

Э **ЭЛЕКТРОТЕХНИКА** **8 2008**



МЕДАЛЬ
"ЗА ЗАСЛУГИ В
ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ"



ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ —
КОЛЛЕКТИВНЫЙ ЧЛЕН АКАДЕМИИ
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ НАУК РФ
Издаётся с января 1930 года

УЧРЕДИТЕЛИ

ДЕПАРТАМЕНТ МАШИНОСТРОЕНИЯ МИНПРОМА РФ (г. МОСКВА)
АО «ЭЛЕКТРОВЫПРЯМИТЕЛЬ» (г. САРАНСК)
АООТ «ХОЛДИНГОВАЯ КОМПАНИЯ «ЭЛЕКТРОЗАВОД» (г. МОСКВА)
АО «ЭЛЕКТРОНИКА» (г. ВОРОНЕЖ)
АО «ВЭЛНИИ» (г. НОВОЧЕРКАССК)
АССОЦИАЦИЯ ИНЖЕНЕРОВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ (г. МОСКВА)
АССОЦИАЦИЯ «АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД» (г. МОСКВА)
НТА «ПРОГРЕССЭЛЕКТРО» (г. МОСКВА)
АО «РОСЭЛПРОМ» (г. МОСКВА)

СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

ЧИБИРКИН В.В., МАКАРЕВИЧ Л.В., МЕЩЕРЯКОВ В.М., НАЙМУШИН В.Г.,
КОВАЛЕВ Ф.И. (председатель совета), ЮНЬКОВ М.Г., ПОДАРУЕВ А.И., ГЛОВАЦКИЙ А.В.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор **КОЧЕТКОВ В.Д.**

БЕЛКИН Г.С., БЕСПАЛОВ В.Я., БРЯНЦЕВ А.М., ДАЦКОВСКИЙ Л.Х., ДОЛКАРТ В.М., ЕВСЕЕВ Ю.А.,
ИНЬКОВ Ю.М., КОЗЯРУК А.Е., КОПЫЛОВ И.П., ЛАЗАРЕВ Г.Б., ЛУРЬЕ А.И., МАВЛЯНБЕКОВ Ю.У.,
МОСКАЛЕНКО В.В., НИКУЛИН А.А., ПАНИБРАТЕЦ А.Н., РОЗАНОВ Ю.К.,
СЛЕЖАНОВСКИЙ О.В. (зам. главного редактора), ТУБИС Я.Б.

Содержание журнала можно бесплатно получить в
INTERNET через службу ИНФОМАГ, организован-
ную в Московском физико-техническом институте.
Адрес сайта: <http://www.infomag.ru>

Журнал переводится на английский язык в полном
объёме и выходит в США в издательстве
"ALLERTON PRESS, INC" (18 West 27th Street New
York N.Y. 10001).

Подписаться на журнал можно в почтовых
отделениях связи по объединённому каталогу
Департамента почтовой связи. Подписной индекс
— 71111.

В редакции можно подписаться на журнал с любого
месяца и приобрести отдельные номера за
прошлые и нынешний годы.

При перепечатке ссылка на журнал
«Электротехника» обязательна.
Мнение редакции не всегда совпадает с точкой
зрения авторов статей.
За содержание рекламных материалов редакция
ответственности не несёт.
Рукописи статей не возвращаются.

Издатель: ЗАО "Знак" 101000, Москва, Главпочтамт, а/я 648.

Адрес редакции: 111250, Москва, Красноказарменная ул., 12. Телефон/факс: (095) 361-95-96
E-mail elektrotechnika@mtu-net.ru

Редактор отдела О.В. Кунавина.
Научный редактор Л.А. Романова.
Редактор З.П. Фёдорова

Сдано в набор 05.06.2008. Подписано в печать 07.07.2008 Формат 60x88 1/8
Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 154
Цена свободная. Тираж 1000 экз. Зарегистрирован Комитетом РФ по печати, регистрационный №01330.

Макет выполнен и отпечатан в ОАО «Электропривод»
107078, Москва, ул. Садовая Спасская, 1/2, стр. 5

СОДЕРЖАНИЕ

К 75-летию кафедры "Теоретические основы электротехники" Самарского государственного технического университета	2
Высоцкий В.Е., Назаренко Д.С., Привалов В.Д., Гуртов А.С. Моделирующий комплекс для исследования автономных систем электропитания	5
Воронин А.А., Киреев К.В., Кулаков П.А., Приходченко В.И. Опыт использования жидкометаллического рабочего тела в силовых коммутационных аппаратах и контактных соединениях	10
Яковлев В.Ф., Синицин А.П. Анализ работы зарядных блоков суперконденсаторных пусковых устройств двигателей легковых автомобилей	14
Рябихин Е.А. Исследование чувствительности передаточных функций электромеханических систем к отклонению параметров в динамическом режиме	18
Высоцкий В.Е., Назаренко Д.С., Привалов В.Д., Филатов А.Н. Средства и методы контроля импедансных характеристик автономных систем электропитания	21
Макаричев Ю.А., Стариков А.В. Статические и динамические характеристики электромагнитного подвеса	25
Зимин Л.С., Базир Н.А. Автоматизация электротермического производства	30
Базаров А.А., Данилушкин А.И., Латыпов Р.Р. Расчёт индукторов для систем индукционного нагрева дисков и формирования механических колебаний в процессе испытаний	34
Рассказов Ф.Н., Голубовский А.В., Мигачёва Л.А., Шварц Г.Р. Определение областей динамической устойчивости синхронного двигателя газоперекачивающего агрегата при различных законах регулирования возбуждения	38
Курган В.П., Кузнецов П.К., Панкин А.А. К задаче оптимизации контура регулирования скорости в электроприводах постоянного тока	43
Гольдштейн В.Г., Гуляев В.А., Косорлуков И.А., Степанов В.П. Погрешности измерений при технической диагностике электроустановок	47
Салтыков А.В. Автокорреляционные функции тока дуговой сталеплавильной печи на технологических этапах	50
Бирюков А.Н., Степанов В.П. Моделирование корреляционной функции и оценка дисперсии группы периодически работающих зависимых электроприёмников	53
Абакумов А.М., Мятлов Г.Н., Винокуров А.А. Электромеханические системы виброзащиты прецизионных объектов с использованием нейронных сетей	57
Котенёв В.В., Котенёв В.И. Математическая модель диска газотурбинного двигателя при управлении термоциклическими нагрузками на стенде	62
НАШИ ЮБИЛЯРЫ	
Лурье Александр Иосифович	65

CONTENTS

To the 75-years anniversary of the department "Theoretical fundamentals of electrotechnics" Samara State Technical University	2
Vysotskii V.E., Nazarenko D.I., Privalov V.D., Gurtov A.S. Modeling complex for researching independent system of electric source	5
Voronin A.A., Kireev K.V., Kulakov P.A., Prihodchenko V.I. Experience in design and maintenance of high current commutators with liquid metal	10
Yakovlev V.F. Sinitsin A.P. Analysis of transient state in charging blocks of super capacitor engine starter ...	14
Ryabihin E.A. Transient analysis of the sensitivity of the transfer functions for electromechanical systems to variation parameters	18
Vysotskii V.E., Nazarenko D.S., Privalov V.D., Filatov A.N. Control equipment impedance characteristics of autonomous systems electrical source	21
Makarichev Yu.A., Starikov A.V. The statical and dynamical characteristics of electromagnetic underweight	25
Zimin L.S., Bazir N.A. Optimum designing of electrothermal manufacture	30
Bazarov A.A., Danilushkin A.I., Latypov R.R. Design of inductors for systems induction heat of disks and formation mechanical vibration in process of tests .	34
Rasskasov F.N., Golubovskii A.V., Migachyova L.A., Shvarz G.R. On the definition of dynamic stability areas of synchronous motor of the gas compressor unit at various ways of excitation management	38
Kurgan V.P., Kuznetsov P.K., Pankin A.A. Optimization of direct-current drive velocity control loop	43
Goldshtein V.G., Gulyaev V.A., Kosorlukov I.A., Stepanov V.P. Mistake in measuring at technical diagnostics for electrical equipment	47
Saltykov A.V. Autocorrelation functions of a current of the arc steel-smelting furnace at technological stages	50
Biryukov A.N., Stepanov V.P. The correlation function modeling and dispersion evaluation for dependent periodically operating electroreceivers group	53
Abakumov A.M., Myatov G.N., Vinokurov A.A. Electomechanical active vibroisolation system of high precision instruments using neural network	57
Kotenyov V.V., Kotenyov V.I. Mathematical model of the disk gas-turbine engine when governing thermorepeated loading on stand	62
OURS JUBILEES	
Lurie Alexander Iosifovich	65

К 75-ЛЕТИЮ КАФЕДРЫ "ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ" САМАРСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

Кафедра теоретической и общей электротехники была организована в 1933 г. в Средневолжском энергетическом институте, который был преобразован в Куйбышевский индустриальный, а затем политехнический институт (в настоящее время – Самарский государственный технический университет).

Основателями электротехнического направления подготовки инженеров в университете были известные учёные – профессора Михаил Петрович Метельский и Николай Владимирович Третесский. Н.В.Третесский (1892–1983) окончил Петербургский политехнический институт в 1916 г. и защитил докторскую диссертацию по теме "Применение тензорного анализа к теории электрических машин". Н.В.Третесский заведовал кафедрой с 1933 по 1937 гг.

С 1937 по 1947 гг. кафедрой руководил известный педагог и специалист доцент Сергей Николаевич Шипков (1888–1966). С.Н. Шипков внёс значительный вклад в развитие учебно-методической базы кафедры. С 1933 по 1962 гг. он преподавал курс "Переменные токи", а затем "Теоретические основы электротехники".

Из всей плеяды талантливых учёных и специалистов, принимавших участие в становлении кафедры и электротехнического факультета следует особо выделить профессора, доктора техн. наук, заслуженного деятеля науки и техники РСФСР Степана Ивановича Тельного (1890–1962). Он являлся продолжателем научного направления, созданного под влиянием трудов русских академиков В.В. Петрова и В.Ф. Миткевича, и по праву считается "отцом отечественной электрометаллургии", а его работы по теории электрической дуги получили широкую известность.

С.И. Тельный в 1914 г. после окончания с отличием металлургического факультета Екатеринбургского горного института был оставлен при институте в качестве профессорского стипендиата и до 1920 г. работал преподавателем. Позднее, будучи доцентом, он

был заместителем директора Днепропетровского металлургического института по научной и учебной работе. В 1936 г. С.И. Тельный был утверждён в звании профессора, а в 1937 г. ему была присуждена учёная степень кандидата техн. наук.

Ещё в 1916 г. С.И. Тельный стал автором новой конструкции сталеплавильной печи с вращающейся электрической дугой, которая позднее послужила источником развития и практического применения электромагнитного перемешивания металла в дуговых сталеплавильных печах.

Его теоретические работы по использованию электрической дуги и управлению работой дуговых электрических печей нашли широкое применение на электрометаллургических комбинатах Днепропетровска и Запорожья.

С 1941 по 1947 гг. С.И. Тельный работал в Магнитогорском металлургическом, а затем в Уральском политехническом институтах. В годы Великой Отечественной войны его разработки использовались на металлургических заводах Урала. С 1947 г. и до последних дней своей жизни С.И. Тельный работал в Куйбышевском индустриальном (впоследствии политехническом) институте заведующим кафедрой теоретической и общей электротехники, а в 1947–1956 гг. ещё и заместителем директора института по учебной работе. В 1949 г. ему была присуждена учёная степень доктора технических наук за оригинальные научные труды по теории мощной электрической дуги.

При кафедре С.И. Тельным была создана научная школа и открыта аспирантура, которую успешно закончили, защитив кандидатские диссертации, и в дальнейшем работали на кафедре А.И. Леушин, К.В. Степанов, Л.К. Спорышева, Е.П. Высоцкий, Н.А. Васильченко, В.М. Фрыгин, П.П. Чердовских. В течение своей более чем 50-летней научно-педагогической деятельности С.И. Тельный подготовил сотни инженеров-электрометаллургов, многие из которых являлись ведущими работниками науки и промышленности.

Работы С.И. Тельного внесли значительный вклад в развитие, как теории, так и исследований нелинейных электрических цепей с электрическими дугами и значительно способствовали тому, что российская электрометаллургия прочно заняла ведущее место в мире. За выдающиеся заслуги в области электрометаллургии, подготовку научных кадров и инженеров для производства ему было присвоено почетное звание Заслуженного деятеля науки и техники РСФСР.

С 1962 по 1994 гг. кафедрой заведовал доктор техн. наук, профессор Олег Яковлевич Новиков (1928–2003). В 1944 г. он поступил в Куйбышевский индустриальный институт и в 1949 г. с отличием закончил его, а после окончания аспирантуры в Ленинградском политехническом институте защитил кандидатскую диссертацию. С 1955 по 1962 гг. он работал доцентом кафедры "Электрические станции", а затем с 1960 по 1964 гг. был деканом электротехнического факультета.

О.Я. Новиков создал на кафедре научную школу в области плазменной и коммутационной техники. Под его руководством подготовлено более 20 кандидатов и 2 доктора технических наук. О.Я. Новиков – автор более 200 научных трудов и 100 авторских свидетельств. Научные интересы О.Я. Новикова нашли отражение и в учебном процессе. В курс ТОЭ были введены новые разделы, в частности: качественные методы анализа нелинейных электрических цепей, комплексное исследование устойчивости и устойчивости "в малом"; методы определения областей устойчивости в пространстве параметров, "устойчивости в большом"; областей устойчивости в пространстве состояний; интегральный метод расчёта систем с распределёнными параметрами; метод исследования переходных процессов в многопроводных линиях.

В 70-х годах в курс ТОЭ вошли новые разделы: матричные, топологические методы расчёта, метод графов, двумерные преобразования Лапласа. О.Я. Новиков поставил оригинальные лабораторные работы по исследованию процессов в длинных линиях (анализ установившихся процессов и анализ переходных процессов), по исследованию частичных ёмкостей трансформаторов, внедрил в учебный процесс программу эвристических методов исследования электрических цепей. Профессор О.Я. Новиков являлся членом научно-методического Совета по ТОЭ и ответственным за центральный регион России в

составе этого Совета, академиком АЭН РФ. За достижения в подготовке кадров для науки и производства О.Я. Новиков был награждён двумя орденами Почёта, ему было присвоено звание "Заслуженный деятель науки и техники РФ".

В 70-х годах на кафедре под руководством О.Я. Новикова работало свыше 30 преподавателей и более 70 сотрудников. В начале этого периода при кафедре ТОЭ была создана предметная комиссия по специальности "Инженер-педагог электротехнического образования" под председательством доцента Ю.П. Камаева. На этой базе впоследствии была организована кафедра "Электротехническое инженерно-педагогическое образование".

В связи с изменением статуса, переименованием вуза в Самарский государственный технический университет (1992 г.) и усилением подготовки по фундаментальным теоретическим дисциплинам на кафедре ТОЭ появились лекционные, практические и лабораторные курсы по динамике электрической дуги и физике плазмы. Через некоторое время кафедра ТОЭ была переименована в кафедру "Теоретические основы электротехники и физика плазмы" (ТОЭ и ФП).

С 1994 по 2006 гг. кафедрой заведовал ученик О.Я. Новикова профессор Валерий Федорович Путько – доктор техн. наук, профессор, чл.-кор. РАЭН, действительный член Российской Академии транспорта.

В.Ф. Путько по окончании Куйбышевского политехнического института поступил в аспирантуру, защитил кандидатскую, а затем докторскую диссертации. Созданная на кафедре в эти годы лабораторная база позволила проводить лабораторные работы по всем частям ТОЭ фронтальным методом на 10 универсальных лабораторных стендах. Кроме того, в 1993 г. был введён в учебный процесс мощный стенд для испытания плазменных установок.

С 1996 по 2004 гг. кафедра ТОЭ и ФП готовила инженеров по специальности "Электрооборудование автомобилей и тракторов" (состоялось 4 выпуска), в связи с чем была создана современная лабораторная база по электрооборудованию автомобилей, автомобильной электронике и диагностике, освоено ряд специальных курсов и дисциплин специализации. В результате структурных изменений в 2004 г. эта специальность была передана кафедре "Электрооборудование автомобилей" факультета машиностроения и авто-

мобильного транспорта СамГТУ, а кафедре ТОЭ и ФП было возвращено её историческое название "Теоретические основы электротехники". В связи с переходом В.Ф. Путько на работу в администрацию Самарской области с 2006 г. кафедрой заведует доктор техн. наук, профессор Виталий Евгеньевич Высоцкий, работавший ранее профессором кафедры "Электромеханика и нетрадиционная энергетика" СамГТУ.

В настоящее время на кафедре "Теоретические основы электротехники" ежегодно обучается более 20 групп студентов дневной формы обучения (около 500 чел.) ряда факультетов СамГТУ и столько же групп и студентов заочной и дистанционной форм обучения.

На кафедре преподаются следующие основные дисциплины: "Теоретические основы электротехники", "Электротехника и электроника", "Общая электротехника и электроника", "Электроника и электрооборудование транспортных машин", "Основы теории цепей" – для студентов; "Спецкурс теоретической электротехники", "Теория электромеханического преобразования энергии" – для магистрантов; "Оптимальное проектирование электрических машин и аппаратов" – для аспирантов. К преподаванию привлечён высококвалифицированный профессорско-преподавательский состав: профессор и 8 доцентов, кандидатов наук.

Кафедра "Теоретические основы электротехники" оснащена современными персональными компьютерами и мультимедийными средствами. Все рабочие места класса объединены в локальную сеть и имеют доступ в Internet. В комплект программного обеспечения образовательного процесса входят стандартные пакеты, а также программы, разработанные преподавателями кафедры как приложения к учебному процессу. Самостоятельная работа в соответствии с учебным планом специальностей ведётся в двух формах: планируемая самостоятельная работа в аудиториях и самостоятельная работа вне аудитории. По всем читаемым дисциплинам предусмотрены расчётно-графические работы. Студентам предлагается освоение ряда программных комплексов.

Новыми направлениями научно-исследовательской деятельности кафедры являются: синтез интеллектуальных бесконтактных электромеханических модулей и обратимых управляемых вентильных электромеханических

преобразователей для автономных объектов; моделирование, векторная оптимизация управляемых вентильных электромеханических систем; развитие новых методов теории электромеханического преобразования энергии и дискретных электрических цепей, имитационное моделирование электромагнитных процессов в сочетании с методами преобразования координатного базиса.

В состав кафедры, начиная с 1968 г., входит научно-исследовательская лаборатория "Спектр" НИЧ СамГТУ, работы в которой в настоящее время под руководством зав. лабораторией В.В. Андреева и кандидата техн. наук В.Д. Привалова ведутся по следующей тематике: разработка и исследование систем электроснабжения и электрооборудования автономных объектов; автоматические зарядные (зарядно-разрядные) станции с контролем параметров источников питания электроэнергетических комплексов автономных объектов; разработка преобразователей напряжения синхронных генераторов транспортных средств; информационно-измерительные комплексы для сбора и обработки информации с датчиковой аппаратурой, работающие как независимо, так и в системах мониторинга; разработка измерительных преобразователей неэлектрических величин в электрический сигнал и приборов оперативного контроля качества электрической энергии.

Решением Гостандарта РФ при Самарском ГТУ на кафедре ТОЭ открыта испытательная электротехническая лаборатория по проведению сертификационных, приёмосдаточных и типовых испытаний на электробезопасность и электромагнитную совместимость.

При кафедре работает учебно-научный инновационный центр "ТОЭ-КонтрАвт", созданный совместным решением СамГТУ и научно-производственной фирмы "КонтрАвт" (г. Нижний Новгород), которая является одним из российских производителей электронных компонентов систем автоматизированного управления производством.

Коллектив кафедры уверенно смотрит в будущее и выражает надежду, что нынешние студенты и будущие выпускники университета, плодотворно используя полученные на кафедре знания, внесут весомый вклад в развитие отечественной электротехники и энергетики, достойно пополнят инженерный корпус нашей страны.

Моделирующий комплекс для исследования автономных систем электропитания

ВЫСОЦКИЙ В.Е., НАЗАРЕНКО Д.С., ПРИВАЛОВ В.Д., ГУРТОВ А.С.

Представлены результаты разработки комплекса цифро-аналогового и физического моделирования для исследования автономных систем электропитания. Моделирующая структура содержит реальные образцы, физические модели, цифровые модели и устройства согласования. Аппаратно-программные средства моделирования входят в состав комплекса средств автоматизированного проектирования для систем электропитания автономных объектов.

Results of design complex equipment by digital-analogical and physical modeling for research autonomous systems of electrical source are represented. Modeling structure contents nature samples, digital models and interfaces. Apparatus and algorithmically components modeling include in complex equipment of automation design by autonomous systems of electrical source.

Автономные системы электропитания (СЭП) относятся к разряду сложных динамических систем. От качества их функционирования зависит живучесть и работоспособность изделия в целом. Масса и стоимость СЭП существенно влияют на основные характеристики изделия. Кроме того, значительная доля затрат приходится на стадию разработки и испытаний опытных образцов и готовых изделий.

Как бы ни были совершенны аналитические методы разработки СЭП, они имеют ограниченную достоверность. Поэтому отдельные стадии разработки систем требуют обязательного использования физических элементов или физических моделей этих элементов СЭП. Сочетание вычислительных средств и методов с методами физического моделирования является естественным и необходимым при разработке автономных систем электроснабжения. Здесь ставится и решается задача наиболее рационального сочетания этих методов.

Для решения задач разработки и исследования автономных СЭП был предложен способ и создан комплекс цифро-аналогового и физического моделирования. Моделирующая структура комплекса содержит следующие элементы: реальные образцы (РО); физические модели (ФМ); цифровые модели (ЦМ); устройства согласования.

Реальные образцы, используемые в моделирующем комплексе, являются штатными, технологическими или опытными подсистемами или элементами СЭП. Это могут быть аккумуляторные батареи, зарядные устройства, стабилизаторы напряжения, измери-

тельные преобразователи напряжения, тока; в частности, СЭП в целом. Их роль при моделировании различна. Во-первых, РО могут представлять собой предмет исследования. В этом случае остальная часть комплекса представляет собой испытательную установку, которая создает необходимый комплекс возмущений (входных сигналов), например, соответствующих предполагаемым условиям работы этого элемента в СЭП. Реакция на возмущение обрабатывается соответствующими структурами МК и представляется пользователю в нужном виде. Во-вторых, РО выполняют роль математической модели данного элемента и являются недостающим элементом при исследовании системы в целом. Это происходит в том случае, если нет адекватной математической модели данного элемента, позволяющей воспроизводить его поведение в системе с требуемой точностью.

Имеется ряд особенностей применения РО в МК. Информация, получаемая посредством РО, является абсолютно достоверной при условии соблюдения условий моделирования. При этом от исследователя требуется минимальная априорная информация об этом элементе. Моделирование производится в масштабе 1:1 по всем переменным, в том числе и времени. Это требует наличия устройств согласования достаточной мощности и необходимого быстродействия, что существенно усложняет элементную базу МК. Кроме того, с помощью реальных элементов мы получаем лишь частное решение задачи, соответствующее конкретному изделию, используемому в качестве модели. Так, для исследования СЭП в конце ресурса эксплуатации

для достоверности необходимо в качестве РО использовать элементы, имеющие соответствующую наработку.

Физические модели элементов СЭП представляются общим случаем физического моделирования, т.е. физические элементы являются частным случаем физических моделей с коэффициентом масштабирования по всем переменным, равным единице. Поэтому все особенности применения РО в МК присущи случаю применения физических моделей. Отличием является большая гибкость применения физических моделей. Так, при физическом моделировании солнечной батареи (СБ) достаточно использовать одиночный фотоэлектрический преобразователь, при моделировании аккумуляторной батареи (АБ) используется АБ той же системы, но с другой комплектацией и возможно другого типоразмера. Естественно при этом достоверность моделирования снижается. Но во многих случаях это допустимо. Такой подход может резко снизить стоимость оборудования и ускорить сроки получения результатов.

Цифровые модели используются при моделировании систем и процессов, для которых имеются математические описания. Это цифровые вычислительные устройства, решающие уравнения моделируемых систем численными методами. Средствами моделирования являются как специализированные вычислители – контроллеры или процессоры, так и универсальные ЭВМ.

Спецификой цифровых моделей, установленных в моделирующем комплексе, является необходимость работы в реальном времени. Цифровые модели отличаются высокой точностью выполнения операций, универсальностью, высокой помехоустойчивостью. Наиболее существенным недостатком цифровых моделей является требование математического описания моделируемого объекта и наличие соответствующих программных средств.

Таким образом, если в одном комплексе имеется возможность объединить перечисленные способы и средства моделирования, то при рациональной организации можно использовать преимущества и обойти недостатки каждого способа моделирования.

Объединение разнородных моделирующих структур обеспечивается устройствами согласования (УС). Имеется несколько видов

УС в зависимости от места их установки. Это преобразователи аналоговых сигналов напряжения в физические переменные – ток, напряжение, освещённость и т.д. Это преобразователи цифровых сигналов в аналоговые и обратно и т.д. Конкретное содержание устройств согласования определяется структурной схемой моделирующего комплекса.

Применение способа гибридного моделирования, где используются математические модели и реальные объекты, проиллюстрируем примером моделирования последовательной RLC -цепи. Уравнение цепи запишем в следующем виде:

$$E - iR - \frac{1}{C} \int idt - U_L(i) = 0.$$

Здесь предполагается, что элементы E , R , C достаточно удовлетворительно описываются приведёнными математическими моделями.

Реальные индуктивности являются сложными нелинейными элементами. Поэтому принимаем решение при моделировании воспользоваться реальной катушкой индуктивности, записав её модель в общем виде: $U_L = f(i)$. Физико-математическая модель этой цепи приведена на рис. 1.

Для включения реальной индуктивности в аналоговую модель используются вспомогательные устройства: источник тока, управляемый напряжением, (ИТУН) и источник напряжения, управляемый напряжением, (ИНУН).

Нетрудно видеть, что уравнение, описывающее моделирующую схему, полностью соответствует принципиальной схеме. Установив реальную индуктивность в схему мо-

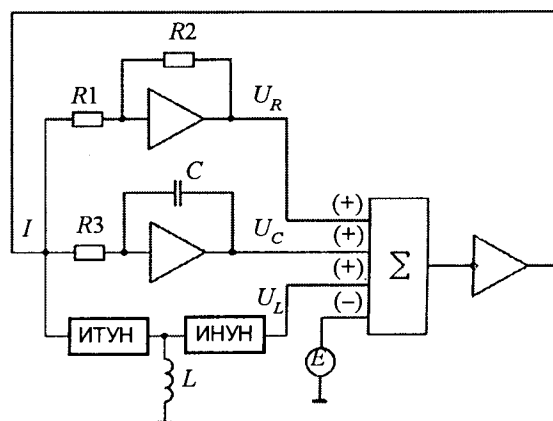


Рис.1. Физико-математическая модель RCL -цепи

делирования, мы исключили необходимость математического описания сложного объекта, сохранив достоверность получения результатов, свойственную случаю работы с реальными объектами.

Аналогичным образом любой элемент в схеме может быть заменён на реальный элемент или его физическую модель. Для этого он подключается к схеме моделирования посредством устройств согласования, представляющих собой управляемые источники (тока, напряжения, температуры, освещённости и т.д.).

В настоящее время наиболее эффективными средствами обработки сигналов, в том числе и моделирования, являются цифровые системы: микроконтроллеры, сигнальные процессоры, универсальные ЭВМ. Цифровые модели имеют высокую точность, ограниченную лишь разрядностью цифровых средств. Большим достоинством цифрового моделирования является возможность создания базы данных характерных моделирующих структур, что позволяет оперативно переходить от решения одних задач к другим.

Увеличение объёма средств цифрового моделирования в моделирующем комплексе позволяет существенно улучшить его пользовательские функции. Предварительный анализ информационных процессов показывает, что для решения задач моделирования СЭП необходимо функциональное разделение цифровых систем. Одна из них выполняет собственно функции моделирования, т.е. имитацию процессов, происходящих в СЭП и её элементах. Вторая цифровая система выполняет функции управления – подготовку исходных данных, организацию моделирующей структуры, установку параметров и начальных условий моделирования, контроль состояния всех систем МК, регистрацию и хранение информации. Для этих функций более всего подходит персональная ЭВМ.

Таким образом, структуру МК определили два вида исходной информации. Это перечень задач, возлагаемых на МК, и современное состояние методов и средств моделирования систем. Вариант структурной схемы МК, в котором используются реальные элементы, физические и математические модели, приведён на рис.2.

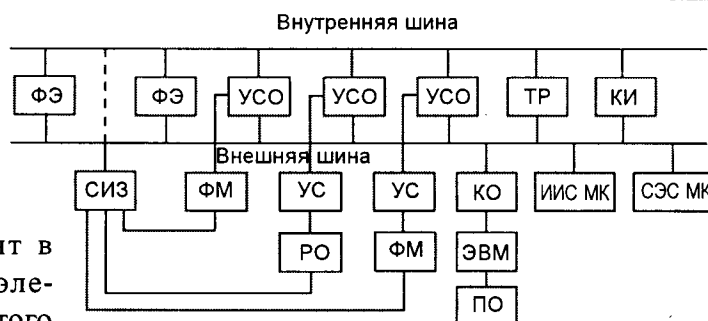


Рис.2. Структурная схема МК:

ФЭ – функциональный элемент; УСО – устройство связи; ТР – транслятор; КИ – контроллер внутренней шины; СИЗ – средства измерений; ФМ – физическая модель; УС – устройство согласования; РО – реальный объект; КО – контроллер внешней памяти; ИИС МК – информационно-измерительная система МК; СЭС МК – система электроснабжения МК; ПО – программное обеспечение

Функциональные элементы служат для реализации математического моделирования подсистем и элементов СЭП. Каждый функциональный элемент реализует элементарную математическую операцию типа суммирования, перемножения, деления, интегрирования и т.п. Каждый функциональный элемент имеет связи как с внутренней, так и с внешней шиной. По внутренней шине производится межблочный обмен сигналами. Внешняя шина осуществляет связь функциональных элементов с ЭВМ. По этой шине сообщаются данному устройству: адрес, по которому он передает выходной сигнал; адреса, с которых на каждый вход принимается информация; значения параметров данного функционального элемента, задается его структура. По этой же шине на ЭВМ передается информация состояния данного блока – его исправность, сигнал перегрузки, наличие питания и т.п.

Аппаратно-программные средства моделирования входят в состав комплекса средств автоматизированного проектирования для систем электропитания космических аппаратов (КА). Поэтому существенная часть математического и программного обеспечения, требуемого при моделировании, является общей для системы автоматизированного проектирования. Сюда относятся математические модели АБ, фотоэлектрических преобразователей, регуляторов напряжения, логики СЭП, модель движения КА

по орбите, модель затенения фотоэлектрической батареи и т.п. Общими являются база данных по элементам и структурам СЭП, по параметрам орбит КА, по энергопотреблению АБ и циклограммам включения АБ.

Часть средств программного обеспечения также является общей для системы автоматического проектирования и средств моделирования. Это расчёт движения КА по орбите, расчёт характеристик СБ с учётом затенения, расчёт температурных условий элементов СЭП, расчёт тока нагрузки, расчёт энергобаланса и др.

С другой стороны, результаты исследования элементов моделирования подсистем СЭП используются при создании базы данных системы автоматизированного проектирования. При подготовке к моделированию необходимы следующие компоненты:

- структурная схема СЭП;
- логика работы СЭП;
- графики независимых переменных (освещённости СБ, токов нагрузки, сигналов внешнего управления и т.д.);
- параметры элементов;
- математические модели элементов СЭП.

Далее процесс моделирования содержит следующие этапы:

- составление структуры элементов МК для математического моделирования элементов СЭП;
- вычисление постоянных коэффициентов для математического моделирования элементов СЭП;
- составление схемы подключения реальных объектов СЭП, подготовка оборудования;
- составление схемы подключения физических моделей;
- программирование блоков независимых переменных;
- распределение адресов выходных регистров моделирующих элементов, рассылка сигналов установки начальных состояний моделирующих элементов;
- проведение калибровки устройств согласования (при необходимости);
- поэлементная отладка средств моделирования, регистрация характеристик моделирующих элементов;
- составление таблицы межблочных связей, рассылка адресов соответствующим элементам МК;

– комплексная отладка аппаратно-программных средств моделирования;

– выбор переменных, контролируемых оператором на экране дисплея;

– выполнение программы моделирования, распечатка результатов реального времени;

– выполнение программы постобработки, распечатка результатов постобработки.

Выбор структурной схемы СЭП производится путём сравнения показателей качества СЭП, соответствующих различным структурам. На основе полученных показателей качества определяется целевая функция. Из заданного множества структурных схем выбирается та, которой соответствует оптимум целевой функции. Основными задачами моделирования на данном этапе являются: определение параметров СБ, установленных мощностей преобразовательных устройств, требуемой ёмкости АБ, потерь энергии в различных элементах СЭП и тепловыделения. Исходной информацией данного этапа моделирования являются графики нагрузок, освещённости СБ, алгоритмы работы и энергетические показатели преобразовательных устройств. Результаты моделирования используются при определении показателей качества, для получения которых необходима база данных с соответствующими показателями элементов СЭП, применяемых в анализируемых схемах. Задачи подобного рода могут решаться универсальными средствами вычислительной техники. Тем не менее, решение этих задач с помощью МК имеет ряд преимуществ. Во-первых, внешние по отношению к ЭВМ средства моделирования увеличивают вычислительные способности ЭВМ, во-вторых, наличие элементов, моделирующих конкретные объекты СЭП, и наличие унифицированных программных средств работы с МК существенно облегчают задачи программирования. Кроме того, применение единых аппаратно-программных средств на разных стадиях разработки СЭП позволяет минимизировать затраты ресурсов и времени за счёт гармоничного изменения программно-аппаратных средств по мере продвижения этапов разработки изделия.

На этапе разработки рабочей документации с помощью МК решается другой круг задач. Здесь уточняются параметры солнечной батареи, требуемая ёмкость АБ, требуе-

мые характеристики преобразовательных устройств. Если на этапе выбора структурной схемы СЭП достаточно использования математических моделей элементов, то на этом этапе целесообразно включать в состав моделирующих средств физические модели, реальные образцы или макетные образцы элементов СЭП. Такой приём позволяет снизить возможность ошибок при проектировании и запасы на требуемые параметры элементов. Кроме того, использование физических моделей или реальных элементов позволяет производить расчёт параметров системы, не имея адекватных математических моделей. При этом с высокой точностью определяются такие характеристики, как глубина разряда АБ, коэффициент согласования СБ, потери энергии в преобразовательных устройствах, баланс энергии, диапазоны токов и напряжений в различных участках СЭП.

По мере приближения стадии разработки СЭП к выпуску изделия возрастает доля и роль физических моделей и реальных элементов при моделировании. Так, наземная экспериментальная отработка СЭП может начинаться сразу же после изготовления любого штатного или технологического изделия из состава СЭП. Оно может быть установлено в требуемое место МК путём замены его математической или физической модели без изменения остальной моделирующей структуры. Это позволяет сразу же оценить его адекватность ранее используемым моделям. Более того, не производя никаких операций с физическими элементами МК, лишь изменив программу, можно произвести необходимый цикл испытаний вновь введённого элемента с целью проверки его характеристик на соответствие техническому заданию. По мере экспериментальной отработки СЭП и степени готовности всё большая часть модели СЭП заменяется её реальными элементами. На заключительном этапе роль МК может ограничиться воспроизведением функций СБ и нагрузки, а также выполнением роли информационно-измерительной системы, т.е. здесь МК используется как универсальный стенд для испытания СЭП и её элементов.

На этапе штатной эксплуатации полезность МК сохраняется в полной мере. Имея в наличии достоверную модель СЭП функ-

ционирующего автоматического аппарата, можно всегда предсказать её поведение в любой ситуации. Моделируя поведение СЭП при наличии отказа в какой-либо системе аппарата, можно обоснованно принять решение по изменению алгоритмов функционирования систем аппарата. Изменение параметров орбиты, ориентации СБ, параметров нагрузки, связанные с изменением задачи, решаемой аппаратом, требуют дополнительного исследования поведения ряда систем аппарата, в том числе и СЭП. Этот анализ наиболее оперативно и достоверно выполняется путём применения МК.

Иногда требуется замена параметров или типа изделий из состава СЭП. Задача уточнения характеристик СЭП также решается с помощью МК.

