемента в этом случае будет определяться уравнением

$$x_n + \Delta x_n = F(x_1, px_1) + \Phi(x_1, px_1) \Delta x, \quad (5)$$

где

$$\Phi(x_1, px_1) = \left[\frac{\partial}{\partial x} F(x_1, px_1) + \frac{\partial}{\partial px} F(x_1, px_1) \frac{\Delta px}{\Delta x} \right].$$

Разложив периодические колебания на выходе нелинейного элемента в ряд Фурье, можно их представить в виде суммы гармоник:

$$x_n + \Delta x_n = \sum_{k=1}^{k=\infty} x_{nk} + \sum_{k=1}^{k=\infty} \Delta x_{nk}. \quad (6)$$

Первая x_{n1} и k -я x_{nk} гармоники на выходе нелинейного элемента, обусловленные первой гармоникой колебаний на входе нелинейного элемента, определяются уравнением

$$x_{nk} = R_{nk} A_1 \sin[k\omega t + \varphi_k + \varphi_{nk}], \quad (7)$$

а приближенные значения первой Δx_{n1} и k -й Δx_{nk} гармоник на выходе нелинейного элемента, обусловленных высшими гармониками колебаний на входе нелинейного элемента, — уравнением

$$\Delta x_{nk} = \Delta R_{nk} A_1 \sin[k\omega t + \varphi_k + \Delta \varphi_{nk}], \quad (8)$$

где

$$R_{нk} = |q_k + jq'_k|; \varphi_{нk} = \arctg \frac{q'_k}{q_k}$$

— модуль и аргумент эквивалентного комплексного коэффициента передачи нелинейного элемента $W_{нk}(A_1, j\omega)$ при синусоидальном входном воздействии;

$$\Delta R_{нk} = |\Delta q_k + j\Delta q'_k|; \Delta \varphi_{нk} = \arctg \frac{\Delta q'_k}{\Delta q_k}$$

— модуль и аргумент эквивалентного комплексного коэффициента передачи $\Delta W_{нk}(A_1, \Delta x, j\omega)$ для первой и k -й гармоник, учитывающего влияние высших гармоник на входе нелинейного элемента.

Коэффициенты гармонической линеаризации, определяющие k -ю гармонику на выходе нелинейного элемента в зависимости от первой гармоники периодических колебаний на входе, определяются выражениями:

$$q_k = \frac{1}{\pi A_1} \int_0^{2\pi} F(x_1, px_1) \sin(k\psi + \varphi_k) d\psi; \quad (9)$$

$$q'_k = \frac{1}{\pi A_1} \int_0^{2\pi} F(x_1, px_1) \cos(k\psi + \varphi_k) d\psi, \quad (10)$$

где

$$x_1 = A_1 \sin \psi; \quad px_1 = A_1 \omega \cos \psi; \quad \psi = \omega t, \quad \varphi_1 = 0.$$

Коэффициенты гармонической линеаризации, определяющие k -ю гармонику на выходе нелинейного элемента в зависимости от высших гармоник периодических колебаний на входе, имеют вид:

$$\Delta q_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \Phi(x_1, px_1) \frac{\Delta x}{A_1} \sin(k\psi + \varphi_k) d\psi; \quad (11)$$

$$\Delta q'_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \Phi(x_1, px_1) \frac{\Delta x}{A_1} \cos(k\psi + \varphi_k) d\psi. \quad (12)$$

Как видно из уравнений (7)–(8) и выражений для коэффициентов гармонической линеаризации (9)–(12), при малой величине коэффициента гармоник колебаний на входе нелинейного элемента, т. е. при малых значениях амплитуды высших гармоник по сравнению с первой гармоникой A_1 и ограниченных значениях функции $\Phi(x_1, px_1)$, первая и k -я гармоники колебаний на выходе нелинейного

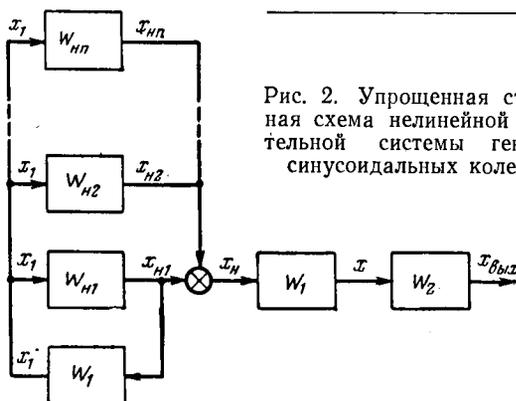


Рис. 2. Упрощенная структурная схема нелинейной колебательной системы генератора синусоидальных колебаний.

элемента будут в основном определяться величиной первой гармоники на его входе.

При этих условиях нелинейный элемент в первом приближении можно представить в виде параллельно включенных звеньев с эквивалентными комплексными коэффициентами передачи.

Нелинейную колебательную систему (рис. 1) в этом случае можно представить в виде структурной схемы, приведенной на рис. 2.

Уравнение нелинейной колебательной системы. На основании структурной схемы колебательной системы, представленной на рис. 2, уравнение первого приближения для определения амплитуды A_1 и частоты ω первой гармоники автоколебаний имеет вид:

$$[1 + W_{н1}(A_1, j\omega) W_1(j\omega)] x_1 = 0, \quad (13)$$

где $W_1(j\omega) = R_1(\omega) e^{j\varphi_1(\omega)}$ — комплексный коэффициент передачи линейной части системы W_1 .

Автоколебания с амплитудой A_1 и частотой ω в рассматриваемой системе будут иметь место, если выполняются соответствующие условия существования и устойчивости периодического решения [Л. 1].

На основании условий существования периодического решения

$$R_1(\omega) = \frac{1}{R_{н1}(A_1, \omega)}; \quad (14)$$

$$\varphi_1(\omega) = -\pi - \varphi_{н1}(A_1, \omega) \quad (15)$$

можно установить связь между амплитудой

$$A_1 = f_1(B_1, B_2, \dots) \quad (16)$$

и частотой

$$\omega = f_2(B_1, B_2, \dots) \quad (17)$$

первой гармоники колебаний на входе нелинейного элемента и параметрами B_1, B_2, \dots линейной части системы W_1 , удовлетворяющими условиям (14) и (15).

Определение связи между параметрами системы и коэффициентом гармоник. На основании структурной схемы колебательной системы, представленной на рис. 2, можно определить содержание гармоник в любой точке системы.

Относительное содержание k -й гармоники на выходе нелинейного элемента определяется для заданных значений A_1 и ω , удовлетворяющих условиям (14) и (15), выражением

$$b_k(A_1, \omega) = \frac{x_{нk}}{x_1} = \frac{R_{нk}(A_1, \omega)}{R_{н1}(A_1, \omega)}. \quad (18)$$

Следовательно, коэффициент гармоник колебаний на выходе нелинейного элемента равен:

$$\kappa_{н} = \sqrt{\sum_{k=2}^{k=\infty} b_k^2(A_1, \omega)} \cdot 100\%. \quad (19)$$

Коэффициент гармоник на выходе звена W_1 определяется выражением

$$\kappa_1 = \sqrt{\sum_{k=2}^{k=\infty} \left[b_k(A_1, \omega) \frac{R_1(k\omega)}{R_1(\omega)} \right]^2} \cdot 100\%. \quad (20)$$

где $R_1(\omega)$ и $R_1(k\omega)$ — модуль комплексного коэффициента передачи звена W_1 при частоте ω и $k\omega$ и может быть представлен в виде функции

$$\kappa_1 = f_3 [b_k(A_1, \omega), A_1, \omega, B_1, B_2, \dots], \quad (21)$$

зависящей от типа нелинейного элемента, амплитуды A_1 и частоты ω автоколебаний, удовлетворяющих условиям (14) и (15), и параметров B_1, B_2, \dots линейной части системы W_1 .

Коэффициент гармоник на выходе звена W_2 определяется выражением

$$\kappa_2 = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left[b_k(A_1, \omega) \frac{R_1(k\omega) R_2(k\omega)}{R_1(\omega) R_2(\omega)} \right]^2} \cdot 100\%, \quad (22)$$

где $R_2(\omega)$, $R_2(k\omega)$ — модуль комплексного коэффициента передачи звена W_2 при частоте ω и $k\omega$ и также может быть представлен в виде функции

$$\kappa_2 = f_4 [b_k(A_1, \omega), A_1, \omega, B_1, B_2, \dots, C_1, C_2, \dots], \quad (23)$$

зависящей от типа нелинейного элемента, амплитуды A_1 и частоты ω автоколебаний, параметров B_1, B_2, \dots линейной части системы W_1 и параметров C_1, C_2, \dots линейной части системы W_2 .

В результате совместного решения уравнений (16), (17), (21) и (23) можно определить приближенное значение коэффициента гармоник в любой точке нелинейной колебательной системы.

Если в уравнениях (21) и (23) выразить амплитуду A_1 и частоту ω автоколебаний через параметры колебательной системы, что можно сделать на основании уравнений (16) и (17), то можно получить зависимость соответствующего коэффициента гармоник от параметров линейной части колебательной системы и нелинейного элемента.

В качестве иллюстрации в приложении рассматриваются два примера определения параметров колебательной системы инфранизкочастотных генераторов синусоидальных колебаний по заданному коэффициенту гармоник.

Заключение. На основании установленной в данной статье приближенной связи между коэффициентом гармоник генерируемых колебаний и параметрами нелинейной колебательной системы можно не только оценить величину коэффициента гармоник в проектируемой колебательной системе, но и выбрать ее параметры таким образом, чтобы система обеспечивала генерирование колебаний с заданным коэффициентом гармоник.

Точность приближенной оценки коэффициента гармоник возрастает при расчете систем, предназначенных для генерирования колебаний, близких к гармоническим. В этом случае частота и амплитуда первой гармоники автоколебаний и относительное содержание высших гармоник на выходе нелинейного элемента более точно определяются по уравнению первого приближения. Для иллюстрации этого положения в примере I приводится сравнение коэффициентов гармоник, определенных для

колебательной системы точным и приближенным методами.

Задача определения связи между параметрами колебательной системы и коэффициентом гармоник генерируемых колебаний упрощается в случаях, когда характеристики нелинейного элемента не зависят от частоты. При этом значительно упрощаются выражения для коэффициентов гармонической линеаризации и выражения, связывающие амплитуду, частоту и коэффициент гармоник с параметрами колебательной системы.

Приложение. Пример I. Расчет инфранизкочастотного генератора с релейным управляющим элементом. Схема инфранизкочастотного генератора с релейным управляющим элементом [Л. 2 и 3] показана на рис. 3.

Генератор включает в себя два интегрирующих усилителя Y_1 и Y_2 , охваченных отрицательной обратной связью.

Интегрирующий усилитель Y_1 также охвачен местной линейной отрицательной обратной связью и нелинейной положительной обратной связью с релейным элементом, имеющим идеальную релейную характеристику.

Структурная схема генератора может быть приведена к виду, представленному на рис. 1, если положить:

$$W_1(p) = \frac{\frac{T_2}{k_1 k_{д2}} p}{\frac{T_1 T_2}{k_1 k_{д1} k_{д2}} p^2 + \frac{T_2 k_{0c}}{k_1 k_{д1}} p + 1};$$

$$W_2(p) = \frac{k_{д2}}{T_2 p}; \quad W_{н1}(U_{m1}) = k_2 q(U_{m1}).$$

При

$$T_1 = r_1 C_1 = T_2 = r_2 C_2 = T; \quad k_1 = \frac{r_4}{r_5} = 1;$$

$$k_{д1} = k_{д2} = k_{д}; \quad k_2 = \frac{r_4}{r_6} = 1 \quad \text{и} \quad k_{0c} = \frac{r_1}{r_3}$$

передаточные функции $W_1(p)$, $W_2(p)$ и $W_{н1}(U_{m1})$ можно представить в виде

$$W_1(p) = \frac{T_{нp}}{T_{н}^2 p^2 + 2\xi T_{нp} + 1}; \quad (1,1)$$

$$W_2(p) = \frac{1}{T_{нp}}, \quad (1,2)$$

$$W_{н1}(U_{m1}) = q(U_{m1}); \quad (1,3)$$

где

$$T_{н} = \frac{T}{k_{д}}; \quad \xi = \frac{k_{0c}}{2};$$

$$q(U_{m1}) = \frac{4}{\pi U_{m1}} \int_0^{\pi/2} F(U_{m1} \sin \psi) \sin \psi d\psi = \frac{4U_0}{\pi U_{m1}}. \quad (1,4)$$

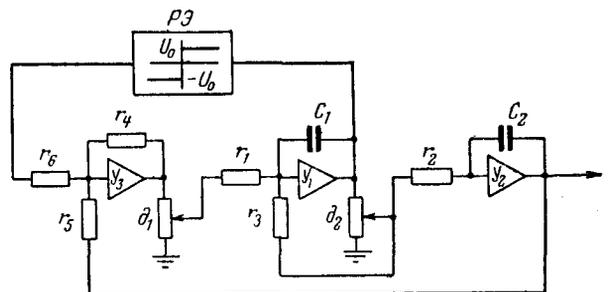


Рис. 3. Схема электронного низкочастотного генератора синусоидальных колебаний с релейным управляющим элементом.

Уравнение первого приближения, определяющее значения частоты и амплитуды первой гармоники колебаний на входе релейного элемента, имеет вид:

$$\{T_n^2 p^2 + [2\xi - q(U_{m1}) T_n p] + 1\} U_1 = 0. \quad (I,5)$$

Приближенные значения амплитуды и частоты первой гармоники колебаний на входе релейного элемента определяются выражениями

$$U_{m1} = f_1(B_1, B_2, \dots) = \frac{2U_0}{\pi\xi}; \quad (I,6)$$

$$\omega = f_2(B_1, B_2, \dots) = \frac{1}{T_n}. \quad (I,7)$$

Учитывая, что разложение в ряд Фурье периодических колебаний на выходе релейного элемента имеет нечетные гармоники

$$x_{нк} = \frac{4U_0}{\pi} \frac{\sin(2i+1)\omega t}{2i+1}, \quad (I,8)$$

где

$$k = (2i+1); i = 0, 1, 2, 3, \dots,$$

значение коэффициента гармоник на выходе релейного элемента

$$x_n = \sqrt{\sum_{i=1}^{i=\infty} b_{(2i+1)}^2(A_1)} \cdot 100\% = \sqrt{\sum_{i=1}^{i=\infty} \frac{1}{(2i+1)^2}} \cdot 100\%, \quad (I,9)$$

где $b_{(2i+1)}(A_1) = \frac{1}{2i+1}$ — относительное содержание k -й гармоники на выходе релейного элемента.

Приближенное значение коэффициента гармоник на входе нелинейного элемента (выходе интегрирующего усилителя U_1) будет:

$$x_2 = \sqrt{\sum_{i=1}^{i=\infty} \left\{ b_{(2i+1)}(A_1) \frac{R_1 [(2i+1)\omega]}{R_1(\omega)} \right\}^2} \cdot 100\%. \quad (I,10)$$

Решив совместно уравнения (I,7), (I,9), (I,10), получим выражение для коэффициента гармоник в виде

$$x_1 = 2\xi \sqrt{\sum_{i=1}^{i=\infty} \frac{1}{[1 - (2i+1)^2]^2 + 4\xi^2(2i+1)^2}} \cdot 100\%. \quad (I,11)$$

Выражение для коэффициента гармоник на выходе генератора

$$x_2 = 2\xi \sqrt{\sum_{i=1}^{i=\infty} \frac{1}{(2i+1)^2 \{ [1 - (2i+1)^2]^2 + 4\xi^2(2i+1)^2 \}}} \times 100\%. \quad (I,12)$$

В [Л. 2] показано, что точные значения амплитуды, частоты и коэффициента гармоник на выходе генератора определяются выражениями:

$$U_{m1} = \frac{2U_0}{\pi\xi \sqrt{1-0,75\xi^2}}; \quad (I,13)$$

$$\omega = \frac{1}{T_n} \sqrt{1-\xi^2}; \quad (I,14)$$

$$x_2 = 2\xi \sqrt{1-0,75\xi^2} \sqrt{\sum_{i=1}^{i=\infty} \frac{1}{(2i+1)^2 \{ [1 - (1-\xi^2)(2i+1)^2]^2 + 4\xi^2(1-\xi^2)(2i+1)^2 \}}} \cdot 100\% \quad (I,15)$$

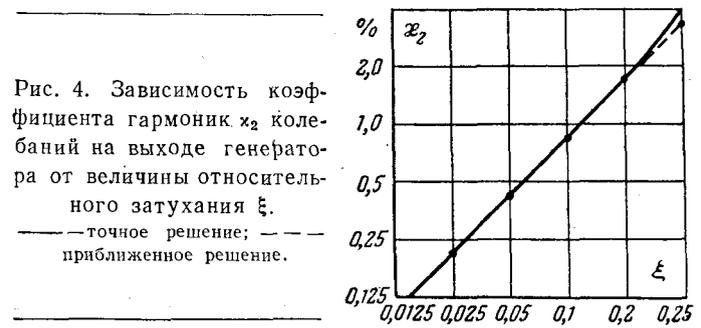


Рис. 4. Зависимость коэф-фициента гармоник x_2 колебаний на выходе генератора от величины относительного затухания ξ . — точное решение; - - - приближенное решение.

При малых значениях относительного затухания ξ величина коэффициента гармоник также мала, а приближенные значения амплитуды, частоты и коэффициента гармоник близки к точным значениям.

Для иллюстрации на рис. 4 приведена точная зависимость $x_2 = f(\xi)$, определенная по уравнению (I,15), и точками показаны приближенные значения коэффициента гармоник x_2 , определенные по уравнению (I,12).

На основании кривой $x_2 = f(\xi)$ можно по заданному значению x_2 определить необходимую величину ξ , а на основании уравнений (I,6) и (I,7) — остальные параметры генератора.

Пример 2. Расчет инфранизкочастотного генератора с ограничивающим нелинейным элементом. Схема инфранизкочастотного генератора с ограничивающим нелинейным элементом [Л. 4] приведена на рис. 5.

Генератор включает в себя два интегрирующих усилителя U_1 и U_2 , охваченных отрицательной обратной связью.

Интегрирующий усилитель U_1 охвачен местной линейной положительной обратной связью и нелинейной отрицательной обратной связью с нелинейным элементом, имеющим характеристику, показанную на рис. 5.

Структурная схема генератора может быть приведена к виду, представленному на рис. 1, если положить:

$$W_1(p) = \frac{\frac{T_2}{k_1 k_{д2}} p}{\frac{T_1 T_2}{k_1 k_{д1} k_{д2}} p^2 - \frac{T_2 k_{пс}}{k_1 k_{д2}} p + 1};$$

$$W_2(p) = \frac{k_{п2}}{T_2 p}; \quad W_{н1}(U_{m1}) = k_2 k_3 q(U_{m1}).$$

При

$$T_1 = r_1 C_1 = T_2 = r_2 C_2 = T; \quad k_1 = \frac{r_4}{r_5} = 1;$$

$$k_{д1} = k_{д2} = k_{д}; \quad k_2 = \frac{r_4}{r_6} = 1; \quad k_3 = \frac{r_7}{r_8} = 1$$

передаточные функции $W_1(p)$, $W_2(p)$ и $W_{н1}(U_{m1})$ можно представить в виде:

$$W_1(p) = \frac{T_n p}{T_n^2 p^2 - 2\xi T_n p + 1}; \quad (II,1)$$

$$W_2(p) = \frac{1}{T_n p}; \quad (II,2)$$

$$W_{н1}(U_{m1}) = q(U_{m1}), \quad (II,3)$$

где

$$T_n = \frac{T}{k_{д}}; \quad \xi = \frac{k_{пс}}{2}.$$

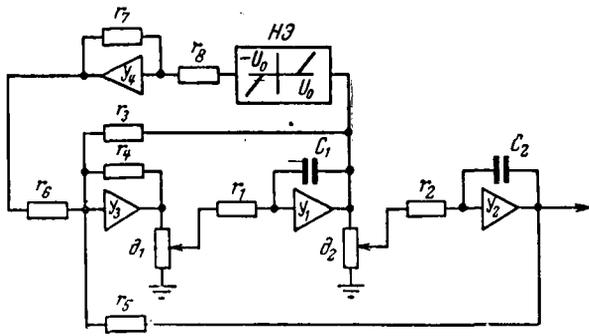


Рис. 5. Схема электронного низкочастотного генератора с ограничивающим нелинейным элементом.

Коэффициент гармонической линеаризации равен:

$$q(U_{m1}) = \frac{4}{\pi U_{m1}} \int_0^{\pi/2} F(U_{m1} \sin \psi) \sin \psi d\psi = \frac{k_{nc}}{\pi} [\pi - 2(\psi_1 + \sin \psi_1 \cos \psi_1)], \quad (II,4)$$

где

$$\psi = \omega t; \quad \psi_1 = \arcsin \frac{U_0}{U_{m1}}.$$

На рис. 6,а представлена зависимость коэффициента гармонической линеаризации $\frac{q(U_{m1})}{k_{nc}}$ от отношения $\frac{U_{m1}}{U_0}$.

