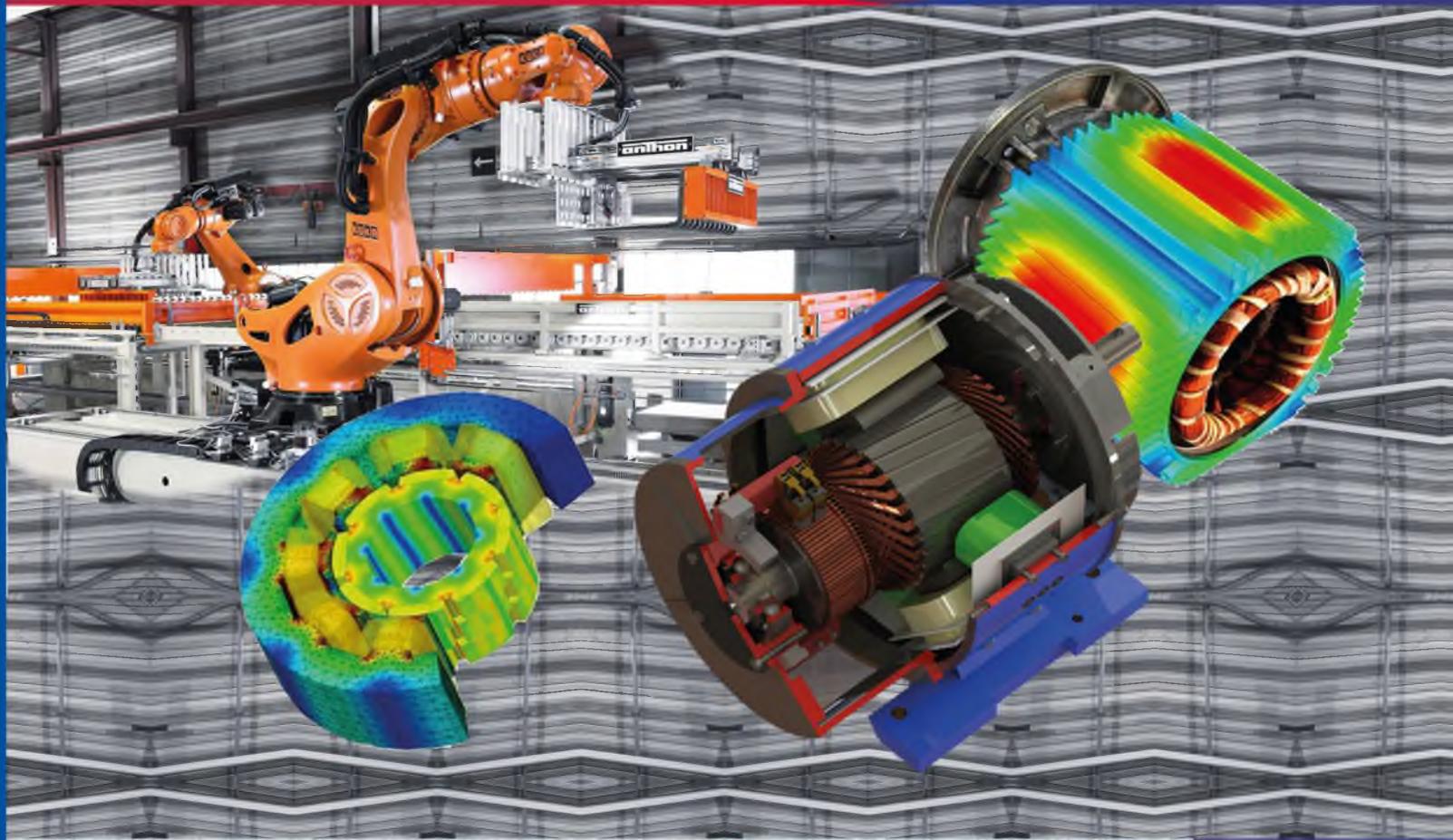




ГУАП

Государственный университет
аэрокосмического приборостроения



ЗАВАЛИШИНСКИЕ ЧТЕНИЯ'20

ЗАВАЛИШИНСКИЕ ЧТЕНИЯ'20



**XV Международная конференция
по электромеханике
и робототехнике
15–18 апреля 2020 г.**

Санкт-Петербург

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Федеральное государственное автономное образовательное
учреждение высшего образования
САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
АЭРОКОСМИЧЕСКОГО ПРИБОРОСТРОЕНИЯ

*25-летию Санкт-Петербургской
Российской секции ISA посвящается*

ЗАВАЛИШИНСКИЕ ЧТЕНИЯ'20

XV Международная конференция
по электромеханике и робототехнике
15–18 апреля 2020 г.