Список литературы

1. Гордеев К.Г., Гуртов А.С., Пушкин В.И. и др. Особенности построения аппаратуры регулирования и контроля систем электропитания маломассогабаритных КА // Электронные и электромеханические системы и устройства: Сборник научных трудов НППЦ "Полюс". Томск, 2001.

2. Гуртов А.С., Миненко С.И., Пушкин В.И., Филатов А.Н. Системы электропитания низкоорбитальных автоматических малогабаритных космических аппаратов. Особенности построения, отработки и испытаний // III международная конференция-выставка "Малые спутники. Новые технологии, миниатюризация. Области эффективного применения в XXI веке". Кн. III. Королев, 2002.

Высоцкий Виталий Евгеньевич – заведующий кафедрой "Теоретические основы электротехники" СамГТУ, доктор техн. наук, проф. Окончил электротехнический факультет Куйбышевского политехнического института в 1971 г. Защитил докторскую диссертацию по теме "Вентильные двигатели с искусственной коммутацией" в 2005 г.

Назаренко Денис Иванович – ведущий инженер лаборатории "Спектр" НИЧ СамГТУ. Окончил приборостроительный факультет Южно-Российского государственного университета в 1999 г.

Привалов Владимир Дмитриевич – старший научный сотрудник лаборатории НИЧ "Спектр" кафедры ТОЭ СамГТУ, канд. техн. наук. Окончил электротехнический факультет Куйбышевского политехнического института в 1966 г. Защитил диссертацию по теме "Измерительные преобразователи тока с импульсным уравниванием" в 1971 г.

Гуртов Александр Сергеевич – начальник отдела ГНПРКЦ "ЦСКБ – Прогресс". Окончил электротехнический факультет Куйбышевского политехнического института в 1978 г.

Опыт использования жидкометаллического рабочего тела в сильноточных коммутационных аппаратах и контактных соединениях

ВОРОНИН А.А., КИРЕЕВ К.В., КУЛАКОВ П.А., ПРИХОДЧЕНКО В.И.

Представлен опыт разработки и эксплуатации сильноточных коммутационных устройств и аппаратов с жидкометаллическим рабочим телом, накопленный в Самарском ГТУ.

The article represents the experience of Samara technical university in design and maintenance of high current commutators with liquid metal.

Развитие энергоёмких производств с технологическими установками на токи в сотни килоампер, реализация схемных решений автономных энергетических систем, преобразователей и электрофизических установок поставили перед электроаппаратостроителями задачи по разработке устройств для коммутации сильноточных электрических цепей постоянного и переменного тока.

В 60-е годы прошлого века к решению поставленных задач приступили многие научные коллективы. Теоретические и экспериментальные исследования, проводимые в Куйбышевском политехническом институте, Московском энергетическом институте, Московском авиационном институте, Северозападном политехническом институте, Ульяновском отделении ВНИИэлектроаппарат, ЛЭО “Электросила”, Донецком политехническом институте, Гиредмете и других организациях, работающих в области создания коммутационной аппаратуры, показали, что одним из перспективных направлений в решении комплексных проблем в сильноточном электроаппаратостроении является использование жидкометаллического контакта [1,2].

Были сформулированы основные направления исследований: организация перемещения жидкого металла; создание композиционных промежуточных токопроводов с использованием жидкого металла; исследование переходного сопротивления жидкий металл – твёрдометаллический контакт различных контактирующих пар в широком диапазоне температур; исследование распределения магнитогидродинамических сил в

жидкометаллическом рабочем теле в режимах нагрузки и коммутации; исследование влияния скоростной характеристики коммутационного устройства и параметров электрической цепи на процесс коммутации; оптимизация режима коммутации с точки зрения ограничения перенапряжений и реализации скоростной характеристики; исследование температурных полей в подвижном жидкометаллическом рабочем теле при наличии распределённого источника тепловой энергии в режимах нагрузки и коммутации; исследование нагрузочной способности жидкометаллического токопровода; разработка модели жидкометаллического токопровода, характеризующей его как элемент электрической цепи; исследование пространственной стабилизации и устойчивости электрической дуги отключения в жидкометаллических коммутационных устройствах; изучение плёночных явлений на изоляционных поверхностях, предварительно омытых жидким металлом; защита жидкого металла от окисления и коррозии.

Одним из основных вопросов при использовании жидкометаллического контакта является выбор жидкометаллического рабочего тела (ЖМРТ) и контактных пар жидкий металл – твёрдометаллический контакт.

В таблице приведены параметры некоторых металлов, используемых в качестве жидкометаллического рабочего тела. В ней приняты следующие обозначения: $T_{пл}$ – температура плавления; T_k – температура кипения; j – плотность тока, при которой в единице объёма жидкого металла за 1 с выделяется энергия, достаточная для нагрева его от тем-

Таблица 1

Рабочее тело	$T_{пл}, ^\circ\text{C}$	$T_k, ^\circ\text{C}$	$j \cdot 10^{-7}, \text{A/m}^2$	B
Висмут	271	1477	3,63	1,59
Кадмий	321	765	1,61	1,03
Цезий	28,5	705	2,05	0,895
Галлий	29,9	1983	8,8	0,178
Индий	156,4	2087	8,05	0,303
Свинец	327,4	1737	3,8	1,23
Литий	179	1317	—	0,684
Магний	651	1103	5,46	4,87
Ртуть	-38,9	357	2,54	2,4
Калий	63,7	760	3,92	0,324
Рубидий	39	688	3,3	0,39
Натрий	97,8	883	7,3	0,237
Таллий	303	1457	4,66	1,85
Олово	231,9	2270	8,15	0,79

пературы плавления до температуры кипения;

$B = \frac{1}{\beta T_k}$ – максимально возможное приращение удельного сопротивления ЖМРТ при нагревании его до температуры кипения, отн. ед.; β – температурный коэффициент сопротивления.

Значение j определяется по формуле $j = \sqrt{\sigma \rho (T_k - T_{пл})}$, где ρ – среднее значение плотности жидкого металла в диапазоне температур от $T_{пл}$ до T_k ; σ – среднее значение удельной теплоёмкости.

Значение j определяется по формуле $j = \sqrt{\sigma \rho (T_k - T_{пл})}$, где ρ – среднее значение плотности жидкого металла в диапазоне температур от $T_{пл}$ до T_k ; σ – среднее значение удельной теплоёмкости.

Впервые в качестве жидкометаллического токопровода была использована ртуть, которая используется и в настоящее время в качестве катода в ртутных электролизерах. Однако пары ртути обладают значительной токсичностью. Также требуют осторожности при обращении и легкоплавкие щелочные металлы, которые легко воспламеняются. Эти обстоятельства затрудняют применение указанных металлов в коммутационных аппаратах. Использование металлов и сплавов с повышенной температурой плавления, таких как свинец, олово, сплавы на основе висмута, предпочтительно в коммутационных аппаратах с плавящимся контактом, в которых промежуточное рабочее тело переходит

из твёрдого состояния в жидкое нагревом перед коммутацией.

Галлий и его сплавы выгодно отличаются от других металлов тем, что они нетоксичны или малотоксичны и находятся в жидком состоянии в широком диапазоне температур. Наиболее распространена эвтектика индий-галлий-олово, в которой процентное содержание по массе 67% галлия, 20,5% индия, 12,5% олова. Сплав серебристого цвета с температурой плавления $10,5 \pm 0,1^\circ\text{C}$. Основные характеристики эвтектики: плотность при 20°C $6,397 \cdot 10^3 \text{ кг/м}^3$, коэффициент расширения сплава при затверждении +1,38%, температура кипения выше 2000°C , теплопроводность при 95°C $39 \text{ Вт/м}^2\cdot\text{град}$, удельное электрическое сопротивление при 25°C $3,06 \cdot 10^{-7} \text{ Ом}\cdot\text{м}$.

Наибольшей коррозионной стойкостью при помещении в эвтектику обладают вольфрам и рений. Скорость коррозии вольфрама при 1000°C составляет 0,1 мм/год. Титан, тантал, ванадий и гафний можно применять до 450°C . Нержавеющие стали обладают хорошей коррозионной стойкостью до 250°C , причём с увеличением в них содержания хрома коррозионная стойкость сталей повышается. Углеродистые стали можно применять в контакте со сплавом до 50°C , а медь и её сплавы – до 35°C . Применение алюминия в контакте с эвтектикой недопустимо, так как он интенсивно взаимодействует с эвтектикой при комнатной температуре.

По результатам теоретических и экспериментальных исследований в Самарском ГТУ разработаны, защищены авторскими свидетельствами, созданы опытно-промышленные образцы следующих электрических устройств и аппаратов.

1. *Выключатели кондукционного типа* (рис.1) для шунтирования электролизеров с параметрами: номинальный ток $I_n = 62,5 \text{ кА}$, коммутируемое напряжение $U_n = 12 \text{ В}$ [3]. Время коммутации 25 мс, ресурс 100–150 циклов "ВО".

Принцип действия аппаратов кондукционного типа основан на принудительном заполнении жидким металлом межконтактного объёма при включении аппарата и удалении жидкого металла из межконтактного объёма и гашении электрической дуги магнитогидродинамическими силами.

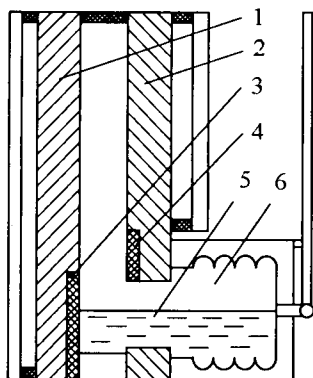


Рис.1. Аппарат кондукционного типа:

1, 2 – контакты; 3, 4 – изоляционные вставки; 5 – жидкий металл; 6 – сильфон

2. Выключатели мостикового типа для шунтирования электролизеров (рис.2) с параметрами: номинальный ток $I_n = 30$ кА, коммутируемое напряжение $U_n = 10$ В, ресурс 200 циклов "ВО".

Принцип действия аппаратов мостикового типа основан на замыкании межконтактного промежутка подвижным проводящим мостом, смоченным жидким металлом [4].

3. Самовосстанавливающиеся токоограничители и предохранители многократного действия (рис.3), предназначенные для ограничения токов КЗ и в комплекте с автоматическими выключателями обеспечивающие селективную защиту от токов КЗ.

Принцип действия самовосстанавливающихся токоограничителей и предохранителей основан на разрушении жидкометаллического токопровода в параллельных каналах и возникновении параллельных дуг в изоляционных каналах [2,5].

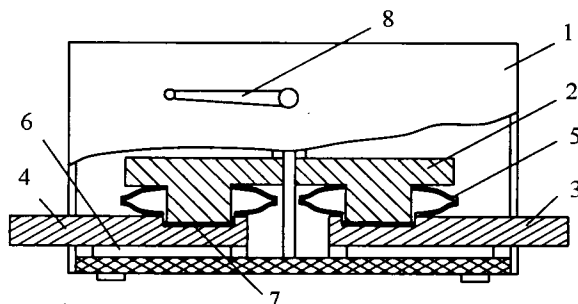


Рис.2. Аппарат мостикового типа:

1 – кожух; 2 – подвижный контакт; 3, 4 – неподвижные контакты; 5 – брызгоуловители; 6 – охлаждающие каналы; 7 – жидкий металл; 8 – ручной привод

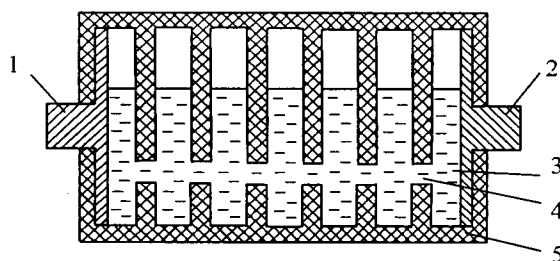


Рис.3. Самовосстанавливающееся токоограничивающее устройство:

1, 2 – твёрдометаллические контакты; 3 – объёмы большого сечения с жидким металлом; 4 – каналы малого сечения; 5 – дугостойкий изоляционный корпус

4. Сильноточный шунтирующий выключатель клинового типа с программируемой коммутацией КСКА-50. Номинальный ток 50 кА без водяного охлаждения, номинальное напряжение 120 В. Коммутационная износостойкость: при 120 В – не менее 100 циклов "ВО", при 24 В – не менее 1000 циклов "ВО". Аппарат способен разорвать цепь с параметрами 400 В и 250 кА без потери работоспособности.

Конструкция аппарата позволяет поэтапно вводить в цепь ступени с возрастающим сопротивлением [6].

Выполнение подвижных главных контактов в виде набора из отдельных элементов клиновой формы (рис.4), каждый из которых обладает относительной подвижностью, обеспечивает хорошее прилегание электродов и, следовательно, большую эффективную площадь контактирования. Кроме того, обеспечивая два последовательных разрыва цепи, клиновой подвижный контакт имеет меньшую массу, чем мостиковый, что позволяет облегчить приводное устройство.

Примененная в КСКА-50 конструкция контактных узлов длительное время обеспечивает необходимое сопротивление изоляции в отключенном положении при напряжениях на выводах аппарата порядка нескольких сотен вольт. Отсутствует также быстрое окисление основного объёма жидкого металла от воздействия дуги, так как резервуар с ним находится вне зоны контактного промежутка. Порциальная доставка жидкого металла в межконтактный промежуток обеспечивает постоянство физико-химических свойств и

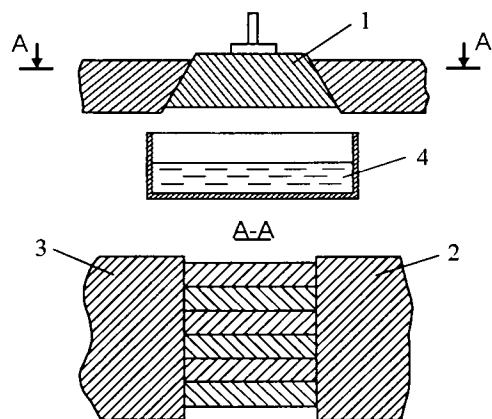


Рис.4. Контактный узел выключателя мостикового типа:

1 – подвижные контакты; 2, 3 – неподвижные контакты; 4 – резервуар с жидким металлом

рабочего объема жидкого металла в процессе эксплуатации. Применение токоограничения (программируемой коммутации) позволяет увеличить номинальные параметры и ресурс аппарата [7].

При разработке силовых коммутационных аппаратов и электротехнических устройств с использованием жидкометаллического рабочего тела решены также некоторые частные задачи оптимизации работы в номинальном (рабочем) режиме и в режиме коммутации и дугогашения [7,8].

5. *Частотные коммутаторы*, предназначенные для получения импульсов различной частоты при коммутации электрической цепи. Принцип их действия основан на создании зонного жидкометаллического контакта, ограниченного во времени и пространстве [2,9].

6. *Термовыключатели*, предназначенные для защиты электрических аппаратов и технологических установок от перегрева. Принцип действия основан на изменении фазового состояния материала межконтактной вставки или детали в конструкции аппарата при нагреве с последующей коммутацией электрической цепи.

7. *Силовые контактные соединения с использованием жидкометаллического рабочего тела* (рис.5), предназначенные для снижения и стабилизации сопротивления контактного перехода в ошиновке энергоёмких технологических установок.

Принцип действия состоит в увеличении эффективной площади соприкосновения кон-

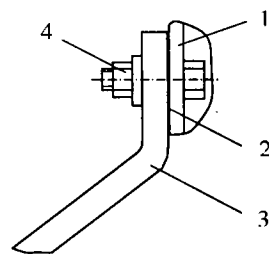


Рис.5. Контактная система межвальной ошиновки электролизера:

1 – катодное стальное ребро электролизера, плакированное медью; 2 – жидкометаллическая смазка; 3 – медная шина; 4 – болтовое контактное соединение

тактирующих поверхностей путём заполнения межконтактного объема жидкометаллическим рабочим телом либо термостойким пластичным электропроводным материалом [10].

Испытания и опытно-промышленная эксплуатация созданных в СамГТУ конструкций контактных узлов и аппаратов подтверждает эффективность использования жидкометаллического рабочего тела в силовых коммутационных устройствах.

Список литературы

1. Кулаков П.А., Новиков О.Я., Приходченко В.И., Танаев В.В. Силовые коммутационные аппараты с жидкометаллическими контактами. М.: Информэлектро, 1982.
2. Кулаков П.А., Новиков О.Я., Приходченко В.И., Танаев В.В. Силовые предохранители, токоограничители и коммутаторы с жидкометаллическим контактом. М.: Информэлектро, 1984.
3. А.с. 528625 СССР // Б.И. 1975. № 34.
4. А.с. 1379822 СССР // Б.И. 1988. № 9.
5. Воронин А.А., Кулаков П.А., Приходченко В.И. Электродинамический самовосстанавливающийся токоограничитель // Токи короткого замыкания в энергосистемах: Материалы Всероссийской научной конференции. М.: Информэлектро, 1995. С.104–107.
6. А.с. 1453466 СССР, МКИ H01H 29/02. Силовый коммутационный аппарат / Киреев К.В., Танаев В.В. // Б.И. 1989. №3.
7. Киреев К.В. Шунтирующие выключатели с жидкометаллическим контактом для оптимизации режимов работы технологических установок // Матер. междунар. науч.-техн. конф. "Состояние и перспективы развития электротехнологии". Иваново, 2006. С.12–14.
8. Воронин А.А., Кулаков П.А., Приходченко В.И. Определение условий устойчивого горения параллельных дуг в процессе коммутации // Электрические контакты и электроды: Труды ИПМ НАН Украины. С.17–26.
9. А.с. 1115126 СССР // Б.И. 1984. № 35.
10. Киреев К.В., Мякишев В.М. Повышение стабильности разборных силовых контактов в условиях электролизного производства // Матер. междунар. науч.-техн. конф. "Состояние и перспективы развития электротехнологии". Иваново, 2007. С.10.

Воронин Александр Анатольевич – старший преподаватель кафедры "Электрические станции" СамГТУ. Окончил Куйбышевский политехнический институт в 1976 г.

проф. Окончил электротехнический факультет Куйбышевского политехнического института в 1972 г. Защитил докторскую диссертацию по теме "Устойчивость контактно-дуговых систем" в 1992 г.

Киреев Кирилл Владимирович – доцент кафедры "Теоретические основы электротехники" СамГТУ, канд. техн. наук. Окончил Куйбышевский политехнический институт в 1982 г. Защитил диссертацию по теме "Программируемая коммутация в аппаратах с жидкометаллическим контактом" в 1990 г.

Приходченко Вячеслав Иванович – доцент кафедры "Теоретические основы электротехники" СамГТУ, канд. техн. наук. Окончил Куйбышевский политехнический институт в 1963 г. Защитил диссертацию по теме "Анализ режимов устройств с жидкометаллическим рабочим телом" в 1974 г.

Кулаков Павел Алексеевич – заведующий кафедрой "Электрические станции" СамГТУ, доктор техн. наук,

Анализ работы зарядных блоков суперконденсаторных пусковых устройств двигателей легковых автомобилей

ЯКОВЛЕВ В.Ф., СИНИЦИН А.П.

Предложено использовать суперконденсаторные пусковые устройства для облегчения пуска автомобильного двигателя в морозную погоду. Дан анализ переходных процессов в зарядных блоках прямоходных и обратногоходных импульсных преобразователей.

Super capacitor booster makes easier cranking and start of automotive engine in a cold weather. The article includes analysis of transient electric processes in charging blocks of super capacitor engine starter based on fly back and fly forward converters.

На пуск двигателя автомобиля в холодную погоду отрицательно влияет комбинация следующих факторов: топливовоздушная смесь хуже воспламеняется, загустевшая смазка требует большего момента для прокручивания коленчатого вала, возросшее внутреннее сопротивление аккумулятора уменьшает ток стартера и развиваемый им момент.

Проблема зимнего пуска двигателя решается комплексно: используются пусковые жидкости для улучшения воспламенения топливовоздушной смеси, зимние масла, подогреватели масла и аккумуляторов, источники дополнительной электроэнергии, т.е. пусковые устройства.

В качестве пусковых устройств могут применяться однофазные или трёхфазные выпрямители с понижающими трансформаторами, переносные аккумуляторы.

В последнее время находят применение пусковые устройства на базе конденсаторов большой ёмкости, называемых также суперконденсаторами.

Суперконденсаторы имеют длительный срок службы, низкий саморазряд, не требуют обслуживания, работоспособны в широком интервале температур, их энергоёмкость может достигать 50–60 Дж/г, а мощность 3–5 кВт/кг.

Таким образом, актуальной задачей являются разработка суперконденсаторных пусковых устройств и анализ электрических процессов в их блоках с целью рационализации конструкции и улучшения потребительских качеств.

На кафедре "Теоретические основы электротехники" Самарского ГТУ имеется опыт разработки пусковых устройств для легковых автомобилей мощностью до 150 л.с. достаточно применить конденсатор ёмкостью порядка 200 Ф, например суперконденсатор 12ПП-15/002 производства ЗАО "ЭЛИТ" (www.elit.ru). Его ёмкость 216 Ф, габариты 235×176×170, масса 11,5 кг.

На рис.1 приведена упрощённая схема раз-

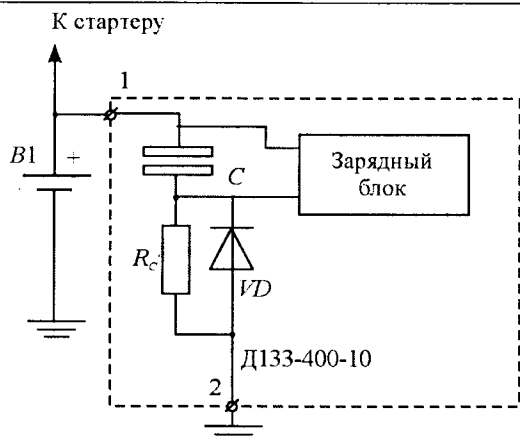


Рис.1. Схема пускового устройства

работанного на кафедре пускового устройства.

Пусковое устройство имеет две силовые клеммы 1 и 2 для подключения к бортовой сети автомобиля. Конденсатор заряжается через резистор R_c от бортовой сети автомобиля или предварительно от зарядного блока.

При пуске конденсатор берет на себя основную нагрузку в первые 1–2 с вследствие того, что его внутреннее сопротивление меньше чем у аккумулятора. Прямое падение напряжения на вентиле не играет существенной роли, так как при прокручивании коленвала напряжение в бортовой сети автомобиля падает ниже обычных 12 В. Из соображений экономичности зарядный блок должен быть импульсным. Такие устройства выполняются на базе одноконтурных или двухконтурных транзисторных преобразователей напряжения.

Рассмотрим возможность реализации зарядных устройств для суперконденсаторов на основе прямоходовых и обратноходовых преобразователей напряжения. При этом полагаем, что заряд производится за 10 мин.

При использовании обратноходового преобразователя заряд конденсатора осуществляется на такте размагничивания дросселя-накопителя электромагнитной энергии. Предположим, что процесс происходит без по-

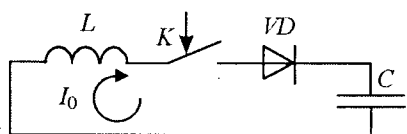


Рис.2. Подключение конденсатора в обратноходовой схеме

терь, схема заряда в упрощенном виде показана на рис.2, где L – индуктивность накопительного дросселя-трансформатора; I_0 – ток в дросселе в момент коммутации; C – суперконденсатор. На первом такте работы преобразователя напряжения конденсатор ещё не заряжен, т.е. напряжение на нём нулевое, $U_0 = 0$. Составляем уравнение, описывающее переходный процесс:

$$LpI(p) - LI_0 + \frac{I(p)}{pC} = 0. \quad (1)$$

Получаем выражение относительно изображения тока:

$$I(p) = \frac{LI_0}{Lp + \frac{1}{pC}} = \frac{LCpI_0}{LCp^2 + 1}; \quad U_C(p) = \frac{LI_0}{LCp^2 + 1}. \quad (2)$$

Находим корни характеристического уравнения:

$$p_{1,2} = \pm j \frac{1}{\sqrt{LC}} = \pm j\omega. \quad (3)$$

Определяем оригиналы функций тока и напряжения:

$$\begin{aligned} i(t) &= \frac{LCj\omega I_0}{2LCj\omega} e^{j\omega t} + \frac{LCj\omega I_0}{2LCj\omega} e^{-j\omega t} = \\ &= I_0 \frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2} = I_0 \cos(\omega t); \end{aligned} \quad (4)$$

$$U_C(t) = I_0 \sqrt{\frac{L}{C}} \sin(\omega t). \quad (5)$$

Процесс заряда на первом такте работы преобразователя занимает 0,25 периода колебаний и прекращается диодом VD при уменьшении тока до нуля.

Для продолжения заряда используются последующие такты, но теперь уже начальное значение напряжения на конденсаторе не нулевое, $U_C(0) = U_0$:

$$LpI(p) - LI_0 + \frac{I(p)}{pC} + \frac{U_0}{p} = 0. \quad (6)$$

Решаем уравнение (6) аналогично случаю (1)–(5):

$$I(p) = \frac{LI_0 - \frac{U_0}{p}}{Lp + \frac{1}{pC}} = \frac{LCpI_0 - U_0C}{LCp^2 + 1}; \quad (7)$$

$$U_C(p) = \frac{LI_0 - \frac{U_0}{p}}{LCp^2 + 1} + \frac{U_0}{p} = \frac{LCU_0p + LI_0}{LCp^2 + 1}; \quad (8)$$

$$i(t) = I_0 \cos(\omega t) - \frac{U_0}{\omega L} \sin(\omega t); \quad (9)$$

$$U_C(t) = U_0 \cos(\omega t) + \frac{U_0}{\omega C} \sin(\omega t). \quad (10)$$

В этом случае заряд также прекращается диодом при смене полярности тока в момент времени T_1 , меньший 0,25 периода.

Определим энергию E , передаваемую конденсатору в одном импульсе заряда при условии, что $C = 216 \text{ Ф}$, $U = 12 \text{ В}$, частота преобразователя $f \text{ Гц}$, время заряда 10 мин:

$$E = \frac{CU^2}{2} \frac{1}{10 \cdot 60 f} = \frac{216 \cdot 12^2}{2 \cdot 10 \cdot 60 f} = \frac{25,92}{f} \text{ Дж.} \quad (11)$$

В индуктивности дросселя запасается энергия $\frac{LI_0^2}{2}$, которая и передается в импульсе.

Период колебательного процесса

$$T = \frac{2\pi}{\omega} = 2\pi\sqrt{LC}. \quad (12)$$

Его 1/4 часть должна быть меньше полупериода преобразователя, так как в одном полупериоде преобразователь накапливает энергию, а в другом отдает, т.е.

$$\frac{2\pi\sqrt{LC}}{4} < \frac{1}{2f}; \quad (13)$$

$$L = \frac{1}{(\pi f)^2 C}. \quad (14)$$

С другой стороны,

$$\frac{LI_0^2}{2} = \frac{25,92}{f}, \quad (15)$$

откуда

$$I_0 = \sqrt{25,92 \cdot 2\pi^2 C f} = 332,26\sqrt{f} \text{ А.} \quad (16)$$

Принцип работы обратного преобразователя заключается в дозированной передаче энергии на каждом такте. При $C = 216 \text{ Ф}$ (это типовое значение для пусковых устройств легковых автомобилей) и времени заряда 10 мин это устройство должно иметь параметры, значения которых затруднительно реализовать практически.

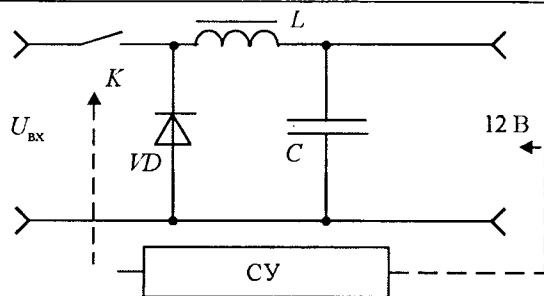


Рис.3. Заряд конденсатора от прямоходового устройства

Заряд конденсатора в прямоходовом устройстве реализуется по упрощенной схеме (рис.3).

На первом такте полагаем конденсатор разряженным, тогда

$$LpI(p) + \frac{I(p)}{pC} = \frac{U_{BX}}{p}; \quad (17)$$

$$I(p) = \frac{\frac{U_{BX}}{p}}{Lp + \frac{1}{pC}} = \frac{U_{BX}C}{LCp^2 + 1}; \quad (18)$$

$$i(t) = \frac{U_{BX}}{L\omega} \sin(\omega t). \quad (19)$$

Определим средний постоянный ток заряда конденсатора:

$$Q = CU = 216 \cdot 12 = 2592 \text{ Кл}; \quad (20)$$

$$I = \frac{Q}{\Delta t} = \frac{2592}{10 \cdot 60} = 4,32 \text{ А.} \quad (21)$$

При $U_{BX} = 15 \text{ В}$ и $L = 0,01 \text{ Гн}$ амплитудное значение тока в переходном процессе

$$I_{\max} = 15 \cdot \sqrt{\frac{216}{0,01}} = 2204,5 \text{ А}; \quad (22)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{216 \cdot 0,01}} = 0,684 \text{ рад}^{-1}; \quad (23)$$

$$4,32 = 2204,5 \sin(0,684t); \quad (24)$$

$$t_1 = 0,0025 \text{ с.} \quad (25)$$

Через 0,0025 с после включения преобразователя ток заряда достигнет стационарного значения 4,32 А, которое и будет поддерживаться постоянным в течение всего заря-

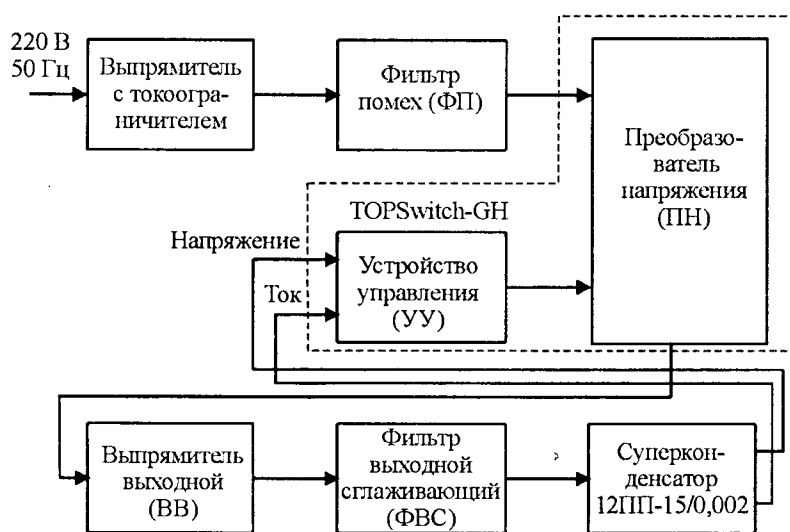


Рис.4. Структурная схема источника питания

да схемой управления. Схема управления не позволит зарядному току достигнуть максимального значения (22).

В конце заряда мощность стабилизатора тока

$$P_{\text{ст}} = I_2 U_{\text{н max}} = 4,32 \cdot 12 = 51,84 \text{ Вт.}$$

Здесь I_2 – постоянный ток заряда; $U_{\text{н max}}$ – максимальное напряжение на конденсаторе.

Отсутствие гальванической развязки между сетью 220 В, 50 Гц и выходом мостового выпрямителя вынуждает использовать трансформаторные схемы импульсных источников питания. При заданной мощности нагрузки целесообразно применить импульсный стабилизатор на базе однотактного прямоходо-вого преобразователя.

На рис.4 показана структурная схема зарядного блока суперконденсаторного устройства для пуска двигателей легковых автомобилей.

Напряжение с выхода сетевого выпрямителя на уровне 300 В поступает на вход ФП и с его выхода на вход питания ПН, управляемого импульсами с УУ. Силовой трансформатор ПН снижает уровень напряжения до необходимого значения, которое затем выпрямляется ВВ и поступает на вход ФВС.

ФВС из импульсной последовательности с выхода ВВ частотой $F_{\text{раб}}$ выделяет постоянную составляющую, которая должна быть стабилизирована на требуемом уровне. Для обеспечения необходимых вольт-амперных характеристик ИВЭ с его выхода снимается сигнал, пропорциональный току и напряжению на суперконденсаторе, что позволяет их ограничивать на требуемом уровне. Устройство управления и преобразователь напряжения реализованы микросхемой TOPSwitch-GH.

Проведенный анализ переходных процессов в зарядном блоке показал целесообразность выполнения схемы блока на основе однотактного

прямоходового преобразователя. Использование сетевого зарядного блока в суперконденсаторном пусковом устройстве позволяет потребителю предварительно зарядить конденсатор перед пуском двигателя.

Список литературы

1. Ютт В.Е. Электрооборудование автомобилей. М.: Транспорт, 2000.
2. Соснин Д.А., Яковлев В.Ф. Новейшие автомобильные электронные системы. М.: Солон-Пресс, 2005.
3. Jurgen R.K. Automotive electronics handbook. McGraw-Hill, Inc., 1999.
4. Зарядные и пускозарядные устройства /Сост. А.Г. Ходасевич М.: ИТ Пресс, 2005.
5. TOPSwitch-GH forward design methodology// Application note AN-30, 2002.

Яковлев Вадим Фридрихович – доцент кафедры "Теоретические основы электротехники" СамГТУ, канд. техн. наук. Окончил Куйбышевский политехнический институт в 1975 г. Защитил диссертацию по теме "Информационно-измерительные системы для идентификации нелинейных динамических объектов" в 1983 г.

Синицин Алексей Петрович – аспирант кафедры "Теоретические основы электротехники" СамГТУ. Окончил электротехнический факультет СамГТУ в 2005 г. Защитил магистерскую диссертацию по теме "Вентильные электрохимические преобразователи для электроэнергетических комплексов автономных объектов" в 2007 г.

Исследование чувствительности передаточных функций электромеханических систем к отклонению параметров в динамическом режиме

РЯБИХИН Е.А.

Рассматриваются вопросы анализа чувствительности передаточных функций электромеханических систем в базе теории электрических цепей.

Questions of the analysis of the sensitivity of the transfer functions of electromechanical systems in the basis of the theory of electrical chains are examined.

Замена механической части электромеханической системы эквивалентной электрической цепью на принципах электромеханической аналогии даёт возможность получать аналитические выражения для передаточных функций электромеханической системы.

С учётом экономичности вычислительных затрат для исследования характеристик электромеханических систем в широком диапазоне режимов работы проблема создания аналитических моделей является актуальной [1].

В настоящей статье в качестве электромеханической системы рассматривается электродвигатель постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов, угловая скорость вращения которого регулируется изменением напряжения, подводимого к якору. Предлагается эквивалентная схема и математическая модель электродвигателя, в которой механическая часть заменена электрическим аналогом, в результате чего упрощаются вопросы анализа чувствительности, допусков и надёжности.

Для построения эквивалентной схемы представим электродвигатель как линейное звено направленного действия, передаточная функция которого определяется как отношение выходного сигнала к входному. Угловая скорость вращения вала электродвигателя $\omega_{\text{мех}}$ является выходной величиной. Входной величиной служит напряжение U , подводимое к якору электродвигателя. Поскольку в этом случае не требуется исходить из полной физической картины электромагнитного поля электрической машины, а необходимо только установить зависимость между её входной и выходной величинами, то при математической формулировке задачи достаточно оперировать только входным напряжением U , то-

ком якора $i_{\text{я}}$, угловой скоростью вращения машины $\omega_{\text{мех}}$ и вращающим моментом $M_{\text{вр}}$ машины.

Переходные процессы при пуске электродвигателя независимого возбуждения можно описать следующим дифференциальным уравнением для цепи якора:

$$L_{\text{я}} \frac{di_{\text{я}}}{dt} + R_{\text{я}} i_{\text{я}} + e_{\text{я}} = U, \quad (1)$$

где $L_{\text{я}}$, $i_{\text{я}}$, $R_{\text{я}}$, $e_{\text{я}}$ – соответственно индуктивность, ток, активное сопротивление и противоЭДС якора.

Если пренебречь влиянием поперечной реакции якора [2], то можно считать, что противоЭДС $e_{\text{я}}$ пропорциональна угловой скорости вращения:

$$e_{\text{я}} = K_{\text{эм}} \omega_{\text{мех}} \quad (2)$$

При этом вращающий момент $M_{\text{вр}}$ двигателя пропорционален току якора:

$$M_{\text{вр}} = K_{\text{эм}} i_{\text{я}}, \quad (3)$$

где $K_{\text{эм}}$ – единая электромагнитная постоянная; $\omega_{\text{мех}}$ – угловая скорость вращения двигателя.