Уравнение первого приближения, определяющее значения частоты и амплитуды первой гармоники колебаний на входе нелинейного элемента, имеет вид:

$$\{T_{nc}^2 p^2 - [2\zeta - q(U_{m1})] T_{nc} p + 1\} U_1 = 0. \quad (II,5)$$

Приближенные значения частоты ω и амплитуды первой гармоники на входе нелинейного элемента U_{m1} определяются выражениями:

$$\omega = \frac{1}{T_{nc}}; \quad (II,6)$$

$$q(U_{m1}) = 2\zeta = k_{nc}. \quad (II,7)$$

Приближенное значение амплитуды первой гармоники на выходе нелинейной обратной связи при синусоидальном входном сигнале с амплитудой U_{m1} определяется выражением

$$U_{n1} = q(U_{m1}) U_{m1} = \frac{k_{nc}}{\pi} [\pi - 2(\psi_1 + \sin \psi_1 \cos \psi_1)] U_{m1} = k_{nc} U_{m1}, \quad (II,8)$$

а приближенное значение амплитуды $(2i + 1)$ -й гармоники — выражением

$$U_{n(2i+1)} = q_{(2i+1)}(U_{m1}) U_{m1} = \frac{k_{nc}}{\pi} \left[\frac{\sin 2(i+1)\psi_1}{i+1} - \frac{\sin 2i\psi_1}{i} - 4\sin \psi_1 \frac{\cos(2i+1)\psi_1}{2i+1} \right], \quad (II,9)$$

где

$$i = 1, 2, 3, \dots; \quad \psi_1 = \arcsin \frac{U_0}{U_{m1}}.$$

Следовательно, относительное значение $(2i + 1)$ -й гармоники на выходе нелинейного элемента равно:

$$b_{(2i+1)} = \frac{U_{n(2i+1)}}{U_{n1}} = \frac{U_{n(2i+1)}}{k_{nc} U_{m1}} = \frac{\frac{\sin 2(i+1)\psi_1}{i+1} - \frac{\sin 2i\psi_1}{i} - 4\sin \psi_1 \frac{\cos(2i+1)\psi_1}{2i+1}}{\pi - 2(\psi_1 + \sin \psi_1 \cos \psi_1)}. \quad (II,10)$$

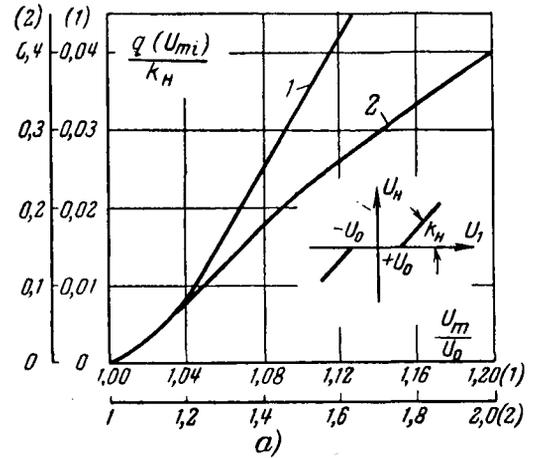
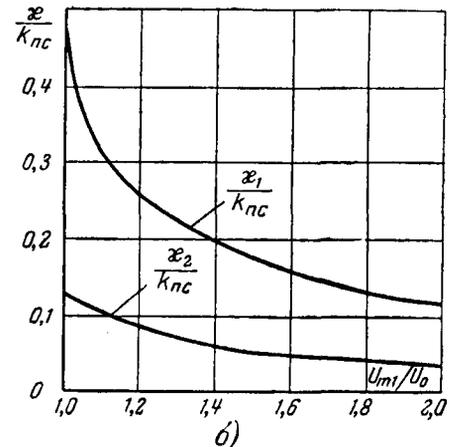


Рис. 6. а — зависимость коэффициента гармонической линеаризации нелинейного элемента $\frac{q(U_{m1})}{k_{nc}}$ от $\frac{U_{m1}}{U_0}$; б — кривые, определяющие величину коэффициента гармоник генерируемых колебаний x_1 и x_2 в зависимости от U_{m1} , U_0 и k_{nc} .



Приближенное значение коэффициента гармоник на выходе нелинейной обратной связи

$$x_{nc} = \sqrt{\sum_{i=1}^{i=n} b_{(2i+1)}^2} \cdot 100\%. \quad (II,11)$$

Приближенное значение коэффициента гармоник на входе нелинейной обратной связи (выходе интегрирующего усилителя U_1) определяется выражением

$$x_1 = \sqrt{\sum_{i=1}^{i=n} \left\{ b_{(2i+1)} \frac{R_1 [(2i+1)\omega]}{R_1(\omega)} \right\}^2} \cdot 100\%. \quad (II,12)$$

Решив совместно уравнения (II,7), (II,10) и (II,12), получим выражение для коэффициента гармоник в виде

$$x_1 = k_{nc} \sqrt{\sum_{i=1}^{i=n} \frac{b_{(2i+1)}^2 (2i+1)^2}{[1 - (2i+1)^2]^2 + k_{nc}^2 (2i+1)^2}} \cdot 100\%. \quad (II,13)$$

Аналогичным образом получим выражение для коэффициента гармоник на выходе интегрирующего усилителя:

$$x_2 = k_{nc} \sqrt{\sum_{i=1}^{i=n} \frac{b_{(2i+1)}^2}{[1 - (2i+1)^2]^2 + k_{nc}^2 (2i+1)^2}} \cdot 100\%. \quad (II,14)$$

На рис. 6,б приведены зависимости, определенные с учетом 3-й, 5-й и 7-й гармоник.

Нелинейные полупроводниковые сопротивления на основе окислов цинка, кремния и олова

Кандидат техн. наук Х. С. ВАЛЕЕВ, В. А. КНЯЗЕВ

Государственный исследовательский электрокерамический институт

и доктор техн. наук, проф. Н. Г. ДРОЗДОВ

Московский энергетический институт

Симметричные нелинейные полупроводниковые сопротивления нашли широкое применение в различных электротехнических и радиотехнических устройствах [Л. 1—4]. Основным материалом для изготовления таких сопротивлений служит карбид кремния, который в зависимости от состава примесей по своим свойствам относится к классу полупроводников с электронной или дырочной проводимостью.

Так как нелинейность вольт-амперной характеристики SiC обусловлена [Л. 5] явлениями, происходящими в промежуточном изолирующем слое между проводящими зернами, то, очевидно, возможно получение таких материалов и из керамики, если она состоит из смесей поликристаллического полупроводника и поликристаллического диэлектрика. Изолирующие прослойки в полупроводниковой керамике могут быть созданы как в однокомпонентных, так и многокомпонентных материалах.

Нелинейность вольт-амперной характеристики керамических материалов впервые была обнаружена при исследовании титаната железа и никель-цинкового феррита [Л. 6 и 7].

Степень нелинейности в многокомпонентных составах легче поддается регулированию, чем в однокомпонентных. Для того чтобы керамика обладала хорошей нелинейностью, она должна быть микроскопически однородной, а ее проводящие зерна обволакиваться изолирующими прослойками в виде химических соединений исходных окислов или их механических смесей.

При проведении настоящего исследования в качестве полупроводящего окисла была выбрана окись цинка, а в качестве окислов, способных в результате химического соединения с ZnO в процессе обжига образовывать диэлектрик, были использованы окислы TiO₂, SiO₂, SnO₂, Al₂O₃, B₂O₃ и др.

В статье приведены результаты исследования материалов двухкомпонентных составов ZnO—SiO₂ и ZnO—SnO₂, а также некоторые дополнительные

данные о ранее изученных материалах на основе окислов цинка и титана [Л. 8—10].

Для выяснения процессов, происходящих в исследуемых составах при обжиге, были проведены термографические и петрографические исследования как исходных окислов (ZnO, SiO₂ и SnO₂), так и их смесей в молекулярных соотношениях (ZnO : SiO₂ или ZnO : SnO₂), равных 4 : 1, 2 : 1, 1 : 1, 1 : 2.

Термографические исследования проводились по ранее описанной методике [Л. 11]. Они показали, что в исследованных составах системы ZnO—SiO₂ в интервале температур 1 150—1 270°С имеют место небольшой экзотермический эффект и характерное отчетливое расширение образцов, обычно сопутствующее образованию химических соединений. Отмечено, что наибольший эффект расширения образца наблюдается в составах с соотношением окислов 1 : 1.

По данным петрографического анализа при любых соотношениях окислов системы ZnO—SiO₂ в образцах, обожженных при температуре 1 300°С и выше, обнаруживается кристаллическая фаза с двупреломлением $N_p = 1,690$ и $N_g = 1,724$. Эти кристаллы преобладают при соотношениях окислов ZnO : SiO₂ = 2 : 1; при соотношениях 4 : 1 или 1 : 1 их значительно меньше. Кроме того, в образце присутствуют в небольшом количестве кристаллы ZnO с показателями светопреломления $N_p = 1,984—2,065$ и $N_g = 2,06—2,08$ и кристаллы кварца с $N = 1,545$.

В [Л. 12] для $\alpha\text{Zn}_2\text{SiO}_4$ приводятся следующие показатели светопреломления: $N_g = 1,715$, $N_p = 1,695$.

По данным рентгеноструктурного анализа [Л. 13], в этой системе при любых соотношениях окислов образуется единственное соединение с ромбоэдрической структурой — Zn₂SiO₄ — кристаллы веллимита.

Следовательно, при наших экспериментах, по-видимому, всегда имело место образование ортосиликата цинка. Этот материал оказался хорошим

Кривые, определяющие значения коэффициента гармоник (рис. 6,б) позволяют по заданным значениям U_{m1} , x_1 или x_2 выбрать величину U_0 и k_{nc} . Зная значения U_{m1} , U_0 и k_{nc} , можно на основании кривой, приведенной на рис. 6,а, и условия (II,6), выбрать величину k_n . По заданной частоте колебаний определяются остальные параметры генератора.

Литература.

1. Попов Е. П. и Пальтов И. П., Приближенные методы исследования нелинейных автоматических систем, Изд-во физико-математической литературы, 1960.

2. Вавилов А. А., Солодовников А. И. и Котченко Ф. Ф., Генератор синусоидальных колебаний с диапазоном частот 10⁻⁴—100 гц, Изв. высших учебных заведений, Приборостроение, 1960, № 1, т. III.

3. Вавилов А. А. и Солодовников А. И., Электронный генератор инфранизких частот с релейным управляющим элементом, Изв. высших учебных заведений, Приборостроение, 1962, № 4, т. V.

4. Вавилов А. А. и Солодовников А. И., Анализ работы электронного инфранизкочастотного генератора с ограничением, Изв. высших учебных заведений, Приборостроение, 1962, № 3, т. V.

[1.7.1963]



диэлектриком с диэлектрической проницаемостью около 8, с удельным сопротивлением более 10^{12} ом·см и пробивной напряженностью электрического поля около 30 кВ/мм.

В системе ZnO—SnO₂, по данным термографического анализа, при указанных соотношениях окислов в интервале температур 1040—1175°С обнаруживаются небольшой экзотермический эффект и сопутствующее ему явно выраженное увеличение размеров образца. Наибольшее увеличение размеров имеет место в образцах, изготовленных из окислов с соотношением ZnO : SnO₂ = 1 : 1.

По данным химического и петрографического анализов [Л. 14] в системе ZnO—SnO₂ при любых соотношениях окислов в процессе обжига всегда образуются изотропные кристаллы ортостанната цинка с показателем светопреломления $N = 1,993 \pm \pm 0,003$. Это хорошо согласуется с данными рентгеноструктурного анализа [Л. 15].

Ортостаннат цинка спекается при температуре 1480°С и представляет собой диэлектрик с $\epsilon = 10$ и пробивной напряженностью электрического поля около 25 кВ/мм.

При исследовании соотношение окислов подбиралось таким образом, чтобы керамический материал состоял из заданного количества кристаллов окиси цинка и соответствующего количества ортосоединения. Свойства материала определялись на образцах диаметром 20—60 и высотой 2—20 мм, изготовленных методом прессования в металлических формах под давлением 600—700 кг/см². Образцы больших размеров использовались при высоковольтных испытаниях. Для изучения электрических характеристик на шлифованные торцовые поверхности образцов наносили серебряные электроды.

Вольт-амперную характеристику исследованных материалов в области полей 10—100 в/мм определяли осциллографическим методом, а высоковольтные испытания (определение коэффициента нелинейности, пропускной способности) производили на ранее описанной установке [Л. 16].

Удельное объемное сопротивление ρ_v определяли методом вольтметра и амперметра при напряженности поля 1—2 в/мм. Температурный коэффициент сопротивления в интервале температур $+20 \div +120^\circ\text{C}$ вычисляли по формуле

$$TK\rho_v = -\frac{B}{T^2} \cdot 100\%, \quad (1)$$

где $B = \frac{u}{2K}$;

u — энергия активации;
 K — постоянная Больцмана;
 T — температура, °К.

Нелинейность вольт-амперной характеристики образцов по отношению к напряжению оценивалась по коэффициенту нелинейности, определяемому согласно известному [Л. 3] выражению:

$$\alpha = \frac{\lg \frac{U_2}{U_1}}{\lg \frac{I_2}{I_1}}, \quad (2)$$

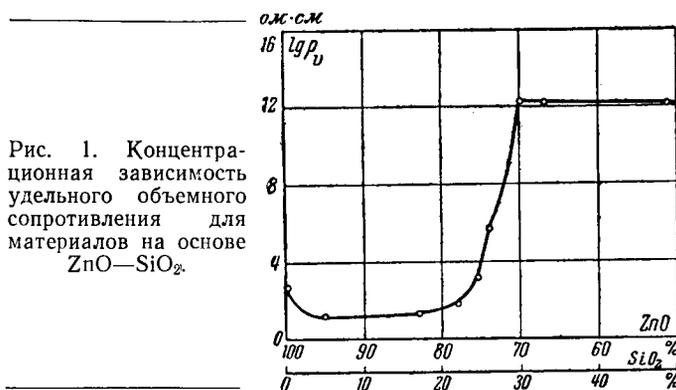


Рис. 1. Концентрационная зависимость удельного объемного сопротивления для материалов на основе ZnO—SiO₂.

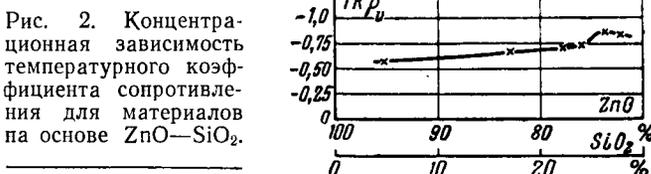


Рис. 2. Концентрационная зависимость температурного коэффициента сопротивления для материалов на основе ZnO—SiO₂.

где U_1, U_2, I_1, I_2 — соответственно напряжения и токи в выбранном узком интервале значений приложенного напряжения.

Приведенная формула выводится на основе эмпирической формулы

$$U = CI^\alpha, \quad (3)$$

которой обычно аппроксимируются вольт-амперные характеристики нелинейных сопротивлений.

Величину C можно определить из выражения

$$C = C_1 \frac{h}{s^2}, \quad (4)$$

где C_1 — величина, зависящая от материала и численно равная напряжению на образце размером $10 \times 10 \times 1$ мм при токе 1 а;

h — расстояние между электродами (толщина) сопротивления, мм;

s — площадь поперечного сечения образца, мм².

Концентрационные зависимости удельного объемного сопротивления образцов и его температурного коэффициента для некоторых составов из двойных систем ZnO—SiO₂ и ZnO—SnO₂ приведены на рис. 1—4. Из рис. 1 следует, что образцы чистой окиси цинка, спеченной при температуре 1320°С, имели $\rho_v \approx 460$ ом·см. При добавке к ZnO 5% SiO₂ удельное сопротивление снижается до $\rho_v = 16$ ом·см. При дальнейшем повышении содержания SiO₂ до 22% ρ_v сначала растет медленно, а затем при увеличении содержания SiO₂ до 30% — быстро.

Концентрационная зависимость ρ_v для материалов из системы ZnO—SnO₂, как видно из рис. 3, отличается от концентрационной зависимости ρ_v материалов из системы ZnO—SiO₂ тем, что с увеличением содержания SnO₂ ρ_v растет более равномерно и, достигнув своего максимума при содержании

* В данном случае и далее имеются в виду молекулярные проценты.

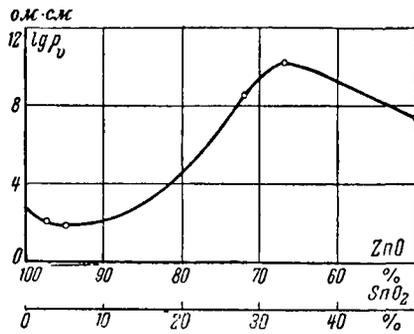


Рис. 3. Концентрационная зависимость удельного объемного сопротивления для материалов на основе ZnO—SnO₂.

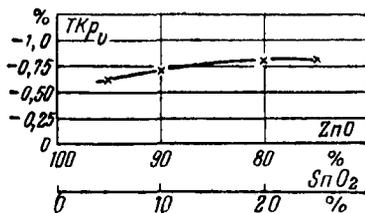


Рис. 4. Концентрационная зависимость температурного коэффициента сопротивления для материалов на основе ZnO—SnO₂.

33⁰/₀ SnO₂ ($\rho_v = 3 \cdot 10^{10}$ ом·см), далее уменьшается и при увеличении содержания SnO₂ до 50⁰/₀ составляет $5 \cdot 10^7$ ом·см.

Уменьшение ρ_v для ZnO при малых добавках SiO₂ или SnO₂, возможно, обусловлено эффектом Фервея, согласно которому добавка к электронному полупроводнику вышевалентного катиона должна повышать электропроводность полупроводника. Увеличение ρ_v при дальнейшем увеличении содержания SiO₂ или SnO₂, очевидно, обусловлено образованием смеси (принцип разбавления) кристаллов ZnO и Zn₂SiO₄ или ZnO и Zn₂SnO₄.

По мере уменьшения в материале свободной окиси цинка ρ_v увеличивается и при соотношении окислов ZnO:SiO₂ или ZnO:SnO₂ = 2:1 смесь становится диэлектриком. В системе ZnO—SiO₂ дальнейшее увеличение содержания SiO₂ в пределах исследованной концентрации не приводит к существенному изменению ρ_v материала, так как SiO₂ является хорошим диэлектриком, тогда как при увеличении содержания SnO₂ сверх 33,3⁰/₀ ρ_v существенно снижается. Такое снижение, очевидно, объясняется наличием в смеси свободной двуокиси олова, которая, как известно, является электронным полупроводником. Рисунки 2 и 4 показывают, что все исследованные материалы имеют отрицательный температурный коэффициент сопротивления, возрастающий с увеличением ρ_v .

Было установлено, что материалы с низким удельным сопротивлением обладают симметричной вольт-амперной характеристикой со слабо выраженной нелинейностью и что с увеличением ρ_v нелинейность вольт-амперной характеристики возрастает. Так, материал под индексом ЦК-78* (78⁰/₀ 2ZnO·SiO₂ и 22⁰/₀ ZnO) с $\rho_v = 10^5$ ом·см имеет коэффициент

* См. примечание к табл. 1.

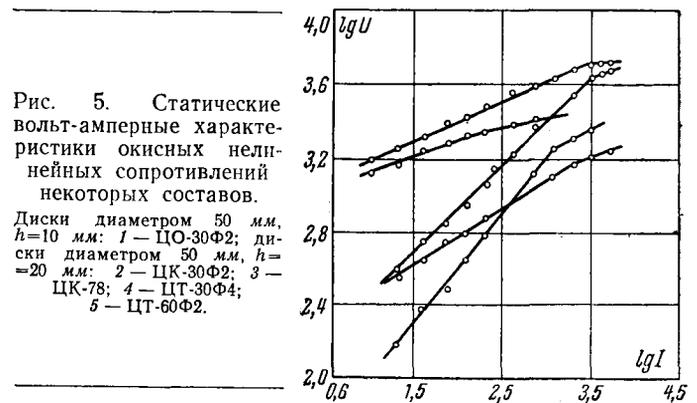


Рис. 5. Статические вольт-амперные характеристики окисных нелинейных сопротивлений некоторых составов.

Диски диаметром 50 мм, $h=10$ мм: 1—ЦО-30Ф2; диски диаметром 50 мм, $h=20$ мм: 2—ЦК-30Ф2; 3—ЦК-78; 4—ЦТ-30Ф4; 5—ЦТ-60Ф2.

нелинейности $\alpha = 0,43$ (все значения α вычислены при одинаковой напряженности электрического поля $E = 600 - 800$ в/см), а материал ЦК-84 с $\rho_v = 10^7$ ом·см имеет $\alpha = 0,36$. Материал под индексом ЦО-75 (75⁰/₀ ортостанната олова и 25% окиси цинка) с $\rho_v = 10^6$ ом·см имеет $\alpha = 0,20$, а материал, состоящий из 75⁰/₀ 2ZnO·SnO₂ и 25⁰/₀ SnO₂, имеет $\rho_v = 10^7$ ом·см и $\alpha = 0,17$.

Сопоставление данных показывает, что материалы из системы ZnO—SnO₂ обладают лучшей нелинейностью, чем материалы из ZnO—SiO₂.

Нелинейность низкоомных материалов, как это было показано ранее в [Л. 16], может быть увеличена введением в синтезированные смеси легкоплавкого стекла, создающего дополнительные запорные слои—см. табл. 1. В этой же таблице приведены экспериментальные значения постоянной S_1 , которые могут быть полезны при аналитических расчетах.

Таблица 1

Значения коэффициента нелинейности α и коэффициента S_1 для материалов типов ЦК, ЦО и ЦТ, содержащих легкоплавкое стекло

Индекс материала образцов ¹	Напряженность электрического поля, в/см	Коэффициент нелинейности α	Значение коэффициента S_1 на образце $10 \times 10 \times 1$ мм
ЦК-18Ф2	350—300	0,25—0,28	150
ЦК-30Ф2	500—400	0,23—0,25	250
ЦО-15Ф2	700—600	0,18—0,20	400
ЦО-30Ф2	1 000—900	0,16—0,19	600
ЦТ-30Ф4	600—500	0,20—0,22	230
ЦТ-60Ф2	900—800	0,19—0,21	470

¹ Буква Ц в индексе материала обозначает окись цинка, О—двуокись олова, К—двуокись кремния, цифры после буквенных индексов—молекулярный процент содержания соответствующего ортосоединения с окисью цинка, буква Ф с цифрой—весовой процент введенного стекла

Нелинейность вольт-амперных характеристик керамических сопротивлений, как следует из данных табл. 2, сохраняется вплоть до 400°С (измере-

Таблица 2

Значения коэффициента нелинейности α различных по составу материалов при разных температурах

Индекс материала образцов	Напряженность электрического поля, в/см	Значение α при температуре, °С				
		20	100	200	300	400
ЦО-66	500—250	0,30	0,32	0,35	0,36	0,38
ЦО-30Ф2	660—500	0,21	0,22	0,25	0,27	0,30
ЦК-30Ф2	180—140	0,32	0,33	0,35	0,37	0,39

ния проведены при напряжении промышленной частоты). Как известно из [Л. 17], при прохождении через нелинейное сопротивление импульсного тока значительной амплитуды (плотность тока $\geq 50 \text{ а/см}^2$) его сопротивление снижается. Для уменьшения возможного изменения характеристик нелинейных сопротивлений в условиях эксплуатации их подвергают искусственному старению пропуская через них импульсы тока амплитудой 10 ка (для образцов с диаметром 100 мм).

Для установления степени изменения вольт-амперных характеристик керамических нелинейных сопротивлений при импульсной нагрузке определялось сопротивление образцов, изготовленных из материалов ЦТ, ЦК и ЦО, при возрастающей амплитуде конечного импульса тока (табл. 3).

Таблица 3

Сопротивления R , ом, керамических нелинейных сопротивлений при импульсной нагрузке (волна тока 20/40 мксек)

Индексы образцов	Условия испытания	Плотность тока воздействующих импульсов, а/см ²					
		6	36	100	155	200	250
ЦК-30Ф2	До воздействия импульса тока с наибольшей амплитудой	23,5	4,7	2,1	1,5	1,3	1
	После воздействия импульса тока с наибольшей амплитудой	7,3	3,4	1,8	1,4	1,2	1
ЦО-30Ф2	До воздействия импульса тока с наибольшей амплитудой	42	8,6	3,5	—	—	—
	После воздействия импульса тока с наибольшей амплитудой	36	7,7	3,5	—	—	—
ЦТ-60Ф2	До воздействия импульса тока с наибольшей амплитудой	27	5,8	2,5	1,7	1,3	—
	После воздействия импульса тока с наибольшей амплитудой	23	5,3	2,4	1,6	1,3	—

Из табл. 3 следует, что при меньших плотностях тока сопротивление образца уменьшается в большей мере, чем при больших. После прохождения предыдущего импульса с большой плотностью тока последующий импульс с меньшей плотностью на вольт-амперную характеристику образца практически не влияет.