Сборник докладов



УДК 001
ББК 72
З-13

З-13 Завалишинские чтения'20: XV Международная конференция по электромеханике и робототехнике (СПб., 15–18 апреля 2020 г.): сб. докл. – СПб.: ГУАП, 2020. 344 с.
ISBN 978-5-8088-1446-2
DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15

Помещенные в сборник доклады отражают весь спектр направлений научных работ, проводимых институтом: от проектирования отдельных элементов и устройств, технологий их создания, решения вопросов диагностики и разработки прикладного программного обеспечения до построения сложных систем и комплексов, различных по своему функциональному назначению.

Оргкомитет конференции

Председатель оргкомитета

Ю. А. Антохина – доктор экономических наук, профессор, ректор ГУАП

Члены оргкомитета:

А. А. Оводенко – доктор технических наук, профессор, президент ГУАП

В. Ф. Шишлаков – доктор технических наук, профессор, проректор по образовательным технологиям и инновационной деятельности ГУАП

А. Л. Ронжин – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой электромеханики и робототехники ГУАП, директор СПИИРАН

Р. Н. Бахтизин – доктор физико-математических наук, профессор, ректор УГНТУ

С. Г. Емельянов – доктор технических наук, профессор, ректор ЮЗГУ

П. А. Хлюпин – кандидат технических наук, доцент, директор Центра цифровых технологий и робототехники УГНТУ

С. В. Солёный – кандидат технических наук, доцент, директор Инженерной школы ГУАП

С. Ф. Яцун – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой механики, мехатроники и робототехники ЮЗГУ

УДК 001
ББК 72

ПАМЯТИ ХРУЩЕВА ВИТАЛИЯ ВАСИЛЬЕВИЧА

В июле 2020 года исполняется 100 лет со дня рождения Виталия Васильевича Хрущева.

Хрущев В. В. родился 18 июля 1920 года в деревне Домброво Островского района Костромской области. В 1931 году вместе с семьей переехал в г. Ленинград. В 1938 году окончил 3-ю среднюю школу Петроградского района и поступил на физический факультет Ленинградского Государственного университета. В 1941 году после окончания трех курсов ушел добровольно на фронт в Василеостровскую добровольческую дивизию. Служил в артиллерийском дивизионе резерва. В 1944 году направлен в Высшее Военно-морское пограничное училище, где вначале работал начальником лаборатории физики. В 1946 году закончил экстерном физический факультет ЛГУ и переведен на кафедру электротехники преподавателем.

В 1950 году защитил кандидатскую диссертацию по теории сельсинов. В октябре 1950 года назначен на должность начальника кафедры физики, которая затем была преобразована в кафедру общенаучных дисциплин. Этой кафедрой руководил до 1960 года, то есть до момента расформирования училища по сокращению вооруженных сил. В августе был демобилизован в звании инженер-майора и поступил на кафедру электрических машин ЛИАП (ныне ГУАП) доцентом кафедры.

В течение 1960–1962 годов закончил докторскую диссертацию и защитил ее в июне 1962 года. С августа 1962 года коллегией Министерства образования утвержден в должности проректора по научной работе ЛИАП. В 1981 году Виталий Васильевич по личной просьбе ушел с этой должности и был назначен заведующим кафедрой № 32 «Электрических машин автоматики» и руководил ею до 1992 года. С 1983 по 1989 год был деканом факультета № 3 «Электрооборудования летательных аппаратов». До 25 марта 2010 года Виталий Васильевич работал профессором кафедры № 32.

Виталий Васильевич является автором более 20 учебников, учебных пособий с грифом МО РСФСР, 34 авторских свидетельств и патентов и не менее 100 научных работ.

Виталий Васильевич награжден орденом «Трудового Красного Знамени» и медалями «За боевые заслуги», «За победу над Германией», «За оборону Ленинграда», «За безупречную службу II ст.».

Награжден также большим числом Почетных грамот.