Чтобы исключить механические переменные и представить уравнение (2) и (3) в базе электрических цепей, воспользуемся принципом электромеханической аналогии [3], в результате которой механические переменные заменяются узловыми переменными электрической цепи. При этом вращающий момент $M_{\text{вр}}$ моделируется током i ; угловая скорость вращения $\omega_{\text{мех}}$ – напряжением u , моменты инерции электродвигателя и нагрузки – электрической ёмкостью C , упругость вала электродвигателя величиной, обратной индуктивности $1/L$; вязкое трение в подшипниках – электрической проводимостью G .

Вывод математической модели электродвигателя. В соответствии с законом Ньютона уравнение движения для вращающихся тел записывается в виде

$$M_{\text{вр}} = J_{\text{м}} \frac{d\omega_{\text{мех}}}{dt}, \quad (4)$$

где $J_{\text{м}}$ – момент инерции электродвигателя;

$\frac{d\omega_{\text{мех}}}{dt}$ – угловое ускорение.

Представляя вращающий момент $M_{\text{вр}}$ зависимым источником электрического тока, как

$$J = i_{\text{я}} K_{\text{эм}}, \quad (5)$$

и применяя принцип электромеханической аналогии, уравнение (4) получим в виде

$$J = C \frac{du_C}{dt}. \quad (6)$$

Следующим шагом является составление эквивалентной схемы электродвигателя, реализующей уравнения (1)–(6) (рис.1).

В схеме (рис.1) входной контур отображает уравнение (1), при этом момент инерции отображается ёмкостью C , угловая скорость вращения – напряжением u_C , вращающий момент – зависимым источником тока $J = i_{\text{я}} K_{\text{эм}}$, противоЭДС – зависимым источником напряжения $e = K_{\text{эм}} u_C$. Связь между входными и выходными переменными моделируется зависимыми источниками тока и напряжения.

Полученная эквивалентная схема электродвигателя не учитывает трение в подшипниках и упругость вала, влияние которых на динамические характеристики в области низких и средних частот незначительно [4].

Передаточной функции электродвигателя

$F(p) = \frac{\omega_{\text{мех}}}{U}$ будет соответствовать отношение

напряжения на ёмкости u_C к напряжению питания якоря U . Применив методику топо-

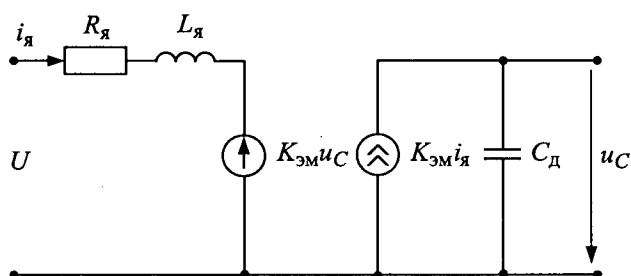


Рис.1. Эквивалентная схема электродвигателя

логического анализа [5], искомую передаточную функцию получим в символьном виде:

$$F(p) = \frac{\omega_{\text{мех}}}{U} = \frac{u_C}{U} = \frac{Y_{L_я} K_{\text{эм}} Z_C}{K_{\text{эм}}^2 Y_{L_я} Z_C + R_{\text{я}} Y_{L_я} + 1}.$$

В качестве примера произведён анализ чувствительности регулировочной характеристики электродвигателя постоянного тока 2ПН132 [6], который имеет следующие технические характеристики: момент инерции $J_{\text{м}} = 0,038 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$; сопротивление якоря $R_{\text{я}} = 0,47 \text{ Ом}$; индуктивность якоря $L_{\text{я}} = 9,7 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}$; электромагнитный коэффициент $K_{\text{эм}} = 0,24 \text{ В} \cdot \text{с/рад}$.

Эквивалентная ёмкость

$$C_d = \frac{J_{\text{м}}}{K_{\text{эм}}^2} = \frac{0,038}{(0,24)^2} = 0,66 \text{ Ф}.$$

Чувствительность передаточной функции

$F = \frac{\omega_{\text{мех}}}{U}$ к изменению сопротивления якоря

$R_{\text{я}}$ определится символьным выражением по формуле [5]:

$$S_{R_{\text{я}}}^F = \frac{\Delta_{R_{\text{я}}}^o}{\Delta} - (\sum P_k \Delta)_{R_{\text{я}}}^o / \sum P_k \Delta_k = \frac{\Delta_{R_{\text{я}}}^o}{\Delta} - 1 = \frac{K_{\text{эм}}^2 Y_{L_я} Z_C + 1}{K_{\text{эм}}^2 Y_{L_я} Z_C + R_{\text{я}} Y_{L_я} + 1} - 1,$$

где Δ – символьное выражение определителя графа; $\Delta_{R_{\text{я}}}^o$ – символьное выражение определителя графа, из которого удалены члены, содержащие символ $R_{\text{я}}$.

После преобразований получим:

$$S_{R_{\text{я}}}^F = \frac{1 + (j\omega)^2 L_{\text{я}} C_d}{1 + j\omega R_{\text{я}} C_d + (j\omega)^2 L_{\text{я}} C_d} - 1,$$

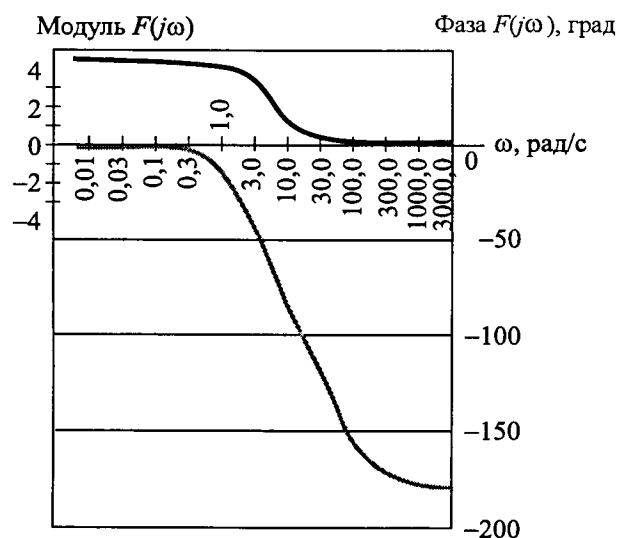
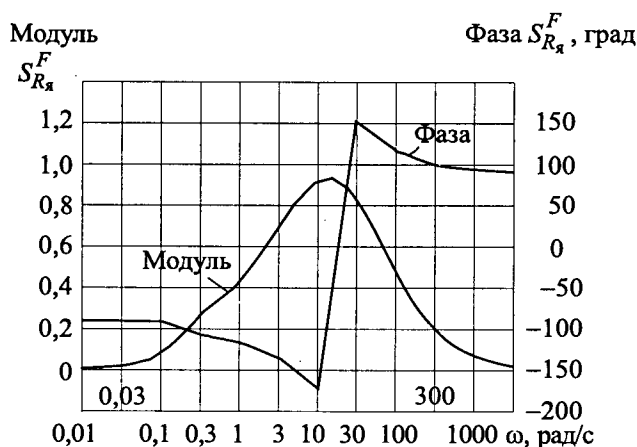
где $C_d = \frac{J_{\text{м}}}{K_{\text{эм}}^2}$.

Результаты вычислений передаточной функции F , функции чувствительности $S_{R_{\text{я}}}^F$, их модули и фазы приведены в таблице, а зависимости от угловой скорости вращения представлены на рис.2,3.

Из анализа частотных характеристик передаточной функции видно, что на высоких оборотах электрической машины эффективность регулирования частоты вращения входным напряжением существенно снижается.

Вычисленные значения передаточной функции $F(j\omega)$ и функции чувствительности $S_{R_a}^F$

ω , рад/с	$F = \frac{\omega_{\text{мех}}(j\omega)}{U_1(j\omega)}$	Модуль $F(j\omega)$	Фаза $F(j\omega)$, град	Модуль $S_{R_a}^F$	Фаза $S_{R_a}^F$, град
0,01	$4,17-j0,012$	4,17	-0,18	1,01	-90,2
0,03	$4,16-j0,038$	4,16	-0,53	1,009	-90,6
0,1	$4,15-j0,129$	4,152	-1,78	0,96	-91,7
0,3	$4,13-j0,38$	4,147	-5,32	0,95	-107,0
1,0	$3,82-j1,19$	4,0	-17,34	0,767	-117,4
3,0	$2,24-j2,21$	3,146	-44,65	0,32	-134,7
10,0	$0,154-j1,32$	1,329	-83,41	0,083	-173,4
30,0	$0,18-j0,35$	0,39	-117,15	0,038	153,0
100,0	$0,05-j0,26$	0,26	-153,86	0,0099	116,2
300,0	$-0,007-j0,0011$	0,007	-170,89	0,007	99,2
1000,0	$-0,0006-j0,00003$	$6 \cdot 10^{-4}$	-177,30	0,0001	93,3
3000,0	$0,000072-j0,0000011$	$7 \cdot 10^{-5}$	-179,15	$1,18 \cdot 10^{-5}$	91,2

Рис.2. Частотные зависимости модуля и фазы передаточной функции $F(j\omega)$:— модуль $F(j\omega)$; — фазаРис.3. Частотные зависимости модуля и фазы функции чувствительности $S_{R_a}^F$

Амплитудно-частотная характеристика чувствительности имеет явно выраженный максимум по амплитуде на частоте 12 рад/с, при которой происходит "опрокидывание" фазы функции чувствительности.

Вывод

Для обеспечения высокой точности работы электромеханической системы желательно иметь минимальную чувствительность амплитуды, а для обеспечения устойчивости – минимальную чувствительность фазы [7]. Поэтому необходимо выбирать рабочую частоту электромеханической системы так, чтобы она не совпадала с резонансными частотами функции чувствительности.

Список литературы

1. Бутырин П.А., Алпатов М.Е. К созданию аналитической теории трансформаторов // Изв. РАН. Энергетика. 2002. С.44–53.
2. Волков Н.И., Миловзоров В.П. Электромашинные устройства автоматики. М.: Высшая школа, 1986.
3. Львович А.Ю. Электромеханические системы. Л.: Изд. ЛГУ, 1982.
4. Леликов О.П. Валы и опоры с подшипниками качения, конструирование и расчёт: Справочник. М.: Машиностроение, 2006.
5. Демирьян К.С., Рябихин Е.А. Исследование чувствительности функций активных цепей на ЭЦВМ // Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт. 1972. №5. С.66–69.
6. Справочник по электрическим машинам / Под общ. ред. И.П. Копылова и Б.К. Клокова. Т.1. М.: Энергоатомиздат, 1988.
7. Бодэ Г. Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью. М.: ИИЛ, 1948.

Рябихин Евгений Александрович – доцент кафедры "Теоретические основы электротехники" СамГТУ, канд. техн. наук. Окончил в 1962 г. электротехнический факультет Куйбышевского политехнического института. В 1972 г. защитил диссертацию по теме "Исследование некоторых методов расчёта электрических цепей и анализа их чувствительности на ЭВМ".

Средства и методы контроля импедансных характеристик автономных систем электропитания

ВЫСОЦКИЙ В.Е., НАЗАРЕНКО Д.С., ПРИВАЛОВ В.Д., ФИЛАТОВ А.Н.

Рассматриваются задачи создания универсальных средств математического моделирования, масштабирования средств экспериментальной отработки и универсального испытательного оборудования для перспективных систем электропитания автономных объектов. Создан комплекс технических средств, позволяющий измерять частотные характеристики, на основе которых методами синтеза электрических цепей строятся линеаризованные эквивалентные схемы.

Импеданс является важнейшей характеристикой автономных систем электропитания (СЭП). Две характеристики – ЭДС эквивалентного генератора и импеданс полностью определяют поведение системы при любых внешних возмущениях со стороны потребителей. Именно эти характеристики определяют условия электромагнитной совместимости, а следовательно, и качество энергии, вырабатываемой системой [1].

Для исследования импедансных характеристик автономных систем электропитания в лаборатории кафедры ТОЭ СамГТУ был создан комплекс технических средств (КТС), позволяющий в широком диапазоне частот измерять амплитудные частотные характеристики (АЧХ) СЭП, на основе которых методами синтеза электрических цепей строится линеаризованная эквивалентная схема СЭП.

Основные технические характеристики комплекса

Диапазон частот, Гц	1–100000
Диапазон тока генератора, А:	
– в диапазоне частот 1–10000 Гц	0–5
– в диапазоне частот 10000–100000 Гц	0–2,5
Диапазон измерения переменной составляющей напряжения, В	0–3
Погрешность измерения импеданса, не более, %:	
– в диапазоне частот 1–10000 Гц	2,5
– в диапазоне частот 10000–100000 Гц	4

Рассматриваемый способ измерения основан на измерении переменной составляющей реакции СЭП на гармоническое воздействие источником тока. Различные схемы измерения позволяют контролировать не только им-

Questions creation universal equipment for mathematical modeling, scaling means experience research and universal testing equipment for perspective systems by autonomous objects are showed. Complex technical means for measurement frequency characteristics have been created. It used, as fundament of building for linear electric equivocation circuits.

педанс СЭП, но и комплексный импеданс "СЭП – нагрузка", а также импеданс отдельных потребителей, что особенно существенно для автономных систем, где параметры потребителей могут существенно влиять на показатели качества энергии [2].

В зависимости от задач, решаемых с помощью КТС АЧХ, выбирается одна из приведённых схем соединения элементов (рис.1).

На рис.1,а изображена одна из основных схем соединения. Объектом исследования является СЭП, нагрузка N и кабельная сеть БКС. КТС АЧХ (генератор ГЕН, датчик тока ДТ, датчик напряжения ДН, концентратор КОН, устройство согласования с объектом УСО) и ЭВМ подключены в разрыв цепи посредством переходного модуля ПМ. В данной схеме датчик напряжения контролирует напряжение на выходе СЭП, а датчик тока – ток генератора. Измеряемым параметром является эквивалентное сопротивление всей системы, включающей выходное сопротивление СЭП $Z_{СЭП}$, сопротивление кабельной сети $Z_{КС}$, сопротивление нагрузки в соответствии с эквивалентной схемой рис.2.

Для этой схемы справедливо выражение относительно эквивалентного сопротивления:

$$Z_{\text{экр}} = Z_{\text{СЭП}}(Z_{\text{КС}} + Z_{\text{н}}) / (Z_{\text{СЭП}} + Z_{\text{КС}} + Z_{\text{н}}) = U(p) / I_r(p).$$

Здесь и далее проводится анализ для переменных составляющих тока и напряжения, обусловленных воздействием тока генератора синусоидальных колебаний и реакцией на это воздействие. Поэтому такие обозначения,

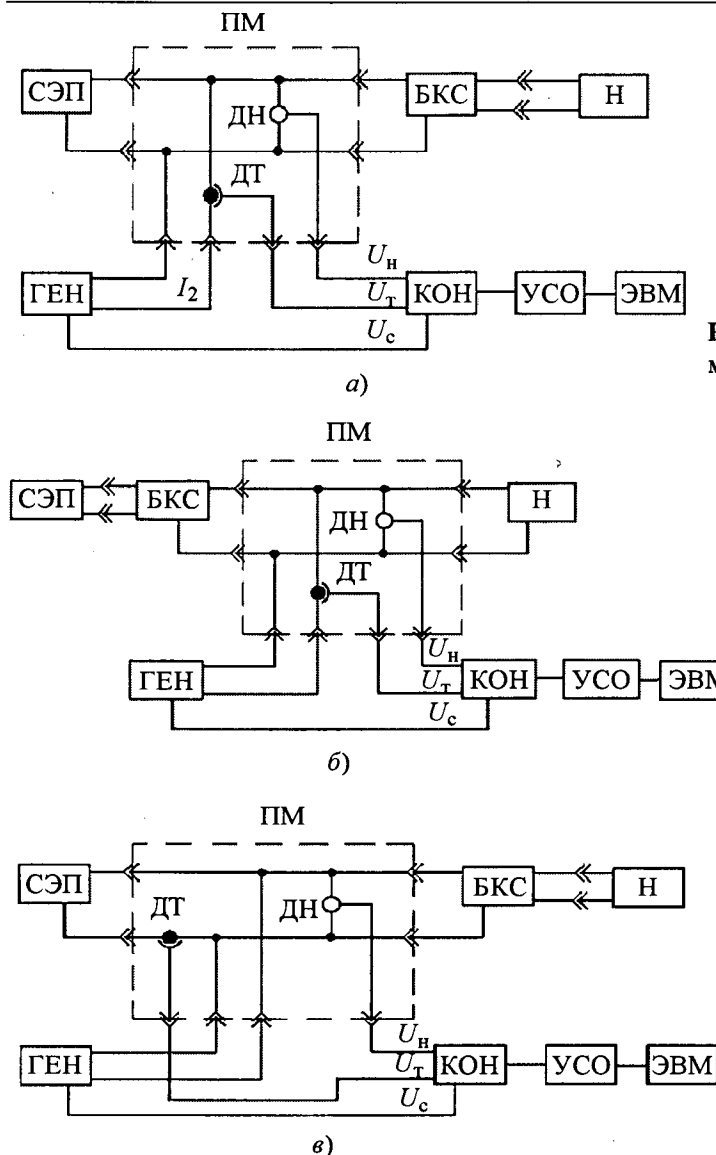


Рис.1. Схемы соединения аппаратуры КТС АЧХ с объектом исследования

как U , u , I , i , относятся к переменным составляющим напряжений и токов. Полученное значение импеданса является одним из основных параметров, характеризующих качество электрической энергии для потребителей, присоединённых к выходным зажимам СЭП.

Для потребителей, подключённых к выходным зажимам СЭП через распределительную кабельную сеть, выходное сопротивление источника электрической энергии определяется по схеме рис.1,б. Здесь сопротивление кабельной сети добавляется к импедансу СЭП. Этой ситуации соответствует эквивалентная схема на рис.3.

Для этой схемы справедливо выражение относительно эквивалентного сопротивления:

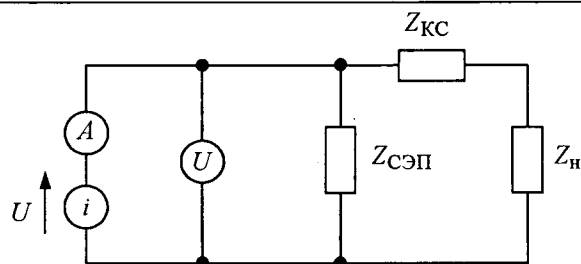


Рис.2. Эквивалентная схема, соответствующая схеме измерения рис.1,а

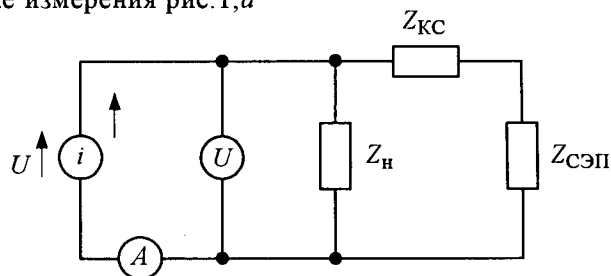


Рис.3. Эквивалентная схема СЭП со стороны нагрузки

$$Z_{\text{экр}} = Z_{\text{н}}(Z_{\text{КС}} + Z_{\text{СЭП}}) / (Z_{\text{н}} + Z_{\text{КС}} + Z_{\text{СЭП}}) = U_{\text{н}}(p) / I_{\text{н}}(p).$$

Собственный импеданс СЭП в ненагруженном состоянии без учёта сопротивления кабельной сети и нагрузки измеряется по схеме рис.1,а, но при отключённой нагрузке и кабельной сети. Аналогично отключение нагрузки в схеме рис.1,б позволяет произвести измерение импеданса системы СЭП–БКС.

Наличие нагрузки, как правило, приводит к изменению импеданса СЭП в силу её нелинейности. Поэтому целесообразно ряд измерений импеданса СЭП производить в режиме номинальной нагрузки. Схема измерения для этого случая приведена на рис.1,в, особенностью данной схемы является то, что датчик тока устанавливается непосредственно в цепь СЭП. Вычисление импеданса производится по выражению:

$$Z_{\text{СЭП}} = U(p) / I(p).$$

Измерение импеданса по схеме рис.1,в имеет повышенную погрешность в силу того, что датчик тока установлен в силовой цепи и находится под воздействием не только сигнала модуляции, но и рабочего тока СЭП, содержащего как постоянную составляющую, так и шум, вносимый СЭП и нагрузкой. Этот фактор может существенно ухудшить соот-

ношение сигнал/шум, что неизбежно приведёт к увеличению погрешности измерений. Наличие высокого уровня собственного шума в системе СЭП – нагрузка может привести к невозможности измерений по данной схеме, а также и по схемам рис.4,а,б.

Схема, приведенная на рис.4,а позволяет измерять импеданс подсистемы СЭП – БКС в нагруженном состоянии. Это достигается тем, что датчик напряжения устанавливается на выходе БКС, а датчик тока измеряет ток БКС.

$$Z_n = Z_{\text{СЭП}} + Z_{\text{КС}} = U(p) / I(p).$$

Измерение импеданса нагрузки в режиме нормального функционирования производится по схеме рис.4,б. Здесь, соответственно, датчик тока устанавливается в цепи нагрузки.

Следует отметить, что эффективность измерения импеданса по схемам рис.1,в, рис.4,а,б зависит от ряда факторов. Один из них – наличие шума, уже отмечался. Кроме этого на погрешность измерений оказывают влияние параметры элементов, входящих в схему измерения. Так, наличие нагрузки, имеющей малый импеданс в некотором частотном диапазоне, приведёт к большой погрешности измерения импеданса СЭП – БКС по схеме рис.4,а. Аналогично большой импеданс нагрузки в схеме рис.4,б приведёт к большой погрешности в области частот, где импеданс СЭП плюс БКС будет достаточно малым.

Поэтому высокое качество измерений требует анализа как исходного материала с характеристиками СЭП, БКС и нагрузок, так и анализа результатов проведённых измерений.

Схема, приведённая на рис.4,в, используется для анализа естественных процессов в СЭП. Она отличается отсутствием генератора синусоидального тока. Сигнал синхронизации в данном случае берётся от вероятного источника возмущения. Им может быть коммутационная аппаратура, установленная в СЭП или нагрузке. В силу нерегулярности

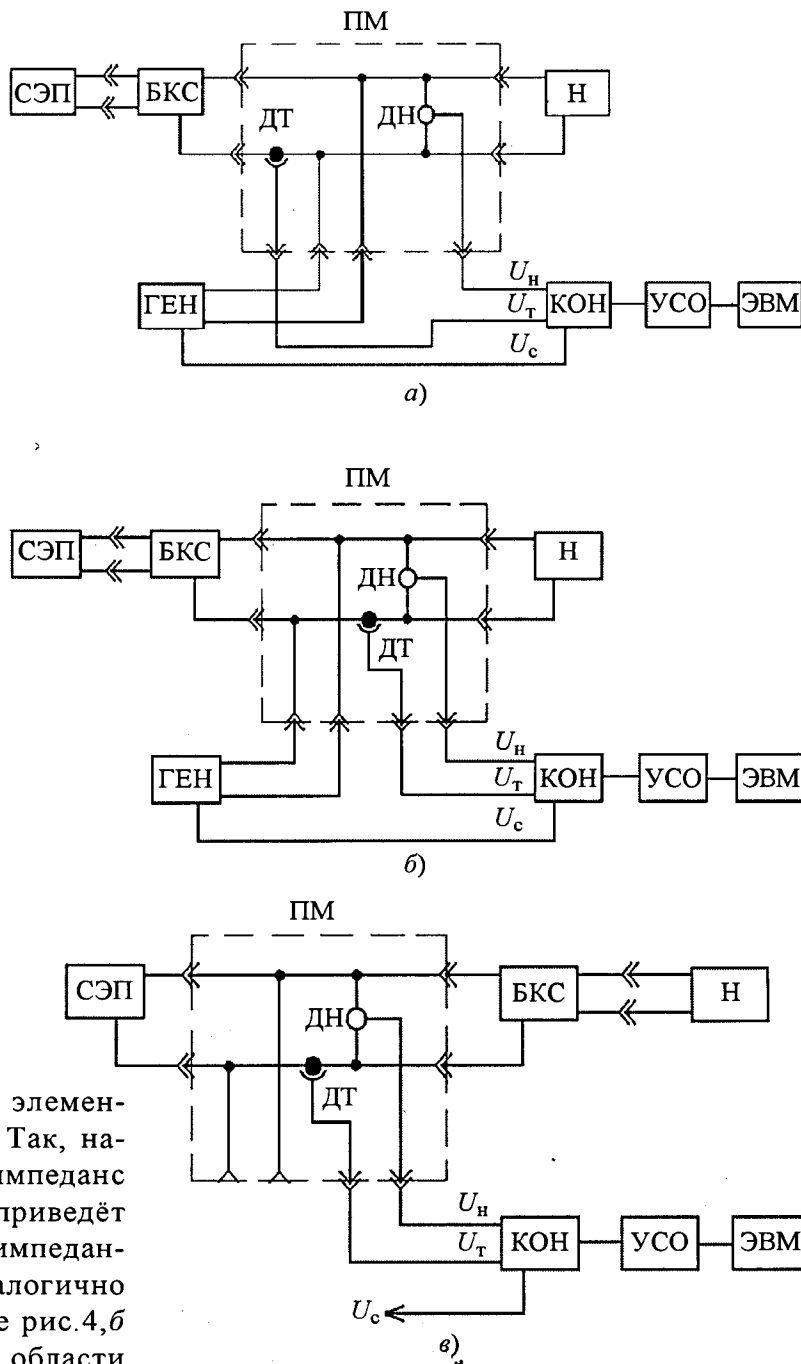


Рис.4. Модификации схем соединения аппаратуры КТС АЧХ с объектом

сигналов в данной структуре и их ограниченного разнообразия, полезность данной схемы для целей измерения импеданса невысокая.

Для сигналов, имеющих синусоидальную форму или представляемых набором синусоидальных функций, используется аппарат комплексных чисел, где комплексное сопротивление

$$Z = \dot{U} / \dot{I} = z e^{j\varphi} = z \cos \varphi + j z \sin \varphi = r + jx,$$

Таблица 1

f	i_R	i_I	u_R	u_I
	$i_R = \int_0^{nT} i(t) \sin \omega t dt / nT$	$i_I = \int_0^{nT} i(t) \cos \omega t dt / nT$	$u_R = \int_0^{nT} u(t) \sin \omega t dt / nT$	$u_I = \int_0^{nT} u(t) \cos \omega t dt / nT$
$T = 1 / f$, $\omega = 2\pi f n$ – целое число.				

причём r , x и z – активное, реактивное и полное сопротивление цепи, а комплексные изображения напряжения и тока:

$$\dot{U} = \dot{U}_m e^{j\omega t} = \dot{U}_m e^{j(\omega t + \varphi)} = U_m \sin(\omega t + \varphi) = u;$$

$$\dot{I} = \dot{I}_m e^{j\omega t} = \dot{I}_m e^{j(\omega t + \varphi)} = I_m \sin(\omega t + \varphi) = i.$$

Комплексные напряжения и токи представляются суммой действительных U_R , I_R и мнимых U_I , I_I составляющих:

$$\dot{U} = U_R + jU_I; \quad \dot{I} = I_R + jI_I.$$

Выделение действительных и мнимых составляющих осуществляется в соответствии с формулами разложения:

$$U_R = \int_0^{nT} u(t) A \sin \omega t dt / nT; \quad U_I = \int_0^{nT} u(t) A \cos \omega t dt / nT;$$

$$I_R = \int_0^{nT} i(t) B \sin \omega t dt / nT; \quad I_I = \int_0^{nT} i(t) B \cos \omega t dt / nT,$$

где $A \sin \omega t$, $A \cos \omega t$, $B \sin \omega t$, $B \cos \omega t$ – базисные функции, когерентные выходному сигналу генератора.

По этим значениям вычисляется комплексное сопротивление

$$Z = (U_R + jU_I) / (I_R + jI_I) = U_m / I_m e^{j(\varphi - \psi)} = r + jx.$$

В КТС АЧХ физические переменные претерпевают ряд преобразований: датчики напряжения и тока, аналого-цифровые преобразователи, канал связи, концентратор, ЭВМ.

Весь цикл преобразований характеризуется коэффициентами преобразования по напряжению $k_u = u/U$ и току $k_i = i/I$, где u и i – машинные коды физических переменных.

С учётом масштабирования напряжения и тока физическое комплексное сопротивление определяется по формуле:

$$Z = k_i U / k_u I = Z k_i / k_u = z / k_z,$$

где z – импеданс в машинных кодах; $k_z = k_u / k_i$ – масштабный коэффициент импеданса.

Основой для вычисления частотной характеристики импеданса является таблица машинных переменных (табл. 1).

Физические переменные вычисляются с учётом коэффициентов масштабирования напряжения k_u и тока k_i , а затем формируются в табл. 2.

Для наглядности табличные данные представляются в графическом виде. Используются две формы представления частотных характеристик – отображение в декартовой системе координат, т.е. в осях R , $X - f$ или $|Z|$, $\varphi - f$ (рис. 5) либо в полярной. Для удобства используются логарифмические шкалы для R , X , ω и линейная шкала для φ .

Приведённым параметрам R и X :

$$R = \frac{\sqrt{U_R^2 + U_I^2}}{\sqrt{I_R^2 + I_I^2}} \cos \varphi; \quad X = \frac{\sqrt{U_R^2 + U_I^2}}{\sqrt{I_R^2 + I_I^2}} \sin \varphi; \quad L = \frac{X}{2\pi f},$$

соответствует эквивалентная схема СЭП, представленная последовательным соединением элементов R и L .

При $\varphi < 0$ последовательная схема не отвечает условиям физической реализуемости пассивными элементами. Здесь целесообразно воспользоваться эквивалентной схемой с параллельным соединением элементов GC :

$$G = \frac{R}{R^2 + X^2}, \quad B = \frac{X}{R^2 + X^2}, \quad C = \frac{B}{2\pi f}.$$

В силу того, что реальные схемы СЭП существенно сложнее схем замещения, последние отображают характеристики СЭП в ограниченном частотном диапазоне. С измене-

Таблица 2

f	I_R	I_I	U_R	U_I	φ	R	X
	$I_R = i_R / k_i$	$I_I = i_I / k_i$	$U_R = u_R / k_u$	$U_I = u_I / k_u$	$\varphi = \arctg(u_R/u_I) - \arctg(i_R/i_I)$	$R = \frac{(\sqrt{U_R^2 + U_I^2}) \cos \varphi}{\sqrt{I_R^2 + I_I^2}}$	$X = \frac{(\sqrt{U_R^2 + U_I^2}) \sin \varphi}{\sqrt{I_R^2 + I_I^2}}$

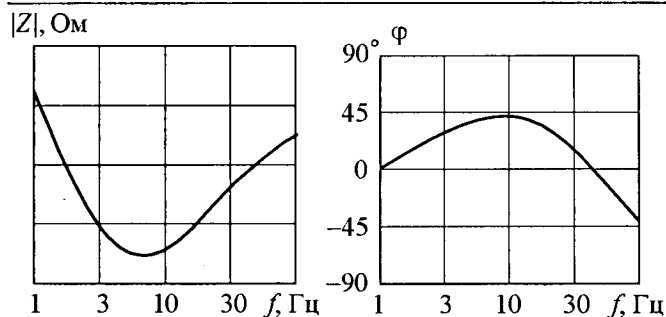


Рис.5. Частотные характеристики модуля и фазы импеданса $|Z|(f)$ и $\varphi(f)$

нием частоты изменяются как значения параметров R , L , G , C , так и топология схемы.

Выводы

1. В одном частотном диапазоне СЭП имеет ёмкостное сопротивление, а в другом – индуктивное, поэтому в широком диапазоне частот её схема замещения может содержать большое число R , L , C -элементов и иметь конфигурацию, зависящую от вида частотных характеристик.

2. Применение универсальных топологий электрических схем на основе теории синтеза цепей не всегда оправдано, поскольку высокая точность достигается увеличением числа элементов цепи.

3. Анализ систем с непосредственным использованием частотных характеристик су-

щественно облегчает задачу и в большинстве случаев базируется на эквивалентных схемах, содержащих не более 3–4 элементов, причём их топология должна выбираться исходя из конкретной структуры СЭП и её частотных характеристик.

Список литературы

1. Гуртов А.С., Пушкин В.И., Филатов А.Н., Чечин А.В. Перспективы создания систем электропитания маломассогабаритных космических аппаратов // Российский космос. 1999. № 6. С. 39 – 42.
2. Гуртов А.С., Миненко С.И., Назаренко Д.С. и др. Экспериментальная отработка систем электропитания космических аппаратов с использованием комплекса технических средств измерения амплитудно-частотных характеристик // Сборник докладов XVII научно-технической конференции. Томск: НППЦ «Полус». 2006. С.27.

Высоцкий Виталий Евгеньевич – зав. кафедрой теоретических основ электротехники СамГТУ, доктор техн. наук. Окончил электротехнический факультет Куйбышевского политехнического института в 1971 г. В 2005 г. защитил докторскую диссертацию по теме «Вентильные двигатели с искусственной коммутацией».

Назаренко Денис Иванович – ведущий инженер лаборатории «Спектр» НИЧ СамГТУ.

Привалов Владимир Дмитриевич – старший научный сотрудник лаборатории «Спектр» НИЧ СамГТУ, канд. техн. наук.

Филатов Александр Николаевич – начальник управления ГНПРКЦ «ЦСКБ – Прогресс».

Статические и динамические характеристики электромагнитного подвеса

МАКАРИЧЕВ Ю.А., СТАРИКОВ А.В.

Рассмотрена система управления электромагнитным подвесом, построенная по принципу подчинённого регулирования координат. Проанализированы динамические и статические характеристики электромагнитного подвеса при отработке управляющего и основного возмущающего воздействий. Произведён расчёт процесса перемещения ротора при запуске системы с учётом основных нелинейностей.

Применение электромагнитного подвеса ротора в конструкции мощных электродви-

Systems control of electromagnetic underweight, building by principal of series correction is showed. Dynamical and statically characteristics of electromagnetic underweight at research control and basic disturbances significantly affect are analyzed. Calculation process movement of rotor at starting system with basic non-linearity has been produced.

гателей, насосов, турбин, а также в узлах космической техники позволяет достичь

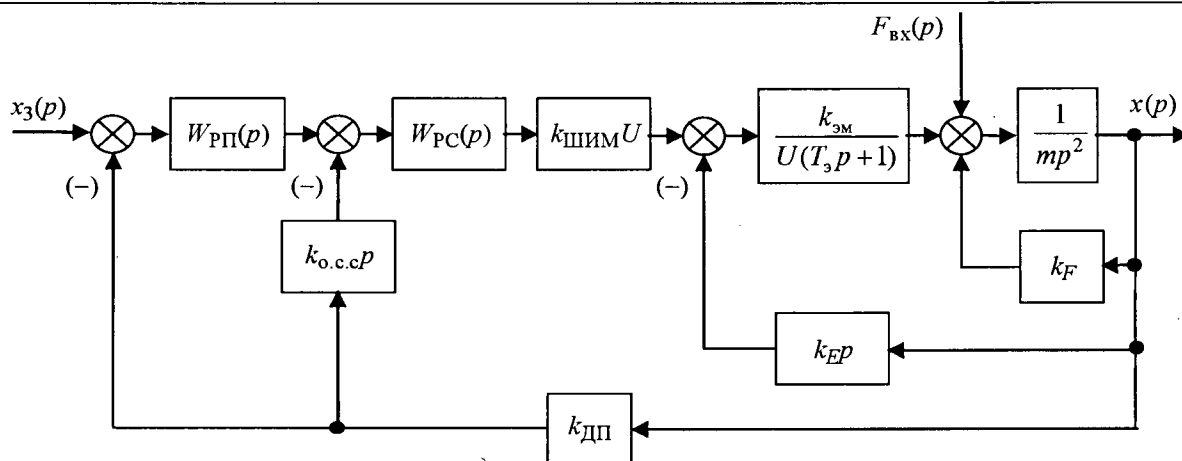


Рис.1. Структурная схема одного канала системы подчинённого регулирования электромагнитного подвеса

больших угловых скоростей вращения, более продолжительного срока службы и расширить эксплуатационные возможности создаваемых агрегатов. При этом важными характеристиками электромагнитного подвеса являются его статическая точность, быстродействие при обработке управляющих воздействий и демпфирование внешних возмущающих сил. Эти показатели зависят как от энергетических возможностей активных магнитов, так и от способа построения системы управления электромагнитным подвесом.