На рис. 5 приведены статические вольт-амперные характеристики некоторых материалов при плотности тока 1—260 а/см². При больших плотностях тока вольт-амперные характеристики снимали на образцах, стабилизированных 5—10 короткими импульсами с плотностью тока 130 а/см². В билוגарифмическом масштабе экспериментальные статические вольт-амперные характеристики керамических нелинейных сопротивлений, как это видно на рис. 5, представляют собой два отрезка прямых разного наклона с небольшой переходной областью между ними (область перегиба). Принято считать [Л. 5], что дополнительное увеличение проводимо-

сти, характеризующее излом вольт-амперных характеристик при больших импульсных токах, обусловлено нагревом контактов.

Вычисленные значения коэффициентов нелинейности до перегиба α_1 , после перегиба α_2 и плотности тока в области перегиба вольт-амперных характеристик приведены в табл. 4. В этой таблице

Таблица 4

Значения коэффициента нелинейности α до и после перегиба вольт-амперных характеристик и плотностей тока области перегиба для различных нелинейных сопротивлений

Индекс материала образцов	Коэффициент нелинейности		Плотность тока в области перегиба J , а/см ²
	до перегиба α_1	после перегиба α_2	
ЦК-78	0,50	0,34	60—80
ЦК-30Ф2	0,40	0,22	150—180
ЦО-30Ф2	0,20	0,13	60—70
ЦТ-30Ф4	0,30	0,23	100—120
ЦТ-60Ф2	0,21	0,15	120—140
Тирит Т-34	0,34	0,16	12—30
Вилит В-39	0,29	0,13	20—45

для сопоставления приведены такие же характеристики и для различных образцов тирита и вилита [Л. 17].

Полученные результаты показывают, что область перегиба статических вольт-амперных характеристик для керамических нелинейных сопротивлений лежит в диапазоне больших плотностей тока, чем для сопротивлений типа тирита и вилита.

Результаты исследования пропускной способности нелинейных сопротивлений, определенные при помощи упомянутой установки на стандартной волне тока 20/40 мксек с плотностями 130, 200, 260 и 390 а/см², сведены в табл. 5.

Таблица 5

Пропускная способность керамических сопротивлений при воздействии импульсов тока 20/40 мксек

Индекс материала образцов	Среднее количество импульсов, выдерживаемых образцами вплоть до пробоя при различной плотности тока, а/см ²			
	130	195	260	390
ЦК-78	1 150	600	300	50
ЦК-30Ф2	950	500	200	—
ЦТ-30Ф4	2 000	1 500	1 050	750
ЦТ-60Ф2	550	250	90	—

В табл. 6 приведены величины падения напряжений на исследованных образцах при токе 20 а.

Таблица 6

Напряжения на образцах сопротивлений диаметром 50 мм и толщиной 20 мм при токе 20 а

Индекс материала образцов	U_{20} , в	Индекс материала образцов	U_{20} , в
ЦК-78	150	ЦТ-30Ф4	360
ЦК-30Ф2	390	ЦТ-60Ф2	1 500

Из сопоставления данных табл. 5 и 6 видно, что пропускная способность сопротивлений на одинако-

вой основе (ЦК-78 и ЦК-30Ф2, ЦТ-30Ф4 и ЦТ-60Ф2) падает с уменьшением электропроводности материала.

Результаты исследований свидетельствуют также о том, что материал типа ЦТ при почти одинаковой электропроводности обладает более высокой пропускной способностью по сравнению с нелинейными сопротивлениями типа ЦК.

Другие физические параметры керамических нелинейных полупроводников некоторых составов, представляющие интерес при их применении, приведены в табл. 7.

Таблица 7

Значения плотности, удельной теплоемкости и коэффициента теплопроводности для некоторых нелинейных керамических материалов

Индекс материала	Плотность, г/см ³	Теплоемкость, ккал/кг·°С	Теплопроводность, ккал/м·ч·°С
ЦК-30Ф2	4,8	0,14	3,5
ЦО-30Ф2	5,5	0,21	9,9
ЦТ-30Ф4	5,5	0,21	7,0

Выводы. 1. Показана возможность получения керамических полупроводниковых материалов с нелинейной вольт-амперной характеристикой на основе смесей ортосиликата или ортостанната и окиси цинка.

2. Показано, что степень нелинейности материала можно регулировать путем введения легкоплавкого стекла.

Литература.

1. Иванов Л. И. и Савельев В. П., Новые вентильные разрядники, «Электричество», 1945, № 7.
2. Пружинина-Грановская В. И., Нелинейные вилитовые сопротивления для разрядников, «Электричество», 1945, № 7.

3. Пасынков В. В., Нелинейные полупроводниковые сопротивления (варисторы), изд. ЛДНП, 1957.

4. Кудрявцев О. М., Статический модулятор на управляемом нелинейном полупроводниковом сопротивлении, «Электричество», 1960, № 9.

5. Braun A. и Busch G., Über den Mechanismus spannungsabhängiger Widerstände, Helvetica Physica Acta, 1942, Bd 15, № 6.

6. Валеев Х. С., Степанов Г. А. и Кретова Н. Ф., Авторское свидетельство № 12536 от 23.II.1950 г.

7. Brockman F. G., Dowling P. H. и Stepeek W. G., Dimensional Effects Resulting from a high dielectric constant found in a ferromagnetic ferrite, Phys. Rev., 1950, v. 77, № 1.

8. Валеев Х. С. и Машкович М. Д., Нелинейная полупроводящая керамика на основе ZnO—TiO₂, Материалы научно-технического совещания по применению полупроводников в электротехнике, изд. НТОЭП, 1957.

9. Валеев Х. С. и Машкович М. Д., Нелинейные полупроводники на основе ZnO—TiO₂, ЖТФ, 1957, т. 27, № 8.

10. Валеев Х. С. и Машкевич М. Д., Окисная полупроводниковая керамика, Труды ГИЭКИ, вып. 2, Госэнергоиздат, 1957.

11. Валеев Х. С. и Гай И. А., Исследования некоторых процессов образования титанатов и цирконатов, Труды ГИЭКИ, вып. 2, Госэнергоиздат, 1957.

12. Белянкин Д. С., Лапик В. В. и Торопов И. А., Физико-химические системы силикатной технологии, Промстройиздат, 1954.

13. Ормонт Б. Ф., Структуры неорганических веществ, ГИТТЛ, 1950.

14. Валеев Х. С., Медведовская Э. И. и Ноткина С. Д., К вопросу о синтезе станнатов цинка, Труды ГИЭКИ, вып. 4, Госэнергоиздат, 1960.

15. Taylor N. W., Die Kristallstrukturen der Verbindungen Zn₂TiO₄, Zn₂SnO₄, Ni₂SiO₄ и NiTiO₃, Zeitschrift für physikalische Chemie, 1930, Bd 9, № 4/5.

16. Дроздов Н. Г., Валеев Х. С. и Машкович М. Д., Нелинейные полупроводники на основе окислов цинка и титана с добавками стекла, Труды ГИЭКИ, вып. 4, Госэнергоиздат, 1960.

17. Пружинина-Грановская В. И., Иванова Т. К. и Яманова Л. В., Карборундовые сопротивления типа вилита и тирита, «Электричество», 1958, № 2.

[20.12.1963]



УДК 621.315.61.019:539.1.04

Влияние ионизирующего излучения на электрические свойства органических изоляционных материалов

Кандидат техн. наук В. АДАМЕЦ

Научно-исследовательский институт кабелей
и изоляционных материалов, Братислава (ЧССР)

Введение. В связи с развитием ядерной техники многие электрические устройства работают в среде ионизирующего излучения, интенсивность которого превышает «фон» на много порядков. От их правильной работы часто зависит надежность и безопасность эксплуатации больших ядерных установок. Безаварийное действие электрических приборов обусловлено надежностью их деталей, которая в свою очередь зависит от устойчивости примененных материалов к действию излучения.

Изменения электрических свойств изоляционных

материалов, вызванные облучением, можно в основном разделить на две группы. К первой относятся изменения переходного характера, обусловленные физическими явлениями в веществе во время облучения; после прекращения облучения эти изменения исчезают. Решающей для них является мощность дозы облучения.

Ко второй группе относятся постоянные изменения, возникающие вследствие изменений структуры, вызванных облучением. Для них решающее значение имеет абсорбированная доза излучения.

Первый тип изменений необходимо принимать во внимание, например, при проектировании ионизационных камер и их электрических цепей с высоким сопротивлением, в которых может снизиться сопротивление изоляции на несколько порядков вследствие облучения. При втором типе изменений ухудшение электрических свойств сопровождается значительным изменением механических свойств. Последние являются более решающими с точки зрения стойкости органических материалов к облучению, чем электрические.

Механизм воздействия облучения на органические вещества иной, чем у металлов или полупроводников. Большая часть поглощенной энергии излучения расходуется на ионизацию и возбуждение молекул вещества. Эти два процесса вызывают изменение структуры веществ, а именно дегградацию или структурирование молекул, возникновение или исчезновение двойных связей, выделение газов, изменение степени кристалличности и т. д., и все это отражается на электрических и других физических свойствах этих веществ. При некоторых типах облучения последствиями прямого выбивания атомов со своих мест по сравнению с вышеприведенными действиями можно пренебречь. Поэтому и разные типы излучений (например, быстрые нейтроны, электроны, рентгеновские и гамма-лучи) имеют на органические вещества практически одинаковые качественные воздействия.

При одинаковых мощностях, одинаковых дозах облучения и при прочих равных условиях (среда, температура) воздействия хорошо сопоставимы и с количественной точки зрения. Некоторые различия можно объяснить, например, разной плотностью ионизации различных типов излучения.

Вопросами изменения электрических свойств органических изоляционных материалов в результате облучения занимались многие авторы, однако еще не все они решены, нет даже достаточно полных экспериментальных данных.

Ниже приведены результаты экспериментальных работ по определению изменений диэлектрической проницаемости и угла диэлектрических потерь 20 органических электроизоляционных материалов после их облучения в реакторе разными дозами.

Облучение образцов. Образцы исследованных материалов подвергались облучению в экспериментальном реакторе Института ядерных исследований Чехословацкой Академии наук (Прага). Для этой цели были сооружены два вертикальных канала, чтобы образцы можно было поместить непосредственно в активной зоне. Для создания каналов были использованы алюминиевые трубы (99,85% Al) длиной 4,5 м, диаметром 65 мм, с приваренным внизу дном и снабженным наверху затвором, поглощающим быстрые и тепловые нейтроны и гамма-излучение. Образцы обертывались алюминиевой фольгой по группам и вкладывались в контейнеры для облучения — цилиндрические открытые сверху сосуды (для отвода газообразных продуктов во время облучения), с внутренним диаметром 47 мм и высотой 570 мм, изготовленные из алюминия чистоты 99,85%, чтобы как можно больше снизилась их активация в потоке нейтронов. Образцы были

подвергнуты облучению при доступе воздуха: температура во время облучения была не более 35° С.

Уделялось внимание и дозиметрии. Время экспозиции, вычисленное реакторной лабораторией Института ядерных исследований при избранной мощности реактора, проверялось путем определения степени структурирования облученной полиэтиленовой трубки. Вместе с тем было получено представление о вертикальном распределении потоков в каналах, так что можно было вносить поправки к номинальным величинам доз облучения в зависимости от того, на каком расстоянии от дна контейнера были уложены образцы. По причинам, упомянутым во введении, было бы необходимо указывать экспозиции в дозах энергии, поглощенной испытуемым материалом. Но так как соотношение компонентов облучения в реакторе и состав отдельных материалов известны лишь приближенно, то в статье приведены экспериментально проверенные дозы облучения для полиэтилена. Представление о роли состава материала в связи с поглощенной дозой можно получить при помощи таблицы, в первой колонке которой приведены полученные вычислением величины доз в радах, отнесенные к единичному току тепловых нейтронов в условиях описанных каналов реактора Института ядерных исследований. Во второй колонке приведены коэффициенты, на которые надо умножить приведенные дозы для полиэтилена. Оказывается, что разница в дозах для первого и последнего материала в таблице равна почти 40%.

Материал	$10^9 \frac{\text{рад}}{H_m / \text{см}^2}$	$\frac{D_{\text{мат}}}{D_{\text{пэ}}}$	Материал	$10^9 \frac{\text{рад}}{H_m / \text{см}^2}$	$\frac{D_{\text{мат}}}{D_{\text{пэ}}}$
Полиэтилен	2,8	1,00	Полиметилметакрилат	2,3	0,82
Вода	2,6	0,91	Полиэтилентерефталат	2,1	0,75
Натуральный каучук	2,6	0,94	Поликарбонат	2,1	0,75
Полигексаметилендиаминдицианат	2,5	0,89	Полихлорвинил	2,1	0,75
Фенольно-формальдегидная смола	2,3	0,82	Политетрафторэтилен	1,7	0,61
Полистирол	2,3	0,82	Политрифторхлорэтилен	1,7	0,61

Были выбраны следующие номинальные дозы: 0, 3, 10, 30 и 100 Mrad (для полиэтилена). Принимая во внимание конкретные условия, необходимо было применить следующие мощности доз: 3 Mrad/ч (для дозы 3 Mrad), 6 Mrad/ч

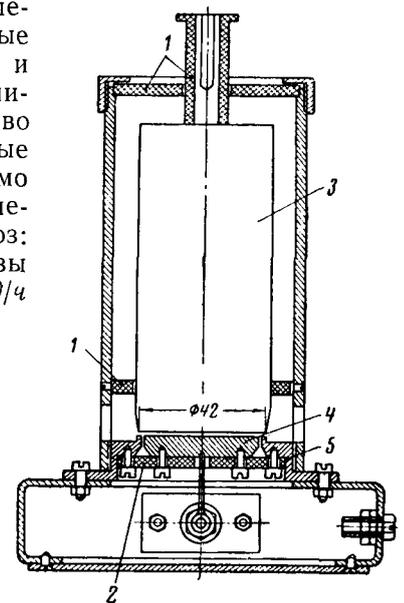


Рис. 1. Измерительный конденсатор.
1 — картит; 2 — полистирол; 3 — электрод высокого потенциала; 4 — измерительный электрод; 5 — охранный электрод.

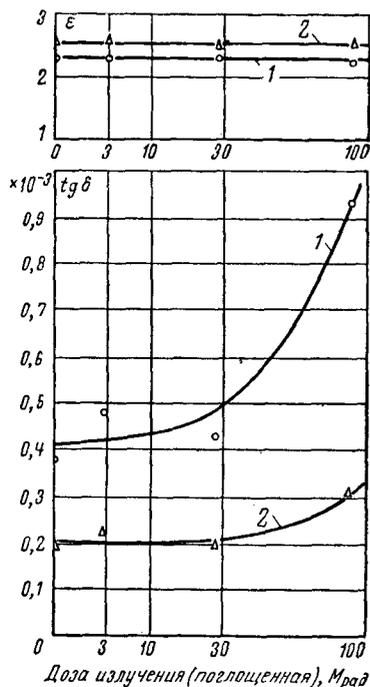


Рис. 2. Зависимость ϵ и $\text{tg } \delta$ при 50 гц и 23° С от дозы облучения для полиэтилена (1) и полистирола (2).

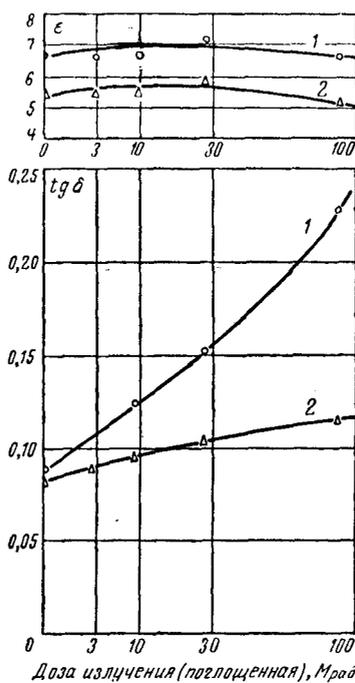


Рис. 3. Зависимость ϵ и $\text{tg } \delta$ при 50 гц и 23° С от дозы облучения для эмульсионного полихлорвинила (1) и суспензионного полихлорвинила (2).

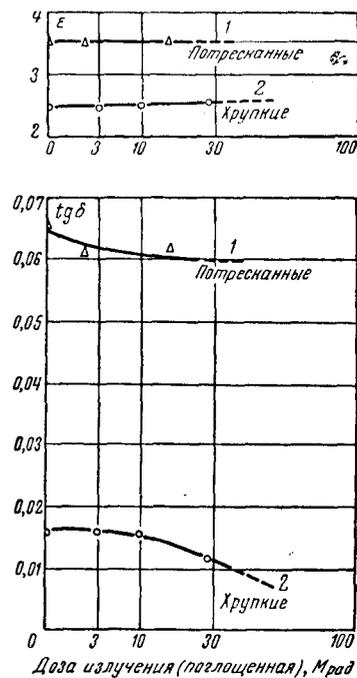


Рис. 4. Зависимость ϵ и $\text{tg } \delta$ при 50 гц и 23° С от дозы облучения для полиметилметакрилата (1) и политрифторхлорэтилена (2).

(для 10 *Мрад*) и 15 *Мрад/ч* (для 30 и 100 *Мрад*). В приведенном диапазоне не сказывалось влияние разных мощностей доз.

Исследованные материалы и метод измерения. Из нескольких групп органических электроизоляционных материалов (пластмассы, эластомеры, полиэфирсы, прессованные материалы и слоистые пластики) были выбраны следующие:

Полиэтилен (алкатын А 20)	Кремнийорганический каучук
Полистирол	Полиэфирная смола
Полихлорвинил эмульсионный пластифицированный	Полиэфирная смола + фарфоровая мука
Полихлорвинил суспензионный пластифицированный	Новолак + древесная мука
Политрифторхлорэтилен	Новолак + слюда
Полиметилметакрилат	Новолак + стекло
Натуральный каучук	Новолак, модифицированный поливинилформалем
Бутадиеннитриллакриловый каучук	Гетинакс на фенольной смоле (картит)
Хлоропреновый каучук	Текстолит на фенольной смоле (текстит)
Бутадиенстироловый каучук	Стеклотекстолит на эпоксидной смоле (склотекстит)

Из этих материалов были изготовлены для каждой дозы три цилиндрических образца диаметром 45 мм и толщиной 0,5–3 мм. Электрические свойства измерялись через 18 дней после облучения, кроме образцов для 10 *Мрад*, для которых этот промежуток времени соблюсти не удалось. Для материалов, у которых измеренные величины электрических свойств после этой дозы имели большие отклонения от характеристик, определенных при остальных измерениях, результаты при 10 *Мрад* не принимались во внимание.

Измерение диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь потребовало особого внимания, так как размеры образцов были ограничены диаметром контейнеров для облучения, вследствие чего емкость образцов была мала. Так, для образцов толщиной 3 мм она не превышала примерно 10 пф. Оказалось, что характеристики этих образцов с достаточной точностью можно измерять мостом Вина с заземлением Вайднера. Измерения осуществлялись при температуре $23 \pm 1^\circ \text{C}$, при напряжении 500 в и частоте 50 гц. При этих параметрах получалась чувствительность измерительного приспособления $\Delta \text{tg } \delta = 2 \cdot 10^{-5}$.

Определенную трудность представляла также разработка подходящих электродов для измерений. Так как в большинстве случаев дело касалось радиоактивных образцов, решено было применить металлические прижимные электроды. Они оказались удовлетворительными, за исключением их применения для очень тонких фольговых образцов. Электроды хорошо прилегали к поверхности образца, неравномерности в толщине которого проявлялись лишь в незначительной мере, так как диаметр электродов был небольшим (высоковольтный электрод диаметром 42 мм). Измерительный конденсатор показан на рис. 1.

Результаты измерений. На рис. 2–8 показаны зависимости диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь различных органических электроизоляционных материалов от абсорбированной дозы излучения. У некоторых материалов нельзя было надежно определить электрические свойства после больших доз. Отдельные точки на рисунках представляют среднее арифметическое трех измерений на аналогичных образцах.

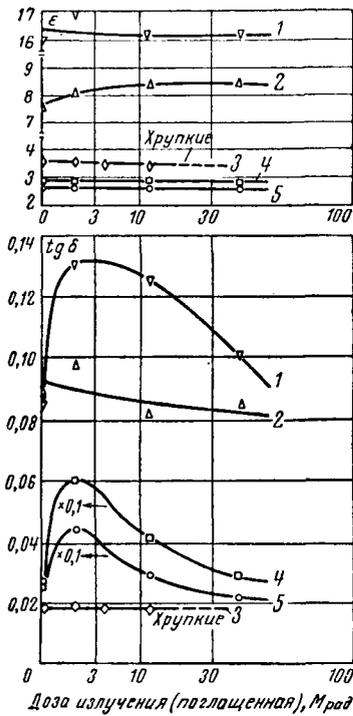


Рис. 5. Зависимость ϵ и $\text{tg } \delta$ при 50 гц и 23° С от дозы облучения. 1 — хлоропреновый каучук; 2 — бутадиенитрилакриловый каучук; 3 — кремнийорганический каучук; 4 — бутадienstириловый каучук; 5 — натуральный каучук.

Диэлектрическая проницаемость существенно изменяется только у слоистых пластиков — понижается с возрастающей дозой (рис. 8). Это понижение можно объяснить нарастанием толщины образцов вследствие отделения отдельных слоев материала и возникновения воздушных включений, вызванных образованием газов в материале во время облучения.

Труднее объяснить максимум ($\epsilon=14,50$) при дозе 1,5 Mrad у текстолита; стандартное отклонение, вычисленное из трех измерений, составляет только 0,45 и не отличается значительно от стандартных отклонений измерений при остальных четырех дозах.

Тангенс угла диэлектрических потерь высококачественных изоляционных материалов — полиэтилена и полистирола — начинает увеличиваться только после дозы 30 Mrad (рис. 2). Эти изменения сопровождаются изменением окраски материала — он становится коричневым. Вместе с повышающейся дозой сравнительно быстро увеличивается и тангенс угла диэлектрических потерь у полихлорвинила, главным образом у эмульсионного (рис. 3). У этого материала тангенс угла диэлектрических потерь после облучения 50 Mrad в 2 раза больше, чем до облучения.