Виталий Васильевич плодотворно трудился на всех должностях, занимаемых им в ГУАП. Под его руководством на кафедре № 32 были выполнены основополагающие работы по теории, расчету и проектированию микроэлектромашин для систем автоматики. Эти работы в 1980 году были отмечены Государственной премией СССР в области науки и техники, лауреатом которой стал Виталий Васильевич Хрущев.

Кафедра № 32 стала одной из немногих кафедр вузов СССР, специализирующихся в области информационных электрических машин. На ней обучались и работали аспиранты целевой подготовки для вузов и НИИ других городов страны – Томска, Оренбурга, Воронежа, Севастополя, Симферополя, Еревана, Вильнюса. С полным правом профессор В. В. Хрущев считается основателем научно-педагогической школы в области малых электрических машин. Среди направлений этой школы главными являются: повышение точности информационных электрических машин, создание прецизионных аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей, разработка исполнительных электромашино-вентильных систем с цифровыми системами управления, создание САПР электрических машин малой мощности, примене-

ние микропроцессорных устройств для управления и улучшения характеристик электрических машин.

Под руководством Виталия Васильевича велась большая научно-исследовательская работа по договорам с ведущими отраслевыми предприятиями города – с ЦНИИ «Электроприбор», НИИСЭМ (впоследствии ВНИИМЭМ, а ныне ВНИТИ «Электромашиностроение»), НИИ КП, ПО «Ленинец» и многими другими. Выполнялись работы по созданию прецизионных электромашинных датчиков угла с погрешностью на уровне единиц угловых секунд, вращающихся трансформаторов при импульсном питании для индикаторов кругового обзора радиолокационных станций, вентильных двигателей постоянного тока, асинхронных двигателей, тахогенераторов. По просьбе вышеперечисленных предприятий Виталий Васильевич приложил много усилий по открытию и организации подготовки по технологической специализации в рамках специальности «Электрические машины», что в еще большей мере укрепило связь кафедры № 32 с научно-производственными и научно-исследовательскими предприятиями страны.

В 1982 году Виталий Васильевич организовал открытие новой специальности «Робототехнические системы и комплексы», содержание которой отвечало новейшим тенденциям развития науки и техники. Введение новой специальности повлекло за собой изменение учебного плана и появление новых дисциплин и учебных лабораторий, подготовки новых научно-педагогических кадров.

Виталий Васильевич Хрущев был председателем секции «Малых электрических машин» в Научно-техническом совете Минэлектротехпрома СССР. Выездные заседания секции прово-

дились в научных центрах по малым электрическим машинам в городах Воронеж, Вильнюс, Ереван, Фрунзе, Москва, Ленинград, Львов, Тбилиси и др. Виталий Васильевич был также руководителем секции по изобретательству и рационализации вузов г. Ленинграда.

Виталий Васильевич организовал широкие связи с научными организациями и вузами таких стран, как Болгария, Польша, Китай. В этих странах сотрудники кафедры читали лекции и отдавали свои учебники и учебные пособия для перевода на родной язык.

Идеи, сформулированные и развитые Виталием Васильевичем, успешно претворяются в жизнь многими его учениками и последователями, работающими в настоящее время на предприятиях и в вузах России и за рубежом.

Бывшие аспиранты Виталия Васильевича, защитившие диссертации, успешно работают во многих городах России. Можно привести множество примеров, когда под их руководством выполняются актуальнейшие исследования и разработки различных информационных устройств и электроприводов с уникальными характеристиками. Это их разумом созданы комплектующие компоненты для современным систем и комплексов, обеспечивающих надежность и высокий уровень обороноспособности нашей страны.

Сохраняя и приумножая традиции, заложенные создателем кафедры – членом-корреспондентом АН СССР Д. А. Завалишиным и его последователем – В. В. Хрущевым, коллектив кафедры № 32 продолжает благородное дело воспитания молодого поколения технически грамотных, разносторонне образованных, владеющих современными методами научных исследований специалистов.

Доцент Мартынов А. А.;
Доцент Волохов М. А.

ИННОВАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ЭЛЕКТРОМЕХАНИКЕ И РОБОТОТЕХНИКЕ

УПРАВЛЕНИЕ В ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

УДК 539.51-629

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-5-8

В. С. Акопов*

кандидат технических наук, старший научный сотрудник

И. А. Салова*

кандидат технических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ДИАМЕТРОВ ВОДОПРОВОДНЫХ ТРУБ НА ПРОЦЕССЫ ТЕПЛООБМЕНА В НИХ

Проведен анализ процессов теплообмена в полипропиленовых водопроводных трубах при обогреве их извне с помощью саморегулирующегося кабеля. Получены динамические характеристики процесса нагревания воды в водопроводных трубах от температуры 1°C до температуры 3°C и последующего их остывания до 1°C в условиях различных температур окружающей среды.

Ключевые слова: теплообмен, саморегулирующийся греющий кабель, полипропиленовые трубы, моделирование, метод конечных элементов.

V. S. Akopov*

PhD Sc. Tech., Senior Researcher

I. A. Salova*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

STUDY OF THE IMPACT OF WATER PIPE DIAMETERS ON HEAT EXCHANGE PROCESSES

The paper analyzes the heat exchange processes in polypropylene water pipes when they are heated from the outside using a self-regulating cable. The dynamic characteristics of the process of heating water in water pipes from a temperature of 1°C to a temperature of 3°C and their subsequent cooling to 1°C under different ambient temperatures are obtained.

Keywords: heat exchange, self-regulating heating cable, polypropylene pipes, simulation, finite element method.

Предлагаемая публикация посвящена анализу и сопоставлению процессов теплообмена в полипропиленовых водопроводных трубах при обогреве их извне с помощью саморегулирующегося кабеля, как это показано в [1]. Анализ термодинамических процессов в этих трубопроводах проводится путем моделирования тепловых процессов в трубах наружной части водопроводной системы. Для моделирования выбран метод конечных элементов, реализованный в программном комплексе ELCUT [2]. Исследования процессов изменения температуры выполнялись для полипропиленовых водопроводных труб сечением 20, 25 и 32 мм [3]. Температура воды измерялась

в центре трубы. Для моделирования в ELCUT необходимо задать свойства кабеля, трубы и воды, а также задать температуру окружающей среды T_n и коэффициент конвекции α . Для VC-F кабеля задается удельная плотность $\rho=2163$ кг/м³, удельная теплопроводность $\lambda=0,25$ Вт/(м·К), теплоемкость $C_p=750$ Дж/(кг·К), а также зависимость линейной мощности P (на 1 м длины) кабеля от температуры [4]. Для полипропиленовых труб приняты следующие свойства материала: удельная плотность $\rho=900$ кг/м³, удельная теплопроводность $\lambda=0,22$ Вт/(м·К), теплоемкость $C_p=1930$ Дж/(кг·К). Для воды перечисленные свойства зависят от текущего значения темпера-

туры. Эти зависимости приведены в [1]. В модели пренебрегаем тепловыми потерями за счет лучистой теплоотдачи, которая зависит от температуры воздуха и температуры поверхности трубы, а также от степени черноты поверхности трубы.

На первом этапе исследований выполнено моделирование процесса охлаждения воды в водопроводных трубах диаметрами 20, 25 и 32 мм с одинаковой толщиной стенки 2,8 мм под воздействием внешней среды. Обогревательный кабель противообледенительной системы (ПОС) был выключен.

Начальная температура наружного воздуха рассматривалась равной -1°C , -5°C и -10°C , а начальная температура воды внутри трубы принята равной 1°C . Здесь регистрировалась температура в центре водопроводной трубы.

Анализ процессов на рис. 1 показывает, что скорость охлаждения воды в трубе с диаметром 32 мм более чем в 2,5 раза ниже, чем в трубе диаметром 20 мм. В частности, при температуре наружного воздуха -1°C эта скорость в трубе диаметром 32 мм равна $0,00016$ град./сек., а в трубе с диаметром 20 мм при температуре наружно-