На современном этапе развития техники существуют различные способы синтеза систем управления электромагнитным подвесом: методом решения обратных задач динамики [1], синтеза многоконтурных систем с одной измеряемой координатой [2], разработки систем подчинённого регулирования [3]. От способа реализации системы управления зависят статические и динамические свойства электромагнитного подвеса.

Рассмотрим статические и динамические характеристики системы подчинённого регулирования электромагнитного подвеса. Структурная схема одного канала такой системы управления (рис.1) содержит два контура регулирования: внутренний контур скорости и внешний контур положения ротора в поле электромагнитов.

В структурной схеме учтено, что питание катушек электромагнитов осуществляется с помощью широтно-импульсного преобразователя с характеристиками $k_{ШИМ}$ – коэффи-

циентом передачи ШИМ; U – опорным напряжением ШИМ. Статические свойства электромагнитов представлены следующими параметрами: коэффициентом $k_{эм}$ передачи, связывающим приращение силы притяжения магнитов с изменением соотношения токов в их обмотках; коэффициентом k_F положительной обратной связи, учитывающим изменение силы притяжения электромагнитов при смещении ротора от центрального положения; коэффициентом k_E , связывающим наводимую в обмотках электромагнитов ЭДС со скоростью перемещения ротора в магнитном поле. Динамические характеристики электромагнитов учитываются электромагнитной

постоянной времени $T_3 = \frac{L}{R}$ обмоток, где L – индуктивность, R – активное сопротивление обмоток. Механическая инерционность электромагнитного подвеса представлена массой m ротора, приходящейся на один электромагнитный подшипник. В качестве датчика главной обратной связи используется бесконтактный датчик с коэффициентом передачи $k_{ДП}$, измеряющий положение ротора в поле электромагнитов. Для выделения сигнала обратной связи по скорости перемещения применяется дифференцирующее звено с коэффициентом передачи $k_{о.с.с.}$. Оба контура в системе подчиненного регулирования настраиваются на технический оптимум. При этом настройка регулятора скорости определяется передаточной функцией

$$W_{PC}(p) = \frac{\left(\frac{mU}{k_E k_{ЭМ}} T_3 p^2 + \frac{mU}{k_E k_{ЭМ}} p + 1 \right)}{2k_1 T_\mu p (T_\mu p + 1)}, \quad (1)$$

где T_μ – малая постоянная времени, инерционность которой не требуется учитывать (постоянная времени апериодического фильтра на выходе пропорционально-интегрально-дифферен-

циального регулятора); $k_1 = \frac{Uk_{ШИМ}k_{ДП}k_{о.с.с.}}{k_E}$.

Передаточная функция регулятора положения, доставляющего технический оптимум внешнему контуру

$$W_{РП}(p) = k_{РП} = \frac{k_{о.с.с.}}{4T_\mu}. \quad (2)$$

Передаточные функции (1) и (2) получены в пренебрежении положительной обратной связью по перемещению с коэффициентом передачи k_F .

Передаточная функция одного канала замкнутой системы управления электромагнитного подвеса ротора (без учёта положительной обратной связи по перемещению) по отношению к управляющему воздействию $x_3(p)$

$$W_{зам2}(p) = \frac{x(p)}{x_3(p)} = \frac{1}{k_{ДП}(8T_\mu^3 p^3 + 8T_\mu^2 p^2 + 4T_\mu p + 1)}.$$

Быстродействие системы при обработке управляющего воздействия определяется полностью малой постоянной времени T_μ .

Для электромагнитного подвеса ротора с характеристиками: $k_E = 1461$ В·с/м; $k_{ЭМ} = 1306$ Н; $k_F = 1315900$ Н/м; $m = 18$ кг; $R = 117,7$ Ом; $L = 4,5$ Гн; $T_3 = 0,038233$ с; $U = 57,7$ В; $k_{ШИМ} = 0,001961$; $k_{о.с.с.} = 1$ с⁻¹; $k_{ДП} = 1000000$ дискрет/м; $T_\mu = 0,0001$ с, про-

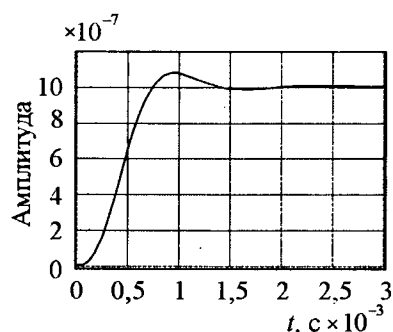


Рис.2. Переходный процесс по управляющему воздействию (без учёта положительной обратной связи по перемещению)

ведено моделирование системы управления в программной среде "MATLAB SIMULINK". Переходный процесс по управляющему воздействию (без учёта положительной обратной связи) приведён на рис.2. Качество регулирования определяется высоким быстродействием (время переходного процесса $t_{пп} = 0,00148$ с) и малым перерегулированием ($\sigma = 7\%$).

Передаточная функция системы управления по отношению к возмущению $F_{вх}(p)$ (без учёта положительной обратной связи по перемещению)

$$W_B(p) = \frac{x(p)}{F_{вх}(p)} = \frac{\frac{8UT_\mu^2}{k_E k_{ЭМ}} (T_\mu p + 1)(T_3 p + 1)p}{\frac{8mUT_3 T_\mu^3}{k_E k_{ЭМ}} p^5 + \frac{8mUT_\mu^3 (T_3 + T_\mu)}{k_E k_{ЭМ}} p^4 + \left[8T_\mu^3 + \frac{4mUT_\mu (T_3 + T_\mu)}{k_E k_{ЭМ}} \right] p^3 + \left[8T_\mu^2 + \frac{mU(T_3 + T_\mu)}{k_E k_{ЭМ}} \right] p^2 + \left[4T_\mu + \frac{mU}{k_E k_{ЭМ}} \right] p + 1}. \quad (3)$$

Знак "-" в выражении (3) учитывает, что основным возмущением является сила тяжести, направленная в отрицательном направлении относительно осей электромагнитного подшипника. Анализ переходного процесса по возмущению (рис.3) показывает, что приложение силы в 100 Н вызовет динамический провал ротора 0,51 мкм, который в

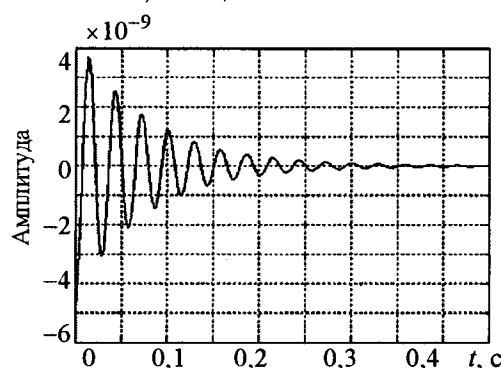


Рис.3. Переходный процесс по возмущающему воздействию (без учёта положительной обратной связи по перемещению)

конечном итоге компенсируется замкнутой системой, причём время, в течение которого ротор войдёт в зону отклонений $\pm 0,1$ мкм, составит $t_p = 0,115$ с.

Особый интерес представляет исследование частотной характеристики электромагнитного подшипника по отношению к возмущающему воздействию. В соответствии с передаточной функцией (3) можно получить выражение для частотной характеристики

$$W(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega),$$

где

$$P(\omega) = \frac{(b_2\omega - b_0\omega^3)(a_0\omega^5 - a_2\omega^3 + a_4\omega) -}{(a_1\omega^4 - a_3\omega^2 + 1)^2 +} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{-b_1\omega^2(a_1\omega^4 - a_3\omega^2 + 1)}{+(a_0\omega^5 - a_2\omega^3 + a_4\omega)^2};$$

$$Q(\omega) = \frac{(b_2\omega - b_0\omega^3)(a_1\omega^4 - a_3\omega^2 + 1) +}{(a_1\omega^4 - a_3\omega^2 + 1)^2 +} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{+b_1\omega^2(a_0\omega^5 - a_2\omega^3 + a_4\omega)}{+(a_0\omega^5 - a_2\omega^3 + a_4\omega)^2};$$

$$b_0 = \frac{8UT_3T_\mu^3}{k_E k_{эм}}; \quad b_1 = \frac{8UT_\mu^2(T_3 + T_\mu)}{k_E k_{эм}}; \quad b_2 = \frac{8UT_\mu^2}{k_E k_{эм}};$$

$$a_0 = \frac{8mUT_3T_\mu^3}{k_E k_{эм}}; \quad a_1 = \frac{8mUT_\mu^2(T_3 + T_\mu)}{k_E k_{эм}};$$

$$a_2 = 8T_\mu^3 + \frac{4mUT_\mu(T_3 + 2T_\mu)}{k_E k_{эм}};$$

$$a_3 = 8T_\mu^2 + \frac{mU(T_3 + 4T_\mu)}{k_E k_{эм}}; \quad a_4 = 4T_\mu + \frac{mU}{k_E k_{эм}}.$$

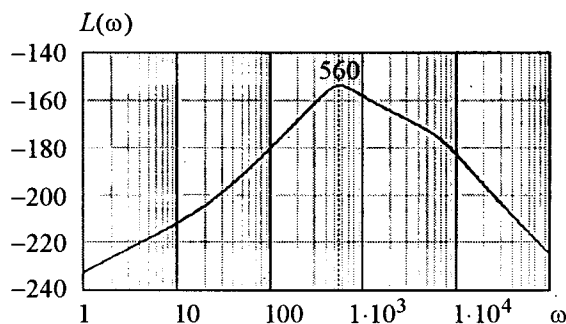


Рис.4. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика радиального электромагнитного подшипника по отношению к возмущающему воздействию $F_{вх}(p)$

При выбранных параметрах электромагнитов, широтно-импульсного модулятора и регуляторов логарифмическая АЧХ электромагнитного подшипника принимает вид, показанный на рис.4. Анализ рассматриваемой АЧХ по отношению к возмущающему воздействию $F_{вх}(p)$ показывает, что в системе наблюдается значительное ослабление периодических возмущений и, следовательно, вибраций. Максимальное колебание ротора будет наблюдаться на частоте 560 рад/с (89 Гц), при этом коэффициент ослабления амплитуды составляет 154 дБ. В остальном частотном диапазоне коэффициент ослабления амплитуд ещё больше. Например, на частоте 314 рад/с (50 Гц) коэффициент ослабления 160 дБ.

Статическая точность рассматриваемого электромагнитного подвеса определяется в основном погрешностью датчика положения, поскольку основные возмущения действуют после выхода астатического регулятора скорости.

Приведённые результаты по выбору регуляторов, определению передаточных функций замкнутой системы и, следовательно, статических и динамических характеристик электромагнитного подвеса получены в пренебрежении положительной обратной связью по перемещению, поэтому необходимо оценить её влияние. Для этого при выбранных типах и параметрах регуляторов найдём передаточную функцию замкнутой системы управления электромагнитного подвеса ротора по отношению к управляющему воздействию $x_3(p)$ с учётом положительной обратной связи по перемещению:

$$W_{зам2}^+(p) = \frac{\frac{mU}{k_E k_{эм}} T_3 p^2 + \frac{mU}{k_E k_{эм}} p + 1}{k_{ДП} \left[\frac{8mUT_3T_\mu^3}{k_E k_{эм}} p^5 + \frac{8mUT_\mu^2(T_3 + T_\mu)}{k_E k_{эм}} p^4 + \right.}$$

$$\left. + \left[8T_\mu^3 + \frac{4mUT_\mu(T_3 + 2T_\mu)}{k_E k_{эм}} - \frac{8Uk_F T_3 T_\mu^3}{k_E k_{эм}} \right] p^3 + \right.$$

$$\left. + \left[8T_\mu^2 + \frac{mU(T_3 + 4T_\mu)}{k_E k_{эм}} - \frac{2Uk_F T_\mu^2(T_3 + T_\mu)}{k_E k_{эм}} \right] p^2 + \right.$$

$$\left. + \left(4T_\mu + \frac{mU}{k_E k_{эм}} - \frac{8Uk_F T_\mu^2}{k_E k_{эм}} \right) p + 1 \right]$$

Переходный процесс (рис. 5), построенный по последней передаточной функции, показывает, что показатели качества регулирования практически совпадают с аналогичными результатами, полученными без учёта положительной обратной связи по перемещению (рис. 4). Действительно, время переходного процесса на графике рис. 5 составляет $t_{п.п} = 0,00149$ с, а перерегулирование $\sigma = 7,4\%$. Следовательно, при выбранных структуре и параметрах регуляторов положительная обратная связь практически не оказывает влияния на работоспособность системы управления электромагнитным подвесом.

Однако положительная обратная связь по перемещению непосредственно влияет на устойчивость и, соответственно, на граничные значения постоянной времени T_μ .

Применение алгебраического критерия Раussa–Гурвица для определения границы устойчивости электромагнитного подвеса с учётом положительной обратной связи по перемещению приводит к следующей системе уравнений относительно переменной T_μ :

$$\left. \begin{aligned} & \left(8 - \frac{6Uk_F T_3}{k_E k_{\text{ЭМ}}} \right) T_\mu^3 + \left(\frac{8mU}{k_E k_{\text{ЭМ}}} - \frac{6Uk_F T_3^2}{k_E k_{\text{ЭМ}}} \right) T_\mu^2 + \left(\frac{16mU T_3}{k_E k_{\text{ЭМ}}} \right) T_\mu + \frac{3mU T_3^2}{k_E k_{\text{ЭМ}}} = 0; \\ & \left(\frac{128U^2 k_F^2}{k_E^2 k_{\text{ЭМ}}^2} - \frac{96U^3 k_F^3 T_3}{k_E^3 k_{\text{ЭМ}}^3} \right) T_\mu^8 + \left(\frac{704U^2 k_F^2 T_3}{k_E^2 k_{\text{ЭМ}}^2} - \frac{192U^3 k_F^3 T_3^2}{k_E^3 k_{\text{ЭМ}}^3} - \frac{768Uk_F}{k_E k_{\text{ЭМ}}} - \frac{384mU^3 k_F^2}{k_E^3 k_{\text{ЭМ}}^3} \right) T_\mu^7 + \\ & + \left(\frac{576U^2 k_F^2 T_3^2}{k_E^2 k_{\text{ЭМ}}^2} + 192 - \frac{52mU^3 k_F^2 T_3}{k_E^3 k_{\text{ЭМ}}^3} - \frac{96U^3 k_F^3 T_3^3}{k_E^3 k_{\text{ЭМ}}^3} - \frac{528mU^2 k_F}{k_E^2 k_{\text{ЭМ}}^2} - \frac{144Uk_F T_3}{k_E k_{\text{ЭМ}}} - \frac{512mU^3 k_F T_3}{k_E^3 k_{\text{ЭМ}}^3} \right) T_\mu^6 + \\ & + \left(\frac{192mU}{k_E k_{\text{ЭМ}}} - \frac{72mU^3 k_F^2 T_3^2}{k_E^3 k_{\text{ЭМ}}^3} - \frac{48mU^2 k_F T_3}{k_E^2 k_{\text{ЭМ}}^2} - \frac{144Uk_F T_3^2}{k_E k_{\text{ЭМ}}} - \frac{144m^2 U^3 k_F}{k_E^3 k_{\text{ЭМ}}^3} \right) T_\mu^5 + \\ & + \left(\frac{108mU^3 k_F^2 T_3}{k_E^3 k_{\text{ЭМ}}^3} + \frac{96m^2 U^2}{k_E^2 k_{\text{ЭМ}}^2} - \frac{120m^2 U^3 k_F T_3}{k_E^3 k_{\text{ЭМ}}^3} \right) T_\mu^4 + \left(\frac{24m^2 U^2 T_3^2}{k_E^2 k_{\text{ЭМ}}^2} + \frac{24m^3 U^3}{k_E^3 k_{\text{ЭМ}}^3} - \frac{84m^2 U^3 k_F T_3^2}{k_E^3 k_{\text{ЭМ}}^3} \right) T_\mu^3 + \\ & + \left(\frac{24m^3 U^3 T_3}{k_E^3 k_{\text{ЭМ}}^3} - \frac{36m^2 U^3 k_F T_3^3}{k_E^3 k_{\text{ЭМ}}^3} \right) T_\mu^2 + \left(\frac{20m^3 U^3 T_3^2}{k_E^3 k_{\text{ЭМ}}^3} \right) T_\mu + \frac{3m^3 U^3 T_3^3}{k_E^3 k_{\text{ЭМ}}^3} = 0. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Первое уравнение в системе (4) является алгебраическим уравнением 3-го порядка относительно переменной T_μ , и его корни могут быть найдены аналитически (решение Кардано) [4]. Второе уравнение в (4) имеет 8-й порядок относительно T_μ и поэтому может быть решено только численными методами. Учитывая, что значения T_μ могут быть только действительными и положительными, для рассматриваемого примера технической реализации электромагнитного подвеса найдём границу устойчивости. Граничное значение малой постоянной времени составляет $T_\mu = 1,067 \cdot 10^{-3}$ с, причём диапазон возможных изменений малой постоянной времени находится в пределах от 0 до $1,067 \cdot 10^{-3}$ с.

Одним из важных режимов работы электромагнитного подвеса является всплытие ротора со страховочных подшипников при запуске системы. В этом случае существенное

значение имеют нелинейные характеристики магнитной системы и ограничения сигналов по уровню. С учётом этих особенностей проведено моделирование электромагнитного подвеса (рис. 6) и оценено всплытие ротора со страховочных подшипников, установленных с зазором 0,3 мм.

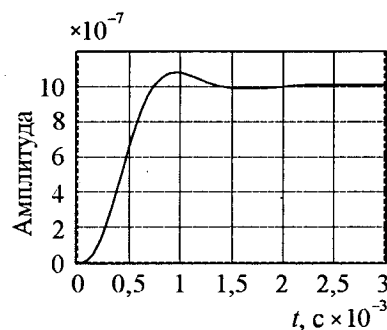


Рис. 5. Переходный процесс по управляющему воздействию с учётом положительной обратной связи по перемещению

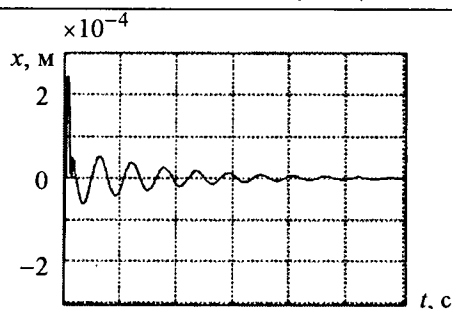


Рис.6. Процесс всплытия ротора со страховочных подшипников

Время входа в 2%-ную зону ширины зазора в страховочных подшипниках составляет 0,1923 с.

Подводя итог сказанному, следует отметить, что синтезированная система подчинённого регулирования электромагнитным подвесом ротора обладает высоким быстродействием, астатизмом по отношению к основным возмущениям и хорошими демпфирующими свойствами к внешним вибрациям.

Список литературы

1. Журавлев Ю.Н. Активные магнитные подшипники: Теория, расчёт, применение. СПб.: Политехника, 2003.
2. Пат. 2181922 РФ. Система управления электромагнитным подвесом ротора / Ю.А. Макаричев, А.В. Стариков, А.В. Стариков // Б.И. 2002. № 12.
3. Макаричев Ю.А., Стариков А.В., Ткаченко И.С. Синтез системы подчинённого регулирования электромагнитным подвесом ротора // Вестник СамГТУ. Сер. Физ.-мат. науки. 2007. № 1 (14). С.143–148.
4. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. М.: Наука, 1984.

Макаричев Юрий Александрович – доцент кафедры "Электромеханика и нетрадиционная энергетика" Самарского ГТУ, канд. техн. наук. Окончил электротехнический факультет Куйбышевского политехнического института в 1978 г. Защитил диссертацию по теме "Электрические машины постоянного тока с гладким якорем" в 1985 г.

Стариков Александр Владимирович – доцент кафедры "Электропривод и промышленная автоматика" Самарского ГТУ, канд. техн. наук. Окончил электротехнический факультет Куйбышевского политехнического института в 1980 г. В 1989 г. защитил диссертацию по теме "Автоматизация технологического процесса сборки резьбовых соединений".

Оптимизация электротермического производства¹

ЗИМИН Л.С., БАЗИР Н.А.

Дается подход к оптимальному проектированию электротермического производства, оснащённого индукционными нагревателями, с учётом системы электроснабжения.

Современное электротермическое производство, например, участок индукционных нагревательных установок (ИНУ), предназначенное для нагрева широкой номенклатуры заготовок под деформацию, можно условно представить в виде двух транспортных потоков: 1 – металл, 2 – электроэнергия. В глобальной постановке оптимизация электротермического производства – это задача комплексной оптимизации потоков 1 и 2 с целью получения максимума дохода при условии выполнения заданной программы в

The approach to optimum designing of electrothermal manufacture equipped with induction heaters is given in view of system of electrosupply.

срок и с заданным качеством. Указанная задача ставится в многокритериальной форме

$$I(X) = [I_k(X), \dots, I_n(X)] \rightarrow \max; \\ X \in \Omega; \quad \Omega: h_i(X) \geq 0; \quad (i = 1, \dots, m). \quad (1)$$

Здесь $I_k(X)$ – критерии, определяющие доход (капитальные и текущие затраты, надёжность и гибкость энерготехнологического комплекса, стабильность экономических показателей и способность комплекса к развитию); $h_i(X)$ – ограничения (производительность и качество производства, финансовые и материальные ресурсы, экологические нормы и требования охраны труда, ограничения

¹ Работа поддержана грантом РФФИ (проект 07-08-00216).

на площади, социальные факторы), которые определяют границы области Ω возможных проектных решений X , представляющих собой вектор параметров ИНУ, режимы их работы, а также характеристики системы электроснабжения электротермического участка – координаты трансформаторных подстанций (ТП) и узлов токопроводящей схемы, мощность и количество ТП, сечение проводов, количество и схему расстановки источников питания ИНУ.

В качестве уравнений связи в (1) используются уравнения, описывающие электротепловые процессы в транспортных потоках 1 и 2. На стадии проектирования комплексов "нагрев-деформация" и в процессе оперативного управления ими приходится многократно решать задачи (1).

В настоящее время наиболее прогрессивным видом электронагрева является индукционный. В таком случае действительно оптимальный технологический комплекс "ИНУ – деформация" можно спроектировать только с учётом его системы электроснабжения (СЭС). Под оптимальным проектированием СЭС комплекса ИНУ понимается построение наиболее экономичного её варианта при соблюдении технических условий, накладываемых как элементами СЭС, так и потребителями – ИНУ. В качестве экономического критерия оптимизации целесообразно принимать суммарные приведённые затраты на СЭС, которые определяются технологическими, электротехническими и топологическими параметрами. К технологическим относятся: технологическая схема процесса "ИНУ – деформация" с указанием режимов работы, количество и мощность ИНУ, частота тока, требования к надёжности электроснабжения и регулированию мощности; к электротехническим: напряжение и число фаз (при частоте 50 Гц) ИНУ, количество и мощность источников питания, компенсирующих устройств, конструктивное исполнение сети; к топологическим: координаты расположения ИНУ, источников питания, компенсирующих устройств, а также конфигурация сети.

Упрощённая постановка подобных задач при индукционном нагреве рассматривается при оптимизации точки подключения к магистральной (общим шинам) высокочастотных

генераторов. При этом имеется в виду одномерная топология и технический критерий оптимизации. Но наибольший интерес с экономической точки зрения представляет оптимизация мощных нагревательных комплексов прокатных и прессовых производств для обработки крупногабаритных заготовок, когда ИНУ выполняют на частоту 50 Гц.

Согласно ПУЭ ИНУ отнесены к специальным электроустановкам, которые могут иметь отличные от общепромышленных ряды электротехнических параметров – шкалы напряжений, мощностей электропечных трансформаторов.

В настоящее время существует тенденция к укрупнению электротермического оборудования, т.е. понимается увеличение ёмкости, размеров рабочего пространства или мощности единицы оборудования. При этом обычно происходит комплексное улучшение большей части эксплуатационных и производственных показателей. Правда, при укрупнении оборудования приходится встречаться с рядом трудностей. Во-первых, с организационными и экономическими трудностями, которые вызваны необходимостью рационального использования крупных агрегатов, для чего следует сосредоточить в одном месте производство большого количества однородной продукции, так как частые переналадки или неполная загрузка оборудования значительно уменьшает его эффективность. Кроме того, строительство крупных электротермических производств связано с большими единовременными капитальными вложениями и требует значительных затрат времени. Во-вторых, это трудности, связанные с эксплуатацией крупных агрегатов: необходимость обслуживающего персонала более высокой квалификации, лучшей организации технологического процесса и более совершенных средствах контроля. И, наконец, основными являются трудности, связанные с решением сложных технических задач, которые усугубляются тем, что по мере укрупнения оборудования возрастают требования, предъявляемые к его надёжности, что в значительной степени определяется надёжностью СЭС.

При увеличении единичных мощностей до 10 МВт и выше целесообразно переходить не

только на промышленную частоту тока, но и на стандартные ряды напряжений, существующие для общепромышленных установок высокого напряжения (6, 10 кВ). Таким образом, напряжение питания ИНУ можно исключить из числа параметров оптимизации.

С ростом мощности ИНУ при их однофазном исполнении возникает проблема электромагнитной совместимости ИНУ с обычными потребителями, так как симметрирование группы ИНУ согласованием их одновременной работы затруднительно, а применение симметрирующих устройств становится неэкономичным. Поэтому целесообразным представляется два альтернативных решения: раздельное питание ИНУ и других потребителей или применение ИНУ в трёхфазном исполнении. Следовательно, параметр числа фаз, имеющий одно из двух значений, целесообразно определять путём, независимым от задачи оптимизации.

Таким образом, к числу оптимизируемых электротехнических параметров следует отнести: количество и мощность источников питания, в данном случае ТП, конструкцию сети (сечение токопровода) и мощность конденсаторной установки.

При фиксированном расположении технологического оборудования, соответственно ИНУ и конденсаторных установок, оптимизируемыми топологическими параметрами будут лишь координаты расположения источников питания – ТП. Поскольку расположение подстанций в цехе приходится выбирать в условиях территориальных ограничений, то целесообразно их координаты искать не на непрерывном множестве значений, а на дискретном, без ограничений. При радиальной схеме питания ИНУ длина линий может определяться приближённо для одной из двух конфигураций трассы сети, выполненной: или по кратчайшему расстоянию между подстанцией и ИНУ, или с участками, параллельными координатным осям здания цеха.

Изложенные соображения позволяют поставить задачу структурной оптимизации СЭС ИНУ, при которой находится количество подстанций, координаты их расположения, параметры подстанций, сети и конденсаторных установок, соответствующие минимуму приведённых затрат на СЭС, при учёте тех-

нических ограничений. К последним относятся номенклатурные ограничения по числу отходящих от подстанции линий, допустимой нагрузке подстанций, проводников сети, потере напряжения в линиях.

В математической форме данная задача представляется в виде:

$$\sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^n c_{ij} x_{ij} + \sum_{r=1}^p \sum_{j=1}^m b_r y_{jr} \rightarrow \min; \quad (2)$$

$$\sum_{j=1}^m x_{ij} = 1, \quad i \in \{1, n\}; \quad \sum_{r=1}^p y_{jr} \leq 1, \quad j \in \{1, m\}; \quad (3)$$

$$\sum_{i=1}^n I_{ni} x_{ij} - k_3 \sum_{r=1}^p I_{nr} y_{jr} \leq 0; \quad (4)$$

$$\sum_{i=1}^n x_{ij} - \sum_{r=1}^p b_r y_{ir} \leq 0; \quad (5)$$

$$\Delta U_{ij} - \Delta U_g \leq 0; \quad (6)$$

$$I_{ni} - I_{gk} \leq 0, \quad k \in \{1, k_m\}; \quad (7)$$

$$c_{ij} = 3_{0i} l_{ij} = l_c k_{ck} + (3 \rho c_0 g_{ni}^2 / s_k) l_{ij}; \quad (8)$$

$$l_{ij} = |x_n - x_i| + |y_n - y_j|; \quad (9)$$

$$b_r = l_{nr} k_{nr}; \quad (10)$$

$$\Delta U_{ij} = I_{ni} \rho l_{ji} / s_k U_n. \quad (11)$$

Здесь исходными являются следующие величины: n – количество ИНУ с заданными энергетическими характеристиками (номинальный ток I_{ni} , коэффициент использования g_{ki}) и координатами точек подключения x_i, y_i ; m ; m – количество возможных мест установки подстанций, заданных координатами x_n, y_n, m ; p – количество типоразмеров подстанций, для каждого из которых задаются допустимый ток I_{nr} , число отходящих линий b_r , стоимость k_{nr} ; K_M – количество типов проводников силовой сети с заданными значениями длительно допустимого тока I_{gk} , сечения S_k , удельных капитальных затрат $K_{ск}$; K_3 – максимальный коэффициент загрузки подстанции; ΔU_g – допустимая потеря напряжения; e_c, e_n – суммарные отчисления от капитальных вложений соответственно в сети и подстанции; U_n – номинальное напряжение сети; C_0 – стоимость потерь электроэнергии; ρ – удельное электросопротивление проводников сети. Искомыми являются следующие

булевы переменные: x_{ij} – характеризует наличие связи i -го потребителя с подстанцией, установленной на j -м месте; y_{jr} – соответствует установке на j -м месте подстанции типа исполнения r .

Таким образом, целевая функция (2) учитывает затраты на распределительную сеть и установку подстанции; ограничения: (3) обуславливают подключение любой ИНУ к одной подстанции и допускают установку на любом месте не более одной подстанции; (4) определяют соответствие нагрузки ИНУ и допустимой нагрузки подстанции; (5) определяют соответствие числа отходящих линий, подстанций и количества подключённых к ним ИНУ; (6) ограничивает значение потери напряжения в линии связи подстанции и ИНУ.

Надёжность электроснабжения непосредственно не оценивается критериальной функцией, однако может быть учтена при формировании заданной номенклатуры подстанций. Например, при отнесении ИНУ к потребителям первой категории (обязательно наличие АВР) массив понизительных подстанций должен содержать набор только двухтрансформаторных подстанций с трансформаторами различной мощности. При отсутствии потребителей первой категории исходный массив должен содержать данные лишь по однострансформаторным подстанциям. При наличии однофазных ИНУ несимметрии токов нагрузок, показатели которой также не учтены в модели (2)–(11), уменьшается путём упорядочения их подключений к подстанциям по следующему алгоритму: каждый последующий из отобранных по уменьшению мощности группы потребителей должен подключаться к наименее загруженной на данный момент фазе.

Другие показатели качества электроэнергии (колебания и несинусоидальность напряжения сети) вследствие характеристик ИНУ как потребителей электроэнергии, не оказывают влияние на структуру и параметры сети, поэтому в модели оптимизации не учитываются. Имея в виду консервативность оптимальных параметров в точке оптимума при широком варьировании исходных экономических и технических показателей, целесообразно предусмотреть ряд дополнительных

техничко-экономических показателей, характеризующих каждый вариант структуры СЭС, например, массу проводникового материала, суммарную длину распределительной сети, стоимость потерь электроэнергии в сети, количество резервных защитных аппаратов на подстанциях и т.п. Оптимизационная задача (2)–(11) относится к классу задач целочисленного нелинейного программирования, универсальные методы решения которых до настоящего времени не разработаны. Точное решение задачи может дать лишь полный перебор экспоненциального числа вариантов, что практически неразрешимо.

Поэтому для решения поставленной технико-экономической задачи предлагается использовать стратегию релаксации, что позволяет свести её к итеративной последовательности решения задач целочисленного линейного программирования. Следует отметить, что эффект оптимизации структуры СЭС по сравнению с методами традиционного проектирования, повышается с увеличением размерности, расширением номенклатуры подстанций, разбросанностью месторасположения ИНУ.

Из выражений (2), (6), (8), (11) видно, что минимальным затратам на передачу электроэнергии от подстанций к потребителям соответствует кратчайшая распределительная сеть. Таким образом, в общем случае алгоритм оптимизации сводится к целенаправленному варьированию аргументов x_{ij} , при котором строится кратчайшая сеть и выбираются наиболее выгодные типоразмеры подстанций для каждого j -го места их установки.

Из-за погрешности исходных данных, значительной зоны устойчивости решений, а также требования многокритериальной их оценки, нецелесообразно стремиться к отысканию одного варианта структуры, имеющего минимальные затраты. Удобнее иметь упорядоченный набор вариантов с монотонно изменяющимися значениями критериальных показателей. Этого можно достичь целенаправленной корректировкой начальных условий, т.е. изменением числа возможных мест установки подстанций от первоначально заданного максимального количества до минимального значения n/b_{\max} . При отсутствии

ограничений со стороны подстанций на подключение ИНУ минимизация (2) с учётом (3) распадается на решение n подзадач вида (3) и

$$Z_{pi} = \sum_{j=1}^m c_{ij} x_{ij} \rightarrow \min, \quad (12)$$

решение которых очевидно: минимум (3) соответствует единичному значению того x , коэффициент при котором минимален. Все остальные x по (3) равны нулю. Таким образом, решение задачи (2)–(4), означающее построение кратчайшей сети для всех ИНУ, может быть выполнено без формирования громоздкой матрицы размером $(m \times n)$.

Оптимальная СЭС, спроектированная по соответствующему критерию (1), должна в то же время обеспечить: максимальное приближение питающих трансформаторов к ИНУ при минимальном числе трансформаций электроэнергии; соответствие показателей качества электроэнергии (несинусои-

дальность, несимметрия, колебания напряжения) нормируемым в ГОСТ значениям; надёжность электроснабжения, соответствующую потребителям второй и частично (насосы системы охлаждения, системы питания устройств автоматики, защиты и т.п.) первой категории; индивидуальную компенсацию реактивной мощности; значительный диапазон независимого, по возможности, плавного регулирования напряжения на каждой ИНУ; частую коммутацию нагрузки.

Зимин Лев Сергеевич – заведующий кафедрой "Электроснабжение" Самарского ГТУ, доктор техн. наук, проф., заслуженный деятель науки РФ. Окончил Куйбышевский индустриальный институт в 1959 г. Защитил докторскую диссертацию по теме «Оптимизация проектирования систем индукционного нагрева» в 1988 г.

Базир Николай Александрович – аспирант СамГТУ. Окончил электротехнический факультет СамГТУ в 2005 г.

Расчёт индукторов для систем индукционного нагрева дисков и формирования механических колебаний в процессе испытаний¹

БАЗАРОВ А.А., ДАНИЛУШКИН А.И., ЛАТЫПОВ Р.Р.

Рассматривается задача расчёта конструктивных параметров индукторов, предназначенных для обеспечения термоциклических испытаний дисков на специализированных стендах. Для проведения виброиспытаний сконструированы индукционные системы с магнитопроводом.

Наряду с широким применением индукционных устройств для нагрева и термообработки они успешно конкурируют с другими типами нагревателей в таких нетрадиционных сферах машиностроительного производства, как прочностные и доводочные испытания новых элементов и узлов конструкций газотурбинных двигателей, обеспечивая значительный экономический эффект за счёт

The problem of account of design parameters of the inductor intended for realization thermal-cycle tests on specialized stands is considered. For holding vibration tests induction systems with a magnetic conductor are constructed.

сокращения сроков проектирования, испытания и внедрения в серийное производство нового оборудования.

Ответственные элементы конструкции турбоагрегатов в процессе работы подвергаются комплексному воздействию термомеханических и вибрационных нагрузок. Повышение надёжности и долговечности отдельных узлов и деталей возможно лишь при наличии совершенных технологий испытаний и специализированного оборудования, позволяющих получить достоверную информацию

¹ Работа поддержана грантом РФФИ (проект 07–08–00216)

о разрушающем воздействии возмущений, действующих на объект исследования в реальной производственной ситуации.

Воспроизведение реальных нагрузок и полный комплекс исследований прочностных свойств дисков и колёс газотурбинных двигателей позволяют создать специализированные автоматизированные стенды, реализующие заданную программу испытаний в реальном или ускоренном масштабе времени.

На стенде проводятся циклические испытания дисков и колёс с целью определения их ресурса, лимитируемого накоплением повреждений из-за малоциклового усталостной прочности. Диски, препарированные термомпарами и тензодатчиками, устанавливаются на подвижной опоре внутри вакуумной бронеканеры, в которой с помощью вакуумных насосов создаётся необходимое разрежение. Циклическое изменение угловой скорости вращения дисков осуществляется с помощью регулируемого электропривода. Одновременно с этим в процессе разгона диска осуществляется его нагрев с помощью системы индукционного нагрева, а в процессе торможения – струйное охлаждение с помощью подаваемого в камеру воздуха системой воздушного охлаждения. Тем самым осуществляется периодическое наложение и снятие температурных напряжений и напряжений от центробежных сил, что позволяет имитировать процессы, имеющие место при работе диска в реальных условиях. Система управления процессом термомеханических испытаний обеспечивает изменение по заданным программам мощности нагрева, интенсивности охлаждения и угловой скорости вращения диска, пуск, останов и блокировку оборудования стенда, а так же диагностику состояния всех его систем.