Тангенс угла потерь полиметилметакрилата и полифторхлорэтилена с облучением немного уменьшается. Однако эти материалы неудовлетворительны с точки зрения их механических свойств после дозы 10—20 Mrad (рис. 4). У нескольких эластомеров наблюдается максимум тангенс угла диэлектрических потерь при дозах в несколько ме-

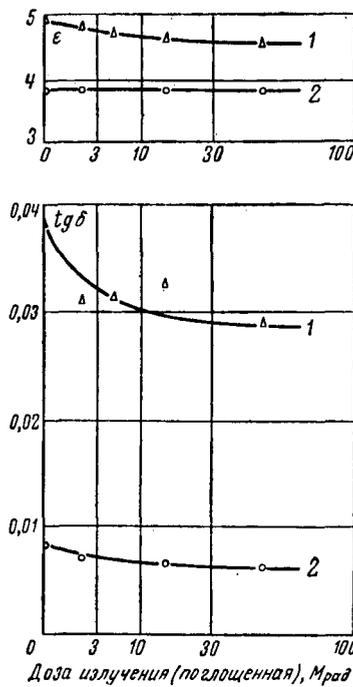


Рис. 6. Зависимость ϵ и $\text{tg } \delta$ при 50 гц и 23° С от дозы облучения для полиэфира с фарфоровой мукой (1) и полиэфира (2).

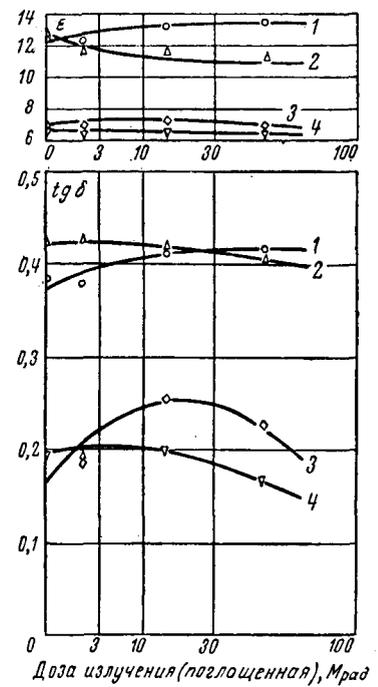
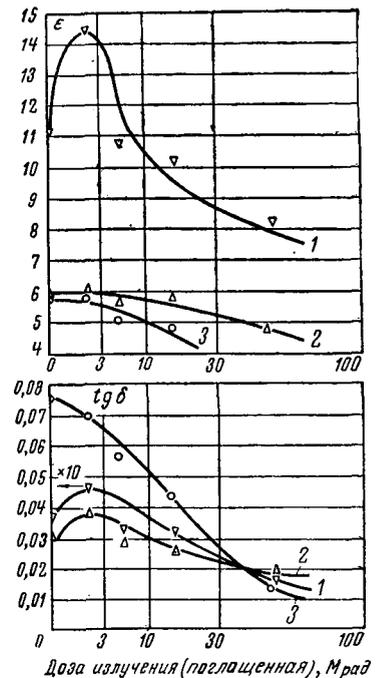


Рис. 7. Зависимость ϵ и $\text{tg } \delta$ при 50 гц и 23° С от дозы облучения. 1 — новолак со слюдой; 2 — новолак с древесной мукой; 3 — модифицированный новолак; 4 — новолак со стеклом.

Рис. 8. Зависимость ϵ и $\text{tg } \delta$ при 50 гц и 23° С от дозы облучения.

1 — текстолит марки «текстит»; 2 — гетинакс марки «картит»; 3 — стеклотекстолит марки «склотекстит».



град, но при 50 Mrad тангенс угла потерь у них приблизительно равен тангенсу перед облучением. У кремнийорганического каучука этот максимум не наблюдался, но после дозы 30 Mrad он становится хрупким (рис. 5). У исследованного полиэфира обнаружилось уменьшение $\text{tg } \delta$ с возрастающей дозой облучения, причем более отчетливо — у полиэфира, наполненного фарфоровой мукой (рис. 6).

Управление температурным коэффициентом сопротивления полупроводников

Кандидат техн. наук М. М. НЕКРАСОВ

Киев

В твердом теле возможны два независимых способа передачи тепла: упругими колебаниями решетки и свободными электронами (если они имеются). В соответствии с этим теплопроводность разделяют на решетчатую κ_p и электронную κ_a [Л. 1—3].

$$\kappa = \kappa_p + \kappa_a. \quad (1)$$

В полупроводниках обычно решетчатая теплопроводность значительно больше электронной. Однако в тех случаях, когда число свободных электронов велико ($\sim 10^{18} - 10^{19}$ в 1 см^3), κ_p и κ_a могут быть одного порядка.

Механизм электронной проводимости такой же, как у обычного газа, и поэтому можно воспользоваться формулой для теплопроводности газа [Л. 3]

$$\kappa_a = \frac{1}{3} c_v \bar{v} l, \quad (2)$$

где c_v — удельная теплоемкость при постоянном объеме;

\bar{v} — средняя скорость;

l — длина свободного пробега молекул.

В нашем случае $c_v = \frac{3}{2} nk$, где k — постоянная

Больцмана и n — число свободных электронов в единице объема. Следовательно,

$$\kappa_a = \frac{1}{2} k n \bar{v} l. \quad (3)$$

Таким образом, теплопроводность электронов, как и электропроводность, пропорциональна их концентрации и длине свободного пробега. В различных материалах могут отличаться только эти две величины. Следовательно, отношение теплопроводности к электропроводности $\frac{\kappa}{\sigma}$ должно быть некоторой универсальной постоянной.

Из данных [Л. 4] можно записать:

$$\sigma = \frac{e^2 n l}{2 m \bar{v}}. \quad (4)$$

Следовательно,

$$\frac{\kappa}{\sigma} = \frac{k}{e^2} m \bar{v}^2.$$

Полагая $\frac{1}{2} m \bar{v}^2 = 3kT$, получим:

$$\frac{\kappa}{\sigma} = 3 \left(\frac{k}{e} \right)^2 T. \quad (5)$$

Более строгий вывод (с учетом распределения электронов по энергиям) дает для невырожденного электронного газа

$$\frac{\kappa}{\sigma} = \frac{\pi^2}{3} \left(\frac{k}{e} \right)^2 T. \quad (6)$$

Если выразить теплопроводность κ_a в $\text{вт/см} \cdot \text{град}$ и электропроводность σ в $\text{ом}^{-1} \cdot \text{см}^{-1}$, то согласно (6)

$$\frac{\kappa_a}{\sigma} = 1,4 \cdot 10^{-8} T, \quad (7)$$

или

$$\kappa_a = 1,4 \cdot 10^{-8} T \sigma. \quad (8)$$

Изменение теплопроводности в направлении, например, оси χ определяется температурным градиентом

$$\frac{\partial \kappa_a}{\partial \chi} = 1,4 \cdot 10^{-8} \sigma \frac{\partial T}{\partial \chi}. \quad (9)$$

При наличии температурных перепадов

$$\sigma = \frac{\partial \kappa_a}{\partial T} \cdot \frac{1}{1,4 \cdot 10^{-8}} = 0,714 \cdot 10^8 \frac{\partial \kappa_a}{\partial T}. \quad (10)$$

Это означает, что электропроводность в направлении χ будет тем большей, чем большими будут

Уменьшение $\text{tg } \delta$ можно объяснить понижением подвижности диполей вследствие дополнительного отверждения полиэфира излучением. Из исследованных прессованных материалов самый малый $\text{tg } \delta$ у новолака со стеклом; его $\text{tg } \delta$ с нарастающей дозой медленно уменьшается. Новолак, модифицированный поливинилформалем, дает плоский максимум $\text{tg } \delta$ вблизи доз 30 Мрад (рис. 8). Причина уменьшения та же, что и в случае понижения диэлектрической проницаемости.

Выводы. Электрические свойства изоляционных материалов изменяются под действием излучения и отражают соответствующие изменения в структуре материала. Однако изменения электрических свойств зависят и от ряда факторов, главным образом от температуры при облучении и среды (воздух, вакуум, инертная атмосфера); изменения в ма-

териалах протекают длительное время после облучения.

Из изменений на 20 органических изоляционных материалах можно заключить, что диэлектрическая проницаемость, как правило, при дозах до 100 Мрад изменяется лишь незначительно. Тангенс угла диэлектрических потерь облученных материалов может быть значительно большим или меньшим, чем до облучения, в зависимости от того, какие процессы происходят в структуре материалов, подвергнутых облучению.

В большинстве случаев применимость того или другого изоляционного материала в среде, подвергнутой облучению, зависит от его стойкости с точки зрения механической прочности.



температурные градиенты (в направлении χ). А это будет иметь место при наличии макроскопических дефектов (неоднородностей на образце). Следовательно, температурной зависимостью электропроводности, обусловленной наличием свободных электронов, можно управлять в ходе технологического процесса.

Рассмотрим возможности управления температурной зависимостью электропроводности, обусловленной упругими колебаниями решетки.

Атомы твердого тела связаны друг с другом упругими силами. Поэтому тепловые колебания передаются соседним атомам и таким образом происходит распространение упругих волн. Процесс решетчатой теплопроводности следует рассматривать как перенос энергии упругими волнами из тех частей тела, где температура выше, а следовательно, упругие волны интенсивнее, в более холодные области тела.

По Дебаю [Л. 1], упругие волны на своем пути от горячей зоны тела к холодной испытывают многократные рассеяния и длина их свободного пробега весьма мала — она того же порядка, что и длина свободного пробега электронов, т. е. 10^{-7} см.

Рассеяние возможно только в случае негармонических волновых движений ионов, когда сгущения и разрежения, создаваемые волной, довольно значительны. Тепловые колебания атомов твердого тела действительно гораздо сильнее изменяют их взаимные расстояния, чем те упругие деформации, которые обычно создаются при сжатии или растяжении тела.

Рассеяние тепловых упругих волн по предложению И. Е. Тамм [Л. 1] в корпускулярном изложении называют фононами по аналогии с диффузией и теплопроводностью молекул газов.

Правильность представлений о рассеянии фононов на неоднородностях атомных размеров убедительно доказывается опытами по длительному облучению нейтронами кристаллического кварца: по мере увеличения числа атомов, смещенных со своих мест при столкновении с нейтронами, теплопроводность падает.

Введение примесей также увеличивает тепловое сопротивление. Интенсивность рассеяния волн на неоднородностях тем больше, чем меньше отношение длины волны к размерам искажений. Так, при относительно низких температурах в тепловом движении преобладают волны, длина которых превышает межатомные расстояния и размеры искажений решетки; поэтому фононы слабо рассеиваются на таких искажениях. Рассеяние имеет место только на крупных макроскопических неоднородностях. С повышением температуры в тепловом спектре участвуют все более короткие волны, испытывающие на искажениях решетки все более сильное рассеяние.

При распространении тепловой волны возбужденный атом передает свою энергию соседнему атому и сам теряет при этом возбуждение. Когда такой процесс протекает нормально, сорвать электрон с атома достаточно трудно, так как атом быстро теряет возбуждение и переходит в нормальное состояние. При наличии дефектов упругие волны

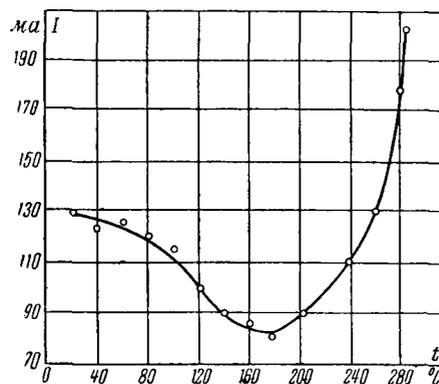


Рис. 1. Ампер-температурная характеристика образца кремния технической чистоты с добавкой 1,5% борида циркония после обжига при температуре 1400°C .

отражаются и отраженные волны накладываются на основную волну.

В зависимости от типа дефекта отражение может быть положительным или отрицательным. В первом случае отраженные волны усиливают возбуждение атомов, а во втором — уменьшают. Когда к образцу приложено напряжение, валентные электроны атомов, возбужденные тепловым движением, срываются электрическим полем, благодаря чему увеличивается ток, протекающий через образец. При наличии неоднородностей, увеличивающих возбуждение атомов за счет отражений, при той же величине приложенного напряжения будет создаваться большее число носителей тока. Влияние неоднородностей будет сказываться также и на распределении напряжения по образцу.

В случае дефектов, создающих отражения с обратным знаком, тепловое возбуждение атомов первоначально гасится. В результате можно получить положительный температурный коэффициент сопротивления в определенном температурном интервале. Так, если внести добавку, обладающую большей теплопроводностью, чем основное вещество, то частицы примеси будут являться дефектами, создающими отражения упругих волн с обратным знаком. При этом в определенном температурном интервале наблюдается положительный температурный коэффициент сопротивления. При дальнейшем повышении температуры в спектре тепловых колебаний участвуют все более короткие волны, испытывающие рассеяния на искажениях решетки. Поэтому при дальнейшем повышении температуры температурный коэффициент сопротивления становится отрицательным.

Такое явление можно наблюдать, когда примеси, введенные в основное вещество, не растворяются в нем, сохраняя свою теплопроводность (большую, чем теплопроводность основного вещества). Так, например, если в порошок кремний технической чистоты добавить небольшое количество порошкового борида циркония (например, 1,5%), то после спекания образца при температуре 1400°C частицы бориды циркония будут являться макроскопическими дефектами (включениями), сохранив свою теплопроводность.

Ампер-температурная характеристика такого образца будет иметь вид, показанный на рис. 1

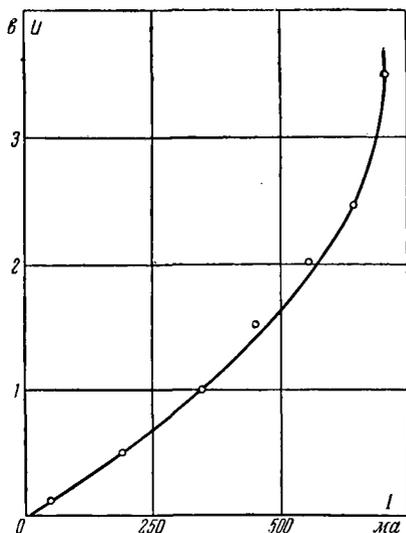


Рис. 2. Вольт-амперная характеристика образца из порошкового кремния технической чистоты с добавкой 1,5% борида циркония после обжига при температуре 1400° С.

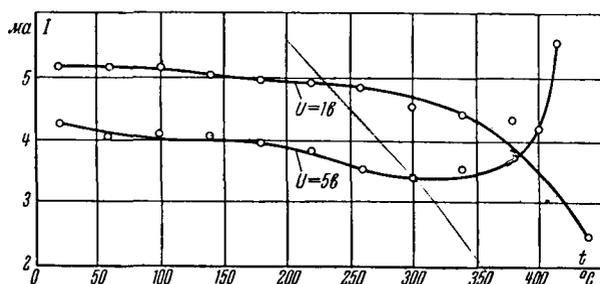


Рис. 3. Ампер-температурные характеристики образцов из порошкового кремния технической чистоты барьерным слоем из TiO_2 (после обжига при температуре 1400° С).

(с положительным температурным коэффициентом сопротивления до $t=180^\circ\text{C}$). Вольт-амперная характеристика этого же образца приведена на рис. 2. По характеру вольт-амперной характеристики, обусловленной положительным температурным коэффициентом сопротивления, образец представляет собой полупроводниковый баррер для токов 0,55 а при напряжении 3—4 в.

Можно привести еще один пример. Если на образец линейного полупроводникового низкоомного сопротивления нанести барьерный слой высокого сопротивления, то при обжиге будет происходить диффузия барьерного слоя в глубь полупроводника. Глубина диффузии барьерного слоя в тело полупроводникового элемента, до некоторой степени, будет определять температурный коэффициент сопротивления, так как проникновение частиц в тело полупроводникового элемента обуславливает возникновение дефектов в теле полупроводника. В зависимости от характера дефектов температурный коэффициент сопротивления в определенном температурном интервале будет положительным или отрицательным. При дальнейшем повышении температуры температурный коэффициент сопротивления во всех случаях становится отрицательным. Это объясняется тем, что с повышением температуры тепловое возбуждение усиливается и все более короткие волны будут испытывать рассеяние на искажениях решетки.

На рис. 3 приведены ампер-температурные характеристики двух образцов сопротивлений, у кото-

рых основой является порошковый кремний технической чистоты, спрессованный при давлении 500 кг/см² и прошедший первичный обжиг при недостатке кислорода с выдержкой при температуре 1400° С в течение 1 ч (скорость подъема температуры 200° С в 1 ч). Второй обжиг производился при таком же режиме. После вторичного обжига был нанесен барьерный слой TiO_2 и образцы снова проходили обжиг при температуре 1400° С с выдержкой 1 ч. Скорость подъема температуры была примерно 300° С в 1 ч. Из рис. 3 видно, что два образца одного и того же состава и одного обжига имеют различный температурный коэффициент сопротивления.

Даже на одном и том же образце при разных значениях приложенного напряжения можно получить температурный коэффициент сопротивления разных знаков (рис. 4). Если при малых значениях приложенного напряжения в определенном температурном интервале имеет место положительный температурный коэффициент сопротивления, то при увеличении приложенного напряжения в этом же температурном интервале знак температурного коэффициента сопротивления может измениться. Это объясняется тем, что при увеличении приложенного напряжения сопротивление образца будет определяться уже не знаком отражения упругих волн от дефектов, а полем, действующим на возбужденные атомы.

Таким образом, введение примесей, создающих отражения упругих волн с обратным знаком, приводит к созданию положительного температурного коэффициента сопротивления в определенном температурном интервале. При разогреве образца током, проходящим через него, сначала он ведет себя как полупроводниковый баррер. С дальнейшим повышением температуры в тепловом спектре участвуют все более короткие волны. Температурный коэффициент сопротивления становится отрицательным. Таким образом, получается инерционное сопротивление типа R_I , или термистор с положительным температурным коэффициентом (для определенного температурного интервала), или полупроводниковый баррер для определенных значений токов.

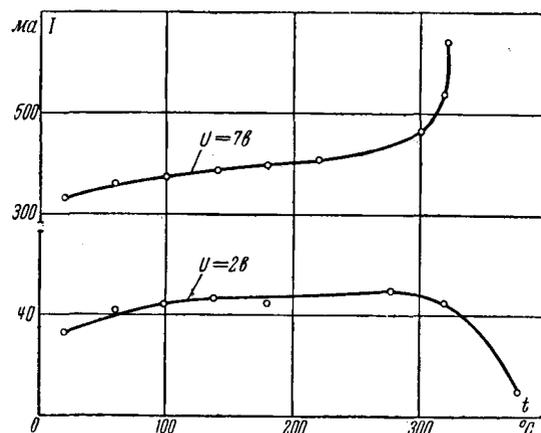


Рис. 4. Ампер-температурные характеристики одного образца из порошкового кремния технической чистоты после обжига при температуре 1400° С (с барьерным слоем).

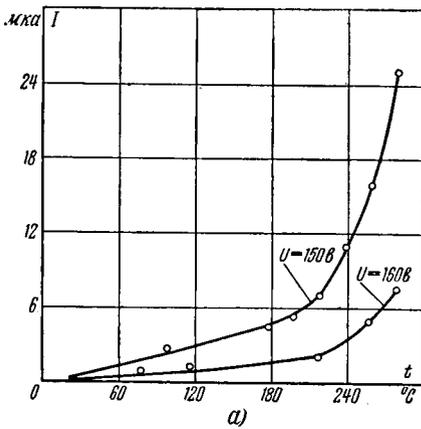
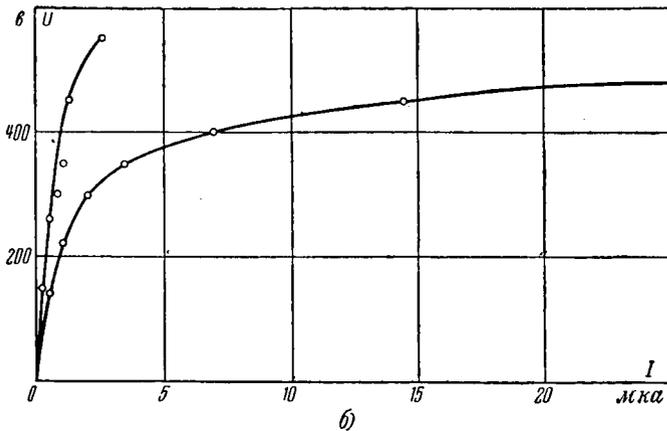


Рис. 5. Характеристики нелинейных сопротивлений на основе карбида кремния с низкоомной связкой (пористый образец). а — ампер-температурные характеристики; б — вольт-амперные характеристики.



Можно легко получить нелинейное сопротивление на основе карбида кремния (электротехнического), обладающего той или иной пористостью. В этом случае нелинейное сопротивление будет обладать значительным температурным коэффициентом сопротивления, так как упругие волны будут отражаться от воздушных включений с тем же знаком и накладываться на основную волну, усиливая возбуждение атомов. Ампер-температурная и вольт-амперная характеристики такого образца приведены на рис. 5.

Если такой образец пропитать раствором углекислого цезия, а затем прокалить при температуре 650°С, то за счет заполнения пор окисью цезия температурный коэффициент сопротивления станет значительным и будет положительным. Ампер-температурные и вольт-амперные характеристики образцов с положительным температурным коэффициентом сопротивления приведены на рис. 6. В зависимости от размера пор, пропитываемых углекислым цезием, можно получить за счет положительного температурного коэффициента либо сопротивление типа R_I , либо отрицательное сопротивление N -типа. Без пропитки углекислым цезием будем иметь нелинейное сопротивление типа R_U .