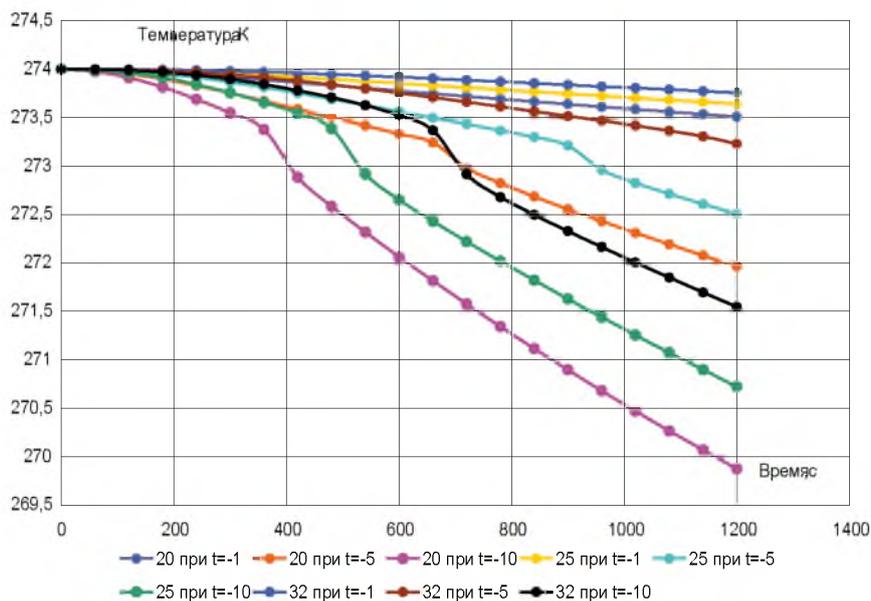


Рис. 1. Процесс изменения температуры воды в центре труб при различной наружной температуре воздуха и при выключенном кабеле

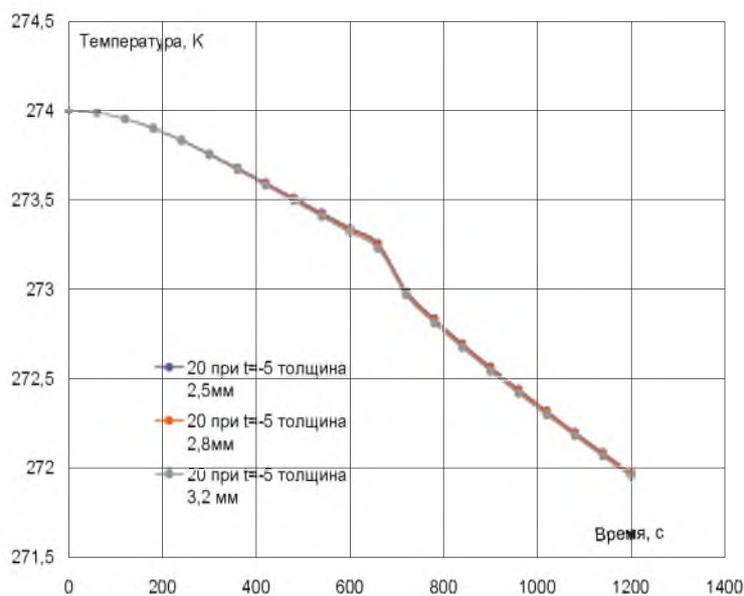


Рис. 2. Процесс охлаждения труб диаметром 20 мм с толщиной стенок 2,5 мм, 2,8 мм и 3,2 мм

го воздуха $-1\text{ }^{\circ}\text{C}$ эта скорость равна $0,0004\text{ град./сек.}$ Особый характер изменения поведения графиков при достижении воды температуры $273\text{ }^{\circ}\text{C}$ на рис. 1 обусловлен процессом кристаллизации.

В продолжение первого этапа исследований рассмотрено охлаждение воды в трубах диаметром 20 мм , обладающих разной толщиной стенок: $2,5\text{ мм}$, $2,8\text{ мм}$ и $3,2\text{ мм}$.

Как видно из рис. 2, скорость охлаждения воды в трубах практически не изменяется.

На втором этапе исследований термодинамических процессов рассмотрен нагрев труб с оди-

наковой толщиной стенки $2,8\text{ мм}$ при различной внешней температуре наружного воздуха (обогревательный кабель включен). Регистрировалась средняя температура по объему воды внутри трубы.

Ниже на рис. 3 представлены результаты нагрева воды в трубах. Время нагрева ограничено фактом достижения температуры воды в трубе приблизительно $276\text{ }^{\circ}\text{K}$ ($3\text{ }^{\circ}\text{C}$).