Математическое моделирование электромагнитных и тепловых процессов при индукционном нагреве диска сводится к решению электромагнитной и тепловой задач. Отсутствие ферромагнитных масс в системе позволяет принять ряд обоснованных допущений, сводящих решение сложной связанной электротепловой задачи к раздельному последовательному их решению. Температурное поле диска с учётом принятых допущений описывается дифференциальным уравнением в частных производных [1]

$$\frac{\partial T}{\partial t} = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(\lambda r \frac{\partial T}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial x} \left(\lambda \frac{\partial T}{\partial x} \right) + \frac{w(r, x)}{c\gamma}, \quad (1)$$

где $w(r, x)$ – функция распределения мощности внутренних теплоисточников, создаваемых распределённой параллельно торцевой поверхности диска системой индукторов.

Теплообмен с окружающей средой учитывается введением граничных условий:

$$\begin{aligned} \lambda \frac{\partial T(R, x, t)}{\partial r} &= \alpha(T(R, x, t) - T_c); \\ \lambda \frac{\partial T(r, 0, t)}{\partial x} &= \alpha(T(r, 0, t) - T_c); \\ \lambda \frac{\partial T(r, X, t)}{\partial x} &= \alpha(T(r, X, t) - T_c); \\ \frac{\partial T(0, x, t)}{\partial r} &= 0. \end{aligned} \quad (2)$$

Решение тепловой задачи осуществляется методом конечных элементов [2].

Основной задачей процесса термоциклических испытаний является формирование заданного температурного поля, определяемого программой испытаний. Для качественного решения динамической задачи управления нагревом целесообразно рассмотреть задачу минимизации отклонения температурного распределения в диске при отработке заданной программы. Формирование заданного температурного поля с помощью нескольких индукторов предполагает автономное управление каждой зоной. При этом неизбежно возникает взаимное влияние зон как за счёт электромагнитных полей, так и за счёт теплопроводности, что приводит к необходимости разработки эффективных методов синтеза многомерных систем управления для объектов с распределёнными параметрами.

Для решения электромагнитной задачи [2] также используется конечно-элементная модель, которая позволяет учесть практически все особенности исследуемого тела.

Квазистационарные электромагнитные поля определяются следующими уравнениями Максвелла:

$$\nabla \times \{H\} = \{J\} + \left\{ \frac{\partial D}{\partial t} \right\} = \{J_s\} + \{J_e\} + \{J_v\} + \left\{ \frac{\partial D}{\partial t} \right\}; \quad (3)$$

$$\nabla \times \{E\} = - \left\{ \frac{\partial B}{\partial t} \right\}; \quad (4)$$

$$\nabla \cdot \{B\} = 0; \quad \nabla \cdot \{D\} = \rho, \quad (5)$$

где $\nabla \times$ – оператор ротора; $\nabla \cdot$ – оператор дивергенции; $\{H\}$ – вектор магнитной напряжённости; $\{J\}$ – полный вектор плотности тока (намагниченность); $\{J_s\}$ – вектор плотности источника тока; $\{J_e\}$ – вектор возбуждённого вихревого тока; $\{J_{vs}\}$ – вектор плотности тока, обусловленный движением; $\{D\}$ – вектор электрического смещения; t – время; $\{E\}$ – вектор напряжённости электрического поля; $\{B\}$ – вектор магнитной индукции; ρ – плотность электрического заряда.

Уравнения (3)–(5) электромагнитного поля дополняются существенным соотношением, которое описывает характер изменения электромагнитных материалов. Для проблем, рассматривающих насыщение материала, при отсутствии постоянного магнита,

$$\{B\} = \{\mu\}\{H\}, \quad (6)$$

где $\{\mu\}$ – матричная магнитная проницаемость.

Выражения для связанных электрических полей:

$$\{J\} = [\sigma][\{E\} + \{V\} \times \{B\}]; \quad \{D\} = [\varepsilon]\{E\},$$

где $[\sigma]$ – матрица электропроводности,

$$[\sigma] = \begin{bmatrix} \sigma_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{zz} \end{bmatrix};$$

$[\varepsilon]$ – матрица диэлектрической проницаемости,

$$[\varepsilon] = \begin{bmatrix} \varepsilon_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{zz} \end{bmatrix}; \quad (7)$$

$\{V\}$ – вектор скорости,

$$\{V\} = \begin{Bmatrix} v_x \\ v_y \\ v_z \end{Bmatrix}. \quad (8)$$

Здесь σ_{xx} – электропроводность в направлении оси X ; ε_{xx} – диэлектрическая прони-

цаемость в направлении оси X .

Решение задач магнитного поля обычно осуществляется при использовании потенциальных функций – векторного магнитного потенциала $\{A_e\}$ и электрического скалярного потенциала $\{v_e\}$. В качестве граничных условий на границах расчётной области принимаются значения потенциалов, равные нулю. В некоторых расчётах, использующих двумерную постановку, дополнительно задается условие симметрии

$$\frac{\partial A}{\partial r} = 0.$$

Метод конечных элементов, используемый при решении поставленной электромагнитной задачи, позволяет определить распределение внутренних источников тепла и электродинамических усилий между индуктором и диском:

$$P^{(e)} = \frac{1}{2} \int_{vol^e} \sigma (\bar{E} \cdot \bar{E}^*) d(vol); \quad (9)$$

$$\bar{f} = \mu_0 \gamma \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{2} [\bar{E} \cdot \bar{H}^*] \right\}. \quad (10)$$

Взаимодействие индуктора и диска сопровождается не только появлением отталкивающих сил, но и тормозного момента, что необходимо учитывать при расчёте мощности электропривода, приводящего во вращение диск. Расположение индукторов относительно полотна диска (рис.1) зависит от системы крепления диска к технологической опоре. Кроме того, стремлению выровнять распределение мощности вдоль полотна за счёт уменьшения расстояния между индукторами препятствует усиление магнитной связи между ними, сопровождающееся ухудшением

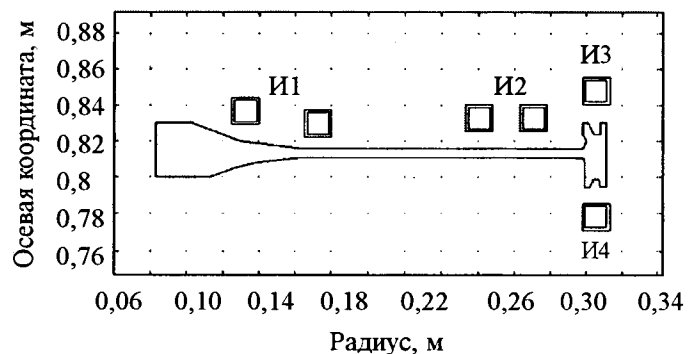


Рис.1. Внешний вид системы индукторов и диска

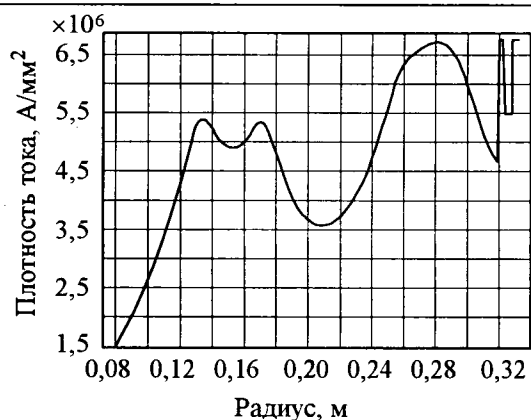


Рис.2. Распределение плотности тока в диске вдоль радиальной координаты

управляемости тепловых процессов и перекачиванием мощности между каналами.

Распределение плотности тока для диска из немагнитной стали приведено на рис.2.

Из диаграммы рис.2 видно, что имеют место значительные неравномерности. Формирование температурного распределения осуществляется с учётом невысокого значения теплопроводности материала, что приводит к ограничению скорости нарастания температуры и увеличению времени цикла. Тем не менее, комбинация пространственного и временного управления источниками тепла позволяет добиться существенного выравнивания распределений температур (рис.3). Решение проблемы временного управления возможно двумя путями: замкнутая система регулирования и программное управление. При моделировании сделан выбор в пользу программного управления ввиду более простой реализации алгоритма расчёта.

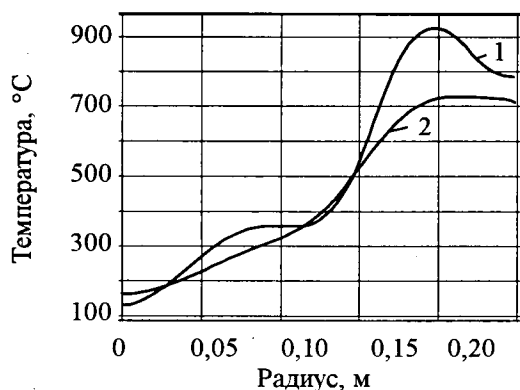


Рис.3. Диаграммы температур на поверхности диска: 1 — после нагрева в течение 200 с; 2 — через 50 с после отключения нагрева

Вторым направлением использования индукторов в составе испытательного стенда является создание электродинамических усилий в системе "индуктор-диск" для проведения вибрационных испытаний. К таким индукторам предъявляются требования: обеспечение достаточной мощности при регулировании частоты в широком диапазоне, небольшие габариты, надёжность конструкции. Наиболее приемлемым вариантом является использование конструкции индуктора с магнитопроводом. Однако, как известно, на высоких частотах железо магнитопровода подвергается значительному нагреву. Решение этой проблемы возможно за счёт использования водяного охлаждения, или, что более приемлемо в данном случае, с помощью ферритовых сердечников. Как уже отмечалось, диапазон частот вибраций может быть довольно широким. Источник питания индуктора должен позволять регулировать частоту в диапазоне от единиц герц до нескольких килогерц. Учитывая такие сопутствующие проблемы, как необходимость настройки контура для предотвращения значительных потерь напряжения в линии и возможность регулирования напряжения, в качестве источника необходимо использовать ламповый генератор с возможностью модуляции выходного сигнала необходимой частотой, значение которой требует постоянной корректировки в ходе испытаний. Причиной этого является связь частоты колебаний диска с угловой скоростью его вращения. Таким образом, комплекс задач при проектировании индуктора включает определение спектра частот собственных колебаний диска, расчёт индуктора, работающего на высокой несущей частоте, выбор высокочастотного генератора, расчёт линии с учётом допустимых потерь напряжения. Решение поставленных задач обеспечивается путём использования программных средств, построенных на базе метода конечных элементов.

Список литературы

1. Лыков А.В. Тепломассообмен. Справочник. М.: Энергия, 1978.
2. Зенкевич О., Морган К. Конечные элементы и аппроксимация: Пер. с англ. М.: Мир, 1986.
3. Немков В.С., Демидович В.Б. Теория и расчёт устройств индукционного нагрева. Л.: Энергоатомиздат, 1988.

Базаров Александр Александрович – доцент кафедры «Электроснабжение промышленных предприятий» Сам ГТУ, канд. техн. наук. Окончил Куйбышевский политехнический институт в 1980 г. Защитил диссертацию по теме "Исследование и разработка многосвязных систем управления термоциклическими испытаниями дисков турбогенераторов" в 1991 г.

Сам ГТУ, доктор техн. наук. Окончил Куйбышевский политехнический институт в 1967 г. Защитил докторскую диссертацию по теме "Структурное моделирование и автоматическое управление объектами индукционного нагрева с распределёнными параметрами в специализированных технологических процессах" в 2000 г.

Данилушкин Александр Иванович – профессор кафедры «Электроснабжение промышленных предприятий»

Латыпов Рамиль Рашитович – аспирант Сам ГТУ. Окончил СамГТУ в 2007 г.

Определение областей динамической устойчивости синхронного двигателя газоперекачивающего агрегата при различных законах регулирования возбуждения

РАССКАЗОВ Ф.Н., ГОЛУБОВСКИЙ А.В., МИГАЧЁВА Л.А., ШВАРЦ Г.Р.

Получена в векторно-скалярной форме система нелинейных дифференциальных уравнений синхронного электропривода газоперекачивающих агрегатов. Разработана методика определения областей динамической устойчивости синхронного двигателя при различных алгоритмах регулирования возбуждения.

The system of the nonlinear differential equations of the synchronous electric drive for gas compressor units is worked out in the vector-scalar form. The technique of areas definition of dynamic stability of the synchronous engine is developed by various algorithms of excitation management.

При синтезе оптимальных и гарантирующих цифровых систем регулирования возбуждения синхронных двигателей (СД) газоперекачивающих агрегатов (ГПА) переходные процессы описывались линеаризованной системой уравнений, что справедливо при малых отклонениях внутреннего угла синхронной машины [1–3]. Такой режим работы агрегата характерен при нормальных условиях функционирования компрессорной станции. Однако при аварийных режимах, связанных с помпажом ГПА, отключением части питающих линий и т.д., отклонение внутреннего угла СД может быть значительным относительно установившегося значения. Это вызывает необходимость рассмотрения переходного процесса "в большом" и в первую очередь возникает необходимость исследования устойчивости положения равновесия системы с учётом нелинейности характеристик. При анализе системы АРВ "в большом" математическую модель СД будем описывать полной нелинейной системой уравнений Парка–Горева [4], что позволяет с большей

точностью рассчитать переходные процессы. Систему уравнений Парка–Горева можно записать в векторно-матричной форме:

$$\frac{dX}{dt} = F(X) + BV_b + CM_c, \quad (1)$$

где $X = [\Psi_{dc}, \Psi_{qc}, \Psi_B, \Psi_{ld}, \Psi_{lq}, \omega, \theta]^T$ – вектор, компонентами которого являются переменные состояния системы, индексом ld обозначены величины для демпферной обмотки по продольной оси, lq – для демпферной обмотки по поперечной оси; все остальные переменные состояния вектора X общеприняты, $F(X)$ – нелинейная вектор-функция; V_b – напряжение возбуждения; M_c – момент на валу двигателя; B, C – матрицы соответствующих размерностей.

Будем рассматривать задачу определения областей устойчивости СД ГПА при различных алгоритмах регулирования возбуждения. Под областью устойчивости (областью притяжения) будем понимать область начальных условий, из которых система возвращается в исходное положение равновесия. Для опре-

деления области устойчивости запишем уравнение движения в отклонениях относительно положения равновесия (уравнение возмущенного движения). В этом случае приращение вектора X

$$\Delta X = X - X_0, \quad (2)$$

где X_0 – вектор установившихся значений переменных состояния системы (1) (положение равновесия).

Заметим, что для линейной части системы уравнение движения в отклонениях совпадает с исходным.

Исследование устойчивости положения равновесия по Ляпунову и определение областей притяжения связано с анализом свободных движений. В этом случае возмущающее воздействие ΔM_c приводит к отклонениям переменных состояния положения равновесия.

В результате преобразования (исключения алгебраических уравнений связи) система (1) в отклонениях (2) в матричном виде может быть записана следующим образом:

$$\frac{d\Delta X}{dt} = f(\Delta x) + B\Delta V_B, \quad (3)$$

где $\Delta X = [\Delta\psi_{dc}, \Delta\psi_{qc}, \Delta\psi_B, \Delta\psi_{1dc}, \Delta\psi_{1qc}, \Delta\theta, \Delta\omega]^T$ – вектор отклонения переменных состояния; $f(\Delta x)$ – вектор-функция; B – матрица соответствующей размерности.

Поскольку система (3) имеет 7-й порядок, то область устойчивости можно выделить в семимерном фазовом пространстве. Однако при расчёте областей притяжения будем задавать начальные отклонения тем переменным состояниям системы (3), которые характеризуют устойчивость положения равновесия (установившегося режима) СД. Такой переменной в синхронном электроприводе является отклонение внутреннего угла нагрузки $\Delta\theta$, в качестве второй переменной примем скорость изменения угла θ , т.е. отклонение угловой скорости вращения $\Delta\omega$. Поэтому расчёт областей устойчивости (областей притяжения) будем проводить на множестве начальных отклонений угла $\Delta\theta$ и скорости $\Delta\omega$ при нулевых начальных отклонениях остальных переменных состояния.

Значение области устойчивости зависит от закона регулирования возбуждения СД.

Определим область устойчивости СД при оптимальном управлении возбуждением с

учётом ограничения на модуль напряжения обмотки возбуждения:

$$|\Delta V_B| \leq V_{\max}.$$

В [5] показано, что управление, оптимальное по быстродействию, обеспечивает одновременно наибольшую область устойчивости. Согласно принципу максимума Понтрягина оптимальное управление является релейным – чередование максимальной форсировки возбуждения от V_{\max} до $-V_{\max}$. При этом максимальные отклонения угла θ и, тем самым, возможная потеря устойчивости синхронного режима электропривода происходят на первом интервале управления, поэтому нет необходимости рассчитывать весь алгоритм оптимального управления.

Для систем нелинейных уравнений одним из наиболее распространённых и строгих методов анализа устойчивости с определённой областью притяжения являются аппарат построения, исследования функций Ляпунова и прямой метод Ляпунова [6]. Однако не существует общего метода построения функций Ляпунова для нелинейных систем, причём функции Ляпунова конструируются не единственным способом, что не позволяет достаточно точно (а иногда очень приближённо) оценить область притяжения. Поэтому при исследовании динамической устойчивости электрических систем используется метод последовательных интервалов, численные методы интегрирования нелинейных дифференциальных уравнений. Ограничимся расчётом областей устойчивости при различных законах управления на ЭВМ численными методами с использованием стандартных программ. Разумеется, недостатком такого подхода является проведение большого количества вычислений при различных сочетаниях начальных отклонений переменных состояния системы. Для определения областей устойчивости проводится расчёт переходных процессов в системе при различных сочетаниях отклонения угла $\Delta\theta$ и скорости $\Delta\omega$. Устойчивость положения равновесия (установившегося режима) определялась по кривым изменения угла θ во времени. Если переходные процессы сходятся к значениям установившегося режима, то положение равновесия будет асимптотически устойчивым. Для расчёта переходных процессов на ЭВМ

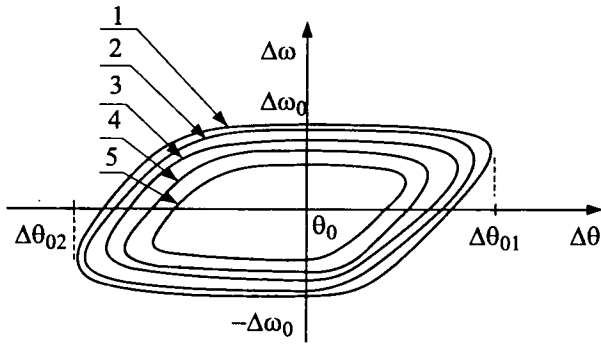


Рис.1. Области динамической устойчивости

В свою очередь, вектор отклонения потокоцепления $\Delta\Psi$ можно выразить через вектор ΔX в соответствии с преобразованием

$$\Delta\Psi = P\Delta X, \quad (5)$$

где P — матрица преобразования.

Приняв во внимание (4), получим:

$$\Delta I = A_x^{-1}\Delta\Psi$$

или с учётом (5)

$$\Delta I = A_x^{-1}P\Delta X.$$

Тогда

$$\Delta I_{dc} = P_1\Delta I; \quad \Delta I_{qc} = P_2\Delta I;$$

$$\Delta I_B = P_3\Delta I = P_4\Delta X; \quad \Delta V_{э.с} = P_5\Delta X, \quad (6)$$

где P_1, P_2, P_3, P_4, P_5 — соответствующие матрицы преобразований.

Система регулирования возбуждения содержит тиристорный преобразователь с передаточной функцией $W_{ТП}(p)$, регулятор тока возбуждения с передаточной функцией $W_{РТВ}(p)$ и контур регулирования напряжения с передаточной функцией $W(p)$. При этом передаточные функции регулятора напряжения были получены в результате синтеза оптимальных систем управления возбуждением СД с учётом вероятностных характеристик возмущающих воздействий [1, 2].

Тогда структурную схему системы регулирования возбуждения СД в векторно-скалярной форме можно представить (рис.2). В структурной схеме присутствуют нелинейные звенья типа "зона насыщения", ограничивающие соответственно напряжение на обмотке возбуждения и ток возбуждения. В соответствии со структурной схемой определим уравнения замкнутой системы в пространстве состояния.

использовалось стандартное программное обеспечение с использованием метода Рунге-Кутты. На рис.1 приведена область притяжения при оптимальном управлении возбуждением СД (область 1). Область 2 рассчитана при гарантированном управлении возбуждением СД [3].

Далее приведём расчёт областей устойчивости СД с системой регулирования возбуждения с обратной связью по напряжению узла нагрузки. Проведём ряд преобразований. Во-первых, определим отклонение напряжения в узле нагрузки $\Delta V_{э.с}$ через компоненты вектора переменных состояния ΔX системы уравнений Парка-Горева (3). Для определения

$$\Delta V_{э.с} = \Delta I_{dc}R_c + \Delta I_{qc}x_c$$

необходимо выразить $\Delta I_{dc}, \Delta I_{qc}$ через компоненты вектора ΔX .

Вектор отклонения потокоцепления $\Delta\Psi$ согласно системе уравнений Парка-Горева можно выразить следующим образом:

$$\Delta\Psi = A_x\Delta I, \quad (4)$$

где ΔI — вектор отклонения токов; A_x — матрица соответствующей размерности.

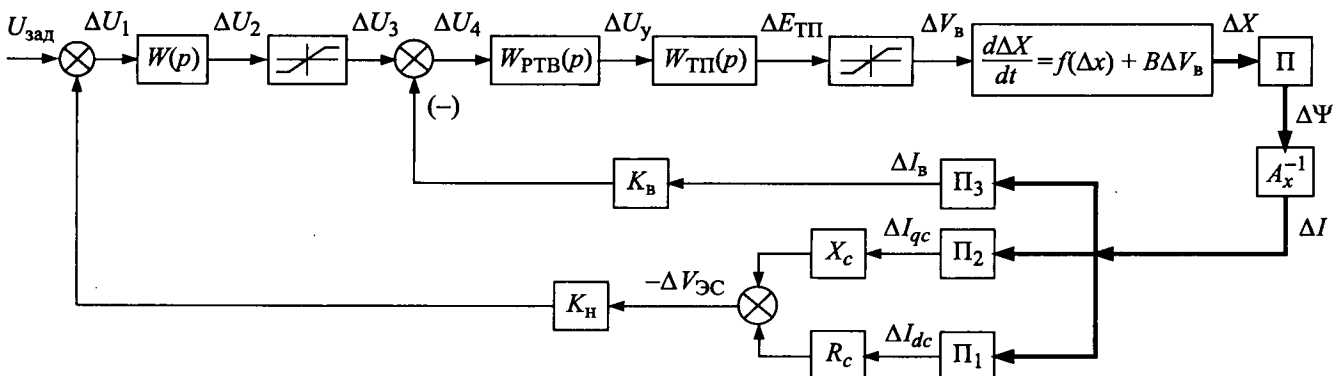


Рис.2. Структурная схема системы регулирования возбуждения в векторно-скалярной форме

Передающей функции тиристорного преобразователя (возбудителя)

$$W_{\text{ТП}}(p) = \frac{\Delta E_{\text{ТП}}(p)}{\Delta U_y(p)} = \frac{K_{\text{ТП}}}{T_{\text{ТП}}p + 1}$$

соответствует следующее уравнение состояния:

$$\frac{d\Delta E_{\text{ТП}}}{dt} = \frac{\Delta U_y K_{\text{ТП}} - \Delta E_{\text{ТП}}}{T_{\text{ТП}}} = \frac{\Delta U_y K_{\text{ТП}}}{T_{\text{ТП}}} - \frac{\Delta E_{\text{ТП}}}{T_{\text{ТП}}}. \quad (7)$$

В соответствии со структурной схемой

$$\Delta V_B = f_n(\Delta E_{\text{ТП}}),$$

где $f_n(\Delta E_{\text{ТП}})$ – нелинейная функция, соответствующая звену типа "зона насыщения".

ПИ-регулятору тока возбуждения соответствует уравнение

$$\Delta U_y = K_{12}\Delta U_4 + \frac{K_{22}}{p}\Delta U_4.$$

Введём переменную состояния регулятора тока возбуждения в соответствии с соотношением

$$\frac{d\Delta X_{\text{РТВ}}}{dt} = K_{22}\Delta U_4. \quad (8)$$

Тогда

$$\Delta X_{\text{РТВ}} = \frac{K_{22}}{p}\Delta U_4; \quad \Delta U_y = \Delta X_{\text{РТВ}} + K_{12}\Delta U_4. \quad (9)$$

Согласно структурной схеме

$$\Delta U_4 = \Delta U_3 - K_B\Delta V_B$$

или с учётом (6)

$$\Delta U_4 = \Delta U_3 - K_B\Pi_4\Delta X, \quad (10)$$

где K_B – коэффициент обратной связи по току возбуждения.

Далее определим уравнения состояния оптимального регулятора с передаточной функцией [1, 2]

$$W(p) = \frac{\Delta U_2}{\Delta U_1} = \frac{c'_4p^4 + c'_3p^3 + c'_2p^2 + c'_1p + c_0}{c''_4p^4 + c''_3p^3 + c''_2p^2 + c''_1p + c''_0}. \quad (11)$$

Данный регулятор синтезирован при условии стабилизации напряжения узла нагрузки с учётом вероятностных характеристик регулируемой координаты и реализован в микропроцессорных системах регулирования возбуждения.

Запишем уравнения регулятора (11) в матричной форме [6]:

$$\frac{dX_p}{dt} = A_pX_p + B_p\Delta U_1; \quad \Delta U_2 = D_pX_p + H_p\Delta U_1, \quad (12)$$

где $X_p = [x_{p1}, x_{p2}, x_{p3}, x_{p4}]^T$ – вектор переменных состояния регулятора; A_p, B_p, D_p, H_p – матрицы соответствующих размерностей.

Запишем уравнения замкнутой системы регулирования возбуждения с учётом уравнений регулятора напряжения $W(p)$. Для этого объединим системы (3), (7)–(10), (12), в результате получим:

$$\begin{aligned} \frac{d\Delta X}{dt} &= f(\Delta X) + B\Delta V_B; \quad \Delta V_B = f_n(\Delta E_{\text{ТП}}); \\ \frac{d\Delta E_{\text{ТП}}}{dt} &= -\frac{\Delta E_{\text{ТП}}}{T_{\text{ТП}}} + \frac{K_{\text{ТП}}}{T_{\text{ТП}}}\Delta U_y; \quad \frac{d\Delta X_{\text{РТВ}}}{dt} = K_{12}\Delta U_4; \\ \Delta U_y &= \Delta X_{\text{РТВ}} + K_{12}\Delta U_4; \quad \Delta U_4 = \Delta U_3 - K_B\Pi_4\Delta X; \\ \Delta U_3 &= f_n(\Delta U_2); \quad \frac{dX_p}{dt} = A_pX_p + B_p\Delta U_1; \\ \Delta U_2 &= D_pX_p + H_p\Delta U_1; \quad \Delta U_1 = \Delta U_{\text{зад}} - K_n\Delta V_{\text{ЭС}}; \\ \Delta U_{\text{зад}} &= 0, \quad \Delta V_{\text{ЭС}} = \Pi_5\Delta X, \end{aligned} \quad (13)$$

где K_n – коэффициент обратной связи по напряжению.

Введём в рассмотрение обобщённый вектор переменных состояния

$$\Delta X_o = [\Delta X, \Delta E_{\text{ТП}}, \Delta X_{\text{РТВ}}, \Delta X_p]^T,$$

где $\Delta X, \Delta X_p$ – векторы; $\Delta E_{\text{ТП}}, \Delta X_{\text{РТВ}}$ – скалярные величины.

Тогда систему регулирования возбуждения в отклонениях (13) можно записать следующим образом:

$$\frac{d\Delta X_o}{dt} = F'(\Delta X_o), \quad (14)$$

где $F'(\Delta X_o)$ – вектор-функция.

На основании (14) была рассчитана область притяжения (область 4 на рис.1). Аналогично была сформирована система уравнений состояния для регулятора с передаточной функцией

$$W(p) = \frac{\Delta U_2(p)}{\Delta U_1(p)} = \frac{b_2p^2 + b_1p + b_0}{a_3p^3 + a_2p^2 + a_1p + a_0} \quad (15)$$

и рассчитана область притяжения (на рис.1 область 3). При этом регулятор (15) был получен при условии стабилизации внутреннего угла θ с учётом случайных возмущений. На рис.1 приведена и область устойчивости (область 5) при традиционных настройках

системы регулирования возбуждения (регулятора сильного действия – ПД-регулятора). Заметим, что регуляторы (11), (15) относятся также к регуляторам сильного действия, причём они содержат реальные производные не только 1-го, но и более высоких порядков от регулируемой координаты. Это увеличивает "силу" воздействия данного регулятора по сравнению с традиционным регулятором возбуждения сильного действия, что приводит к расширению области устойчивости.

Проведём анализ областей устойчивости. Начало координат (положение равновесия) соответствует точке θ_0 , $\Delta\omega = 0$, т.е. установившееся значение угла нагрузки $\theta_0 \neq 0$. Поэтому области устойчивости не будут симметричными относительно осей координат, поскольку происходит смещение рабочей точки угловой характеристики СД. Использование систем регулирования возбуждения расширяет естественную область устойчивости, что позволяет обеспечивать асимптотическую устойчивость положения равновесия при углах нагрузки $\Delta\theta_{01}$, $\Delta\theta_{02}$, больших 90° , $\Delta\theta_{01} + |\Delta\theta_{02}| > 180^\circ$ – так называемая искусственная устойчивость за внутренним естественным пределом мощности.

Заметим, что если $\Delta\theta_0$ и $\Delta\omega$ одного знака, то область притяжения будет расширяться по сравнению с областью при противоположных знаках этих переменных. В этом случае, например, положительное значение $\Delta\omega$ способствует уменьшению отклонения угла $\Delta\theta$ и наоборот. С ростом максимального напряжения на обмотке возбуждения V_{\max} указанные области устойчивости будут расширяться.

Таким образом, несмотря на сложный математический аппарат, используемый при описании динамики нелинейной системы оптимального управления синхронным электроприводом ГПА, полученные результаты имеют вполне понятный, прозрачный вид и показывают эффективность оптимального управления возбуждением СД по сравнению

с традиционным. В СД газоперекачивающих агрегатов требуемые области устойчивости обеспечиваются соответствующим выбором рассмотренных алгоритмов управления.

Список литературы

1. Шварц Г.Р., Голубовский А.В., Мигачёва Л.А., Рассказов Ф.Н. Оптимизация и повышение энергоэффективности электроприводных КС МГ // Газовая промышленность. 2005. № 12. С. 76–77.
 2. Шварц Г.Р., Голубовский А.В., Мигачёва Л.А. и др. Оптимизация систем управления электроприводами газоперекачивающих агрегатов // Вестник Самарского ГТУ. Технические науки. 2005. № 37. С. 171–176.
 3. Рассказов Ф.Н., Шварц Г.Р., Мигачёва Л.А., Голубовский А.В. Синтез гарантирующих систем регулирования возбуждения синхронных двигателей газоперекачивающих агрегатов // Вестник Самарского ГТУ. Технические науки. 2004. № 20. С. 144–151.
 4. Гусейнов Ф.Г. Упрощение расчётных схем электрических систем. М.: Энергия, 1978.
 5. Петров Ю.П. Вариационные методы теории оптимального управления. Л.: Энергия, 1977.
 6. Справочник по теории автоматического управления / Под ред. А.А. Красовского. М.: Наука, 1987.
- Рассказов Фёдор Николаевич** – профессор кафедры "Электропривод и промышленная автоматика", доктор техн. наук. Окончил электротехнический факультет Куйбышевского политехнического института в 1971 г. Защитил докторскую диссертацию по теме "Синтез многомерных систем оптимального управления динамическими режимами распределительных электрических сетей при случайных изменениях нагрузки" в 1992 г.
- Голубовский Александр Владимирович** – главный энергетик ООО "Волготрансгаз". Окончил Новочеркасский политехнический институт по специальности "Электропривод и автоматизация промышленных установок" в 1977 г.
- Мигачёва Людмила Алексеевна** – директор ООО МЦ "Энергоаудит", канд. техн. наук, доцент. Окончила электротехнический факультет Куйбышевского политехнического института в 1971. Защитила диссертацию по теме "Оптимальное управление процессами термической и химико-термической обработки" в 1980 г.
- Шварц Гаррий Родионович** – начальник управления энергетики ОАО "Газпром", канд. техн. наук. Окончил электротехнический факультет Тольяттинского политехнического института в 1972 г. Защитил диссертацию по теме "Разработка и исследование алгоритмов управления газоперекачивающими агрегатами с автоматизированным электроприводом" в 1997 г.

К задаче оптимизации контура регулирования скорости в электроприводах постоянного тока

КУРГАН В.П., КУЗНЕЦОВ П.К., ПАНКИН А.А.

Предложена методика расчёта и реализации регулятора скорости системы подчинённого регулирования (СПР) с учётом нетрадиционных малых постоянных времени. Это позволяет существенно повысить динамические показатели качества регулирования скорости при отработке управляющего и возмущающего воздействий.

By considering the characteristics of original time constant new design procedures and technique implementation of slave control system velocity controller are proposed. It is shown that the new design procedures and technique can improve performance of velocity control in direct-current drive under control input signal and disturbances.

В электроприводах промышленных установок и системах автоматики технологических процессов современного производства широкое распространение получили системы автоматического управления с последовательной коррекцией, построенные по принципу подчинённого регулирования координат [1,2].

Известно, что регулятор скорости (РС), рассчитанный по условиям стандартной настройки на симметричный оптимум (СО), представляет собой ПИ-регулятор [1]. Однако, если эквивалентная постоянная времени замкнутого контура тока T_T и электромеханическая постоянная времени двигателя T_M соизмеримы по значению, стандартная настройка контура скорости на СО в двухконтурной СПР не может обеспечить высоких требований в динамике при отработке управляющего и возмущающего воздействий. На практике в системах управления комплектами электроприводами [3] присутствуют дополнительные инерционные звенья с малыми постоянными времени, обусловленные динамическими характеристиками фильтров, которые включаются на выходах датчиков регулируемых координат, необходимых для снижения уровня пульсаций их сигналов. Например, передаточная функция датчика скорости

$$W_{ДС}(p) = \frac{U_{ДС}(p)}{\omega(p)} = \frac{K_{ТГ}K_{ФС}}{T_{ФС}p+1} = \frac{K_{ДС}}{T_{ФС}p+1},$$

где $K_{ТГ}$ – коэффициент передачи тахогенератора; $K_{ФС}$, $T_{ФС}$ – соответственно коэффициент передачи и постоянная времени сглаживающего фильтра.

Определим передаточную функцию РС $W_{РС}(p)$ при настройке контура скорости на симметричный оптимум, приняв постоянную времени фильтра сигнала обратной связи по скорости $T_{ФС}$ за малую некомпенсированную постоянную времени оптимизируемого контура, а эквивалентную постоянную времени замкнутого токового контура T_T и электромеханическую постоянную времени двигателя T_M за большие компенсируемые постоянные времени.

Расчётная структурная схема контура скорости преобразованной двухконтурной системы подчинённого регулирования представлена на рис.1, где $W_{ЗТ}(p) = \frac{K_{ЗТ}}{T_T p + 1}$ – передаточная функция замкнутого контура регулирования тока, настроенного на технический оптимум ($K_{ЗТ}$ – коэффициент передачи замкнутого контура тока); $W_{РС}(p)$ – передаточная функция РС; $R_{ЯЦ}$ – активное сопротивление якорной цепи двигателя; $K_{Д.У}$ – коэффициент передачи двигателя по управляющему воздействию; $K_{о.с.с}$ – коэффициент передачи обратной связи по скорости.