Таким образом, на основе карбида кремния с низкоомной связкой можно получить пористый образец за счет частичного выгорания низкотемпературной связки $CdO + CuO$. В этом случае будем иметь нелинейное сопротивление типа R_U с отрицательным температурным коэффициентом (график 1

на рис. 7). Если это сопротивление пропитать углекислым цезием, а затем запечь, то за счет отражения упругих волн с обратным знаком получим сопротивление с положительным температурным коэффициентом. При этом в зависимости от разме-

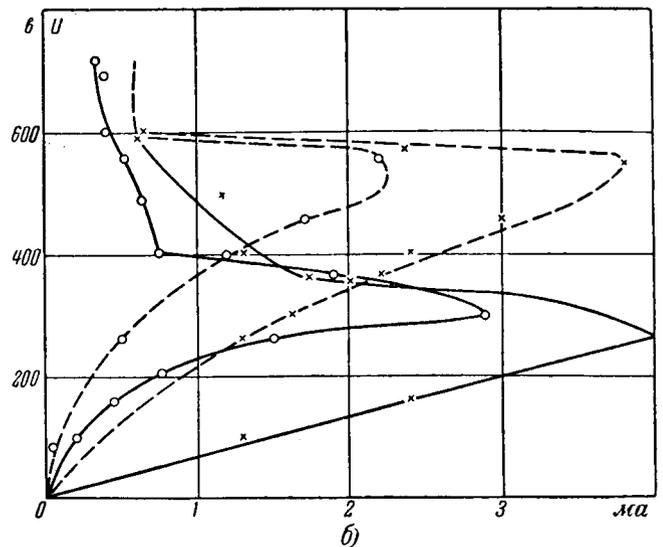
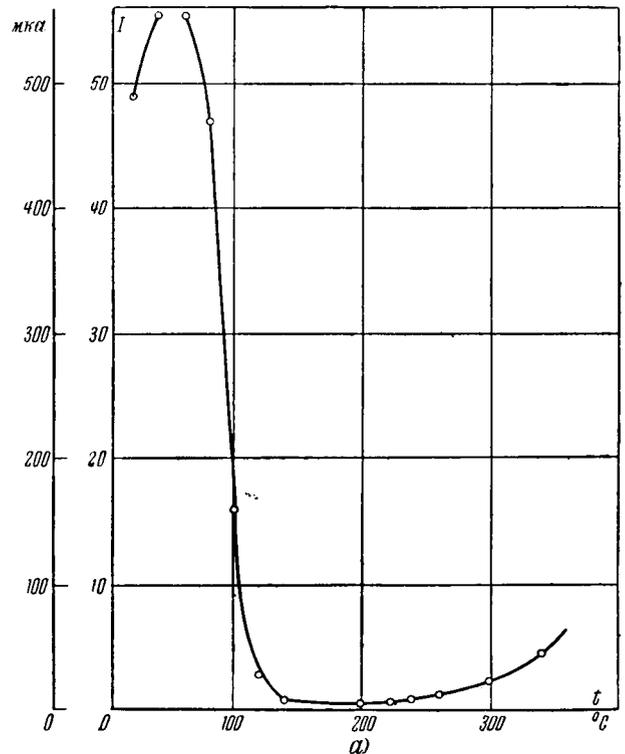


Рис. 6. Характеристики нелинейных сопротивлений на основе карбида кремния с низкоомной связкой (пористый образец после пропитки углекислым цезием и запекания при температуре 650°С).

а — ампер-температурная характеристика; б — вольт-амперная характеристика. Сплошные кривые с выдержкой 1 мин на ступени; пунктирные — без выдержки.

ра пор, пропитанных углекислым цезием, за счет положительного температурного коэффициента сопротивления получим либо сопротивление типа R_I — стабилизатор тока (график 2 на рис. 7), либо отрицательное сопротивление N -типа (график 3 на

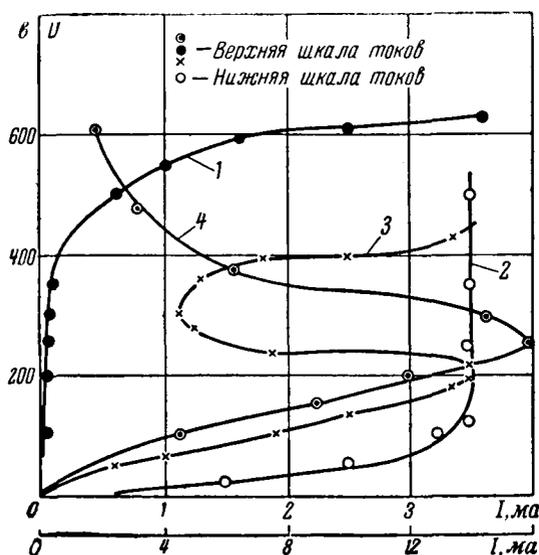


Рис. 7. Вольт-амперные характеристики нелинейных сопротивлений с различным температурным коэффициентом сопротивления.

1 — с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления типа R_U ; 2 — с положительным температурным коэффициентом сопротивления типа R_I ; 3 — с положительным, резко изменяющимся температурным коэффициентом (отрицательное сопротивление N -типа).

рис. 7). Сопротивление такого типа может быть использовано как предохранитель от перегрузок.

При отсутствии отражений упругих волн от макроскопических дефектов (при отсутствии рассеивания фононов) полупроводниковое сопротивление будет термостабильным в определенном температурном интервале.

При относительно низких температурах в тепловом движении преобладают волны, длина которых превышает межатомные расстояния и размеры искажений решетки, поэтому фононы слабо рассеиваются на таких искажениях. Здесь на рассеяние фононов будут оказывать влияние макроскопические дефекты. С повышением температуры в тепловом спектре участвуют все более короткие волны, рассеяние фононов происходит на неоднородностях решетки (макроскопических неоднородностях). При дальнейшем повышении температуры ангармоничность колебаний становится неизбежной (независимо от наличия неоднородностей) вследствие значительных сгущений и разрежений, создаваемых тепловыми колебаниями. Температура, при которой происходят эти сгущения и разрежения, определяется энергией связей решетки, т. е. она различна для разных веществ. Следовательно, основными условиями получения сопротивлений высокой термостабильности являются отсутствие макроскопических неоднородностей (дефектов) и выбор исходного материала.

Таким образом, дальнейшее развитие теории теплопроводности полупроводников приводит к теории термостабильности и возможности управления температурным коэффициентом сопротивлений. Теоретическая часть этой работы потребует еще значительных доработок с привлечением довольно сложного математического аппарата. Однако даже в таком виде ее можно практически использовать.

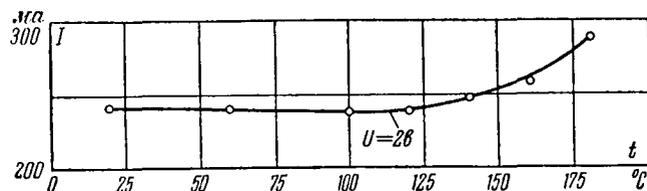


Рис. 8. Ампер-температурная характеристика монокристалла термостабильного n -типа германия.

Имеется возможность сознательно управлять и термостабильностью полупроводников, т. е. получать полупроводниковые сопротивления с отрицательным, положительным и практически нулевым температурным коэффициентом сопротивления. Основные положения теории применимы не только к валентным полупроводникам. Так, например, можно получить термостабильный германий.

При выращивании монокристаллов германия из расплава за счет резкого его охлаждения возникают микротрещины в кристалле, создающие отражения упругих волн с тем же знаком. Этим определяется резкая зависимость сопротивления монокристалла германия от температуры. Если эти микротрещины не создавать или же устранить, а также устранить варварские методы механической обработки германия, то монокристалл германия будет термостабильным. На рис. 8 приведена ампер-температурная характеристика n -типа германия (монокристалла германия без микротрещин). Предельная температура, при которой германий термостабилен, определяется шириной запрещенной зоны. Если для германия этот предел равен $100-110^\circ\text{C}$, то для кремния он может быть доведен до 500°C и даже выше.

Высокой температурной стабильностью обладает сильно легированный германий. В этом случае все микротрещины, дислокации и т. д. заполнены легирующим материалом. Получается однородная структура. p - n переходы, созданные на сильно легированном германии, характеризуются малым временем жизни неосновных носителей тока, а следовательно, также термостабильны.

Выводы. Можно управлять температурным коэффициентом сопротивления полупроводников, используя изложенные положения. Следовательно, возможно получение сопротивлений как с отрицательным, так и положительным и нулевым температурным коэффициентами (в определенном температурном интервале). Отсюда вытекает возможность создания некоторых новых полупроводниковых приборов (барретеров, предохранителей от перегрузок, прецизионных линейных сопротивлений и т. д.).

Литература

1. Иоффе А. Ф., Физика полупроводников, Изд-во АН СССР, 1957.
2. Пайерлс В., Квантовая теория твердых тел, пер. с англ. Абрикосова А. А., Изд-во иностр. лит., 1956.
3. Стилбанс Л. С., Теплопроводность полупроводников, Сборник статей «Полупроводники в науке и технике», Изд-во АН СССР, 1957, т. I.
4. Буш Г., Электронная проводимость неметаллов, УФН, вып. 2, 1952, т. XVII.

[8.8.1963]

О содержании и преподавании курса „Теоретические основы электротехники“¹

УДК 621.3.01

О ПРОГРАММЕ КУРСА ТОЭ

Доктор техн. наук, проф. Г. И. АТАБЕКОВ

Московский авиационный институт им. Орджоникидзе

Дискуссия о содержании и преподавании курса «Теоретические основы электротехники», открытая редакцией журнала «Электричество», своевременна и полезна. Она охватывает два взаимосвязанных вопроса: о программе курса ТОЭ и об учебной литературе.

Существующая программа, утвержденная МВ и ССО СССР в 1960 г., рассчитана на большое число специальностей энергетических, электротехнических, электромеханических и радиотехнических вузов и факультетов. По хорошей традиции, установившейся у нас, эта программа является «объемной»: она включает в себя совокупность вопросов, составляющих содержание курса, но не предопределяет очередности изложения отдельных разделов курса и степени детализации материала. Последовательность разделов и необходимость сокращения или углубления материала определяются самими вузами в зависимости от их особенностей.

Во многих вузах нашей страны созданы крупные коллективы кафедр ТОЭ, накопившие многолетний опыт преподавания данной дисциплины и способные в сотрудничестве с родственными специальными кафедрами решать научно-методические вопросы. Существующая программа курса ТОЭ, отличающаяся большой широтой, не только не сковывает творческой инициативы кафедр ТОЭ, но, наоборот, стимулирует их самостоятельную методическую деятельность.

Материалы дискуссии, открытой на страницах журнала «Электричество», помогут при пересмотре программы учесть те существенные изменения, которые произошли за последние годы как в самой теоретической электротехнике, так и в смежных дисциплинах.

Что касается учебной литературы, то весьма отрадным является тот факт, что в вузах ведется работа по дальнейшему совершенствованию учебников и учебных пособий по ТОЭ. Уже издан целый ряд книг, отражающих специфику соответствующих вузов. Это — большое достижение коллективов кафедр ТОЭ вузов СССР.

В статьях проф. Д. А. Городского и проф. Г. А. Сисояна высказаны мысли и пожелания, направленные на улучшение курса ТОЭ и приближение его к насущным запросам современности.

Основной тезис проф. Д. А. Городского о критическом отношении к предмету и устранении формализма и догматизма, подкрепленный многими примерами, несомненно, следует приветствовать. Хочу только сделать небольшое замечание по двум частным вопросам, затронутым проф. Д. А. Городским: во-первых, не во всех учебниках по ТОЭ рекомендуется брать значения заданной периодической функции в начале каждого интервала при графоаналитическом разложении на гармоники и, во-вторых, в учебной литературе имеется прямое указание на то, что включение в каждый контур хотя бы одной новой ветви является достаточным, но отнюдь не необходимым условием независимости контуров.

Профессор Г. А. Сисоян предлагает делить курс ТОЭ на четыре части: 1) анализ линейных электрических цепей, 2) синтез линейных электрических цепей, 3) нелинейные цепи, 4) электромагнитное поле.

Мне думается, что выделение синтеза в отдельную часть наиболее целесообразно в аспирантском специальном курсе теории электрических цепей. В студенческом же курсе ТОЭ анализ и синтез линейных электрических цепей могут излагаться и совместно. Впрочем этот вопрос не столь принципиален.

Более важным является предлагаемое деление, при котором за прохождением линейных электрических цепей следует изучение нелинейных цепей. Такая очередность целесообразна и является естественным результатом развития современной электротехники и смежных с ней отраслей знаний; она продиктована спецификой нелинейных задач и возросшим значением нелинейной электротехники в науке и технике. Вместе с тем изучение нелинейных цепей после прохождения теории линейных электрических цепей согласуется и с принципом перехода от простого к сложному: нелинейные задачи, как правило, сложнее линейных и требуют предварительного знания теории линейных электрических цепей.

В статье проф. Л. А. Бессонова предлагается делить студенческий курс ТОЭ на две части: общую и специальную. Первая рассчитывается на все профили, вторая — дифференцируется по специальности. Поскольку ведущие вузы страны создают учебники по ТОЭ разного профиля, в которых учитываются интересы соответствующих специальностей, искусственное дробление их на общую и специальную части, нарушающее цельность и стройность изложения предмета, не вызывается необходимостью. Для успешного усвоения дисциплины студентами данного вуза (или факультета) соответствующая специфика должна пронизывать весь курс (и учебник), а не выделяться в специальную часть.

По поводу высказывания проф. Л. А. Бессонова о том, что в учебнике Г. И. Атабекова «Линейные электрические цепи» (Госэнергоиздат, 1962) отсутствует раздел постоянного тока и поэтому студенты могут не усвоить методов расчета цепей постоянного тока, необходимо отметить следующее.

Раздел постоянного тока — это дань тому структурному построению курса ТОЭ, при котором методы расчета сложных цепей выдвигались на первый план и их изучение с самой начальной стадии курса неизбежно велось на постоянном токе. Опыт преподавания ТОЭ в ряде вузов СССР, а также в зарубежной практике подтвердил целесообразность переноса методов расчета сложных цепей и различных теорем, относящихся к сложным цепям, на более позднюю стадию прохождения предмета, а именно после того, как студенты изучат свойства основных элементов электрических цепей, свойства и методы расчета простейших (одноэлементных, одноконтурных и двухузловых) цепей синусоидального и, в частном случае, постоянного тока. Только после того, как твердо усвоены такие основные вопросы, как тригонометрическая и комплексная формы записи уравнений, применение комплексных чисел и векторных диаграмм для расчета простейших цепей, преобразования электрических схем, резонансные явления, круговые диаграммы и т. п., целесообразно переходить к изучению методов расчета сложных цепей. При таких условиях не возникает вопрос о том, нужен ли раздел цепей постоянного тока: поскольку методы расчета сложных цепей отнесены в глубь курса, запись уравнений ради общности дается в комплексной форме, применимой для цепей постоянного и переменного тока.

Невыделение цепей постоянного тока в самостоятельный раздел не влечет за собой никаких пробелов в знаниях студентов. Еще до прохождения курса ТОЭ, а именно в средней школе и в вузе по курсу физики, учащиеся знакомятся с последовательным, параллельным и смешанным соединениями сопротивлений и с законами цепей постоянного тока. В учебнике «Линейные электрические цепи» учащиеся продолжают встречаться с цепями постоянного тока при изучении распределения потенциала вдоль цепи постоянного тока (стр. 30), рассмотрении баланса мощностей в цепях постоянного тока (стр. 55) и т. д. Они встречаются и с участками цепей, состоящими из одних сопротивлений и источника постоянной

¹ См. «Электричество», 1933, № 5, 8, 10; 1961, № 1.

э. д. с. или постоянного тока, при построении вольт-амперных характеристик (стр. 29). Принятая структура учебника не исключает возможности расчета цепей постоянного тока на практических занятиях.

В учебнике специально не рассматриваются цепи постоянного тока, так как методы преобразования схем, методы расчета и теоремы в равной мере применимы к цепям постоянного и переменного тока. Это положение неоднократно подчеркивается (стр. 6, 54, 57, 84).

Статья проф. А. М. Кугушева, по-видимому, отражает тенденцию той группы специалистов-радиотехников, которые считают, что в учебных планах радиотехнических факультетов вместо курсов ТОЭ и теоретических основ радиотехники (ТОР) следует иметь объединенный курс, именуемый в статье «Основы радиоэлектроники». Тем самым наряду с вопросом о содержании предмета неизбежно затрагивается и организационный вопрос о том, к какой из кафедр должен быть отнесен этот предмет.

До сих пор главную часть курса ТОЭ на радиотехнических факультетах составляли анализ электрических цепей (читаемый кафедрами ТОЭ) и теория электромагнитного поля (читаемая в ряде вузов радиотехническими кафедрами). В настоящее время с развитием методов синтеза электрических цепей и возросшим значением этой новой области знаний представляется целесообразным в учебных планах радиотехнических и, возможно, некоторых других специальностей предусмотреть курс «Анализ и синтез электрических цепей». Этот курс не следует рассматривать как составную часть ТОР или как придаток к нему. Это — самостоятельная дисциплина, сильно развившаяся за последние 10—15 лет и лежащая в основе современного электротехнического и радиотехнического образования. Эта важная базовая дисциплина не может быть подменена курсом общей электротехники, читаемым для учащихся неэлектротехнических специальностей, и не может быть механически объединена с ТОР, так как каждый из этих предметов охватывает огромный комплекс вопросов. Чтение этого курса следует поручить кафедрам ТОЭ, причем программа предмета должна быть согласована со специальными кафедрами.

Наличие такой базовой дисциплины, весьма важной с точки зрения формирования научно-технического кругозора учащихся радиотехнических специальностей, даст возможность развивать и излагать курсы радиотехнического цикла и в первую очередь курс ТОР на современном высоком научном уровне. При этом согласованная работа кафедр ТОЭ и ТОР исключит возможность излишнего дублирования материала, о котором упоминал проф. А. М. Кугушев.

Анализ и синтез электрических цепей имеют родственную связь с радиотехническим циклом дисциплин, но в силу большого объема и специфики рассматриваемых вопросов это — отдельный предмет, имеющий свои задачи. Механическое соединение его с ТОР привело бы к неоправданной и ненужной громоздкости в учебном процессе. Кроме того, как всякая самостоятельная дисциплина курс анализа и синтеза цепей должен развиваться и читаться лицами, специализирующимися именно в этой теоретической отрасли знаний.

Многолетний опыт, накопленный кафедрами ТОЭ в области преподавания анализа электрических цепей, ведения практических занятий — упражнений и лабораторий, является надежным залогом тому, что именно кафедрами ТОЭ будет обеспечиваться дальнейшее успешное развитие этой дисциплины, пополняемой современными методами синтеза электрических цепей. Работа по созданию нового курса должна вестись кафедрами ТОЭ в тесном контакте с родственными кафедрами — теоретических основ радиотехники, теории автоматического регулирования и др.

Не следует забывать, что, кроме радиотехнических специальностей, в развитии данной дисциплины нуждаются и другие специальности, например системы автоматического управления, автоматика, телемеханика, вычислительная техника и т. д.

Было бы ошибочным с научно-методической точки зрения включать анализ и синтез электрических цепей и в такие специальные курсы, как теория автоматического регулирования, электроавтоматика и т. д. В этом вопросе должен быть проявлен широкий подход: дальнейшее развитие теории электрических цепей, подготовка кадров преподавателей и постановка нового курса должны обеспечиваться кафедрами ТОЭ, являющимися базовыми не только для радиотехнических, но и для всех электротехнических специальностей.

Во введении к дискуссии редакцией были сформулированы узловые вопросы дискуссии: структура и содержание курса ТОЭ, методика и средства обучения. В дополнение к сказанному выше хотелось бы коротко остановиться на некоторых из этих вопросов.

Теория электрических цепей достигла в настоящее время такой степени зрелости, что она не может излагаться с достаточной полнотой в рамках студенческого курса. Целесообразно, кроме студенческого курса, иметь второй, повышенного типа курс, предназначенный преимущественно для аспирантов, который не повторял бы пройденного, а содержал бы углубленное изложение предмета.

Можно назвать целый ряд разделов теории электрических цепей, которые либо опускаются в студенческом курсе ТОЭ, либо читаются крайне сжато, например: электромеханические аналогии, топология электрических цепей, применение матриц и тензоров к расчету сложных электрических цепей, методы синтеза четырехполюсников по заданным частотным или временным характеристикам, расчет периодических нелинейных процессов в замкнутой форме, цепи с переменными во времени параметрами и т. д.

Подробное рассмотрение этих и многих других вопросов, выходящих за рамки студенческого курса ТОЭ, следует отнести к аспирантскому курсу. Для этого должна быть предусмотрена и соответствующая учебная литература, причем должна обеспечиваться преемственность курсов и книг. Сказанное в равной мере относится и к теории электромагнитного поля.

В студенческий курс ТОЭ должны включаться только самые основные методы расчета и наиболее принципиальные вопросы теории цепей и электромагнитного поля, на которых базируются последующие специальные дисциплины и которые применяются в инженерной практике. В него должны быть добавлены и некоторые новые материалы, которые в нем до сих пор, как правило, отсутствовали. Например, не уделялось должного внимания преобразованиям и расчету симметричных схем, часто встречающихся на практике (мостовых и др.). Между тем, известно, что закорачивание и рассечение соответствующих ветвей по оси симметрии схемы в сочетании с методом наложения сильно облегчает расчеты, приводя к простейшим (в ряде случаев к одноконтурным) схемам.

Добавление в студенческий курс ТОЭ новых разделов должно сопровождаться сокращением второстепенного материала и рационализацией изложения предмета. Так, в качестве примера того, что следовало бы сократить без ущерба для дела, можно указать на преобразование многолучевых звезд в многоугольники. В студенческом курсе достаточно ограничиться преобразованием трехлучевой звезды в треугольник (и обратно).

С другой стороны, в силу сложившейся традиции, в курс ТОЭ включался обычно материал, непосредственно относящийся к курсу высшей математики. Так, например, исходя из комплексной формы рядов Фурье, выводился двойной интеграл Фурье. Затем выводилось преобразование Лапласа и доказывались основные теоремы и свойства преобразования Лапласа. Между тем, в главе, посвященной применению преобразования Лапласа, основные теоремы и свойства преобразования должны только напоминаться. Следует уделять главное внимание не выводу и доказательству формул, которые должны быть известны учащимся из курса высшей математики, а разъяснению их физической сущности и привитию учащимся навыков применения этих формул к расчету переходных процессов в линейных электрических цепях.

Последовательность прохождения материала в курсе ТОЭ должна быть такова, чтобы затрачивался минимум времени и облегчалось усвоение предмета. С этой точки зрения целесообразно знакомить учащихся сперва с применением преобразования Лапласа к расчету электрических цепей, а затем — с применением преобразования Фурье. Такая последовательность наиболее удобна: спектральные характеристики получаются непосредственно из лапласовых изображений в результате простой замены $p = j\omega$. Также просто получаются и все основные свойства преобразования Фурье. Опыт показал, что рассмотрение преобразования Фурье как частного случая преобразования Лапласа экономит много времени в курсе ТОЭ и повышает качество учебного процесса.

В связи с возросшей ролью заочного образования целесообразно при написании учебников по курсу ТОЭ учитывать интересы студентов, занимающихся заочно: иллюстрировать основные положения теории решенными примерами, охватывающими принципиально важные разделы учебника, и поме-

щать в конце каждой главы вопросы для самопроверки и задачи (с ответами), которые предлагается учащимся решить самостоятельно. Что касается четкости и ясности изложения предмета, то это — обязательное условие для всякого учебника независимо от формы обучения. Вряд ли имеет смысл издавать учебники по ТОЭ дифференцированно, т. е. для очного и заочного образования. Особенность этого предмета такова, что один и тот же учебник может быть в одинаковой мере использован при обеих формах обучения.

В этой связи уместно напомнить, что одной из основных обязанностей преподавателя высшей школы является приучить студентов к активной, самостоятельной работе над книгой независимо от того, занимаются ли они с отрывом от производства или без отрыва. Значение работы студента над учебной

литературой как одной из важнейших форм изучения предмета, при которой закладываются основы методики научного мышления, подробно раскрыто в книге проф. А. Е. Каплянско-го «Методика преподавания теоретических основ электротехники» (Госэнергоиздат, 1959), в которой автор делится своим богатым 35-летним опытом преподавания ТОЭ.

В заключение хочется пожелать, чтобы результатом настоящей дискуссии явились скорейший пересмотр в МВ и ССО СССР программы курса ТОЭ и составление программ новых курсов (например, «Анализа и синтеза электрических цепей»), обеспечивающих дальнейший подъем творческой инициативы коллективов кафедр ТОЭ вузов нашей страны по организации учебного процесса и созданию новых учебников и учебных пособий.

УДК 621.3.01

НЕКОТОРЫЕ ЗАМЕЧАНИЯ О КУРСЕ «ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ»

Доктор техн. наук З. И. КЯЗИМЗАДЕ

*Азербайджанский институт нефти и химии
им. Азизбекова*

Курс теоретических основ электротехники не только формирует электротехническое мышление и кругозор будущих инженеров-электриков, инженеров-радиотехников, специалистов по электронике и автоматике, но и дает направление таким основным общеобразовательным предметам, как физика и математика.

Поэтому дискуссия о содержании, построении и методике преподавания курса теоретических основ электротехники является весьма полезной.

Быстрый рост современной науки и техники требует коренного изменения программы и методов преподавания курса ТОЭ. Следует согласиться с мнением проф. Л. А. Бессонова [Л. 1] о необходимости пересмотра содержания предметов механического профиля, которые преподаются на электротехнических факультетах об их объединении и расширении курса ТОЭ за счет освободившихся часов.

Приемлемым является и другое предложение проф. Л. А. Бессонова — об изучении курса ТОЭ в два этапа с выделением общей и специальной частей. Современные профили специализации студентов требуют более полного и углубленного изучения курса ТОЭ. Поэтому введение специальной части курса и согласование ее со специальными дисциплинами (с включением элементов вычислительной техники) является насущным вопросом сегодняшнего дня.

В соответствии с действующей программой курс ТОЭ должен состоять из трех частей: линейные электрические и магнитные цепи, нелинейные электрические и магнитные цепи, электромагнитное поле. Профессор Г. А. Сисоян предлагает разделить курс не на три, а на четыре части [Л. 2] и в качестве новой, четвертой, части ввести синтез линейных электрических цепей. Действительно, студентов необходимо ознакомить с элементами синтеза электрических цепей, однако в настоящее время не видно необходимости в расширении круга вопросов синтеза и выделения их в отдельный раздел курса. Вопросы синтеза должны быть включены в два первых раздела курса ТОЭ.

Необходимым условием успешного изучения студентами курса ТОЭ являются хорошие знания физики и математики. Необходимые математические сведения студенты получают из курса математики. Сведения, которые не охватываются этим курсом, преподаватели ТОЭ объясняют сами, отнюдь не требуя введения специального раздела «Математические основы электротехники». Точно по такому же принципу курс ТОЭ должен быть освобожден от раздела «Физические основы электротехники». В этом отношении следует полностью согласиться с предложением проф. Г. Е. Поспелова и доц. И. А. Федоровой [Л. 3]. Кафедры ТОЭ должны установить четкую согласованность с кафедрами физики и математики и предъявлять им большие требования в совместной методической работе. Именно при этих условиях курс ТОЭ можно освободить от раздела «Физические основы электротехники» и обеспечить тем самым методическую стройность курса.

Не менее существенным является вопрос о выделении или не выделении цепей постоянного тока в самостоятельный раз-

дел. Известно, что теория и расчет электрических цепей синусоидального и постоянного токов во многих деталях аналогичны. Поэтому правильно отметил проф. Г. А. Сисоян [Л. 2], что цепи постоянного тока не имеют существенно отличительных черт для выделения их в отдельную часть курса. Идея совместного изучения теории линейных электрических цепей синусоидального переменного и постоянного токов была выдвинута еще в 1949 г. проф. Р. А. Вороновым («Вестник высшей школы», № 2). Это предложение было учтено в составленном автором учебнике по ТОЭ (на азербайджанском языке), вышедшем в свет в 1952 [Л. 4]. В этой книге цепи постоянного тока не выделяются в отдельную главу, а каждый раз рассматриваются как частный случай цепей синусоидального тока.

Более чем десятилетний опыт кафедры ТОЭ Азербайджанского института нефти и химии подтверждает целесообразность такого подхода. В этом отношении следует приветствовать учебник Г. И. Атабекова [Л. 5], в котором отсутствует специальная глава о цепях постоянного тока.

Преимущества символического метода расчета линейных цепей синусоидального тока являются очевидными. Вместе с тем ясно, что при изложении курса ТОЭ необходимо сочетать символический метод с непосредственным решением интегро-дифференциальных уравнений электрической цепи. Однако выделение символического метода в отдельную главу и ознакомление с ним студентов, после того как они изучили интегро-дифференциальные уравнения, вызывает некоторые методические трудности, приводит к излишним затратам времени и поэтому нецелесообразно.

В теорию линейных цепей должны быть введены элементы структурного анализа: принципы построения и преобразования структурных схем простых линейных цепей, двухполюсников, и пассивных четырехполюсников, основные свойства и уравнения структурных схем и т. п. Эти мероприятия заполнят пробел, образовавшийся между ТОЭ и такими специальными дисциплинами, как «Электронные устройства автоматики», «Автоматическое регулирование и управление», «Автоматический привод и следящие системы», «Основы счетно-решающей техники», «Телеизмерение и телеуправление».

Необходимо также более углубленное изучение переходных процессов с введением, в частности, понятия о единичной и решетчатой функциях и о дискретном преобразовании Лапласа. В этом разделе наряду с обычными дифференциальными уравнениями переходных процессов следует знакомить студентов с безразмерными уравнениями сочетания их со структурными схемами цепей.

Выделение теории нелинейных цепей в отдельную часть курса необходимо. При этом следует согласиться с замечаниями, изложенными в [Л. 6] относительно нецелесообразности включения в программу и соответствующие учебники вопросов теории электронных, ионных, полупроводниковых и ферромагнитных приборов, описаний конструкций и принципов их действия, так как это — область соответствующих специальных дисциплин. Задача второй части курса, посвященной нелинейным цепям, должна заключаться в систематизации теории цепей с нелинейными элементами. Поэтому предва- рительно должны быть изучены и классифицированы нелинейные характеристики всех элементов, применяемых в электротехнике. Здесь необходимо рассмотреть нелинейные двухполюсники и четырехполюсники, резонанс в нелинейных цепях,

цепи с распределенными нелинейными параметрами, нелинейные цепи с несинусоидальными напряжениями и переходные процессы в нелинейных цепях.

Одним из недостаточно глубоко рассматриваемых вопросов в курсе ТОЭ является теория магнитных цепей. Современное электромашиностроение и аппаратостроение требуют всестороннего подхода к теории магнитных цепей, детального изучения и систематизации магнитных цепей, возбуждаемых постоянными и переменными токами, установившихся и устанавливающихся режимов в магнитных цепях. Надо признать, что современный курс ТОЭ этому весьма важному вопросу уделяет мало внимания.

Поскольку теоретические основы электротехники являются центральной дисциплиной учебного плана для всех электротехнических специальностей, невозможно решить все вопросы в открытой журналом «Электричество» дискуссии. Поэтому заслуживает поддержки предложение А. И. Долгинова и Н. А. Мельникова [Л. 7] о созыве межвузовской конференции для подытоживания результатов дискуссии и для более широкого обмена мнениями не только научно-методического направления, но и организационно-учебного характера.

Литература.

1. Бессонов Л. А., О содержании и преподавании курса «Теоретические основы электротехники», «Электричество», 1963, № 8.
2. Сисоян Г. А., Построение курса «Теоретические основы электротехники», «Электричество», 1963, № 5.
3. Федорова И. А. и Поспелов Г. Е., Некоторые соображения о содержании и построении курса «Теоретические основы электротехники», «Электричество», 1963, № 10.
4. Кязимзаде З. И., Теоретические основы электротехники (на азербайджанском языке), Азнефтиздат, 1952.
5. Атабеков Г. И., Теоретические основы электротехники, ч. 1, Госэнергоиздат, 1962.
6. Каплянский А. Е., Лысенко А. П. и Полотовский Л. С., Задачи, построение и методика изложения курса «Теоретические основы электротехники», «Электричество», 1963, № 10.
7. Долгинов А. И. и Мельников Н. А., О современных требованиях к курсу «Теоретические основы электротехники», «Электричество», 1963, № 10.

[25.11.1963]

УДК 621.311.1

ПОВЫШЕНИЕ ЧАСТОТЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА И НАХОЖДЕНИЕ ЕЕ ОПТИМАЛЬНОГО ЗНАЧЕНИЯ ДЛЯ ДАЛЬНЕЙШЕЙ ЭЛЕКТРИФИКАЦИИ СССР

(Статья В. С. Кулебакина и В. А. Веникова, «Электричество», 1963, № 3)

М. И. МИХАЙЛОВ и Л. Д. РАЗУМОВ

Москва

Предложение В. С. Кулебакина и В. А. Веникова о повышении частоты тока с 50 до 100 или до 150 гц требует специального изучения с точки зрения вредного влияния линий высокого напряжения на линии связи. Нельзя безоговорочно согласиться с утверждением авторов о том, что влияние линий высокого напряжения на цепи связи с повышением частоты почти не изменится. Как известно, линии электропередачи и железные дороги, электрифицированные на переменном токе, оказывают опасное и мешающее влияние на расположенные поблизости линии связи. Опасное влияние создается токами и напряжениями основной частоты, а мешающее — токами и напряжениями гармоник, частоты которых являются кратными основной частоте.

Обычные трехфазные линии электропередачи с заземленной нейтралью оказывают кратковременное опасное влияние только при коротких замыканиях фазовых проводов и мешающее влияние при нормальном режиме работы; железные дороги, электрифицированные на переменном токе, оказывают опасное и мешающее влияние и при нормальной работе контактной сети.

Индуктируемые в проводах связи напряжения и токи зависят от частоты и величины влияющего тока, удельного сопротивления земли, расстояния (ширины сближения) между влияющей и подверженной влиянию линиями и других факторов. При этом зависимость индуктируемых в цепях связи напряжений от частоты влияющего тока получается довольно сложной, так как изменение частоты приводит к одновременному изменению ряда параметров, характеризующих взаимную связь между цепями и вредное воздействие посторонних напряжений на качество связи.

Как известно, величина постороннего продольного напряжения, индуктируемого в проводах воздушных линий связи, приближенно может быть определена по следующей формуле:

$$E = A\phi[\omega, M_{12}(\omega)], \quad (1)$$

где A — величина, не зависящая от частоты;

ω — круговая частота влияющего тока;

M_{12} — коэффициент взаимной индуктивности, в свою очередь находящийся в сложной зависимости от частоты, удельного сопротивления земли и расстояния между линиями.

Как следует из выражения (1), индуктируемое напряжение прямо пропорционально частоте, так что с увеличением частоты оно должно увеличиваться. Однако здесь надо еще учитывать изменение коэффициента взаимной индуктивности с увеличением частоты. При малых частотах и расстояниях

между линиями, равных примерно 1—1,5 км, этот коэффициент приближенно равен:

$$M_{12} \approx 2 \cdot 10^{-4} \ln \frac{1}{a} \sqrt{a^2 + 4 \cdot 10^6 \frac{\rho}{\omega}} \quad [\text{м/км}], \quad (2)$$

где a — расстояние между линиями, м;

ρ — удельное сопротивление земли, ом · м.

Как следует из этой формулы, взаимная индуктивность между линиями с увеличением частоты уменьшается весьма незначительно. Например, при удвоении частоты величина M_{12} уменьшается всего лишь на несколько процентов.

При расстоянии между линиями свыше 1—1,5 км снижение взаимной индуктивности с увеличением частоты происходит значительно быстрее и формула (2) становится недействительной.

На рис. 1 показана зависимость индуктируемого в проводах воздушной линии связи опасного напряжения от частоты при коротком замыкании в линии электропередачи (ток короткого замыкания 5 000 а, ширина сближения 1 км). Изображенные на этом рисунке кривые свидетельствуют о том, что при ширине сближения, меньшей 1 000 м, с увеличением частоты индуктируемое напряжение значительно возрастает; при ширине сближения, равной примерно 1 000—2 000 м, увеличенные напряжения замедляется, а при ширине сближения около

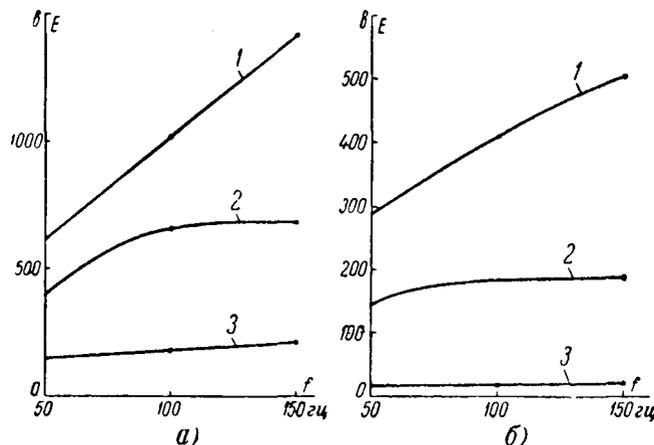


Рис. 1. Зависимость индуктируемого в проводах воздушной линии связи напряжения от частоты тока линий электропередач.

a — $\sigma = 1 \cdot 10^{-3}$ ccm/m; b — $\sigma = 10 \cdot 10^{-5}$ ccm/m; 1 — $a = 500$ м; 2 — $a = 1000$ м; 3 — $a = 3000$ м.

3 км повышение частоты влияющего тока к увеличению индуктируемого напряжения не приводит.

Таким образом, при наиболее часто встречающихся значениях ширины сближения (0,5—1 км) увеличение частоты промышленного тока вызовет увеличение опасного влияния на воздушные линии связи, а следовательно, и увеличение средств на их защиту. При этом следует отметить, что электробезопасность до некоторой степени зависит от частоты тока. Опыты показывают, что величина тока, поражающего организм человека, несколько увеличивается с увеличением частоты. Это относится также к величинам предельно допустимого тока через тело человека. Так, если при частоте 50 гц допустимый ток составляет 10 ма, то при частоте 100 гц эта величина может быть увеличена до 10,5 ма, а при частоте 150 гц — до 11 ма. При более высоких частотах (1 000—10 000 гц) значение допустимого тока увеличивается в 2—3 раза по сравнению с током при 50 гц.

При сравнительном анализе влияния на кабельные линии связи ЛЭП или электрифицированной железной дороги необходимо учитывать экранирующее действие защитного покрова кабелей. Современные кабели связи имеют в качестве защитного покрова либо металлическую оболочку (из свинца или алюминия) и броню из стальных лент, либо оболочку из пластиката (полиэтилен и полихлорвинил и др.) и тонкие ленты из меди или алюминия, или, наконец, только оболочку из полиэтилена.

Расчеты показывают, что у кабелей с защитным покровом в виде металлической оболочки (в особенности с алюминиевой) и брони индуктируемое напряжение на жилах кабелей будет несколько уменьшаться с увеличением частоты (от 50 до 150 гц) в районах с удельным сопротивлением от 100 до 10 ом·м, в то время как при $\rho \geq 100$ ом·м и ширине сближения больше 1 км это напряжение в указанных типах кабеля будет несколько повышаться с увеличением частоты (рис. 2).

У кабелей с защитным покровом в виде оболочки из пластмассы и тонкостенным экраном в виде медных лент с повышением частоты промышленного тока индуктированные напряжения в жилах кабеля возрастают.

У кабелей без экранирующих металлических лент индуктированные напряжения значительно возрастают, почти так же, как и в проводах воздушной линии.

При этом стоимость защиты кабельных линий с хорошим экранирующим эффектом при одних условиях с повышением частоты промышленного тока будет несколько снижаться, при других условиях — несколько повышаться. Что касается кабелей с низким экранирующим эффектом защитного покрова, то стоимость защиты таких кабелей с повышением частоты влияющего тока возрастает почти так же, как при защите воздушных линий.

Рассмотрим теперь, как изменяется мешающее влияние при изменении частоты. Как указывалось выше, мешающее влияние линий электропередач обусловлено искажением формы напряжения и тока во влияющей линии. Очевидно, такое же искажение будет иметь место и при повышенной основной частоте, так как при этом повысятся также частоты гармонических составляющих. Увеличение частот индуктируемых напряжений приведет к увеличению их мешающего действия.

Как известно, мешающее действие напряжения данной частоты определяется избирательной чувствительностью человеческого уха и оценивается коэффициентом акустического воздействия P , максимальное значение которого соответствует частоте 1 050 гц и равно 1,11. Увеличение основной частоты приведет к тому, что мешающее действие первых пяти — семи гармонических составляющих резко возрастет. Например, при основной частоте 50 гц третья гармоника имеет частоту 150 гц и ее коэффициент акустического воздействия равен 0,035. Третья гармоника при основной частоте 150 гц имеет частоту 450 гц, а коэффициент ее акустического воздействия составляет 0,582, т. е. в 16,5 раза больше.

Это подтверждается расчетами, результаты которых приведены в таблице. Расчет проведен для линии электропереда-

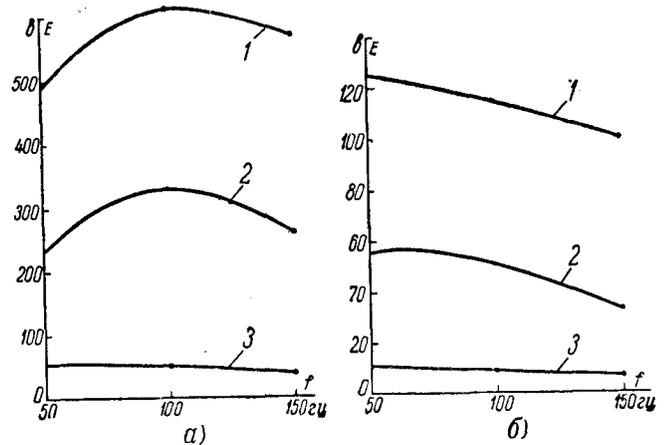


Рис. 2. Зависимость индуктируемого в кабельных линиях связи напряжения от частоты тока линий электропередач.
а — $\sigma = 1 \cdot 10^{-3}$ сим/м; б — $\sigma = 10 \cdot 10^{-3}$ сим/м; 1 — $a = 500$ м; 2 — $a = 1\ 000$ м; 3 — $a = 3\ 000$ м.

чи 110 кВ при смешанной нагрузке, токе основной частоты 100 а, удельном сопротивлении земли 100 ом·м и ширине сближения 100 м.

Таблица

Основная частота, гц	Напряжение помех, индуктируемое в воздушной линии связи, мв
50	29,4
100	66,5
150	95,1

Как видно из приведенных в таблице данных, мешающее влияние на воздушные линии связи с повышением основной частоты значительно увеличивается. На цепи кабельных линий мешающее влияние с увеличением рабочей частоты будет также повышаться, однако оно будет не столь значительно.

Выводы. На основании приведенного предварительного анализа преимуществ и недостатков промышленного тока различной частоты с точки зрения влияния линий электропередачи и контактных сетей железных дорог, электрифицированных на переменном токе, на линии связи, можно прийти к следующим выводам:

1. Стоимость защиты воздушных линий связи от опасных и мешающих напряжений с увеличением частоты тока от 50 до 150 гц будет значительно возрастать, что особенно заметно при ширине сближения 100—1 000 м. При больших расстояниях между линиями (более 2 000 м) разница в стоимостях защиты при различных частотах промышленного тока становится небольшой.

2. Стоимость защиты кабельных линий с кабелями, имеющими металлические оболочки и броню, в среднем при всех условиях сближения будет примерно одинакова при f , равных 50, 100 и 150 гц.

Стоимость защиты кабелей с ослабленными в отношении экранирования защитными покровами с увеличением частоты промышленного тока будет возрастать.

3. С точки зрения влияния ЛЭП и электрифицированной железной дороги на цепи воздушных и кабельных линий частота промышленного тока не безразлична. В общем случае положение с влиянием ЛЭП и электрифицированной железной дороги ухудшается с увеличением частоты. Однако в количественном отношении это ухудшение будет зависеть от конкретных условий сближений, от типа линий, параметров влияния и других исходных данных.



КОНФЕРЕНЦИЯ ПО АВТОМАТИЧЕСКОМУ КОНТРОЛЮ И МЕТОДАМ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

В конце 1963 г. в Новосибирске проходила V Всесоюзная конференция по автоматическому контролю и методам электрических измерений, организованная Институтом автоматики и электромерии Сибирского отделения АН СССР и Западно-Сибирским совнархозом. В работе конференции приняло участие около 900 делегатов, представлявших 330 научно-исследовательских и проектных организаций и промышленных предприятий.

Конференция имела целью подведение итогов, обмен мнениями и содействие координации деятельности научных коллективов и производственных предприятий в вопросах, связанных с проблемами автоматизации процессов контроля, с развитием новых направлений в теории и практике измерений.

На пленарных и секционных заседаниях заслушаны и обсуждены 139 докладов, значительная часть которых касалась наиболее актуальных проблем теории измерительных информационных систем, методов электрических измерений, элементов измерительных систем, устройств автоконтроля, цифровых измерительных приборов. Многие доклады содержали результаты законченных работ, выполненных на высоком научно-техническом уровне.

Доклады, посвященные общим проблемам измерений и измерительных информационных систем, были прочитаны на пленарных заседаниях.

С большим вниманием был заслушан доклад Г. С. Мигиренко (Новосибирск) «Наука и коммунизм». Докладчик осветил характерные черты советской науки и подчеркнул пути ее превращения в непосредственную производительную силу общества. Особое внимание в докладе было уделено роли эксперимента в развитии современных наук, необходимости всемерного совершенствования эксперимента и его автоматизации.

В докладе Ф. Е. Темникова (Москва) «Современные тенденции в развитии систем автоматического контроля» была выдвинута идея создания единой теории сложных измерительных и контролируемых систем, базирующаяся на исследовании их структур, связи различных участков систем и происходящих в них процессов.

В докладе К. Б. Карандеева (Новосибирск) «Бионика и измерения» указывается, что бионика открыла перед измерительной техникой широкие перспективы и что особое внимание должно быть уделено процессам восприятия и переработки информации в живых организмах, обладающих несравненными преимуществами перед соответствующими техническими устройствами. Живые организмы совершенны своей надежностью, микроминиатюризацией и чувствительностью. Использование систем восприятия и переработки информации в живых организмах имеет огромное теоретическое и практическое значение для разработки сложных измерительных информационных систем.