Тогда желаемая передаточная функция разомкнутого контура скорости, настраиваемого на симметричный оптимум, имеет вид:

$$W_{р.ж.СО}(p) = \frac{4T_{ФС}p+1}{8T_{ФС}^2p^2(T_{ФС}p+1)}. \quad (1)$$

На основании структурной схемы (рис.1) можно записать передаточную функцию разомкнутого контура скорости:

$$W_p(p) = W_{РС}(p) \frac{K_{ЗТ}}{(T_T p + 1)} \frac{R_{ЯЦ}K_{Д.У}}{T_M p} \frac{K_{о.с.с}}{(T_{ФС}p + 1)}. \quad (2)$$

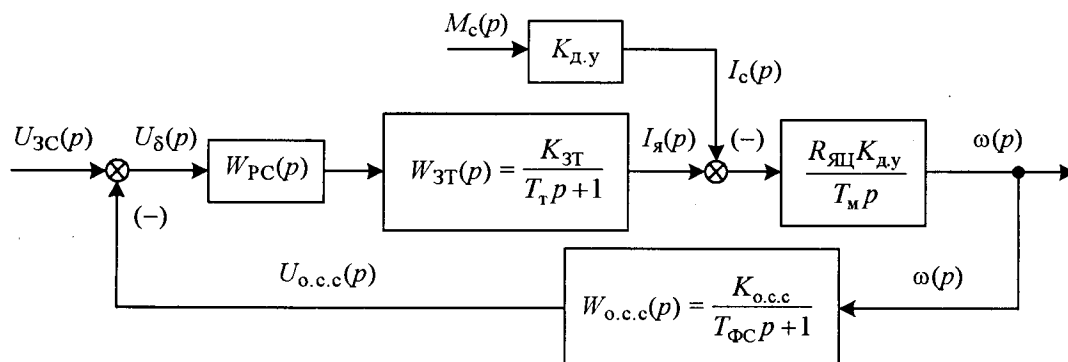


Рис.1. Структурная схема контура регулирования скорости

Приравнявая правые части (1) и (2), получим искомую передаточную функцию РС:

$$W_{PC}(p) = \frac{(T_1 p + 1)(4T_{\Phi C} p + 1)}{\frac{8T_{\Phi C}^2 K_{3T} K_{д.у} R_{\alpha\Gamma} K_{o.c.c}}{T_m} p} \quad (3)$$

Из (3) следует, что передаточная функция РС соответствует передаточной функции ПИД-регулятора.

При этом передаточная функция замкнутого скоростного контура по управляющему воздействию

$$W_{3C}(p) = \frac{U_{o.c.c}(p)}{U_{3C}(p)} = \frac{4T_{\Phi C} p + 1}{8T_{\Phi C}^3 p^3 + 8T_{\Phi C}^2 p^2 + 4T_{\Phi C} p + 1} \quad (4)$$

Известно, что при стандартной настройке контура скорости на симметричный оптимум переходный процесс по управляющему воздействию имеет большое перерегулирование. Поэтому на входе контура скорости включается апериодический фильтр, постоянная времени которого T_{Φ} , равна постоянной времени форсирующего звена $4T_{\Phi C}$ в (4). Покажем, что эквивалентный результат получается, если упрощённая схема регулятора скорости имеет вид, приведённый на рис.2, т.е.

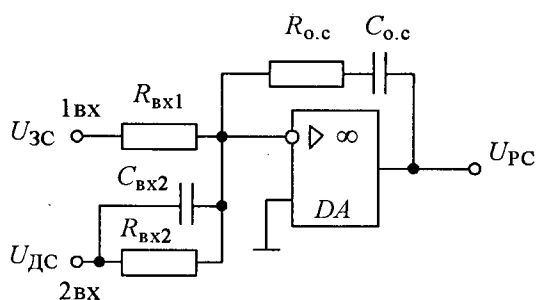


Рис.2. Электрическая схема регулятора скорости

эта схема эквивалентна ПИД-регулятору с апериодическим фильтром на первом входе.

Для этого представим РС на структурной схеме контура скорости в виде двух звеньев. На первый вход подается сигнал U_{3C} , а на второй – $U_{\delta C}$, как это показано на рис.3,а.

На основе схемы РС (рис.2) запишем его передаточные функции отдельно по первому и по второму входу:

$$W_{PC.3C}(p) = \frac{R_{o.c} C_{o.c} p + 1}{R_{BX1} C_{o.c} p} \quad (5)$$

$$W_{PC.\delta C}(p) = \frac{(R_{o.c} C_{o.c} p + 1)(R_{BX2} C_{BX2} p + 1)}{R_{BX2} C_{o.c} p} \quad (6)$$

Тогда, поделив (5) на (6), получим:

$$W_{\Phi 2}(p) = \frac{\frac{R_{BX2}}{R_{BX1}}}{R_{BX2} C_{BX2} p + 1} \quad (7)$$

где $R_{BX2} C_{BX2} = 4T_{\Phi C}$.

Приведём структурную схему на рис.3,а с помощью соответствующих эквивалентных структурных преобразований сначала к виду, показанному на рис.3,б, а затем с учётом (7) к виду рис.3,в.

Очевидно, что в структурной схеме на рис.3,в передаточная функция ПИД-регулятора скорости

$$W_{PC.ПИД}(p) = W_{PC.\delta C}(p) \frac{R_{BX2}}{R_{BX1}} = \frac{(R_{o.c} C_{o.c} p + 1)(R_{BX2} C_{BX2} p + 1)}{R_{BX1} C_{o.c} p} \quad (8)$$

При этом передаточная функция звена в цепи обратной связи

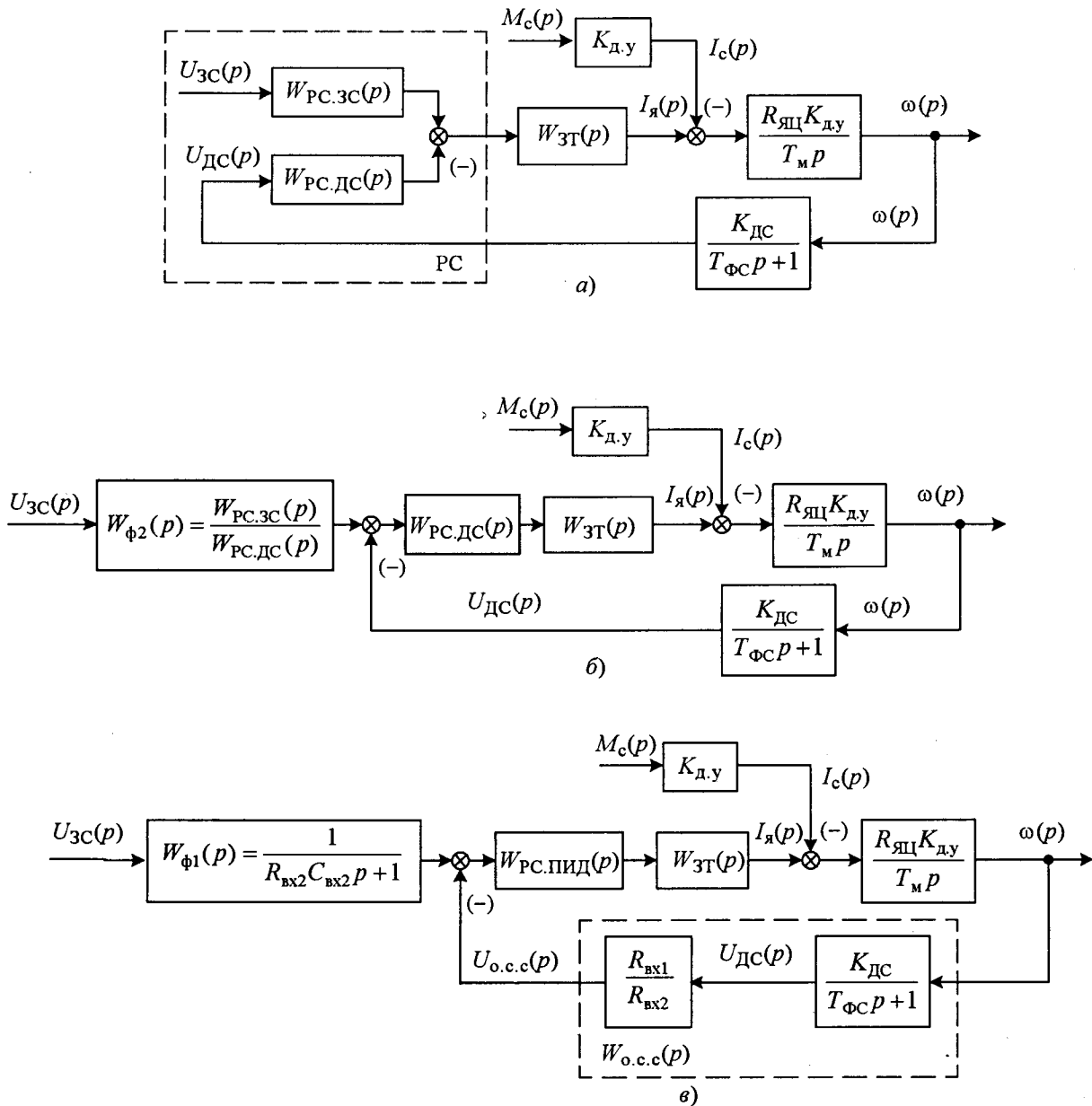


Рис.3. Структурные преобразования схемы контура скорости

$$W_{о.с.с}(p) = \frac{R_{вх1}}{R_{вх2}} \frac{K_{дс}}{T_{фс} p + 1} = \frac{K_{о.с.с}}{T_{фс} p + 1}, \quad (9)$$

где

$$K_{о.с.с} = K_{дс} \frac{R_{вх1}}{R_{вх2}}.$$

Отсюда следует, что схема регулятора на рис.2 соответствует регулятору с передаточной функцией $W_{PC.пид}(p)$, с фильтром $W_{\phi 1}(p)$ на первом входе рис.3,в. Приравнявая соответствующие коэффициенты в передаточных функциях (8) и (3), получим систему уравнений для расчёта параметров регулятора скорости:

$$\begin{cases} R_{о.с} C_{о.с} = T_T; & R_{вх2} C_{вх2} = 4T_{фс}; \\ R_{вх1} C_{о.с} = \frac{8T_{фс}^2 K_{3T} K_{д.у} K_{о.с.с} R_{яц}}{T_m}; \\ \frac{R_{вх1}}{R_{вх2}} = \frac{K_{о.с.с}}{K_{дс}}. \end{cases} \quad (10)$$

Задавая значение одного из параметров, например, $R_{вх1}$, можно из (10) найти искомые параметры: $R_{вх2}$, $C_{вх2}$, $C_{о.с}$, $R_{о.с}$.

Оценку качества такой настройки контура скорости можно провести по переходным

характеристикам, которые рассчитываются по передаточным функциям замкнутого скоростного контура по управляющему $W_y(p)$ и возмущающему $W_b(p)$ воздействиям:

$$W_y(p) = \frac{\omega(p)}{U_{3C}(p)} = \frac{T_{\Phi C} p + 1}{K_{0.с.с} (2T_{\Phi C} p + 1)(4T_{\Phi C}^2 p^2 + 2T_{\Phi C} p + 1)}; \quad (11)$$

$$W_b(p) = \frac{\omega(p)}{M_c(p)} = -\frac{8T_{\Phi C}^2 R_{ЯЦ} K_{д.у}^2 (T_{\Phi C} p + 1)p}{T_M (2T_{\Phi C} p + 1)(4T_{\Phi C}^2 p^2 + 2T_{\Phi C} p + 1)}. \quad (12)$$

Из (11) и (12) следует, что быстродействие скоростного контура тем выше, чем меньше постоянная времени $T_{\Phi C}$.

С целью иллюстрации полученных результатов на рис.4 приведены переходные харак-

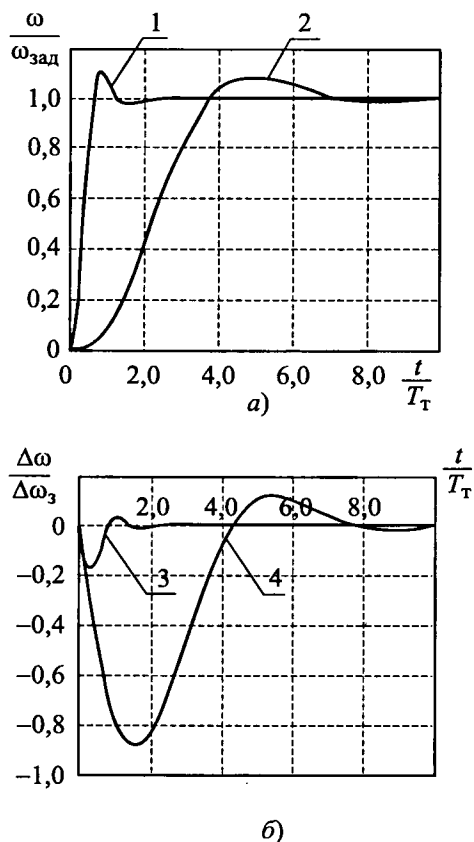


Рис.4. Переходные характеристики по управляющему (а) и возмущающему (б) воздействиям

теристики скоростного контура при его настройке по предлагаемой методике (кривые 1,3) и стандартной настройке (кривые 2,4) на симметричный оптимум по управляющему и возмущающему воздействиям.

На рис.4,б $\Delta\omega_3 = \frac{2T_T}{T_M} K_{д.у}^2 R_{ЯЦ} M_c$ – стати-

ческая ошибка в контуре скорости при стандартной настройке на технический оптимум. Экспериментальная проверка предлагаемой методики расчёта ПИД-регулятора скорости проводилась на испытательном стенде на базе комплектного электропривода "КЕМ-ТОК" [3]. Из рис.4 следует, что предлагаемая методика настройки на симметричный оптимум позволяет существенно улучшить динамические показатели качества контура скорости.

Список литературы

1. Ключев В.И. Теория электропривода. М: Высшая школа, 2001.
2. Шрейнер Р.Т. Системы подчиненного регулирования электроприводов. Ч.1. Электроприводы постоянного тока с подчиненным регулированием координат: Учеб. пособие для вузов. Екатеринбург. Изд-во Урал.гос.проф.-пед.ун-та, 1997.
3. Чернов Е.А., Кузьмин В.П. Комплектные электроприводы станков с ЧПУ : Справочное пособие. Горький : Волго-Вятское кн. изд-во, 1989.

Курган Владимир Павлович – доцент кафедры "Электропривод и промышленная автоматика" Самарского ГТУ, канд. техн. наук. Окончил Куйбышевский политехнический институт в 1971 г. Защитил диссертацию по теме "Разработка и исследование электро-механических систем автоматического управления рабочими движениями круглошлифовального станка" в 1983 г.

Кузнецов Павел Константинович – заведующий кафедрой "Электропривод и промышленная автоматика" СамГТУ, доктор техн. наук, проф. Окончил электротехнический факультет Куйбышевского политехнического института в 1969 г. Защитил докторскую диссертацию по теме "Методы построения и анализа динамики цифровых систем идентификации движения яркостных полей в реальном времени" в 1994 г.

Панкин Алексей Александрович – ассистент кафедры "Электропривод и промышленная автоматика" СамГТУ. Окончил электротехнический факультет СамГТУ в 2001 г.

Погрешности измерений при технической диагностике электроустановок

ГОЛЬДШТЕЙН В.Г., ГУЛЯЕВ В.А., КОСОРЛУКОВ И.А., СТЕПАНОВ В.П.

Исследованы процессы получения и передачи информации о параметрах режимов, на основе которых производится техническая диагностика состояния электрических сетей и систем электроснабжения и даны рекомендации по снижению погрешностей в устройствах измерения, преобразования, регистрации и передачи информации при реализации процедур технической диагностики.

In the article processes of receiving and transmitting of network characteristics are analyzed. Basing on them technical diagnostics of electric network and power supply systems conditions are carried out. Recommendations for lowering mistake in measuring, registering and transmitting devices while carrying out technical diagnostics are given.

В современных условиях при реализации процессов измерений в технической диагностике электроустановок электрических сетей и систем электроснабжения (ЭССЭ) можно с большой уверенностью считать, что ключевыми элементами преобразования сигналов по-прежнему остаются электромагнитные измерительные трансформаторы напряжения (ТН) и тока (ТТ), а также разнообразные делители, в том числе ёмкостные (ЕД), омические (ОД) и др.

Реализация требования преобразования и передачи первичных сигналов во вторичные цепи с контролируемой погрешностью является важной и актуальной научно-технической проблемой, а научно обоснованные предложения, выводы и рекомендации, способствующие её решению, могут быть полезными для решения большого круга практических задач [1–3].

В экспериментальных исследованиях коммутационных и атмосферных перенапряжений, воздействующих на электроустановки ЭССЭ [1–3], устройства измерений и регистрации (УИР) присоединяются к сетям 6–220 кВ ЭССЭ через ТН и ЕД, а также с помощью естественных ёмкостей (в основном в сетях 110 кВ и выше) таких электроустановок ЭССЭ, как конденсаторы связи, проходные изоляторы, экраны вторичных обмоток ТТ и т.д. Использование нестандартных устройств и, в частности специальных конденсаторов, как дополнительных аппаратов в главных схемах соединений подстанций, нежелательно, так как они могут привести к увеличению числа аварийных ситуаций при их повреждениях. Поэтому при оценке технического состояния и анализе перенапряжений в сетях ЭССЭ с

изолированной нейтралью предпочтение отдаётся измерительным ТН.

При этом необходимо представлять причины и области появления возможных погрешностей измерений, которые возникают, прежде всего, из-за зависимости коэффициентов трансформации ТН от частоты, отчетливо заметной при резонансных явлениях в обмотке высокого напряжения при наличии высших гармонических составляющих в измеряемом напряжении. Большая индуктивность обмотки ВН и ёмкости между витками и землёй образуют несколько колебательных контуров, в которых и возникают резонансные явления. Другими причинами являются насыщение стали магнитной системы при повышенном напряжении, поверхностный эффект, все более проявляющийся с ростом частоты, и др.

Частотные характеристики коэффициентов трансформации $K_T = U_2/U_1$ для ТН 6, 10, 35 кВ [2] часто встречающихся типов НОМ и НТМИ в диапазонах от 50 до 3000–4000 Гц, практически постоянны. Эти диапазоны соответствуют частотам гармоник напряжения в переходных процессах при дуговых замыканиях на землю, коммутациях линий и ненагруженных трансформаторов, а также при феррорезонансных явлениях. При этом погрешности, вносимые ТН, в худших случаях не превосходят 5% по амплитуде, что вполне соответствует общепринятым уровням перенапряжений, используемым при оценке технического состояния электроустановок ЭССЭ.

Исследования показывают, что ТН 6–35 кВ можно использовать для анализа перенапряжений при дуговых и металлических замы-

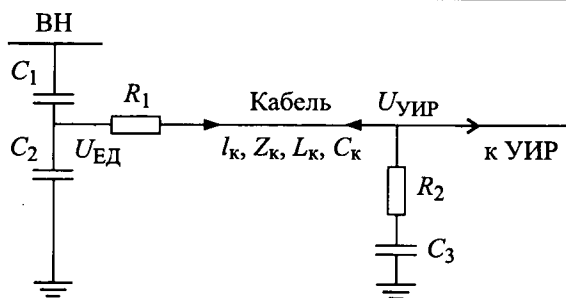


Схема присоединения УИР к высоковольтному ЕД

каниях на землю, феррорезонансных явлениях, коммутациях воздушных и кабельных линий современными коммутационными аппаратами при наличии защиты от перенапряжений [2, 3].

В худших случаях здесь целесообразно использовать различные типы ЕД. Упрощенная схема присоединения УИР к ЕД представлена на рисунке. При этом учитывается, что в областях высоких частот, характерных для перенапряжений, обусловленных работой современных коммутационных аппаратов и в некоторых других случаях, ЕД имеют более благоприятные частотные характеристики с практически постоянными коэффициентами преобразования сигналов. Их отличают сравнительная простота конструкции, отсутствие необходимости мероприятий по отводу тепла, выделяющегося в активных элементах высоковольтного плеча (ВВП) ЕД.

В идеализированной схеме при появлении на НВП ЕД прямоугольного импульса напряжения $V_{\text{ЕД}}(t) = U_{\text{ЕД}}$. Для напряжений $V_{\text{ЕД}}(t)$ и на входе УИР $V_{\text{УИР}}(t)$ можно записать операторные выражения:

$$V_{\text{ЕД}}(p) = U_{\text{ЕД}} / p;$$

$$V_{\text{УИР}}(p) = \frac{R_2 + \frac{1}{pC_3}}{p \left(R_1 + R_2 + \frac{1}{pC_2} + \frac{1}{pC_3} \right)}. \quad (1)$$

Для упрощения анализа можно считать $R_1 = R_2 = Z_k$ и $C_2 = C_3$. После преобразования можно записать: $V_{\text{УИР}}(p) = (1/2)V_{\text{ЕД}}(p)$ и $V_{\text{УИР}}(t) = (1/2)U_{\text{ЕД}}$.

Таким образом, при приходе со стороны ВВП прямоугольного импульса напряжение на УИР $V_{\text{УИР}}(t)$ будет иметь ту же форму с амплитудой, уменьшенной в соответствии с

коэффициентом деления ЕД. Это в первом приближении является подтверждением отсутствия искажения сигналов.

Причиной основной погрешности ЕД является ток, протекающий при работе УИР в процессе разряда ёмкости низковольтного плеча (НВП). Эту погрешность можно существенно уменьшить, увеличив по возможности ёмкость ВВП и входное сопротивление УИР, а также постоянную времени T разряда НВП, $T \approx (C_1 + C_2 + C_k + C_3)R_{\text{вх.УИР}}$ [3].

Ещё одной существенной причиной погрешности ЕД является влияние паразитных ёмкостей на соседние фазы, которое становится заметным при ёмкости ВВП менее 250 пФ, что характерно для случая, когда в качестве ВВП используется гирлянда подвесных изоляторов. Однако в большинстве случаев оказывается возможным увеличение этой ёмкости, например, при использовании специальных высоковольтных конденсаторов и других технических решений. Анализ показывает, что при этом этот вид погрешности можно не учитывать [2, 3].

Обязательным условием при использовании ЕД является также проверка на отсутствие повышения интенсивности частичных разрядов, а на напряжениях 110 кВ и выше — на отсутствие короны.

Одним из наиболее важных аспектов обеспечения достоверности и точности УИР является проблема погрешностей, характерных для тех случаев, когда УИР удалено от ЕД и передача информации производится на некоторое геометрическое расстояние l по кабелю с реальной длиной l_k , в большинстве случаев превышающей l . Проведём подробный анализ причин погрешностей изменений, а также дадим обоснование рекомендаций по их ограничению и устранению.

Прежде всего, при организации передачи сигналов длина кабеля l_k должна быть как можно ближе к кратчайшему геометрическому расстоянию l между источником и приёмником. Очевидно, что чем больше l_k , тем в большей мере проявляются волновые процессы, возникающие при преломлении и отражении электромагнитных сигналов, распространяющихся по кабелю.

Как правило, это становится заметным, когда, например, передача управляющей информации и измеренных сигналов, которые

располагаются в широком частотном диапазоне, производится на значительные расстояния при соответствующих длинах кабелей $l_k \sim 50 \div 100$ м и более. Отметим, что влияние этих процессов можно практически полностью исключить включением согласующих сопротивлений R_1 и R_2 , равных волновому сопротивлению Z_k . При малых значениях l_k необходимости в сопротивлениях R_1 и R_2 нет.

Кроме того, одними из наиболее значимых являются так называемые резонансные погрешности, которые возникают при приближении спектра частот колебаний сигнала к собственной резонансной частоте f_0 схемы присоединения УИР к ЕД. Задавая возможную верхнюю границу спектра передаваемых сигналов по частоте можно приближённо найти оценку максимальной длины l_k соединительного кабеля для конкретного значения f_0 . При меньших длинах l_k резонансных погрешностей измерений практически не будет.

Для решения этой задачи в первом приближении исключим из схемы согласующие сопротивления R_1 и R_2 , что, как показывает анализ [3], мало повлияет на значение резонансной частоты в схеме, но существенным образом упростит анализ. Представляя соединительный кабель П-образной схемой замещения (рисунок), можно определить её параметры в виде: индуктивность $L_k = Z_k \tau$ и ёмкость $C_k = \tau / Z_k$, где Z_k – полное волновое сопротивление кабеля, которое приближённо можно считать не зависящим от частоты; $\tau = l_k / v$ – время пробега волны по кабелю длиной l_k ; v – скорость распространения волны по конкретному кабелю, известная из справочной литературы.

Теперь в соответствие со схемой f_0 можно приближенно найти с помощью известного выражения:

$$f_0 = \omega_0 / (2\pi) = 1 / (2\pi \sqrt{L_k C_{эк}}), \quad (2)$$

где

$$C_{эк} = (C_1 + C_k/2)(C_2 + C_k/2) / (C_1 + C_2 + C_k). \quad (3)$$

Решение данной задачи может быть выполнено простыми неаналитическими методами, основанными на графической или численной обратной интерполяции. Сущность этого подхода заключается в построении зависимости для определения резонансной частоты $f_0 = F(l_k) =$ по выражению (2):

$$f_0 = F(l_k) = \sqrt{\frac{\nu \left(C_1 + C_2 + \frac{l_k}{Z_k \nu} \right)}{\pi^2 Z_k l_k \left(C_1 + \frac{l_k}{Z_k \nu \cdot 2} \right) \left(C_2 + \frac{l_k}{Z_k \nu \cdot 2} \right)^4}}. \quad (4)$$

В выражении (4) названная функциональная зависимость однозначно определяет значение f_0 по заданной l_k , поскольку отрицательное значение корня по определению можно отбросить. При этом функция F может быть найдена с помощью процедур обратной интерполяции или графически, или численно с помощью интерполяционных полиномов Ньютона, Лежандра и т.д. [4]. При практическом применении данный способ, несколько проигрывая в точности предыдущему аналитическому, оказывается более удобным.

Для контроля предложенного приближённого способа определения граничных значений длин кабелей и резонансных частот численными методами были проведены аналогичные решения, выполненные для l_k с учётом $R_1 = R_2 = Z_k$. Они дают значения, отличающиеся от полученных по (4) не более, чем на 5%. Результаты вычислений дают снижение f_0 за счёт учёта согласующих сопротивлений на то же значение. Это позволяет считать, что результаты определены с соответствующим запасом и обеспечивают подавление резонансных погрешностей.

В работе УИР, особенно при малых сигналах, заметными также оказываются погрешности, обусловленные электромагнитным влиянием близко расположенных к кабелю силовых токоведущих проводов. Эти погрешности можно снизить, применяя экранирование, а также повышая напряжение передаваемых сигналов увеличением ёмкости НВП и соответствующим его снижением с помощью дополнительного делителя непосредственно в УИР. Так, в [2] напряжения на НВП и в кабеле были на уровне примерно 200 В, а непосредственно в УИР около 20–30 В.

Выводы

1. При реализации технической диагностики в части оценки состояния изоляции электроустановок, прежде всего по параметрам нормальных и аварийных режимов не-

обходим эффективный контроль погрешностей при преобразовании и передаче информации.

2. Исследованы погрешности, возникающие в электромагнитных измерительных трансформаторах и ёмкостных делителях, а также линиях связи, обеспечивающих передачу информации к устройствам контроля, измерения и регистрации.

3. Даны рекомендации по оценке и снижению погрешностей в ТН, линиях передачи информации и УИР.

Список литературы

1. Гольдштейн В.Г., Хренников А.Ю. Техническая диагностика, повреждаемость и ресурсы силовых и измерительных трансформаторов и реакторов. М.: Энергоатомиздат, 2007.

2. Гиндуллин Ф.А., Гольдштейн В.Г., Дульзон А.А., Халилов Ф.Х. Перенапряжения в сетях 6–35 кВ. М.: Энергоатомиздат, 1989.

3. Половой И.Ф., Михайлов Ю.А., Халилов Ф.Х. Внутренние перенапряжения на изоляции высокого и сверхвысокого напряжения. Л.: Энергоатомиздат, 1989.

4. Демидович Б.П., Марон И.А. Основы вычислительной математики. М.: Физматгиз, 1963.

Гольдштейн Валерий Геннадьевич – профессор кафедры "Автоматизированные электроэнергетические системы" СамГТУ, доктор техн. наук, проф. Окончил электротехнический факультет Куйбышевского политехнического института в 1964 г. Защитил докторскую диссертацию по теме "Электромагнитная совместимость высоковольтного электроэнергетического оборудования при воздействиях перенапряжений в установках нефтяной промышленности" в 2002 г.

Гуляев Валерий Алексеевич – заместитель генерального директора по закупкам и логистике ОГК-6 "Шестая генерирующая компания оптового рынка электроэнергии".

Косорлуков Игорь Андреевич – студент четвертого курса электротехнического факультета Сам ГТУ.

Степанов Валентин Павлович – декан электротехнического факультета, заведующий кафедрой "Автоматизированные электроэнергетические системы" СамГТУ, доктор техн. наук, проф. Окончил электротехнический факультет Куйбышевского политехнического института в 1968 г. Защитил докторскую диссертацию по теме "Динамические модели и методы расчёта характеристик графиков электрической нагрузки иерархически-структурных систем электроснабжения" в 1999 г.

Автокорреляционные функции тока дуговой сталеплавильной печи на технологических этапах

САЛТЫКОВ А.В.

Получены основные коэффициенты, характеризующие автокорреляционные функции случайного тока ДСП-40 для всех технологических этапов плавки. Выявлена устойчивая экспоненциально-косинусная форма автокорреляционных функций тока дуги ДСП для всех технологических этапов при широком диапазоне изменения коэффициентов α и ω_0 . Показано, что автокорреляционная функция изменений тока дуги ДСП, в основном, определяется параметрами используемого автоматического регулятора мощности ДСП.

Основным переменным и регулируемым параметром, определяющим как характер изменения резкопеременной нагрузки дуговой сталеплавильной печи (ДСП), так и показателей качества напряжения в системе электроснабжения, является ток дуги ДСП. На значение и характер изменения тока дуги в процессе плавки оказывает влияние много факторов, основными из которых являются заданное значение тока дуги ДСП (уставка) на выбранной ступени трансформации печного трансформатора, ха-

Autocorrelation functions of a current of the arc steel-smelting furnace ASSF-40 at technological stages smelt are considered. Stability exponential-cosines autocorrelation functions of a current of the arc steel-smelting furnace at technological stages for big diapason variety coefficients norm ling a.s.s.f. are find. Autocorrelation functions variety of a current of the arc steel-smelting furnace determinate parameters using automation control for power a.s.s.f. are showed.

актер технологического этапа ДСП: расплавление, окисление, рафинирование [1].

В общем случае ток дуги ДСП представляет собой нестационарный случайный процесс $I(t)$, который характеризуется многомерным законом распределения, позволяющим анализировать связи между вероятными значениями случайной функции в различные моменты времени. Поскольку мгновенные значения процесса в любые моменты времени являются случайными величинами, для решения прикладных

задач [2] ограничиваются более простыми характеристиками случайного процесса, как правило, корреляционными и моментными функциями. Указанные обстоятельства обуславливают необходимость выбора вида нормированной корреляционной функции (НКФ) [2] на стационарных участках рабочего тока ДСП для основных технологических режимов: расплавление, окисление, рафинирование, и рабочих ступенях трансформации печного трансформатора (ПТ).

Для выбора вида НКФ [2], отражающего случайный характер изменения тока дуги ДСП, были проведены экспериментальные исследования на действующих печах ДСП-40. Экспериментальные исследования тока ДСП-40 выполнялись для ряда плавок, длительность которых варьировалась от 2 ч 30 мин до 3 ч 15 мин. В частности, для плавки металла в ДСП-40 с продолжительностью $T_{\text{пл.раб}} = 9393$ с, т.е. 2 ч 36 мин 33 с (без учёта простоев) продолжительности технологических режимов (этапов) составили: расплавление (первая завалка: 3 ступень – 15 мин 55 с; 1 ступень – 22 мин 55 с; 3 ступень – 8 мин 24 с); (вторая завалка: 3 ступень – 8 мин 19 с; 1 ступень – 24 мин 01 с; 3 ступень – 19 мин 40 с); окисление: 4 ступень – 19 мин 38 с; восстановление: 7 ступень – 37 мин 41 с.

В процессе исследований тока дуги ДСП-40 было получено, что в режиме расплавления на 1-й ступени ПТ случайный процесс изменения тока дуги ДСП-40, образец которого показан на рис. 1, можно принять стационарным на интервале длительностью 240 с.

Характеризующая этот процесс изменения тока ДСП НКФ (рис. 2) будет определяться экспоненциально-косинусной функцией:

$$R_I(\tau) = e^{-0,02\tau} \cos 0,08\tau, \quad (1)$$

где $\alpha = 0,02 \text{ с}^{-1}$; $\omega_0 = 0,08 \text{ рад/с}$.

Помимо режима расплавления металла на 1-й ступени ДСП целесообразным является также определение вида и коэффициентов автокорреляционных функций для других ступеней ПТ в режиме расплавления и для других технологических режимов: окисления и восстановления.

В таблице приведены параметры α и ω_0 аппроксимирующих НКФ, а также значения времени корреляции T_k , минимально необходимого времени реализации T_p , среднеквадратичного отклонения σ тока дуги ДСП-40: для режима расплавления на 3-й ступени трансформа-

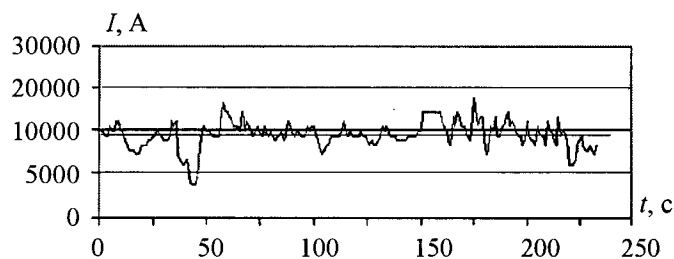


Рис. 1. Характер изменения тока дуги ДСП-40 на участке стационарности длительностью 240 с, математическое ожидание $m_I = 19460,2 \text{ A}$

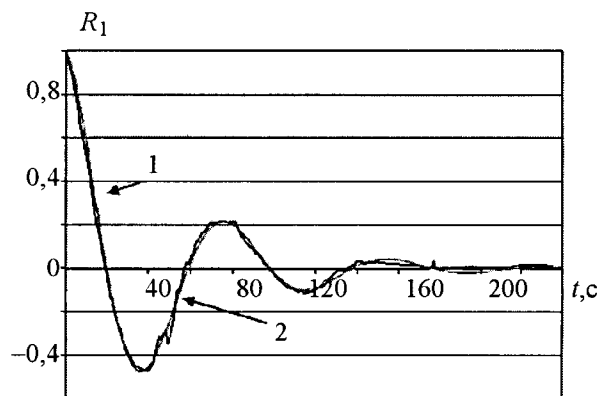


Рис. 2. Автокорреляционная функция тока ДСП-40 режима расплавления шихты первой завалки на 1-й ступени ПТ на интервале 240 с:

1 – экспериментальная; 2 – аппроксимирующая

ции ПТ; для режима окисления на 4-й ступени; для режима восстановления на 7-й ступени.

В таблице также приведены значения относительной погрешности δ аппроксимации экспериментальных автокорреляционных функций. Погрешности аппроксимации экспериментальных нормированных автокорреляционных функций экспоненциально-косинусной функцией вида (1) с различными коэффициентами α и ω_0 были определены согласно методике [3].

Учитывая небольшую погрешность произведённой аппроксимации ($\delta < 2\%$) экспериментальных НКФ экспоненциально-косинусной функцией, выражение (1) для аппроксимирующей НКФ можно считать типовым с коэффициентами, приведёнными в таблице, для всех участков плавки в ДСП-40.

Характер изменения тока дуги и наличие косинусной составляющей в автокорреляционной функции (1) указывают на существенную периодичность в изменениях тока, которую мож-

Параметры аппроксимирующих функций НКФ тока дуги ДСП на интервалах длительностью 240 с для характерных технологических этапов плавки

Режим	$\alpha, \text{с}^{-1}$	$\omega_0, \text{рад/с}$	$\omega_0, \%$	$T_{\text{к}}, \text{с}$	$T_{\text{р}}, \text{с}$	$\sigma, \text{А}$
Проплавление колодцев 3-я ступень	0,025	0,089	0,09	2,93	234	3292
Расплавление 1-я ступень	0,020	0,080	0,075	2,94	235	1597
Расплавление 2-я завалка 1-я ступень	0,4	0,13	-1,8	2,26	180	1631
Расплавление 3-я ступень (без реактора)	0,012	0,055	0,04	3,79	303	1799
Окисление 4-я ступень	0,20	0,40	1,5	1,00	80	966
Восстановление 7-я ступень	0,28	0,48	1,9	0,91	73	851

но объяснить наличием постоянно действующего фактора, т.е. автоматического регулятора перемещения электродов (регулятора мощности), имеющего большую постоянную времени и большой диапазон изменений.

Изучение характеристик применяемых регуляторов мощности [4], указывает на существенное различие скоростей отработки сигнала, вызывающего разгон и торможение двигателя привода. Значительные изменения тока, связанные с резкими изменениями условий горения дуги, вызывают увеличение коэффициента усиления цепи регулирования и увеличение скорости разбега. Наличие моментов сопротивления в системе регулирования, инерционности звеньев, конструктивного несовершенства исполнительных механизмов, нелинейности и пр. снижает качество регулирования электрического режима печи. Низкое быстродействие используемых регуляторов вызывает перерегулирование, отражающееся в работе печи в режиме, отличном от заданного.

Сопоставление полученных при обработке экспериментальных данных значений (таблица) коэффициентов автокорреляционной функции изменений тока дуги, с их значениями, приведенными в [3], показывает, что коэффициент затухания α определяется, в основном, постоянной времени регулятора мощности $T_{\text{р}}$, которая для существующих типов регуляторов составляет 0,15–0,25 с. Круговая частота ω_0 огибающей тока дуги определяется, как правило, средней частотой собственных колебаний регулятора $\omega_0 = 2\pi f_0$, где $f_0 \approx 0,5 \pm 1$ Гц. Постоянные времени печных контуров исследуемых печей показывают, что их значения во всем диапазоне изменения тока дуги существенно меньше постоянных времени регуляторов $T_{\text{п.к}} \ll T_{\text{р}}$.

Таким образом, автокорреляционная функция изменений тока дуги, в основном, опреде-

ляется параметрами используемого регулятора, а параметры печного контура, представленные в виде их постоянных времени, приводят к искажению формы кривой тока.

Выводы

1. Выявлена устойчивость экспоненциально-косинусной формы автокорреляционных функций тока дуги ДСП для разных технологических этапов и на всех рассмотренных участках при широком диапазоне изменения коэффициентов α и ω_0 . Показано, что в режиме расплавления на максимальной ступени печного трансформатора НКФ тока ДСП-40 характеризуются коэффициентами $\alpha = 0,02 \text{ с}^{-1}$, $\omega_0 = 0,08 \text{ рад/с}$; в режиме окисления – $\alpha = 0,2 \text{ с}^{-1}$, $\omega_0 = 0,4 \text{ рад/с}$, а в режиме восстановления – $\alpha = 0,28 \text{ с}^{-1}$, $\omega_0 = 0,48 \text{ рад/с}$.

2. Выявлена периодичность автокорреляционной функции, что позволяет сделать вывод о доминирующем влиянии характеристик регулятора на характер изменения огибающей тока дуги ДСП.

Список литературы

1. Салтыков В.М., Салтыкова О.А., Салтыков А.В. Влияние характеристик дуговых сталеплавильных печей на качество напряжения в системах электроснабжения. М.: Энергоатомиздат, 2006.
2. Г. Дженкинс, Д. Ваттс. Спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1971.
3. Влияние дуговых электропечей на системы электроснабжения / Под ред. М.Я. Смелянского, Р.В. Минеева. М.: Энергия, 1975.
4. Сапко А.И. Исполнительные механизмы регуляторов мощности дуговых электропечей. М. -Л.: Госэнергоиздат, 1963.

Салтыков Александр Валентинович – доцент кафедры «Автоматизированные электроэнергетические системы» СамГТУ, канд. техн. наук. Окончил электротехнический факультет Тольяттинского политехнического института в 1999 г. Защитил диссертацию по теме «Электромагнитная совместимость параллельных дуговых сталеплавильных печей с системой электроснабжения» в 2006 г.

Моделирование корреляционной функции и оценка дисперсии группы периодически работающих зависимых электроприёмников

БИРЮКОВ А.Н., СТЕПАНОВ В.П.

Рассмотрена работа группы зависимых электроприёмников с двухступенчатыми периодическими графиками электрической нагрузки. Представлена модель корреляционной функции такого графика. На её основе получены аналитические выражения для определения осреднённой дисперсии группового графика электрической нагрузки.

The operation of dependent electroreceivers group with the dual-ratio periodic graphics of electrical load is considered in this article. The model of the correlation function of such graphics is designed and presented here. On its basis the analytical expressions for average on interval dispersion electrical load group of graphics are obtained.

Оценку θ -пиков и θ -впадин групповых графиков электрической нагрузки (ГЭН) принято производить по известному выражению [1]:

$$P_{\theta п.в} = P_{ср} \pm \beta \sqrt{DP_{\theta}}, \quad (1)$$

которое базируется на предположении о нормальном законе распределения вероятностей ординат ГЭН, стационарности процесса электропотребления и независимости работы электроприёмников (ЭП) друг от друга. Однако, если средняя мощность $P_{ср}$ равна сумме средних мощностей отдельных ЭП $P_{ср}$ в группе при любых режимах работы, то для важного класса зависимых ЭП аналитическая оценка статистического коэффициента β и осреднённой дисперсии нагрузки DP_{θ} остается неопределённой. Целью настоящей статьи является разработка вероятностной модели оценки осреднённой дисперсии ГЭН группы зависимых ЭП DP_{θ} .

В основу положена двухступенчатая модель индивидуально периодического ГЭН ЭП, предложенная в [1]. Однако для оценки дисперсии можно отказаться от использования индивидуального ГЭН (рис.1,а), а расчёты проводить по его автокорреляционной функции (АКФ).

Для двухступенчатого периодического процесса изменения электрической нагрузки ЭП АКФ представляет собой эргодический поток равноотстоящих треугольников одинаковой высоты [2] (рис.1,б). Ширина каждого треугольника

$$\tau' = \begin{cases} 2k_B T_{ц} & \text{при } k_B \leq 0,5; \\ 2(1-k_B)T_{ц} & \text{при } k_B \geq 0,5, \end{cases} \quad (2)$$

где k_B – коэффициент включения ЭП; $T_{ц}$ – время цикла.

Максимальные значения корреляционной функции (КФ) соответствуют значению дисперсии исходного индивидуального ГЭН ЭП Dp , определяемой по выражению [1–3]:

$$\begin{aligned} Dp &= p_{ск}^2 - p_{ср}^2 = p_{н}^2 k_{и} k_3 - p_{н}^2 k_{и}^2 = \\ &= p_{н}^2 k_{и} (k_3 - k_{и}) = p_{н}^2 k_3^2 k_B (1 - k_B) = \\ &= p_B^2 k_B (1 - k_B), \end{aligned} \quad (3)$$

где $p_{н}$, $p_{ск}$, $p_{ср}$ – номинальная, среднеквадратичная и средняя мощности ЭП; $k_{и}$ – коэффициент использования ЭП; k_3 – коэффициент загрузки ЭП; p_B – средняя мощность, потребляемая ЭП за время включения t_B .

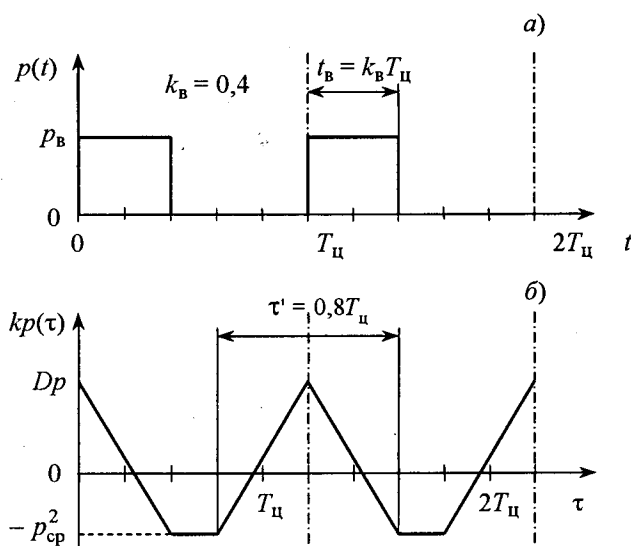


Рис.1. Характеристики ЭП:
а – ГЭН; б – АКФ

Минимальные значения КФ при $k_B \leq 0,5$ соответствуют отрицательному значению квадрата средней мощности (рис.1,б), а при $k_B > 0,5$ определяются влиянием электрической нагрузки следующего и предыдущего циклов. В этом случае кусочно-линейное выражение для КФ по [3] при $k_B \leq 0,5$ описывается выражением:

$$kp(\tau) = \begin{cases} p_B^2(k_B - k_B^2 - \tau/T_{ц} \pm m) & \text{при } 0 \pm mT_{ц} \leq \tau \leq k_B T_{ц} \pm mT_{ц}; \\ -p_B^2 k_B^2 & \text{при } k_B \pm mT_{ц} \leq \tau \leq (1 - k_B)T_{ц} \pm mT_{ц}; \\ p_B^2(k_B - k_B^2 + \tau/T_{ц} - 1 \mp m) & \text{при } (1 - k_B)T_{ц} \pm mT_{ц} \leq \tau \leq (m+1)T_{ц}, \end{cases} \quad (4)$$

при $k_B > 0,5$ выражением:

$$kp(\tau) = \begin{cases} p_B^2(k_B - k_B^2 - \tau/T_{ц} \pm m) & \text{при } 0 \pm mT_{ц} \leq \tau \leq (1 - k_B)T_{ц} \pm mT_{ц}; \\ p_B^2(2k_B - k_B^2 - 1) & \text{при } (1 - k_B) \pm mT_{ц} \leq \tau \leq k_B T_{ц} \pm mT_{ц}; \\ p_B^2(k_B - k_B^2 + \tau/T_{ц} - 1 \mp m) & \text{при } k_B T_{ц} \pm mT_{ц} \leq \tau \leq (m+1)T_{ц}, \end{cases} \quad (5)$$

где m – целое число циклов относительно исходного цикла; τ – время корреляции.

Разложение в ряд Фурье выражений (4), (5) позволяет представить КФ одним единственным выражением для любого значения k_B :

$$kp(\tau) = 2p_B^2 \sum_{\mu=1}^{\infty} \frac{\sin^2 \pi \mu k_B}{\pi^2 k_B^2} \cos 2\pi \mu \tau / T_{ц}. \quad (6)$$

Переход к осреднённой дисперсии Dp_{θ} осуществляется по известному выражению [2]:

$$\begin{aligned} Dp_{\theta} &= \frac{2}{\theta^2} \int_0^{\theta} dt \int_0^t kp(\tau) d\tau = \\ &= \frac{2p_B^2 T_{ц}^2}{\theta^2} \sum_{\mu=1}^{\infty} \frac{\sin^2 \pi \mu k_B}{\pi^4 \mu^4} \sin^2 \pi \mu \theta / T_{ц} = \\ &= \frac{2p_B^2}{\theta_*^2} \sum_{\mu=1}^{\infty} \frac{\sin^2 \pi \mu k_B}{\pi^4 \mu^4} \sin^2 \pi \mu \theta_*, \end{aligned} \quad (7)$$

где θ – интервал осреднения (кумуляции); θ_* – относительное значение длительности интервала осреднения θ в долях $T_{ц}$.

Для удобства анализа и расчётов после тригонометрического разложения и подстановки выражений Бернулли можно записать (7) в следующей форме:

$$\begin{aligned} Dp_{\theta} &= \frac{p_B^2}{12\theta_*^2} [2k_B^2(1 - k_B)^2 + 2\{\theta_*\}^2(1 - \{\theta_*\})^2 - \\ &- \{k_B - \theta_*\}^2(1 - \{k_B - \theta_*\})^2 - \\ &- \{k_B + \theta_*\}^2(1 - \{k_B + \theta_*\})^2] = \\ &= \frac{p_B^2}{12\theta_*^2} [2\xi(k_B) + 2\xi(\theta_*) - \xi(k_B - \theta_*) - \\ &- \xi(k_B + \theta_*)] = p_B^2 Dp_{\theta*}, \end{aligned} \quad (8)$$

где фигурные скобки соответствуют выделению дробной части от абсолютного значения аргумента, а функция ξ введена для упрощения записи выражения.

Графическая зависимость осреднённой дисперсии индивидуального ГЭН ЭП, отнесённой к квадрату средней мощности при включении p_B , $Dp_{\theta*}$ от θ_* при различных k_B представлена на рис.2.

Групповой ГЭН, формируемый из периодических индивидуальных графиков с одинаковым временем цикла $T_{ц}$, также будет являться периодическим (рис.3,а) [1,2]. Для группы из n зависимых ЭП дополнительно необходимо знание параметров взаимно-корреляционных функций (ВКФ) всех пар индивидуальных графиков [3]. Для ЭП, одинако-

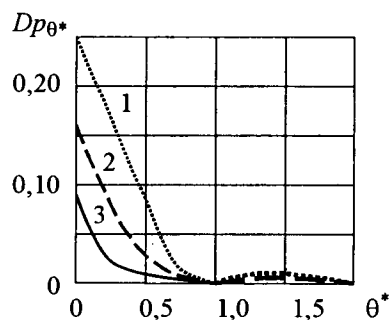


Рис.2. Зависимость относительного значения дисперсии $Dp_{\theta*}$ ГЭН ЭП от интервала θ_* :

1 – $k_B = 0,5$; 2 – $k_B = 0,2; 0,8$; 3 – $k_B = 0,1; 0,9$

вых по p_b и k_b , последовательно включаемых через равные промежутки времени, ВКФ и АКФ будут иметь одинаковый вид, но со смещением по τ на временной сдвиг Δt между центральными осями индивидуальных ГЭН, при одинаковых k_b

$$\Delta t_{ij} = t_{м.в i} - t_{м.в j} = t_{м.о i} - t_{м.о j}, \quad (9)$$

где $t_{м.в}$ – момент времени включения ЭП в цикле, $t_{м.о}$ – момент времени его отключения.

Тогда для ГЭН каждого ЭП и ВКФ всех пар ЭП в группе можно записать:

$$p_j(t) = p_i(t - \Delta t_{ji}) = p_i(t + \Delta t_{ji}); \quad (10)$$

$$kp_{ij}(\tau) = kp_{ji}(\tau + \Delta t_{ji}) = kp_{ji}(\tau - \Delta t_{ji}), \quad (11)$$

где i, j – номера ЭП, при $j = i$ рассматривается один ЭП и его АКФ (рис.1).

Для дисперсии ВКФ осредненного ГЭН будет справедливо выражение:

$$Dp_{\theta ij} = \frac{2p_b^2}{\theta_*^2} \sum_{\mu=1}^{\infty} \frac{\sin^2 \pi \mu k_b}{\pi^4 \mu^4} \sin^2 \pi \mu \theta_* \cos 2\pi \mu \Delta t_{ij*}, \quad (12)$$

где Δt_{ij*} – относительное значение сдвига по времени Δt_{ij} в долях времени цикла $T_{ц}$.

Согласно [2,3], для группы, состоящей из n ЭП, значение осреднённой дисперсии группового ГЭН определяется суммой осреднённых дисперсий АКФ и ВКФ:

$$DP_{\theta} = \frac{p_b^2}{240\theta_*^2} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n [-4\xi(\Delta t_{ij*}) + 2\xi(k_b + \Delta t_{ij*}) + 2\xi(k_b - \Delta t_{ij*}) + 2\xi(\theta_* + \Delta t_{ij*}) + 2\xi(\theta_* - \Delta t_{ij*}) - \xi(\theta_* + k_b + \Delta t_{ij*}) - \xi(\theta_* - k_b - \Delta t_{ij*}) - \xi(\theta_* + k_b - \Delta t_{ij*}) - \xi(\theta_* - k_b + \Delta t_{ij*})]. \quad (13)$$

Для ЭП, последовательно включаемых через равные промежутки времени $\Delta t = \Delta t_{21}$,

$$\Delta t_{ij*} = (i - j) \Delta t_{21} / T_b = (i - j) \Delta t / T_b = (i - j) \Delta t_*. \quad (14)$$

При $\Delta t = 0$, что соответствует одновременному включению всех ЭП, значение дисперсии осреднённого группового ГЭН определяется по упрощённой формуле:

$$DP_{\theta(\Delta t=0)} = \left(\sum_{i=1}^n p_{bi} \right)^2 Dp_{\theta*} = n^2 p_b^2 Dp_{\theta*}. \quad (15)$$

Для упрощения расчётов по выражению (13) введём понятие коэффициента разновременности включения ЭП в группе:

$$k_{p.b} = \frac{DP_{\theta}}{DP_{\theta(\Delta t=0)}}. \quad (16)$$

На рис.3 представлены графики зависимости $k_{p.b}$ от Δt_* для некоторых значений k_b и $\{\theta_*\}$ при $n = 2 \div 4$. Используя графики рис.2,3,

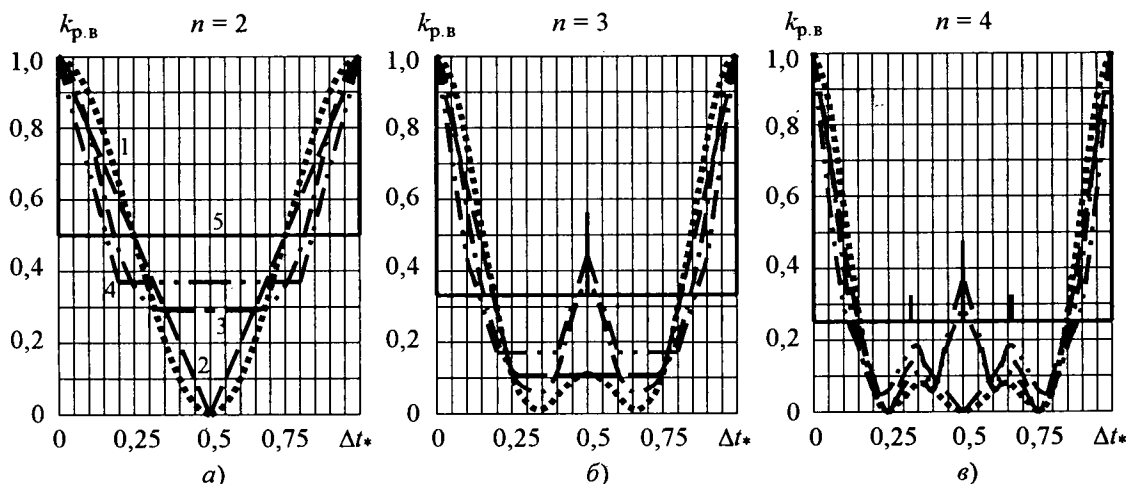


Рис.3. Значение коэффициента разновременности включения $k_{p.b}$ при разном числе n ЭП в группе:

1 – при $\{\theta_*\} = 0,5$, $k_b = 0,5$; 2 – при $\{\theta_*\} = 0,5$, $k_b \rightarrow 0$ и 1 или $\{\theta_*\} \rightarrow 0$, $k_b = 0,5$; 3 – при $\{\theta_*\} = 0,2$ и $0,8$, $k_b = 0,2$ и $0,8$; 4 – при $\{\theta_*\} = 0,2$ и $0,8$, $k_b \rightarrow 0$ и 1; 5 – при $\{\theta_*\} \rightarrow 0$; $k_b \rightarrow 0$ и 1

можно достаточно быстро определить значение дисперсии осреднённого группового ГЭН по выражению:

$$DP_{\theta} = n^2 p_{\text{p.в}}^2 DP_{\theta*}. \quad (17)$$

Следует отметить, что при рассмотрении независимой работы ЭП учитывается только сумма осреднённых дисперсий АКФ [2,3]:

$$DP_{\theta} = \sum_{i=1}^n DP_{\theta_{ii}} = n p_{\text{p.в}}^2 DP_{\theta*}. \quad (18)$$

При оценке дисперсии электрической нагрузки группы различных ЭП, включаемых в разные моменты времени в цикле. Временной сдвиг между центральными осями ГЭН будет также зависеть от коэффициентов включения каждого ЭП (рис.4):

$$\Delta t'_{ij} = \Delta t_{ij} + t_{\text{в}i}/2 - t_{\text{в}j}/2. \quad (19)$$

Кроме того, ВКФ приобретают вид, отличный от АКФ: в случае двухступенчатых ГЭН – трапеция шириной $k_{\text{в}i} + k_{\text{в}j}$ в нижней части (при $k_{\text{в}} \leq 0,5$) и шириной $|k_{\text{в}i} - k_{\text{в}j}|$ в верхней (рис.4,б).

При этом выражение для ВКФ принимает вид:

$$kp_{ij}(\tau) = 2p_{\text{в}i}p_{\text{в}j} \sum_{\mu=1}^{\infty} \frac{\sin \pi \mu k_{\text{в}i} \sin \pi \mu k_{\text{в}j}}{\pi^2 k_{\text{в}i} k_{\text{в}j}} \times \cos 2\pi \mu (\tau - \Delta t'_{ij}) / T_{\text{ц}}. \quad (20)$$

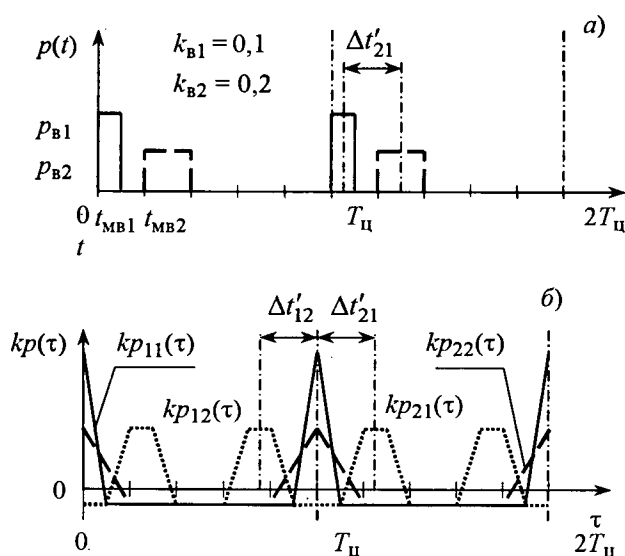


Рис.4. Характеристики группы различных ЭП:
а – ГЭН; б – АКФ и ВКФ

Осреднённая дисперсия группового ГЭН:

$$DP_{\theta} = \frac{1}{24\theta^2} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n p_{\text{в}i} p_{\text{в}j} [-2\xi(\Delta t_{ij*}) + 2\xi(k_{\text{в}i} + \Delta t_{ij*}) + 2\xi(k_{\text{в}j} - \Delta t_{ij*}) - 2\xi(\Delta k_{\text{в}ij} + \Delta t_{ij*}) + \xi(\theta_* + \Delta t_{ij*}) + \xi(\theta_* + \Delta t_{ij*}) + \xi(\theta_* - \Delta t_{ij*}) - \xi(\theta_* + k_{\text{в}i} + \Delta t_{ij*}) - \xi(\theta_* - k_{\text{в}i} - \Delta t_{ij*}) - \xi(\theta_* + k_{\text{в}j} - \Delta t_{ij*}) - \xi(\theta_* - k_{\text{в}j} + \Delta t_{ij*}) + \xi(\theta_* + k_{\text{в}i} - k_{\text{в}j} + \Delta t_{ij*}) + \xi(\theta_* - k_{\text{в}i} + k_{\text{в}j} - \Delta t_{ij*})], \quad (21)$$

где Δt_{ij*} для удобства решения определяется не по (19), а по выражению (9).

Оценка вида закона распределения нагрузки и статистического коэффициента β составляет предмет рассмотрения отдельной статьи авторов.

Пример. Произвести оценку DP_{θ} от $n = 3$ зависимых ЭП при их последовательном включении через: 1) $\Delta t = 3$ мин и 2) $\Delta t = 7,5$ мин при $p_{\text{в}} = 24$ кВт, $k_{\text{в}} = 0,2$, $T_{\text{ц}} = 30$ мин, $\theta = 6$ мин. Сравнить результаты с той же DP_{θ} , но определённой из условия независимой работы ЭП.

Решение. Относительное значение интервала осреднения $\theta_* = \theta/T_{\text{ц}} = 6/30 = 0,2$.

Относительное значение осреднённой дисперсии ЭП единичной мощности по рис.2,а: $DP_{\theta*} \approx 0,093$. Для независимо работающих ЭП по (18): $DP_{\theta} = n p_{\text{в}}^2 DP_{\theta*} = 3 \cdot 24^2 \cdot 0,093 = 161,3$ кВт².

1. Относительное значение временного сдвига: $\Delta t'_* = \Delta t'/T_{\text{ц}} = 3/30 = 0,1$. По рис.4,б при $n = 3$ коэффициент разновременности включения $k'_{\text{р.в}} \approx 0,59$.

Осреднённая дисперсия по (17): $DP'_{\theta} = n^2 p_{\text{в}}^2 k_{\text{р.в}}^2 DP_{\theta*} = 3^2 \cdot 24^2 \cdot 0,59 \cdot 0,093 = 284,4$ кВт².

Относительная погрешность оценки дисперсии из условия независимой работы ЭП: $\delta' = (DP'_{\theta} - DP_{\theta}) \cdot 100\% / DP_{\theta} = (284,4 - 161,3) \times 100\% / 161,3 = 76,3\%$.

2. Аналогично: $\Delta t'_* = 0,25$; по рис.4,б $k'_{\text{р.в}} \approx 0,11$; $DP''_{\theta} = 53,2$ кВт², $\delta'' = -67\%$.

Выводы

1. Разработана модель корреляционной функции двухступенчатого периодического ГЭН.

2. Получены аналитические выражения для определения осреднённой дисперсии ГЭН группы ЭП DP_0 , одинаковых или отличающихся по мощности и показателям графика, последовательно включаемых через равные или неравные промежутки времени Δt .

3. Показано, что неучёт зависимой работы ЭП уже только в оценке дисперсии приводит к погрешности, превышающей предельно допустимое значение погрешности расчёта электрической нагрузки $\delta = \pm 10\%$.

Список литературы

1. Волобрынский С.Д., Каялов Г.М., Клейн П.Н., Мешель Б.С. Электрические нагрузки промышленных предприятий. Л.: Энергия, 1971.

2. Куренный Э.Г., Шидловский А.К. Введение в статическую динамику систем электроснабжения. Киев: Наукова думка, 1984.

2. Гордеев В.И. Регулирование максимума нагрузки промышленных электрических сетей. М.: Энергоатомиздат, 1986.

Бирюков Алексей Николаевич – старший преподаватель кафедры "Электромеханика и промышленная автоматика" филиала СамГТУ, г. Сызрань. Окончил электротехнический факультет филиала СамГТУ в 1998 г.

Степанов Валентин Павлович – декан электротехнического факультета, заведующий кафедрой "Автоматизированные электроэнергетические системы" СамГТУ, доктор техн. наук, проф. Окончил электротехнический факультет Куйбышевского политехнического института в 1968 г. Защитил докторскую диссертацию по теме "Динамические модели и методы расчёта характеристик графиков электрической нагрузки иерархически-структурных систем электроснабжения" в 1999 г.

Электромеханические системы виброзащиты прецизионных объектов с использованием нейронных сетей

АБАКУМОВ А.М., МЯТОВ Г.Н., ВИНОКУРОВ А.А.

Обсуждается одно из перспективных направлений в обеспечении проектного уровня виброизоляции объектов управления, базирующееся на использовании нейросетевых технологий для управления электромеханическими активными средствами виброзащиты.

В [1,2] достаточно подробно освещены вопросы классификации виброзащитных устройств, выделены два основных класса: пассивные и активные средства виброзащиты (АСВ). Авторами определена область эффективного применения данных систем и проанализированы их динамические характеристики, а также преимущества и недостатки. АСВ обеспечивают эффективное снижение вибрационных полей путём управления динамической жёсткостью специально вводимых в механические системы амортизирующих элементов [2]. Однако нечёткое задание и изменение значений параметров объектов управления (ОУ), в частности, параметров амортизирующих элементов в процессе функционирования АСВ, отсутствие текущей информации о возмущающих воздействиях зна-

It is shown that using of neural network in vibration isolation system can improve performance in situ measurements.

чительно затрудняют эффективное подавление вибраций в прецизионном оборудовании. Одним из перспективных направлений, повышающих качество работы автоматических систем виброзащиты, является использование нейросетевых технологий в управлении АСВ [3].

Обобщённая модель объекта управления активных средств виброзащиты

Выделим из класса АСВ следующие подклассы: пневмомеханический, (электропневмомеханический) и электродинамический. Названия данных подклассов соответствуют конструктивным особенностям исполнительного элемента (ИЭ) виброзащитной системы. Такой способ классификации позволяет провести более информативную систематизацию виброзащитных систем предназначенных, в

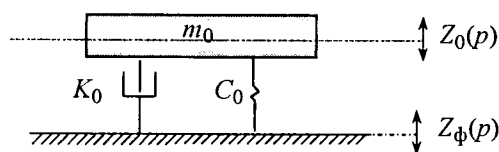


Рис.1. Расчётная обобщённая схема объекта управления АСВ

частности, для защиты прецизионного оборудования с учётом конструктивных предельно возможных характеристик АСВ. Под объектом управления АСВ понимается ИЭ с эквивалентной массой виброзащитаемого объекта.

Обобщённая расчётная схема ОУ АСВ [1] представлена на рис.1, где $z_{\phi}(p)$ – перемещение фундамента; $z_0(p)$ – перемещение виброзащитаемого объекта с эквивалентной массой m_0 ; C_0 – жёсткость соединений виброзащитной системы; K_0 – коэффициент демпфирования соединений виброзащитной системы.

На основе приведённой схемы получена обобщённая передаточная функция (ПФ) ОУ АСВ в следующем стандартном виде:

по управляющему воздействию

$$W_{\text{ОУ.у}}(p) = \frac{\Delta z_0(p)}{\Delta u_0(p)} = \frac{K_0}{T_0 p^2 + 2\zeta T_0 p + 1}; \quad (1)$$

по возмущающему воздействию

$$W_{\text{ОУ.в}}(p) = \frac{\Delta z_0(p)}{\Delta z_{\phi}(p)} = \frac{T_1 p + 1}{T_0 p^2 + 2\zeta T_0 p + 1}, \quad (2)$$

где p – оператор Лапласа; $T_0 = \frac{m_0}{C_0}$; $T_1 = \frac{K_0}{C_0}$.

Опираясь на полученные обобщённые ПФ, остановимся подробнее на конструкции и динамических характеристиках каждого подкласса ОУ.

Математическая модель объекта управления с пневматическим исполнительным элементом. В качестве примера прецизионного оборудования с большой весовой характеристикой рассмотрен испытательный прецизионный комплекс (ИПК), предназначенный для испытаний и аттестации длиннофокусных объективов космических аппаратов. На достоверность результатов испытаний и качество юстировки ИПК существенное влияние оказывают возмущающие воздействия со стороны фундамента. Для такого оборудования перспективным является использование исполнительных элементов в виде уп-

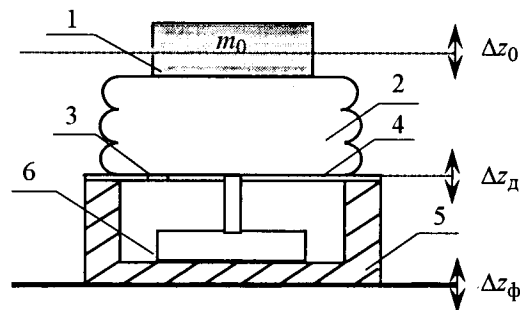


Рис.2. Схема управляемой пневмоопоры

равляемых пневмоопор (УП) с электромагнитным приводом [1, 4].

Рассмотрим оригинальную малоинерционную УП (рис.2). Исследуемая УП выполнена в виде жёсткого резервуара (5), связанного через подвижную диафрагму (4) с объёмом резино-кордового баллона (2). Управление перемещением подвижной диафрагмы с дросселирующим элементом (3), обеспечивающим выравнивание статического давления в объёмах резервуара и резино-кордового элемента, осуществляется электромагнитным приводом (6). Такие управляемые опоры обеспечивают также позиционирование объекта в заданном положении за счёт изменения избыточного давления.

Для рассматриваемого объекта в предположении равенства жёсткости и коэффициентов демпфирования верхнего и нижнего резервуаров получены следующие ПФ:

– по управляющему воздействию

$$W_{\text{УП.у}}(p) = \frac{\Delta z_0(p)}{\Delta z_{\text{д}}(p)} = \frac{K_{\text{ОУ}}}{T_{01}^2 p^2 + T_{02} p + 1}, \quad (3)$$

– по возмущающему воздействию со стороны фундамента,

$$W_{\text{УП.в}}(p) = \frac{\Delta z_0(p)}{\Delta z_{\phi}(p)} = \frac{T_1 p + 1}{T_{01}^2 p^2 + T_{02} p + 1}, \quad (4)$$

где $\Delta z_{\text{д}}$ – перемещение диафрагмы; T_{01} , T_{02} и T_{03} – постоянные времени пневмоопоры.

Параметры ММ определяются выражениями: $K_{\text{ОУ}} = \frac{1}{C_{\text{в}}}$; $T_{01}^2 = \frac{K_{\text{в}} + K_{\text{н}}}{C_{\text{в}} C_{\text{н}}} + \frac{m_0}{C_{\text{н}}}$; $T_{02} = \frac{K_{\text{в}} + K_{\text{н}}}{C_3}$;

$T_{03} = \frac{K_{\text{н}}}{C_{\text{н}}}$; $C_3 = \frac{C_{\text{в}} C_{\text{н}}}{C_{\text{в}} + C_{\text{н}}}$, где $C_{\text{в}}$ и $C_{\text{н}}$ – соответ-

ственно пневматические жёсткости верхнего резино-кордового баллона и нижнего ре-

зервуара; K_v и K_n – соответственно коэффициенты демпфирования верхнего резино-кордового баллона и нижнего резервуара; m_0 – эквивалентная масса несущей рамы.

Для проверки работоспособности аналитической модели и уточнения значений постоянной времени T_{01} и коэффициента затухания ξ проводились экспериментальные исследования динамических характеристик УП, при этом соотношения (3), (4) были приведены к стандартному виду обобщённой ПФ (1), (2). В [4] показано, что динамические характеристики ОУ АСВ с пневматическим ИЭ достаточно точно описываются уравнениями (1) и (2), причём, как показывает анализ значений постоянных времени, постоянной времени T_1 можно пренебречь. Влияние этой постоянной сказывается на частотах более 10 Гц, т.е. в зарезонансной области частот, где значения возмущающего воздействия минимальны.

В частности, для виброизолируемого объекта с номинальной массой 1000 кг постоянная времени $T_0 = 0,09$ с, а коэффициент демпфирования $\zeta = 0,45$. При этом в зависимости от массы виброзащищаемого объекта $T_0 = 0,05 \div 0,2$ с, а $\zeta = 0,4 \div 0,52$.

Математическая модель объекта управления с электродинамическим исполнительным элементом. В качестве устройства, формирующего силу в ОУ АСВ с электродинамическим ИЭ используется электромагнит (рис.3). Здесь S – статор, N – якорь электромагнита. В данной конструкции дополнительная жёсткость обеспечивается напряжением на якоре U_0 .

Часто такие виброопоры используются в сочетании с обычными упругими элементами (K_0 и C_0), обеспечивающими ограничение зазора между статором и якорем, а также дополнительную виброизоляцию от высокочастотных составляющих спектра вибрации.

В [5, 6] исследованы динамические характеристики и рассмотрены различные варианты реализации управления электродинамическим виброизолятором. В том числе, приводятся амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) для определенного значения напряжения U_0 на якоре. Указанные характеристики соответствуют работе пассивной виброзащитной системы. Динамические характеристики электродинамического виброизолятора в диапазоне частот от 1 до 30 Гц можно аппроксимировать колеба-

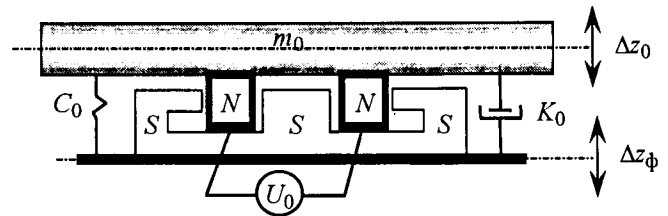


Рис.3. Упрощённая схема электродинамического исполнительного элемента АСВ

тельным звеном с ПФ вида (2) [5, 7]. Постоянная времени T_0 , зависящая от электромагнитных конструктивных особенностей виброизолятора, находится в пределах 0,007–0,012 с. Этот класс виброизоляторов эффективен при условии, что предъявляемые требования к сохранению жёсткости системы в области низких частот не велики, так как большое влияние на виброизолирующие свойства системы оказывает зазор между якорем и статором. Иными словами, недостатком таких конструкций виброизоляторов является их малая несущая способность.