Н. Н. Шумиловский и Л. В. Мельцер (Фрунзе) доложили о возможности использования в измерительной технике явления резонансного поглощения гамма-квантов — «эффекта Мессбауэра». Относительная ширина резонансных линий оказывается столь малой (источник и поглотитель могут рассматриваться как резонансный контур с добротностью 10^{12} — 10^{16} и более), что чувствительность таких устройств принципиально может быть значительно более высокой, чем у многих существующих приборов. В докладе проанализированы возможности использования эффекта Мессбауэра для измерения весьма малых скоростей, полей ускорений, гравитационных полей, малых вибраций и микротоков, температуры, механических напряжений, остаточных деформаций и дефектов кристаллов, напряженности магнитного поля и др.

Л. Ф. Куликовский (Куйбышев) сообщил о разработке новых устройств и элементов информационных измерительных систем: высокочувствительных электрометрических усилителей, вектормеров, компенсаторов переменного тока, стабилизаторов напряжений, преобразователей тока и т. п.

В секции «Методы электрических измерений» были заслушаны доклады, посвященные в основном двум вопросам: мостовым и компенсационным методам измерений параметров электрических цепей, методам и аппаратуре для измерения фаз.

В докладе К. Б. Карандеева и Ф. Б. Гриневича (Новосибирск) были изложены классификационные признаки автоматических мостов, рассмотрены отдельные виды мостов, дан сравнительный анализ их эксплуатационных характеристик и обоснованы принципы построения автоматических мостов в зависимости от частотного диапазона измерений, точности, быстродействия прибора и его конкретного применения.

А. Л. Грохольский и А. А. Мамонов (Новосибирск) в своем докладе рассмотрели возможность применения двойного моста для измерения малых активных сопротивлений на переменном токе частотой до 20 000 гц. Они показали, что повышение точности возможно при тщательном согласовании главных и вспомогательных плеч моста и уменьшении остаточных параметров как образцовых элементов схемы, так и соединительных устройств. Погрешность при измерении сопротивлений от 10 до 0,001 ом в диапазоне частот до 20 кгц не более 0,05—0,5%.

П. И. Дехтяренко (Киев) сообщил о применении в автоматических модуляционных мостах переменного тока двухфазных асинхронных исполнительных двигателей — совмещенных гармонических детекторов несущей и огибающей амплитудно-модулированного напряжения и привел некоторые схемы автоматических модуляционных мостов с применением указанных двигателей при фазовой и частотной селекции регулирующих воздействий.

В докладе И. Д. Золотарева (Красноярск) рассмотрены пути определения фазовой ошибки, обусловленной переходным процессом в импульсных фазометрических устройствах. Он показал, что на основе интегрального преобразования Фурье спектр исходного сигнала произвольной формы можно представить суммой спектров двух ортогональных амплитудно-модулированных сигналов, которые в свою очередь позволяют получить сравнительно простое выражение для описания переходного процесса по фазе при воздействии такого сигнала на линейную цепь.

В секции «Измерительные информационные системы» были заслушаны доклады, посвященные информационной теории измерений, проблемам обработки измерительной информации, надежности и информационным характеристикам. Отмечены большое теоретическое и практическое значение и актуальность исследований, проводимых в Московском энергетическом институте по систематизации и обобщению теории информации, теории информационных процессов и информационных систем, а также работ по адаптивной дискретизации величин и функций, используемых в системах автоматического контроля, вычисления, управления и телеметрии, проводимых в Институте автоматики и электромерии Сибирского отделения АН СССР.

В докладе В. И. Рабиновича и М. П. Цапенко (Новосибирск) был освещен вопрос о связях, которые существуют в измерительных приборах между их метрологическими и информационными характеристиками при равномерном и нормальном распределении погрешностей промежуточных преобразований и наличии квантования. Они показали, что при фиксированных значениях метрологических характеристик в зависимости от отношения между погрешностью промежуточных преобразований и шагом квантования могут иметь место различные значения потерь количества информации. Это обстоятельство позволяет обоснованно выбирать указанное отношение в области наименьших потерь количества информации.

В докладе С. М. Персина (Ленинград) приведены полученные путем интегрирования частных условий энтропий выражения для количества информации о непрерывной величине

при ее дискретном измерении. Там же приведены выражения для количества информации в квантовых устройствах при аддитивной помере и при равномерном и нормальном законах распределения измеряемой величины и помере. Указан путь и выведены выражения для информации при мультипликативной и комбинированной помере в случае равномерного квантования и меняющейся величины квантов.

В докладе **О. Ф. Дысса** (Москва) указывается, что в связи с возрастанием потоков информации, направляемых в центральные пункты контроля и управления, возникает необходимость излучения особо важной информации. Выявлены возможные структуры статистических анализаторов для систем массового контроля. Разработан прибор, который может быть рекомендован для автоматического контроля сложных и многопараметровых процессов.

А. К. Романов (Новосибирск) сделал обзор и предпринял попытку обобщения работ по структурным методам повышения надежности информационно-систем и указал на основные направления исследований по надежности.

М. В. Савенков (Люберцы) доложил о путях определения оптимального объема контроля исправности технических устройств. Используя методы статистической теории игр, он определил оптимальную величину средней частоты отказов и вывел уравнения для определения границ областей принятия решения.

В секции «Элементы измерительных систем» наибольший интерес вызвали доклады, посвященные использованию полупроводниковых и магнитных приборов и исследованию регистрирующих устройств с магнитной памятью.

В докладе **Ф. А. Журавель, А. И. Ильенкова и Ю. А. Тхорика** (Новосибирск, Киев) рассмотрены физические явления, происходящие в полупроводниковом диоде при воздействии импульса тока (напряжения) в прямом или обратном направлениях, и система импульсных параметров диода. Путем анализа переходных процессов доказывается, что в качестве обобщенного параметра целесообразно использовать время жизни неосновных носителей тока. Контроль времени жизни может заменить проверку ряда импульсных параметров и позволяет оценить поведение диода в импульсных схемах.

Доклад **А. С. Бобровского, И. Г. Винтизенко, А. И. Иванова, А. Н. Кармадонова, М. С. Ройтмана и А. П. Турубарова** (Томск) посвящен анализу основных характеристик кремниевых транзисторов в режиме переключения. В нем изложены результаты исследований конкретных схем преобразователей, решающих усилителей для специализированных вычислительных машин и систем автоматического регулирования, построенных на основе преобразования медленно меняющегося сигнала в переменный с последующим его усилением.

Л. А. Бровкин (Куйбышев) сообщил о разработках автокомпенсационных приборов с бесконтактными компенсирующими элементами. В докладе рассмотрены новые приборы класса 0,2, внедряющиеся в серийное производство.

В секции «Устройства автоматического контроля» были заслушаны доклады, посвященные использованию ядерного магнитного резонанса в устройствах автоматического контроля, применению статистических методов в медицинской и технической диагностике, элементам теории следящих систем и некоторым конкретным системам автоматического контроля.

В докладе **Н. Н. Шумиловского и А. Л. Скрипко** (Фрунзе) приведены зависимости, характеризующие работу амплитудных ядерно-магнитнорезонансных приборов. Проведена оценка погрешностей, получаемых при измерениях, и намечены пути их уменьшения. Особое внимание уделено методике измерения влажности. Дана функциональная схема простейшей системы регулирования производственного процесса, в котором необходимо поддерживать постоянство влажности рабочего материала.

А. Л. Скрипко, В. С. Король, Г. В. Ковалев и А. С. Савилова (Фрунзе) сообщили о разработке опытного образца ЯМР-влажномера, включающего в себя постоянный магнит с напряженностью 2040 э в зазоре, равном 40 мм, и высокочастотный амплитудный мост. Модуляция поля магнита осуществляется напряжением сети. Измерительная система состоит из двух самостоятельных узкополосных каналов, первый из которых настроен на частоту 50 гц и служит для контроля точности настройки, а второй — на частоту 100 гц и служит для измерений.

К. П. Бутейко и Б. С. Синицын (Новосибирск) доложили о возможности применения метода полярной корреляции для

статистического исследования баллистокордиограмм и фонокордиограмм. Несмотря на некоторые ограничения, полярный метод определения автокорреляционных и взаимных корреляционных функций баллистокордиограмм и фонокордиограмм по вероятности совпадения или несовпадения знаков позволяет получить некоторые объективные статистические оценки работы сердечно-сосудистой системы.

Доклад **Б. В. Павлова, В. А. Змановского, М. Д. Бухтиярова, А. С. Егорова и А. И. Гиберта** (Новосибирск) был посвящен применению статистических методов анализа шума и математической логики в технической диагностике. Авторы показали, что неисправности в механизмах приводят к появлению в шумах скрытых периодических составляющих, которые могут быть выявлены с помощью корреляционного анализа. Мощности периодических составляющих шума соответствует степени разрушения; определение их частот позволяет локализовать дефектные сопряжения. Имеется также большой класс механизмов периодического действия, у которых гармонические составляющие в шуме присутствуют всегда. При неисправностях эти составляющие становятся не строго периодическими и поэтому степень нарушения нормальной работы этих механизмов можно оценивать по параметрам корреляционной функции шума.

В докладе **В. И. Перова и Е. В. Кускова** (Люберцы) излагается методика выбора необходимой точности измерения системы автоматизированного эксплуатационного контроля на основе оптимизации материальных потерь, являющихся следствием ошибочной оценки при контроле, и материальных затрат на создание и обслуживание систем контроля.

В докладе **А. С. Анисимова и А. И. Васильева** (Новосибирск) рассмотрены вопросы синтеза оптимальных по быстродействию уравнений в системах микроэлектронного привода с асинхронным двухфазным двигателем при различных способах управления, учета нелинейной механической характеристики двигателя и ее приближения к линейной. Исследованы возможности дальнейшего увеличения быстродействия микропривода посредством варьирования коэффициента вязкого трения системы.

Ф. Ф. Котченко (Ленинград) сообщил о возможности анализа и синтеза следящей системы для автоматических компенсаторов двумя способами — расчетом на фазовой плоскости или моделированием на электронных моделирующих устройствах, позволяющими правильно выбрать параметры системы с учетом ее нелинейностей, влияющих на быстродействие. Показана возможность разработки автоматических компенсаторов со скоростями, равными 150—200 см/сек. Вариант компенсатора, выполненного на базе серийно выпускаемого прибора, имеет следующие основные характеристики: предел измерения 100 мв, время пробега шкалы 275 мм — не более 0,2 сек, вариации показаний 0,3% предела, порог чувствительности — не более 0,2% предела измерения, диапазон частот — от нуля до 3 гц при амплитуде 50 мв (погрешность 1%). В докладе также проанализированы резервы дальнейшего повышения быстродействия компенсатора.

Вопросам построения цифровых приборов, преобразователей напряжения в код, промежуточным преобразователям были посвящены доклады, заслушанные в секции «Цифровые измерительные приборы».

В докладе **Г. Н. Кузьмичева** (Пенза) освещены особенности структурной схемы цифрового прибора прямого уравнивания, обосновывается деление всех статических погрешностей, носящих систематический характер, на погрешности компенсирующей величины, погрешности делителя для расширения пределов измерения и погрешности сравнения. Доказывается возможность создания цифровых вольтметров прямого уравнивания с точностью, не худшей, чем у цифровых вольтметров, использующих другие методы уравнивания.

Вопросам качественного и количественного анализа ключевых схем посвящен доклад **Б. В. Карпока** (Новосибирск). Для качественного анализа могут быть использованы булева алгебра, теория конечных полей, теория матриц, теория неориентированных и частично ориентированных графов и т. п. Для количественного анализа используются методы теории электрических цепей, теории вероятностей и т. п.

Исследованию явления «дребезга» в измерительных магнитоуправляемых контактах был посвящен доклад **Я. М. Диковского**. Измерительные магнитоуправляемые контакты рассматриваются как нелинейная механическая система с n степенями свободы, работающая в режиме малых колебаний. Доклад

чик рассмотрел условия, при которых исключается или значительно уменьшается возможность «дребезга».

Вопросам разработки и анализа характеристик переключающих и преобразующих устройств были посвящены доклады **В. И. Александрина** (Рязань) «Преобразователь напряжения в код точностью 0,001%», **Б. И. Борде** (Красноярск) «Информационная производительность цифроаналоговых преобразователей с транзисторными переключателями», **М. А. Земельмана** (Москва) «Анализ нуля-органа преобразователя напряжения в интервал времени», **Б. Н. Савельева** и **В. П. Скуридина** (Свердловск) «Некоторые вопросы построения преобразователей «вал—код» с промежуточным преобразованием в фазовый сдвиг» и др.

Различные варианты цифровых приборов рассмотрены в докладах **Ж. Л. Грина** (Москва) «Образцовый вольтметр инфранизкочастотного диапазона», **Г. А. Клочкова** и **В. Н. Хлистунова** (Ленинград) «Быстродействующий цифровой вольтметр», **Г. А. Кондрашковой** (Ленинград) «Частотно-цифровые электронизмерительные приборы на основе струнных преобразователей», **Е. Д. Бондаренко** (Киев) «Цифровой частотомер на полупроводниковых элементах», **Ф. Б. Гриневича**, **А. И. Новика** и **А. В. Чеботарева** (Новосибирск) «Элементы и схемы цифровых экстраемальных мостов переменного тока» и др.

Доклады по вопросам измерения линейных размеров, перемещений, профилей, уровня, расхода, влажности, температуры и т. п. и построения устройств полярографического анализа были обсуждены в секции «Электрические измерения неэлектрических величин».

Доклад **Г. В. Туева** и **Л. С. Зарецкого** (Орджоникидзе) был посвящен построению устройств для полярографического анализа растворов на переменном токе, основанных на измерении сдвига фазы тока относительно напряжения. Предло-

женный способ позволяет исключить влияние на результаты измерений различных мешающих факторов.

В докладе **О. А. Геращенко** и **Н. Н. Ионовой** (Киев) приведены исследования термопар, получаемых путем нанесения на провод гальванического покрытия каким-либо инородным металлом. Такие термопары обладают большими технологическими преимуществами. При равномерном гальваническом покрытии термоэлектрода «пунктиром» образуется батарея последовательно включенных термопар. Характеристики сложного термоэлектрода определяются соотношением сечений основного провода и покрытия.

О разработке серии термоэлектрических приборов для измерения тепловых потоков на площадках, равных $0,5-1 \text{ см}^2$, сообщили в своем докладе **О. А. Геращенко** и **В. Г. Федоров** (Киев).

В докладе **В. С. Соболева** были рассмотрены вопросы измерения удельного сопротивления полупроводниковых приборов и времени жизни носителей методом вихревых токов и приведены рекомендации по выбору рабочей частоты и геометрии датчика.

Конференция отметила, что в последнее время в некоторых организациях получили дальнейшее развитие работы по теории измерительных информационных систем, чему способствовали дискуссии, имевшие место на предыдущих конференциях. Однако необходимо дальнейшее уточнение направления работ в этой области. Конференция одобрила работу, проведенную в Сибирском отделении АН СССР по подготовке к изданию журнала «Измерительные информационные системы».

Следующая, шестая, конференция будет проведена в сентябре 1964 г.

Г. А. Штамбергер

УДК 621.30.006.22.006.3(092)

III СЪЕЗД НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО ОБЩЕСТВА ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

26—27 ноября в Ленинграде состоялся III съезд Научно-технического общества энергетической промышленности.

На съезде были заслушаны и обсуждены:

отчет о работе Центрального правления и задачи общества в осуществлении научно-технического прогресса (докладчик **Н. Н. Ковалев**);

отчет ревизионной комиссии (докладчик **Н. А. Попов**);

доклад **Н. М. Чупракова** «О плане развития электрификации страны на 1964—1970 гг.»;

доклад **Н. А. Оболенского** «Об основных направлениях развития электротехнической промышленности до конца семилетки».

В работе съезда приняло участие 204 делегата, члены Центрального правления и ревизионной комиссии и приглашенные гости — члены республиканских, краевых и областных правлений, почетные члены общества, ответственные работники ВЦСПС, ВСНТО, ЦК профсоюза рабочих электростанций и электропромышленности, активисты первичных организаций НТС, представители Государственного производственного комитета по энергетике и электрификации СССР, Госкомитета по электротехнике при Госплане СССР, Госкомитета по координации научно-исследовательских работ СССР, Госстроя СССР, Госплана СССР, научно-исследовательских и проектно-конструкторских институтов, члены редколлегии электротехнических журналов, актив организаций НТОЭП ленинградских предприятий и институтов.

В докладах **Н. Н. Ковалева**, **Н. А. Попова**, **Н. М. Чупракова** и **Н. А. Оболенского** были подробно освещены вопросы состояния и дальнейшего развития советской электротехники, энергетике, электрификации страны и охарактеризованы задачи, стоящие перед энергетической общественностью.

Докладчики и выступающие в прениях отметили ряд не-

достатков в работе организаций НТОЭП, госкомитетов и подчиненных им организаций.

Особенную тревогу выразили делегаты съезда по поводу отставания с вводом энерго мощностей, отставания в строительстве опытно-экспериментальных баз и поставки для крупных энергоблоков и сетей недостаточно надежного в работе оборудования.

В своем постановлении съезд отметил успехи, достигнутые в развитии энергетики, электрификации и электротехники СССР, указал на недостатки в работе организаций НТО энергетической промышленности и поставил перед членами общества, Центральным, республиканскими, краевыми, областными правлениями и советами первичных организаций задачи по большей активизации своей деятельности в вопросах дальнейшего развития энергетики и электрификации страны, внедрения в народное хозяйство достижений науки и техники.

Съезд избрал новый состав Центрального правления, ревизионную комиссию и делегатов на II съезд Научно-технических обществ СССР.

За многолетнюю активную деятельность в обществе съезд присвоил 17 членам звание почетного члена общества.

По окончании съезда (27 ноября 1963 г.) состоялись I пленум ЦЕНТОЭП и заседание ревизионной комиссии.

Председателем Центрального правления избран чл.-корр. АН СССР **Н. Н. Ковалев**, заместителями председателя избраны проф. **С. В. Усов** и инж. **И. П. Полушкин**, ученым секретарем — инж. **А. С. Михайлов**.

Председателем Центральной ревизионной комиссии избран инж. **Н. А. Попов**.

Инж. И. П. Полушкин

А. А. АКОПЯН

(К 60-летию со дня рождения)

В январе 1964 г. исполнилось 60 лет А. А. Акопяну. Артавазд Арменакович Акопян родился в Ленинакане, где получил среднее образование. Затем он поступил в Московское высшее техническое училище и после окончания его был в 1929 г. направлен на работу во Всесоюзный электротехнический институт.

После нескольких лет работы в области высоковольтных кабелей А. А. Акопян был переведен в лабораторию перенапряжений, в которой он в 1938 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему «Защитные зоны молниеотводов».

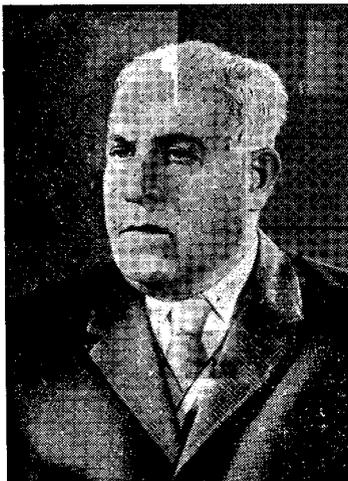
С 1941 г. и по настоящее время (за исключением военных лет) А. А. Акопян является научным руководителем и начальником лаборатории перенапряжений Всесоюзного электротехнического института.

Под непосредственным руководством А. А. Акопяна было выполнено много оригинальных научно-технических исследований в различных областях техники высоких напряжений. У нас и за рубежом хорошо известны его обширные исследования по зонам защиты тросовых и стержневых молниеотводов. Рекомендованные им формулы для расчета зон подтверждены многолетней проверкой в эксплуатации и широко используются проектными организациями и в руководящих указаниях по грозозащите.

Большой популярностью пользуется книга А. А. Акопяна «Указания по грозозащите зданий и сооружений» (1938 г.), которая в известной мере подытоживает его работы в этой области.

А. А. Акопян — постоянный член всех комиссий, разрабатывающих руководящие указания по защите от перенапряжений, и в настоящее время он участвует в подготовке их нового издания.

Заслуживает внимание группа работ А. А. Акопяна, посвященных анализу аварий масляных выключателей при отключении холостых линий. Эти работы, проводившиеся одновременно в лаборатории и в полевых условиях, внесли ясность



в причины повреждения камер выключателей и дали ряд ценных осциллограмм переходных процессов, возникающих при отключении холостых линий.

Под руководством А. А. Акопяна были организованы и проведены обширные полевые исследования переходных процессов в линиях электропередач при напряжении 400—500 кв. В результате этих исследований был получен ценный материал по условиям работы выключателей при различных режимах энергосистем, выявлена благоприятная роль электромагнитных трансформаторов напряжения при отключении выключателями холостых линий и т. п. Эти работы также имели большое значение для правильного установления уровней изоляции, требований к выключателям и разрядникам и легли в основу эксплуатационных инструкций диспетчерского управления объединенных энергосистем.

А. А. Акопян выполнил важные работы по защите преобразовательных установок линий электропередачи постоянного тока, разработал оригинальную защиту от перенапряжений установок для крекинга метана, исследовал перенапряжения и условия защиты от них в электровозах и моторвагонных секциях.

Большой интерес представляют работы А. А. Акопяна в области физиологического действия тока, проведенные совместно с физиологами, результатом которых явилось создание импульсного дефибриллятора, принятого для практического использования.

Результаты основных научных исследований А. А. Акопяна изложены более чем в 50 публикациях в советской печати и в пяти докладах СИГРЭ.

А. А. Акопян награжден орденами Трудового Красного Знамени и Красной Звезды и медалями.

За работу в области разработки электрооборудования линий 500 кв ему (вместе с группой других работников ВЭИ) в 1962 г. была присуждена Ленинская премия.

В. Г. Бирюков, Г. В. Буткевич, В. К. Кожухов, А. В. Панов, Л. И. Сиротинский и др.

ПРОФЕССОР В. Г. ХОЛМСКИЙ

(К 60-летию со дня рождения)

В январе 1964 г. исполнилось 60 лет со дня рождения видного советского ученого, доктора технических наук, профессора Василия Григорьевича Холмского.

Василий Григорьевич родился в селе Александровке Черниговской губернии в крестьянской семье. Окончив Киевский политехнический институт в 1929 г., он 35 лет своей жизни посвятил научной и педагогической работе, в основном в этом же институте, где прошел путь от младшего ассистента кафедры электрических сетей, до заведующего этой же кафедрой.

В 1935 г. В. Г. Холмский был утвержден в ученое звание доцента и вскоре защитил кандидатскую диссертацию. В 1954 г. он защитил докторскую диссертацию и ему была присуждена степень доктора технических наук, в 1955 г. он был утвержден в звании профессора.