Математическая модель кинематических возмущений со стороны фундамента. Результаты экспериментальных исследований возмущающих воздействий на рассматриваемый ИПК свидетельствуют о следующем.

Со стороны фундамента на защищаемый объект поступают возмущающие воздействия в диапазоне частот от 1 до 25 Гц с преобладающей частотой 3–5 Гц, с амплитудой порядка 14–17 мкм. Они могут рассматриваться как стационарный нормальный случайный процесс. Корреляционная функция возмущения может быть аппроксимирована экспоненциально-косинусной функцией, которой соответствует следующее нормированное выражение спектральной плотности мощности:

$$S_{\varphi}(\omega) = \frac{2\alpha}{\pi} \frac{\alpha^2 + \beta^2 + \omega^2}{(\alpha^2 + \beta^2 + \omega^2) - 4\beta^2\omega^2}, \quad (5)$$

где α – показатель затухания корреляционной функции; β – частота изменения корреляционной функции.

Оценка характеристик возмущающего воздействия, проведённая в процессе работы прецизионного испытательного комплекса, показала, что α и β могут изменяться во время испытаний [4].

Таким образом, для рассматриваемого случая виброзащиты прецизионного оборудова-

ния, где основной спектр возмущения приходится на низкочастотную область в диапазоне от 1 до 25 Гц, динамические характеристики перечисленных типов ОУ АСВ могут быть аппроксимированы ПФ (3) и (4).

Для более широкого диапазона частот в модели необходимо учитывать постоянную времени T_1 . Так, в электродинамических АСВ качество виброизоляции на частотах около и выше 100 Гц падает из-за различных внутренних резонансов в элементах конструкции. Это обусловлено совпадением собственных частот механической и электромагнитной подсистем.

Система управления

Синтез и реализация АСВ, как правило, проводятся для фиксированных параметров возмущающего воздействия [8]. Изменение параметров возмущающего воздействия и характеристик ОУ приводит к ухудшению качества управления, что отражается на эффективности подавления возмущений и, как следствие, на точности получаемых на ИПК результатов измерений.

Предлагается использовать нейронную сеть (НС) для адаптивного управления АСВ с учётом изменения спектра возмущения и характеристик ОУ.

Для обучения НС использовался алгоритм обратного распространения ошибки (Back-propagation algorithm) в режиме off-line. Согласно правилам построения нейронной сети [9], обучаемой по закону "supervised training", необходимо на первом этапе создать массив данных для обучения НС. Для этого предварительно требуется синтезировать оптимальный регулятор, закон управления которого будет в дальнейшем взят за основу при синтезе управления АСВ с нейросетью в канале управления. Данные для обучения могут быть получены путём моделирования работы оптимальной АСВ в Matlab [10]. После завершения процесса обучения оптимальный регулятор заменяется НС. В связи с этим рассмотрим следующий вариант построения оптимальной АСВ.

1. **Оптимальная система.** В общем случае при решении задачи оптимизации структурную схему исследуемой системы можно представить в виде, показанном на рис. 4.

Модель ОУ принята в виде ПФ (1), (2). В

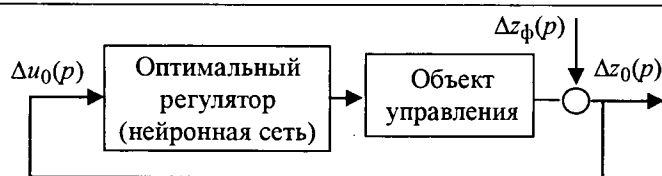


Рис. 4. Упрощённая структурная схема исследуемой оптимальной системы

качестве критерия оптимизации для АСВ целесообразно принять минимум среднего квадрата отклонения координаты виброзащитаемого объекта $\langle z_0^2 \rangle$.

Метод синтеза систем автоматического управления по среднему квадрату отклонения, с учётом обеспечения устойчивости и ограничения на мощность управления, предложен в [11, 12]. Критерий оптимизации записывается в виде:

$$J = m^2 \langle z_0^2 \rangle + \langle u_0^2 \rangle, \quad (6)$$

где m^2 – неотрицательное значение множителя Лагранжа; $\langle u_0^2 \rangle$ – средний квадрат управляющего сигнала.

Для расчётных, базовых характеристик возмущающего воздействия (5) синтезированной оптимальной по критерию (6) АСВ [4]. Квазиоптимальный регулятор с усечённым полиномом числителя имеет следующий вид:

$$W_{\text{рег}}^{\text{опт}}(p) = \frac{b_0 p^2 + b_1 p + b_3}{a_0 p + a_1}, \quad (7)$$

Результаты выполненных на ЭВМ экспериментов, в ходе которых проводился расчёт показателей качества регулирования, достигаемых в АСВ с синтезированным регулятором, свидетельствует о том, что при близких значениях собственной частоты ОУ и параметра β АСВ обладает достаточно высокой чувствительностью к вариациям указанных параметров.

2. **Система виброзащиты с нейронной сетью.** Массив входных и эталонных данных (реализаций), полученный при исследовании в среде Matlab модели АСВ с регулятором (7), использовался далее в качестве обучающей выборки НС [9], причём в процессе моделирования значение β и T_0 объекта варьировались в достаточно большом диапазоне.

Для построения системы предлагается использовать НС с тремя входными нейронами, одним скрытым слоем из пяти нейронов и выходной слой из одного нейрона. Вход-

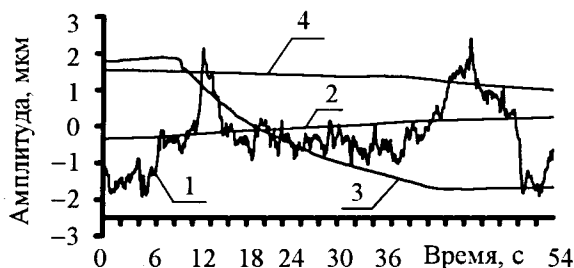


Рис. 5. Реализация выходной координаты оптимальной АСВ и АСВ с нейронной сетью:

1 – выходная координата оптимальной АСВ для расчётных значений β ; 2 – выходная координата АСВ с НС для расчётных значений β ; 3 – выходная координата АСВ с НС при отклонении β на -200% ; 4 – выходная координата АСВ с НС при отклонении β на $+200\%$

ные сигналы системы пропорциональны регулируемой координате, первой и второй производным от неё. Выходной сигнал НС является сигналом управления АСВ.

После завершения процесса обучения оптимальный регулятор может быть заменён НС, как показано на рис. 4.

3. Сравнительный анализ характеристик систем виброзащиты. Качество управления, достигаемое в АСВ с оптимальными для базовых условий параметрами регулятора и в системе с НС, оценивалось по реализациям стабилизируемой координаты при действии случайных возмущений с заданными характеристиками. Типичные реализации, полученные для различных условий, приведены на рис. 5.

Выводы

1. Использование АСВ с оптимальным регулятором в условиях стабильных характеристик объекта управления и возмущающих воздействий позволяет снизить амплитуду колебаний несущих конструкций ИПК в 10–12 раз (кривая 1 на рис. 5). В условиях вариаций параметра β на $\pm 200\%$ уровень вибраций объекта возрастает в 2–2,5 раза.

2. Применение АСВ с НС для расчётных значений характеристик возмущения и ОУ (кривая 2 на рис. 5) обеспечивает снижение амплитуды колебаний в 1,5–2 раза по сравнению с оптимальной АСВ. В случае вариаций параметра β на $\pm 200\%$ (кривые 3 и 4 на рис. 5) качество управления остается примерно таким же, как в оптимальной системе при стабильных характеристиках возмущения.

3. Использование НС обеспечивает стабильное оптимальное управление АСВ при

достаточно широком диапазоне вариаций характеристик возмущающего воздействия и параметров ОУ.

Список литературы

1. Генкин М.Д., Елизов В.Г., Яблонский В.В. Методы управляемой виброзащиты машин. М.: Наука, 1985.
2. Фролов К.В., Фурман Ф.А. Прикладная теория виброзащитных систем. М.: Машиностроение, 1980.
3. Рудаков Т.А. Анализ моделей нейросетевого управления в условиях параметрической неопределенности // Вузовская наука – Северокавказский регион. Матер. X регион. конф. Краснодар, 2006.
4. Abakumov A.M., Miatov G.N. Control algorithms for active vibration isolation systems subjected to random disturbances // Journal Sound and Vibration Research. 2006. Vol. 289. Issues 4-5. P. 889–907.
5. Елисеев С.В. Структурная теория виброзащитных систем. Новосибирск: Наука, 1978.
6. Su H., Rakheja S., Sankar T.S. Vibration-isolation characteristics of an active electro-magnetic force generator and the influence of generator dynamics // Trans of the ASME Journal of Vibration and Acoustics. 1990. Vol. 112. P. 8–15.
7. Фомичев П.А., Самсонов В.В. Динамические характеристики новых систем виброзащиты // Проблемы эксплуатации и обслуживания транспортно-технологических машин. Доклады международной научно-технической конференции. Тюмень: ТГНГУ, 2006. С. 220–226.
8. Колосов Г.Е. Синтез оптимальных автоматических систем при случайных возмущениях. М., 1984.
9. P. D. Wasserman 1989 Neural computing, Theory and practice New York: VAN NOSTRAND REINHOLD.
10. Мятлов Г.Н., Винокуров А.А. Моделирование работы активной виброзащитной системы в Matlab // Материалы Всероссийской научно-практической конф. "Современные аспекты компьютерной интеграции машиностроительного производства". Оренбург, 2003. С. 61–67.
11. Абдулаев Н.Д., Петров Ю.П. Теория и методы проектирования оптимальных регуляторов. Л.: Энергоатомиздат, 1985.
12. Петров Ю.П. Новые главы теории управления. СПб. Изд-во СПбГУ, 2000.

Абакумов Александр Михайлович – заведующий кафедрой "Электромеханика и нетрадиционная энергетика" СамГТУ, доктор техн. наук, проф. Окончил электротехнический факультет Куйбышевского политехнического института в 1965 г. Защитил докторскую диссертацию по теме "Математическое моделирование и управление упругими деформациями динамических систем механического оборудования" в 1996 г.

Мятлов Геннадий Николаевич – ведущий специалист государственного научно-производственного ракетно-космического центра "ЦСКБ-Прогресс", канд. техн. наук, доц., докторант СамГТУ. Окончил электротехнический факультет СамГТУ в 1995 г. Защитил диссертацию по теме "Алгоритмы управления и активная виброзащитная система прецизионного оптико-механического комплекса" в 1998 г.

Винокуров Алексей Анатольевич – ведущий специалист "ЦСКБ - Прогресс", аспирант СамГТУ. Окончил физический факультет Куйбышевского ГУ в 1986 г.

Математическая модель диска газотурбинного двигателя при управлении термоциклическими нагрузками на стенде

КОТЕНЁВ В.В., КОТЕНЁВ В.И.

Математическая модель диска переменной толщины как объекта управления его температурой базируется на новом подходе к решению задачи аппроксимации дифференциального уравнения теплопроводности конечной системой обыкновенных дифференциальных уравнений.

Стенд разгонно-термоциклических испытаний дисков предназначен для воспроизведения характерных видов термических и механических нагрузений [1]. Воспроизведение термических нагрузений осуществляется с помощью оригинальной конструкции индукционных нагревателей и системы струйного охлаждения. На основе новой конструкции нагревателей и системы охлаждения разработана и реализована двухканальная система автоматического управления термоциклическими нагрузениями.

Составление математической модели диска газотурбинного двигателя начинается с аппроксимации его дифференциального уравнения теплопроводности системой обыкновенных дифференциальных уравнений. Наиболее распространёнными методами такой аппроксимации являются методы конечных разностей и конечных элементов. Известно, что с увеличением точности аппроксимации быстро растёт порядок системы дифференциальных уравнений, который заметно усложняет построение системы автоматического управления. Порядок системы уравнений можно значительно понизить, если воспользоваться методом аппроксимации, предложенным в [2, 3].

В этом методе, как и в методе конечных элементов, исходный объект разбивают на части, и для каждого элемента вводят аппроксимирующую функцию. В результате интегрирования исходного уравнения по пространственным координатам в границах этих элементов и стыковки результатов в узлах успешными производными получают систему обыкновенных дифференциальных уравнений, порядок которой определяется допустимой погрешностью решения. Исходя из значения этой погрешности, диск разбивают на k кольцевых зон, а каждую зону разделяют на m колец.

Mathematical modeling of the disc with variable height as an object of its temperature control is based on new approach in solving the problem of the approximation of the differential equation for heat conduction with the limited ordinary differential equations system.

При этом каждой зоне будут соответствовать $l+1$ уравнений, причём последнее уравнение предыдущей зоны является первым уравнением последующей зоны. Так как $(l+1)$ -е уравнение последней зоны принадлежит ей же, то все зоны будут иметь одинаковое число уравнений лишь при условии, что последняя зона будет представлена числом участков $l-1$.

Математическая модель диска может быть представлена согласно [2,3] одной из двух систем операторных уравнений:

$$k_{i,i-1}^{(\varepsilon)} \theta_{i-1}(p) + (1 + T_i^{(\varepsilon)} p) \theta_i(p) + (k_{i,i+1}^{(\varepsilon)} + D_i^{(\varepsilon)} p) \theta_{i+1}(p) + k_{i,i+2}^{(\varepsilon)} \theta_{i+2}(p) = l_i^{(\varepsilon)}(p), \quad (1)$$

где $k_{i,i-1}^{(\varepsilon)} = b_{i,i-1}^{(\varepsilon)} / b_{ii}^{(\varepsilon)}$; $k_{i,i+1}^{(\varepsilon)} = b_{i,i+1}^{(\varepsilon)} / b_{ii}^{(\varepsilon)}$; $k_{i,i+2}^{(\varepsilon)} = b_{i,i+2}^{(\varepsilon)} / b_{ii}^{(\varepsilon)}$;

$$D_i^{(\varepsilon)} = -B_i^{(\varepsilon)} / b_{ii}^{(\varepsilon)} T_0; T_i^{(\varepsilon)} = -A_i^{(\varepsilon)} / b_{ii}^{(\varepsilon)} T_0;$$

$$l_i^{(\varepsilon)} = (b_i^{(\varepsilon)} \theta_{\varepsilon}(p) + H_i^{(\varepsilon)}(p)) / b_{ii}^{(\varepsilon)};$$

$$k_{i,i+2}^{(2)} = 0; \quad i = 1, 2, \dots, n; \quad \varepsilon = 1, 2;$$

$T_i^{(\varepsilon)}$ – постоянная времени нагрева диска i -й точке; $\theta_{i-1}(p)$, $\theta_i(p)$, $\theta_{i+1}(p)$, $\theta_{i+2}(p)$ – изображения температур в соответствующих узловых точках; $k_{i,i-1}$, $k_{i,i+1}$, $k_{i,i+2}$ – коэффициент передачи по соответствующим воздействиям; $l_i^{(\varepsilon)}(p)$ – функция, зависящая от мощности индукционных нагревателей $H_i^{(\varepsilon)}(p)$ на этапе нагрева и от температуры охлаждающего воздуха θ_{ε} на этапе охлаждения; обозначения остальных величин даны в [3].

Последнее недостающее $(n-1)$ -е уравнение системы (1) при $\varepsilon=1$ берут из системы (1), положив в нём $\varepsilon=2$ и $i=n$. И наоборот, при составлении уравнений системы (1) для $\varepsilon=2$ последнее уравнение берут также из этой системы, в которой $\varepsilon=1$ и $i=n$.

Рассмотрим случай, когда каждая зона диска представлена одним кольцом. Математическая модель диска как объекта управления его температурой в этом случае может быть представлена двумя системами операторных уравнений:

$$\theta_i(p) = \frac{1}{1+T_i^{(\varepsilon)}p} \left[-k_{i,i-1}^{(\varepsilon)}\theta_{i-1}(p) - (k_{i,i+1}^{(\varepsilon)} + D_i^{(\varepsilon)}p)\theta_{i+1}p - k_{i,i+2}^{(\varepsilon)}\theta_{i+2}(p) + l_i^{(\varepsilon)}(p) \right], \quad \varepsilon = 1, 2; \quad i = 1, 2, \dots, n;$$

$$\theta_{n+1}(p) = \frac{1}{1+T_{n+1}^{(\bar{\varepsilon})}p} \left[-k_{n+1,n-1}^{(\bar{\varepsilon})}\theta_{n-1}(p) - (k_{n+1,n}^{(\bar{\varepsilon})} + D_{n+1}^{(\bar{\varepsilon})}p)\theta_n(p) + l_{n+1}^{(\bar{\varepsilon})}(p) \right],$$

где $\bar{\varepsilon} = 1$ при $\varepsilon = 2$; $\bar{\varepsilon} = 2$ при $\varepsilon = 1$;

$$T_{n+1}^{(\bar{\varepsilon})} = -B_n^{(\bar{\varepsilon})}T_0/b_{n,n+1}^{(\bar{\varepsilon})}; \quad D_{n+1}^{(\bar{\varepsilon})} = -A_n^{(\bar{\varepsilon})}T_0/b_{n,n+1}^{(\bar{\varepsilon})}; \quad k_{n+1,n-1}^{(\bar{\varepsilon})} = b_{n,n-1}^{(\bar{\varepsilon})}/b_{n,n+1}^{(\bar{\varepsilon})}; \quad k_{n+1,n}^{(\bar{\varepsilon})} = b_{nn}^{(\bar{\varepsilon})}/b_{n,n+1}^{(\bar{\varepsilon})}; \quad k_{n,n+2}^{(2)} = 0.$$

Когда каждая зона разделена более чем на два кольца, уравнение (1) удобно представить в матричной форме:

$$C^{(\varepsilon)}(p)\theta(p) = L(p),$$

где $\theta(p) = [\theta_1(p), \theta_2(p), \dots, \theta_{n+1}(p)]$, $L(p) = [l_1^{(\varepsilon)}(p), l_2^{(\varepsilon)}(p), \dots, l_{n+1}^{(\varepsilon)}(p)]$ – столбцовые матрицы.

В зависимости от значения индекса ε матрица $C^{(\varepsilon)}(p)$ содержит, до n -й строчки включительно, три или четыре диагонали. В общем случае, эта матрица имеет следующий вид:

$$C^{(\varepsilon)}(p) = \begin{bmatrix} 1+T_1^{(\varepsilon)}p & k_{12}^{(\varepsilon)} + D_1^{(\varepsilon)}p & k_{13}^{(\varepsilon)} & 0 & \dots & 0 \\ k_{21}^{(\varepsilon)} & 1+T_2^{(\varepsilon)}p & k_{23}^{(\varepsilon)} + D_2^{(\varepsilon)}p & k_{24}^{(\varepsilon)} & \dots & 0 \\ 0 & k_{32}^{(\varepsilon)} & 1+T_3^{(\varepsilon)}p & k_{34}^{(\varepsilon)} + D_3^{(\varepsilon)}p & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & k_{n,n-1}^{(\varepsilon)} & 1+T_n^{(\varepsilon)}p & k_{n,n+1}^{(\varepsilon)} + D_n^{(\varepsilon)}p \\ 0 & 0 & \dots & k_{n+1,n-1}^{(\bar{\varepsilon})} & k_{n+1,n}^{(\bar{\varepsilon})} + D_{n+1}^{(\bar{\varepsilon})}p & 1+T_{n+1}^{(\bar{\varepsilon})}p \end{bmatrix}, \quad (2)$$

$$\text{где } \varepsilon = \begin{cases} 1, & \forall \varepsilon = 2; \\ 2, & \forall \bar{\varepsilon} = 1 \quad k_{i,i+2}^{(2)} = 0. \end{cases}$$

Матрицу $C^{(\varepsilon)}(p)$ разбивают на несколько квадратных матриц с числом строк не более четырёх (если зона разделена не более чем на четыре кольца):

$$C_1^{(\varepsilon)}(p) = \begin{Bmatrix} 1+T_1^{(\varepsilon)}p & k_{12}^{(\varepsilon)} + D_1^{(\varepsilon)}p & k_{13}^{(\varepsilon)} & 0 \\ k_{21}^{(\varepsilon)} & 1+T_2^{(\varepsilon)}p & k_{23}^{(\varepsilon)} + D_2^{(\varepsilon)}p & k_{24}^{(\varepsilon)} \\ 0 & k_{32}^{(\varepsilon)} & 1+T_3^{(\varepsilon)}p & k_{34}^{(\varepsilon)} + D_3^{(\varepsilon)}p \\ 0 & 0 & k_{43}^{(\varepsilon)} & 1+T_4^{(\varepsilon)}p \end{Bmatrix}; \quad (3)$$

$$C_k^{(\varepsilon)}(p) = \begin{Bmatrix} 1+T_{n-2}^{(\varepsilon)}p & k_{n-2,n+1}^{(\varepsilon)} + D_{n-2}^{(\varepsilon)}p & k_{n-2,n}^{(\varepsilon)} & 0 \\ k_{n-1,n-2}^{(\varepsilon)} & 1+T_{n-1}^{(\varepsilon)}p & k_{n-1,n}^{(\varepsilon)} + D_{n-1}^{(\varepsilon)}p & k_{n-1,n+1}^{(\varepsilon)} \\ 0 & k_{n,n-1}^{(\varepsilon)} & 1+T_n^{(\varepsilon)}p & k_{n,n+1}^{(\varepsilon)} + D_n^{(\varepsilon)}p \\ 0 & k_{n+1,n-1}^{(\bar{\varepsilon})} & k_{n+1,n}^{(\bar{\varepsilon})} + D_{n+1}^{(\bar{\varepsilon})}p & 1+T_{n+1}^{(\bar{\varepsilon})}p \end{Bmatrix}. \quad (4)$$

Часть элементов матрицы $C^{(\varepsilon)}(p)$ не вошла ни в одну из вновь образованных матриц $C_1^{(\varepsilon)}(p), \dots, C_k^{(\varepsilon)}(p)$. В первые две матрицы $C_1^{(\varepsilon)}(p), C_2^{(\varepsilon)}(p)$ не вошли элементы $k_{35}^{(\varepsilon)}, k_{45}^{(\varepsilon)} + D_4^{(\varepsilon)}p, k_{46}^{(\varepsilon)}, k_{54}^{(\varepsilon)}$. В дальнейшем будем называть их элементами связи. Чем больше у объекта управления таких связей,

тем выше степень его сложности. Так, при $\varepsilon=1$ число связей в системе равно четырём: $k_{35}^{(1)}, k_{45}^{(1)} + D_4^{(1)} p, k_{46}^{(1)}, k_{54}^{(1)}$. А при $\varepsilon=2$ – две связи: $k_{45}^{(2)} + D_4^{(2)} p, k_{54}^{(2)}$.

В отличие от предыдущих матриц последняя строка матрицы $C_k^{(\varepsilon)}(p)$ содержит три элемента. При необходимости элемент, стоящий на пересечении последней строки и второго столбца, можно исключить и представить последнюю строку также двумя элементами

$$(\theta, 0, \dots, k_{n+1,n} + E_{n+1}p, 1 + T_{n+1}p),$$

$$\text{где } E_{n+1} = (A_n^{(2)} - A_n^{(1)})/L_1; \quad L_1 = b_{n,n+1}^{(1)} - b_{n,n+1}^{(2)};$$

$$k_{n+1} = (b_{nn}^{(1)} - b_{nn}^{(2)})/L_1; \quad T_{n+1} = (B_n^{(1)} - B_n^{(2)})/L_1.$$

Последний элемент столбцовой матрицы $L(p)$ имеет вид

$$l_{n+1}(p) = \frac{\theta_n(p)(b_n^{(1)} - b_n^{(2)}) + H_n^{(1)}(p) - H_n^{(2)}(p)}{L_1}.$$

Передаточные функции $W_j^{(\varepsilon)}(p)$ между управляющими воздействиями $l_j^{(\varepsilon)}(p)$ и регулируемые координаты $\theta_j^{(\varepsilon)}(p)$ могут быть определены из соотношения

$$W_{jz}^{(\varepsilon)}(p) = C_j^{(\varepsilon)}(p)/C_{jz}^{(\varepsilon)}(p), \quad j = 1, 2, \dots, k, \quad z = 1, 2, \dots, m. \quad (5)$$

Главные определители $C_j^{(\varepsilon)}(p)$ являются определителями матриц (3), (4), а вспомогательные $C_{jz}^{(\varepsilon)}(p)$ определители получают из определителей $C_j^{(\varepsilon)}(p)$ после замены в них элементов z -х столбцов элементами

$$l_j^{(\varepsilon)}(p) = m^{-1} \sum_{z=1}^m l_{jz}^{(\varepsilon)}(p), \quad j = 1, 2, \dots, k, \quad z = 1, 2, \dots, m.$$

Передаточные функции (5) после раскрытия определителей удобно выразить через полиномы

$$W_{jz}^{(\varepsilon)}(p) = N_{jz}^{(\varepsilon)}(p)/M_j^{(\varepsilon)}(p).$$

Рассмотрим диск, каждая зона которого разделена на два кольца. Зависимость температуры в первом и втором узлах зоны от мощности нагрева и от температур в соседних узлах имеет следующий вид:

$$\theta_{j+1}(p) = \frac{N_{j1}(p)}{M_j(p)} l_j(p) - \frac{k_{j+1,j}(1 + T_{j+2}p)(1 + T_{j+3}p)}{M_j(p)} \theta_j(p) - \frac{(k_{j+2,j+3} + D_{j+2}p)(1 + T_{j+2}p)(1 + T_{j+3}p)}{M_j(p)} \theta_{j+3}(p);$$

$$\theta_{j+2}(p) = \frac{N_{j2}(p)}{M_j(p)} l_j(p) - \frac{k_{j+1,j}k_{j+2,j}}{M_j(p)} \theta_j(p) - \frac{(k_{j+2,j+3} + D_{j+2}p)(1 + T_{j+1}p)}{M_j(p)} \theta_{j+3}(p), \quad j = 1, 2, \dots, k;$$

$$M_j = T_{j+1}T_{j+2}p^2 + (T_{j+1} + T_{j+2} - k_{j+2,j+1}D_{j+1})p + 1 - k_{j+1,j+2}k_{j+2,j+1}; \quad M_{j1}(p) = (T_{j+2} - D_{j+1})p + 1 - k_{j+1,j+2}; \quad M_{j2}(p) = T_{j+1}p + 1 - k_{j+2,j+1}.$$

Погрешность аппроксимации оценивалась по результатам решения системы уравнений (1). Анализ численного решения задачи определения распределения температуры по радиусу диска ($0 \leq r \leq 1$) и во времени ($\theta \leq t \leq \infty$) при его охлаждении от $\theta_n = 500^\circ\text{C}$ до $\theta_n = 60^\circ\text{C}$ и уменьшении частоты вращения по линейному закону от $\omega_n = 580$ рад/с до $\omega_k = 168$ рад/с при коэффициенте теплоотдачи $\alpha = 8\theta + 4,4r^{0,6}\omega^{0,8}$ показывает, что при разбиении диска на 15 колец минимальная погрешность $\Delta\theta(r_{cp}, t_{cp}) = 1,65^\circ\text{C}$ получается при $\varepsilon=2$. Модели, разработанные для $\varepsilon=2$ и $z=1, 2, 3, 4$, были использованы при построении многосвязной системы автоматического управления температурным полем диска газотурбинного двигателя.

Выводы

1. Предложен новый метод аппроксимации для создания уравнения теплопроводности математических моделей диска газотурбинного двигателя как объекта управления его температурой.

2. Эти модели использовались при конструировании автоматической системы уравнения процесса нагрева и охлаждения дисков на специализированном стенде.

Список литературы

1. Данилушкин А.И., Еленевский Д.С., Котенев В.И. и др. АСУ процессами многофакторных испытаний на специализированном стенде при прочностной доводке элементов конструкций // Известия АН СССР. Проблемы прочности. 1990. № 5. С.116–120.
2. Котенев В.И. Приближенный метод решения задач нестационарной теплопроводности // Известия АН СССР. Энергетика и транспорт. 1989. № 3. С.111–116.
3. Котенев В.И. Система автоматического управления термоциклическими испытаниями диска газотурбинного двигателя // Известия вузов. Черная металлургия. 2000. № 5. С.40–42.

Котенёв Владимир Викторович – аспирант кафедры "Электроснабжение промышленных предприятий" Самарского ГТУ. Окончил электротехнический факультет СамГТУ в 2001 г.

Котенёв Виктор Иванович – доцент кафедры "Электроснабжение промышленных предприятий" СамГТУ, доктор техн. наук. Окончил электротехнический факультет Куйбышевского политехнического института в 1970 г. Защитил докторскую диссертацию по теме "Моделирование и управление температурными полями подвижных объектов в электротермических установках с конвективным теплообменом" в 1999 г.

Лурье Александр Иосифович

(к 75-летию со дня рождения)

25 июня 2008 г. исполнилось 75 лет члену-корреспонденту АЭН РФ, лауреату Премии Правительства Российской Федерации в области науки и техники, кандидату технических наук, старшему научному сотруднику Александру Иосифовичу Лурье.

В 1958 г. А.И. Лурье с красным дипломом окончил Московский энергетический институт и начал работать во Всесоюзном (ныне Всероссийском) электротехническом институте имени В.И. Ленина (ВЭИ), где успешно защитил кандидатскую диссертацию, и уже многие годы руководит направлением электромагнитных исследований в трансформаторах и электрических реакторах.

Для бурно развивающегося в 60–70-х годах трансформаторостроения под его руководством были созданы методики расчёта полей рассеяния и добавочных потерь, математического и физического моделирования, электродинамических расчётов, которые до сих пор используются всеми трансформаторными заводами России и за рубежом.

А.И. Лурье является одним из ведущих специалистов страны по электромагнитным вопросам и стойкости трансформаторов при аварийных воздействиях, результаты его работ непосредственно использовались в производстве. Под его руководством и при непосредственном участии в ВЭИ проводились работы по созданию практически всех типов трансформаторов, в том числе сверхмощных трансформаторов до 1000 МВ·А и транс-



форматоров для первых в мире уникальных ЛЭП 1150 кВ переменного тока и 1500 кВ постоянного тока, работы по созданию испытательного стенда в ВЭИ и нового уникального испытательного стенда МИС ВЭИ (г. Тольятти), по организации массовых испытаний трансформаторов на стойкость при КЗ, по созданию и испытаниям физических моделей обмоток, по созданию криогенных и сверхпроводящих устройств, работы по созданию ГОСТ и РТМ. Под руководством А.И. Лурье на сетевом стенде в г. Тольятти были организованы испытания трансформаторов на стойкость при КЗ, в 80-е годы там были испытаны самые мощные в мире трансформаторы: трёхфазный мощностью 630 МВ·А и однофазный мощностью 320 МВ·А. Эти работы, проводившиеся совместно с заводами и другими организациями, позволили поднять технический уровень отечественных трансформаторов и существенно снизить аварийность в электрических сетях, связанную с недостаточной

стойкостью трансформаторов при КЗ.

Особое место в работах А.И. Лурье занимают совершенно новые электромагнитные устройства – электрические реакторы, управляемые подмагничиванием. Всего за несколько лет были выполнены необходимые исследования, разработки и испытания, и освоено массовое производство таких реакторов для компенсации реактивной мощности и стабилизации напряжения в сетях напряжением от 6 до 500 кВ. За эти работы А.И. Лурье в 2003 г. был удостоен Премии Правительства РФ в области науки и техники.

В настоящее время А.И. Лурье работает над дальнейшим развитием созданной им системы обеспечения надёжности трансформаторного оборудования с учётом новых реалий, технологий, конструкций и материалов.

А.И. Лурье опубликовал более 150 научных работ, имеет несколько десятков изобретений. Книга по электродинамической стойкости трансформаторов, вышедшая под его редакцией в 2005 г., является "настойной" для специалистов-трансформаторщиков. А.И. Лурье является автором нескольких разделов в справочнике "Силовые трансформаторы" (2004 г.) и в сборнике "Управляемые электрические реакторы" (2004 г.).

Под руководством А.И. Лурье защитились более десяти аспирантов. А.И. Лурье в течение многих лет является бессменным членом редколлегии журнала "Электротехника".

**Редакционная коллегия и редакция журнала "Электротехника",
коллеги и друзья желают Александру Иосифовичу крепкого здоровья
и новых успехов в научной деятельности.**

**Федеральное государственное унитарное
предприятие "Всероссийский электротехнический
институт им. В.И. Ленина объявляет приём в
аспирантуру и докторантуру**

**Индекс
71111**

Послевузовское профессиональное образование в ФГУП ВЭИ решает задачу подготовки кадров высшей квалификации (кандидатов и докторов наук) через очную и заочную аспирантуру, докторантуру и в форме соискательства.

Подготовка осуществляется по следующим научным специальностям.

Физико-математические науки:

01.04.08 – Физика плазмы;

01.04.09 – Физика низких температур.

Технические науки:

05.09.01 – Электромеханика и электрические аппараты;

05.09.12 – Силовая электроника;

05.14.02 – Электростанции и электроэнергетические системы;

05.14.12 – Техника высоких напряжений;

05.27.01 – Твёрдотельная электроника, радиоэлектронные компоненты, микро- и нанoeлектроника, приборы на квантовых эффектах;

05.27.02 – Вакуумная и плазменная электроника.

Продолжительность обучения:

✓ докторанта – 3 года (только очная форма);

✓ аспиранта очного – 3 года;

✓ аспиранта заочного – 4 года;

✓ соискателя – до 5 лет.

Аспирантура

Приём документов в аспирантуру на бюджетные места (на конкурсной основе) осуществляется ежегодно с 1 марта по 30 апреля и с 1 по 30 сентября. Вступительные экзамены проводятся с 15 мая по 15 июня и с 15 октября по 15 ноября.

Приём документов, сдача вступительных экзаменов и зачисление в аспирантуру на контрактной основе с оплатой стоимости обучения физическими или юридическими лицами производится в те же сроки, что и для бюджетного обучения.

Все поступающие в аспирантуру проходят собеседование с предполагаемым научным руководителем, согласовывается предполагаемая тема диссертации.

Список документов, представляемых при поступлении в аспирантуру:

1. Заявление на имя Генерального директора ФГУП ВЭИ.
2. Копия или ксерокопия диплома об окончании вуза (заверяется в аспирантуре).
3. Копия или ксерокопия выписки из зачётной ведомости (приложения к диплому).
4. Список научных трудов или реферат.
5. Заключение предполагаемого научного руководителя с отзывом на автореферат.
6. Личный листок по учёту кадров и 2 фотографии 3×4 см.

7. Автобиография.

8. Для лиц, сдавших кандидатские экзамены, удостоверение по форме 2.2.

9. Копия трудовой книжки.

10. Гарантийное письмо.

Поступающие могут приложить дополнительные документы, свидетельствующие об их потенциале (копии документов о наградах на конкурсах, олимпиадах и т. д.).

Паспорт и диплом предъявляются лично.

Поступающие в аспирантуру сдают вступительные экзамены по специальности, философии и иностранному языку в объёме программы для высших учебных заведений. Экзамен по специальности сдаётся первым.

Лица, сдавшие полностью или частично кандидатские экзамены, при поступлении в аспирантуру освобождаются от соответствующих вступительных экзаменов.

Успешно сданные вступительные экзамены в аспирантуру действительны в течение календарного года.

Институт не имеет возможности предоставлять иногородним общежитие.

Докторантура

Приём заявлений на бюджетные места осуществляется ежегодно – с 1 сентября по 31 октября; зачисление по конкурсу – с 1 декабря.

В докторантуру принимаются лица, имеющие степень кандидата наук. Подготовка докторантов осуществляется по очной форме.

Список документов, представляемых при поступлении в докторантуру:

1. Заявление на имя Генерального директора ФГУП ВЭИ.
2. Направление организации.
3. Нотариально заверенная копия диплома о присуждении учёной степени кандидата наук.
4. Личный листок по учёту кадров с автобиографией (заверяется по месту работы) и 2 фотографии 3×4 см.
5. Список опубликованных научных работ по установленной форме.
6. Развёрнутый план докторской диссертации.
7. Копия трудовой книжки, заверенная по месту работы.
8. Заключение НТС подразделения ФГУП ВЭИ, где планируется прохождение докторантуры.
9. Решение Ученого совета ФГУП ВЭИ.

Паспорт и диплом кандидата наук предъявляются лично.

Телефон: (495) 361-9207; E-mail: nii@vei.ru

Адрес: Москва, Красноказарменная ул., д. 12

Заведующая аспирантурой: Неня Ирина Ивановна

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

ISSN 0013-5860 Электротехника. 2008. № 08. 1–64.