Основным направлением научной деятельности В. Г. Холмского является исследование вопросов регулирования напряжения в электрических сетях всех классов. В этой области он принадлежит к чис-



лу ведущих специалистов Союза. Им опубликовано свыше 60 печатных работ. Своими работами Василий Григорьевич внес существенный вклад в развитие теории электрических сетей. Им завершена серия классических исследований ряда отечественных и зарубежных авторов по расчету местных электрических сетей на минимум проводникового материала, заложены основы теории принудительного экономического потокораспределения мощностей в замкнутых районных электрических сетях с высокой степенью электрической неоднородности и решен ряд других актуальных вопросов.

В последние годы В. Г. Холмский и возглавляемый им коллектив кафедры уделяют много внимания вопросам расчета и оптимизации режимов электрических сетей путем применения средств современной электронной вычислительной техники.

Плодотворная научная деятельность Василия Григорьевича всегда была тесно связана с решением вопросов инженерной практики. В качестве консультанта и

эксперта он вложил много творческого труда в развитие основных направлений энергетики УССР. Он является членом Совета технико-экономической экспертизы Госплана республики.

В. Г. Холмский проводит большую общественную работу среди энергетиков, возглавляя на протяжении ряда лет киевское правление Научного инженерно-технического общества энергетической промышленности.

Многолетняя плодотворная научно-педагогическая работа В. Г. Холмского отмечена правительственными наградами — орденом Трудового Красного Знамени и медалями.

Глубокие по содержанию и блестящие по форме лекции Василия Григорьевича, а также его скромность и внимательное отношение к людям создали ему заслуженный авторитет, снискали глубокое уважение и любовь коллектива.

А. Б. Будницкий, В. А. Веников, Е. П. Гизила, И. И. Гребень, М. Е. Иерусалимов, М. Л. Калниболотский, Б. Н. Кондра, Е. Г. Лоев, А. Д. Нестеренко, В. М. Павлов, И. М. Постников, К. М. Побегайло, Л. А. Радченко, Л. В. Свечников, И. А. Сыромятников, А. М. Федосеев, И. К. Федченко, С. Е. Ходоров, И. М. Чиженко, Л. В. Цукерник

УДК 62-50(092)

ПРОФЕССОР А. Т. БЛАЖКИН

(К 60-летию со дня рождения и 35-летию научной и педагогической деятельности)

В феврале исполнилось 60 лет со дня рождения доктора технических наук, профессора Аркадия Тимофеевича Блажкина.

Научно-педагогическая деятельность А. Т. Блажкина началась в 1929 г., когда после окончания электромеханического факультета Ленинградского политехнического института им. Калинина он был оставлен преподавателем на кафедре электрических машин. Одновременно он работает на заводе «Электросила» им. Кирова в качестве инженера-расчетчика и конструктора. К этому времени относятся его первые работы «Расчет синхронных машин» (1932 г.), «Пособие к лаборатории машин постоянного тока» (под ред. проф. Л. М. Пиотровского, 1934 г.) и др.

В 1935 г. он работал начальником технического отдела завода «Электрик»; в 1936 г. А. Т. Блажкин во время работы на Крайнем Севере был одним из организаторов энергетики Воркутского и Интинского каменноугольных бассейнов.

В последние военные годы (с 1943 г.), а также в начале восстановительного периода Аркадий Тимофеевич руководит проектированием, наладкой и пуском автоматизированных прокатных станов, блюмингов, металлургических ножниц и другого сложного оборудования крупных предприятий тяжелой промышленности Урала.

В 1948 г. он защитил кандидатскую диссертацию и перешел на преподавательскую работу вначале в Свердловский



горный институт, а затем в Уральский политехнический институт им. Кирова. В 1953 г. им была защищена докторская диссертация на тему «Электромашинное автоматическое управление в горном электроприводе».

Аркадий Тимофеевич Блажкин является крупным специалистом в области горного и металлургического электропривода. Им разработаны основы аналитического исследования мощных систем электроприводов с электромашинным управлением, процессов в магнитно-связанных цепях и т. п.

А. Т. Блажкин написал монографии: «Электромашинная автоматика в горном электроприводе» (Углетехиздат, 1953), «Электромашинное автоматическое управление электроприводом» (Металлургиздат, 1954), «Основы рудничной автоматики и телемеханики» (Госгортехиздат, 1959) и многие другие работы. В ближайшее время выйдут из печати учебное пособие «Общая электротехника» и монография «Автоматическое управление и регулирование электрических машин», написанные при его участии и под его общей редакцией.

Начиная с 1957 г., проф. А. Т. Блажкин заведует кафедрой в Ленинградском механическом институте. Аркадий Тимофеевич Блажкин является членом КПСС с 1928 г.

Скромность, чуткое отношение к людям, широкая научная эрудиция создали ему большой авторитет и снискали глубокое уважение.

Д. В. Васильев, В. А. Бессекерский, Л. Р. Нейман, С. П. Пивоваров, В. И. Полонский и А. В. Фатеев

ФРАНЦУЗСКАЯ ВЫСТАВКА ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

В ПОЛИТЕХНИЧЕСКОМ МУЗЕЕ В МОСКВЕ

с 15 по 25 мая 1964 г.

Будут представлены приборы, предназначенные для исследования, программирования, автоматизации, контроля

в области:

химии,
биологии,
ядерной энергии,
радиотехники и электроники,
металлургии,
обрабатывающей промышленности

Часы работы выставки: вторник, четверг и суббота с 13 ч. до 20 ч. воскресенье, среда и пятница с 10 ч. до 17 ч.

На выставке будут проводиться лекции и демонстрироваться фильмы.

Выставка проводится при содействии Всесоюзной Торговой Палаты.

В. К. ПЛЮГАЧЕВ. ОСНОВЫ РАЦИОНАЛЬНОГО ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ СЕЛЬСКОГО ХОЗЯЙСТВА. Сельхозгиз БССР, Минск. 238 стр.,

ц. 69 коп.

В монографии В. К. Плюгачева получили дальнейшее развитие основные идеи, ранее изложенные им в опубликованной в 1959 г. на украинском языке книге «Вопросы рационального электроснабжения сельских районов». Автор с единых методических позиций последовательно рассмотрел ряд важных вопросов электроснабжения сельского хозяйства: режим потребления электроэнергии и методы подсчета нагрузок, выбор оптимальной системы электроснабжения, режим нейтрали сельских сетей, генерирование и передача реактивной мощности, конфигурацию сетей, секционирование сельских линий с помощью предохранителей. Кроме того, в монографию включена представляющая общетеоретический интерес глава, посвященная обоснованию величины нормативного коэффициента эффективности.

Из приведенного перечня видно, что круг вопросов, рассмотренных в монографии, довольно широк, причем, как правило, это вопросы, решение которых имеет существенное значение для теории и практики сельского электроснабжения.

Глава 1 посвящена методам определения нагрузок сельскохозяйственных потребителей и результатам обработки собранного автором значительного статистического материала. В рецензируемой книге впервые систематически рассмотрены все основные характеристики энергопотребления в сельском хозяйстве. Приведенные здесь зависимости коэффициентов спроса от установленной мощности приемников и ее структуры, значения коэффициентов равномерности, соотношения между максимальными и минимальными нагрузками, характерные значения коэффициентов мощности — все эти данные представляют интерес для практики проектирования сельских сетей.

Недостатком является то, что автор не уделил достаточного внимания вопросам роста нагрузок. Нельзя также согласиться с оценкой метода коэффициентов равномерности. Использование этого метода лишь для определения перспективных нагрузок, как это предлагает автор, вряд ли связано с ощутимыми преимуществами, потому что для перспективных уровней нагрузки значения коэффициентов равномерности пришлось бы определять путем экстраполяции, без достаточной экспериментальной проверки. При условии выполнения необходимых экспериментов и статистической обработки опытных данных метод коэффициентов равномерности мог бы найти широкое применение при эксплуатации и проектировании сельских сетей.

Следует отметить, что автор слишком широко трактует предлагаемые им численные значения величин и коэффициентов. Так, например, типовой график нагрузок сельских подстанций 35/10 кВ (стр. 26) дается независимо от зоны, направления хозяйства, нагрузки местной промышленности и коммунальных предприятий и, конечно, не может быть рекомендован для всех случаев.

В гл. 2 автор предпринял смелую попытку обоснования количественных величин нормативных коэффициентов эффективности. Правильное решение этой задачи имеет огромное значение для дальнейшего развития всего народного хозяйства.

В качестве исходного условия В. К. Плюгачев принимает отсутствие невозвратимых затрат в народном хозяйстве. Последнее, по его мнению, будет достигнуто, если при выборе вариантов идти на такое уменьшение первоначальных затрат, чтобы сумма дополнительных ежегодных издержек за любой период компенсировалась величиной сберегаемых капитальных вложений за тот же период:

$$\sum_{t=1}^T \Delta K = \sum_{t=1}^T \Delta C. \quad (1)$$

Задавая коэффициентом ежегодного роста капитальных вложений и суммируя затраты по выражению (1), автор выводит зависимость оптимальной величины срока окупаемости T_n от срока технической службы объекта и коэффициента роста капитальных вложений.

Соображения В. К. Плюгачева представляются нам недостаточно убедительными, так как условие (1) не вытекает из анализа выражений для расчетных затрат. Кроме того, при выводе формулы (14) автор не учитывает, что в состав ежегодных издержек входят отчисления на реновацию и, таким образом, по истечении срока службы объекта не требуется дополнительных капитальных затрат для его восстановления.

Хотя окончательные результаты автора не расходятся с принятыми значениями нормативных коэффициентов, этот вопрос заслуживает более глубокой разработки и не может окончательно решаться в сравнительно небольшой главе технической монографии.

Главы 3 и 4, посвященные оптимальным радиусам действия электрических сетей и выбору системы напряжения, тесно связаны между собой, и их можно рассматривать совместно. Развивая идеи А. Г. Захарина и В. Г. Холмского, автор последовательно решает задачу оптимизации параметров электроснабжения идеализированных потребителей одинаковой мощности, равномерно расположенных на территории неограниченных размеров.

Автор выводит уравнение для определения оптимальных радиусов сети, а затем получает выражения для удельных расчетных затрат (*руб/км²* и *руб/квт·ч*) при различных системах распределения электрической энергии.

Достоинства рассматриваемых глав — в логически последовательном и строгом изложении материала. Хотя выводимые автором выражения достаточно сложны, их структура и процесс формирования обстоятельно комментируются, что способствует пониманию материала малоподготовленными читателями.

Следует отметить отличие в подходе к решению указанных задач другими авторами (А. Г. Захариним и Н. С. Канакиным, З. П. Кришаном и др.). В этих последних работах сравнение различных систем производилось при заданных радиусах передачи, определяемых расстоянием между опорными пунктами районных энергосистем. Предложенное В. К. Плюгачевым решение, не являясь универсальным или единственно правильным, расширяет возможности анализа проблем электроснабжения применительно к различным условиям и является полезным.

Автор недостаточно внимательно подошел к выбору основных стоимостных показателей, что не могло не оказать влияния на полученные результаты. Неубедительны кривые, изображенные на рис. 20, судя по которым радиусы передачи при напряжении сети 20 кВ лишь на 30% выше, чем при 10 кВ. В то же время радиусы при напряжении 35 кВ в 2—2,5 раза больше, чем для 20-киловольтной сети. По тем же причинам оказалась искусственно суженной область преимущественного применения системы 110/20/0,38 кВ.

Большие сомнения вызывает вывод В. К. Плюгачева о том, что не нужно применять средства регулирования напряжения в сетях 35 и 10 кВ, ограничившись встречным регулированием напряжения на подстанции 110 кВ. Следует иметь в виду, что эти подстанции питают также и промышленные нагрузки, транспорт и т. д. Очень часто их максимум не совпадает с максимумом нагрузки сельских потребителей, и поэтому регулирование напряжения по графику подстанции может оказаться даже вредным для сельских потребителей. Целесообразно было бы также указать на важную роль дополнительных средств в регулировании напряжения для повышения пропускной способности распределительных сетей в связи с ростом нагрузок.

Спорным также является вывод автора о том, что большая стоимость трансформаторных пунктов напряжением 35/0,38 кВ по сравнению с 10/0,38 кВ компенсируется исключением промежуточных подстанций 35/10 кВ. В большинстве случаев исключение этих подстанций не компенсирует повышенных затрат.

Глава 5 — одна из центральных в монографии — посвящена режиму нейтрали сельских распределительных сетей. Уже несколько лет тому назад В. К. Плюгачев одним из первых указал на перспективы перехода к режиму заземленной нейтрали сельских распределительных сетей в связи с тенденцией к повышению их номинального напряжения. Автор также предложил свою схему заземления, согласно которой заземляются не нейтраль питающих трансформаторов (110/20—35 кВ), а нейтраль части потребительских ТП (20—35/0,38 кВ). Он считает эту схему более экономичной, так как при ней не потребуется установка токоограничивающего реактора на питающей подстанции.

Недостатком этой главы является то, что автор обошел вопрос о возможности заземления нейтрали питающего трансформатора через активное токоограничивающее сопротивление. Другие авторы считают такое решение более перспективным. В частности, при применении токоограничивающего сопротивления токи аварийных режимов и, следовательно, условия работы защиты не зависят от количества ТП с заземленной нейтралью, которое случайно может изменяться в процессе эксплуатации сети (аварийное отключение, профилактика и т. п.).

В. К. Плюгачев категорически высказывается против строительства четырехпроводных сетей вместо трехпроводных (стр. 140). Такая оценка противоречит практике строительства сельских сетей в США и других странах, где построены миллионы километров четырехпроводных сетей.

В гл. 6 автор рассматривает систему ОПЗ «один провод — земля» (по терминологии автора ФПЗ — «фазный провод — земля»). В этой главе предлагается широкое применение однофазных однопроводных сетей, что не может не вызывать определенных сомнений, потому что в этом случае довольно существенное количество силовых нагрузок переводится на однофазное питание. Известно, что работа в этом направлении ведется уже свыше 25 лет. Однако однофазные сети в сельском хозяйстве получили сравнительно ограниченное применение и главным образом для питания мелких удаленных нагрузок, а также на окраинах сельских населенных пунктов, где нет силовой нагрузки. Переход на широкое применение системы ОПЗ требует дополнительной проработки, в частности, следует иметь в виду, что мелкие однофазные трансформаторы для сетей напряжением 35 кВ с заземленной нейтралью получаются тяжелыми и дорогими.

При всей спорности окончательных выводов эта глава все же представляет интерес, так как в ней подробно рассмотрены важные вопросы, в том числе возможная несимметрия напряжения в трехфазной сети с однофазными трансформаторами.

Глава 7 посвящена вопросам баланса реактивной мощно-

сти и энергии в сельских сетях. Автор рассмотрел вопросы о дальности передачи реактивной мощности и дал обоснованные рекомендации по применению в сельских сетях наиболее экономичных источников реактивной энергии — статических конденсаторов. В заключение приводятся результаты выполненных автором интересных опытов по использованию статических конденсаторов при отключении разъединителями токов холостого хода мощных трансформаторов.

В главе 8 рассматриваются вопросы конфигурации и трассировки сельских распределительных сетей. Автор излагает ряд методов выбора оптимальной конфигурации простейших сетей, проходящих через три точки. Даются также практические рекомендации по определению оптимального угла ответвлений от магистральных линий.

В. К. Плюгачев одним из первых разработал и предложил практические методы улучшения конфигурации сельских электрических линий. Однако, как показано в более поздних работах, для наиболее полного решения этой задачи целесообразно использовать электронные вычислительные машины.

Глава 9 посвящена вопросам повышения надежности электроснабжения путем секционирования сельских сетей плавкими предохранителями. Анализируя выражения для аварийного недоотпуска электроэнергии, автор выводит выражения для предельной длины ответвления, на котором целесообразна установка предохранителя. В этой главе дается описание предложенной автором оригинальной конструкции предохранителей электромагнитного действия. Одновременно автор вполне справедливо подчеркивает перспективы использования в сельских сетях секционирующих сетевых выключателей.

Главные достоинства монографии В. К. Плюгачева: последовательное и методически правильное изложение, ясное понимание основных вопросов электроснабжения сельского хозяйства и целеустремленный подход к их решению. Помимо отмеченных выше частных недостатков, следовало бы, по нашему мнению, указать, что при изложении всех вопросов (за исключением гл. 1) автор предпочитает анализ функциональных зависимостей, даже в тех случаях, когда зависимости между переменными имеют явно выраженный вероятностный характер (например, в гл. 3, 4 и др.). Не нашло дальнейшего развития упоминание на стр. 5 о перспективах использования электронных цифровых машин. При изложении ряда вопросов (например, при выводе выражения для недоотпуска энергии) отсутствуют ссылки на первоисточники.

Как недостаток следует также отметить категоричность ряда суждений автора без должных доказательств и недостаточный учет трудов других авторов, работающих в той же области.

Вывод. Монография В. К. Плюгачева является полезным пособием не только для работников сельской электрификации, но и для инженеров-электриков, работающих в смежных областях.

*Академик ВАСХНИЛ, доктор техн. наук,
проф. И. А. Будзко, доктор техн. наук,
проф. Л. Е. Эбин, кандидат техн. наук М. С. Левин*



РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Л. А. Бессонов, Н. И. Борисенко, Г. В. Бутнович, Т. П. Губенко, А. Д. Дроздов, Н. Г. Дроздов (главный редактор), Л. А. Дубинский, Л. А. Жекулин, А. М. Залесский, М. П. Костенко, В. С. Кулебанин, Л. Г. Мамиконянц, Л. Р. Нейман, И. И. Петров, И. М. Постников, С. И. Рабинович, Б. С. Сотсков, И. А. Сыромятников, Ю. Г. Толстов, А. М. Федосеев, М. Г. Чиликин

Адрес редакции: Москва, Б. Черкасский пер., д. № 2. Телефон: К 4-24-80.

Почтовый адрес: Москва, Главный почтамт, почтовый ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО.

Сдано в пр-во 19/II 1964 г.
Формат бумаги 60×92¹/₈
Т-04259

12 п. л.
Тираж 11 220 экз.

Подписано к печати 4/IV 1964 г.
Уч.-изд. л. 15,3
Зак. 1092

Московская типография № 10 Главполиграфпрома Государственного комитета Совета Министров СССР по печати,
Шлюзовая наб., 10.

НОВЫЕ КНИГИ

Брамаров Е. А. Как сделать простейшее устройство телесигнализации и телеизмерения. «Энергия», 1964 г. 72 стр. (Б-ка электромонтера. Вып. 109). 32 000 экз. 09 к.

Коваленский И. В. Релейная защита электродвигателей высокого напряжения. «Энергия», 1964 г. 80 стр. (Б-ка электромонтера. Вып. 120). 25 000 экз. 15 к.

Невраев В. Ю. и Петелин Д. П. Системы автоматизированного электропривода переменного тока. «Энергия», 1964 г. 104 стр. (Б-ка по автоматике. Вып. 94). 24 000 экз. 36 к.

Попков С. Л. и Попков Ю. С. Непрерывные и дискретные следящие системы. «Энергия», 1964 г. 304 стр. 15 000 экз. 93 к. в перепл.

Шилейко А. В. Цифровые модели. «Энергия», 1964 г. 112 стр. (Б-ка по автоматике. Вып. 95). 18 000 экз. 38 к.

Соколов Н. И. Синтез линейных систем автоматического регулирования при случайных воздействиях. «Энергия», 1964 г. 128 стр. (Б-ка по автоматике. Вып. 93). 15 000 экз. 39 к.

Шадрин В. Н. Фазовое управление от магнитной ленты. «Энергия», Вершинин Н. И., Верцайзер А. Л. и Яковлев В. М. Автоматический контроль. Энергия, 1964 г. Цена 53 к. (Б-ка по автоматике).

Готман П. Е., Березин В. Б. и Хайкин А. М. Электротехнические материалы. Справочник. Энергия, 1964 г. Цена 1 р. 40 к. в перепл.

Руководящие указания по релейной защите. Вып. 5. Защита блоков генератор-трансформатор и генератор-автотрансформатор. Энергия, 1964 г. Цена 1 р. 08 к.

Кирко И. М. Жидкий металл в электромагнитном поле. Энергия, 1964 г. Цена 40 к.

Магнитные элементы цифровой техники. Под ред. А. Мейергофа. Пер. с англ. Энергия, 1964 г. Цена 2 р. 51 к.

Попов В. С., Мансуров Н. Н. и Николаев С. А. Электротехника. Учебник для электротехнических техникумов. Изд. 7-е, переработ. и доп., 1964 г. Цена 1 р. 15 к. в перепл.

Реза Ф. и Сили С. Современный анализ электрических цепей. Энергия, 1964 г. Цена 1 р. 90 к. в перепл.

Рогинский В. Н. Построение релейных схем управления. Энергия, 1964 г. Цена 1 р. 33 к. в перепл.

Соколов Н. И. Синтез линейных систем автоматического регулирования при случайных воздействиях. Энергия, 1964 г. Цена 39 к. (Б-ка по автоматике).

Сочивко В. П. Электронные опознающие устройства. Энергия, 1964 г. Цена 21 к. (Б-ка по автоматике).

Уайт Д. и Вудсон Г. Электромеханическое преобразование энергии. Пер. с англ. Энергия, 1964 г. Цена 3 р. 62 к. в перепл.

Перечисленные книги требуйте в магазинах Книготорга.

В случае их отсутствия в местных магазинах заказ можете направить по адресу: Москва, К-50, ул. Медведева, 1. Отдел «Книга—почтой» магазина № 8 «Техническая книга». Заказ будет выполнен наложенным платежом.

Издательство заказов не принимает и книг не высылает.

СТЕКЛЯННЫЕ ТРУБКИ ВЫСОКОЙ ТОЧНОСТИ

34.

Мы изготавливаем трубки из стекла с очень малыми допусками самыми современными и эффективными методами. Они изготавливаются поточным способом, чтобы обеспечить потребности производителей флуоресцентных ламп.

Мы изготавливаем также с той же высокой точностью трубки диаметром от 1,30 до 38,00 мм из стекла с примесью свинца. Это стекло используется как в флуоресцентных лампах, так и в лампах накаливания. Указанные трубки применяются в то же время в качестве важных частей малых электронных приборов, для которых точность размера очень важна.

Кроме указанных изделий, мы изготавливаем:

**СДВИЖНЫЕ КРЫШКИ И ПРЕДМЕТНЫЕ СТЕКЛА
ДЛЯ МИКРОСКОПОВ**

ВЗАИМОЗАМЕНЯЕМЫЕ ПОДКОЖНЫЕ ШПРИЦЫ ИЗ СТЕКЛ

ПРОМЫШЛЕННЫЕ СТЕКЛЯННЫЕ ШТАМПОВКИ

СТЕКЛО ДЛЯ ФАР АВТОМОБИЛЕЙ

**За дальнейшей информацией просим
обращаться по адресу:**

THE SALES MANAGER,
CHANCE BROTHERS LIMITED,
GLASSWORKS, SMETHWICK 40,
BIRMINGHAM, ENGLAND, АНГЛИЯ