Анализ термодинамических процессов, приведенных на рис. 3, показывает, что соотношение скоростей процессов в целом аналогичен ре-

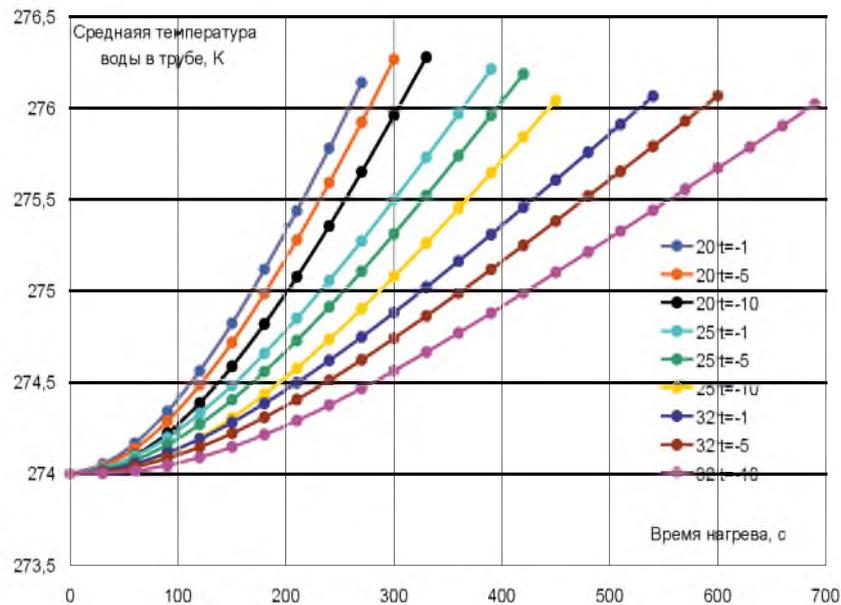


Рис. 3. Процесс нагрева труб различного диаметра при различной наружной температуре воздуха

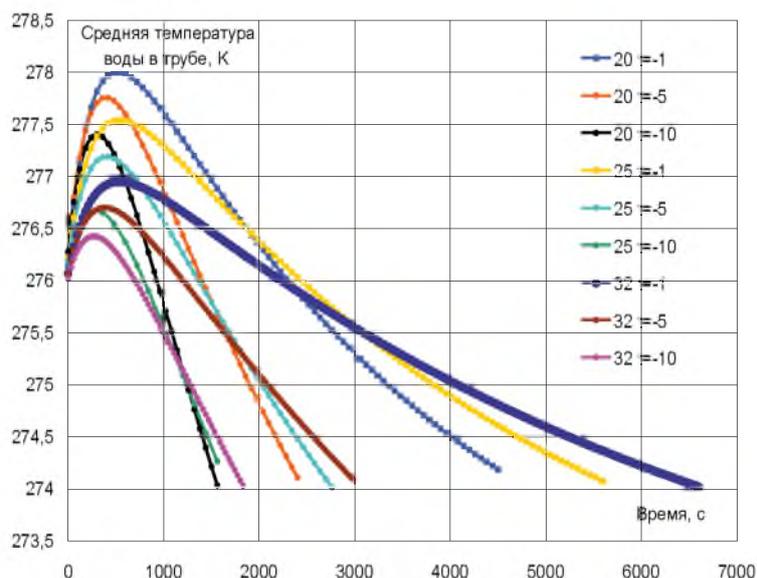


Рис. 4. Процесс остывания воды в трубах диаметром 20 мм , 25 мм , 32 мм после предварительного нагрева ее кабелем противообледенительной системы

зультатам рис. 1. Быстрее всего происходит нагрев труб с наименьшим диаметром.

На последнем третьем этапе рассмотрен процесс остывания воды в трубах диаметром 20 мм, 25 мм, 32 мм после предварительного нагрева ее кабелем противообледенительной системы до температуры 276К (3 °С) и последующим его отключением, тем самым моделировался алгоритм работы противообледенительной системы. Моделирование выполнялось в условиях различных значений температуры окружающей среды: -1 °С, -5 °С и -10 °С. Конечной температурой при остывании является температура 274К (1 °С) (это температура, при которой снова включается кабель автоматикой противообледенительной системы). Ниже на рис. 4 представлены результаты процесса остывания кабеля до температуры 1°С.

Как видно из графиков на рис. 4, после отключения кабеля процесс нагрева воды некоторое время продолжается за счет энергии, накопленной кабелем ранее. Чем меньше диаметр трубы, тем до большего значения температуры продолжается нагрев воды в трубе и тем менее продолжительным является процесс охлаждения до момента включения кабеля.

Выводы

1. Получены графики термодинамических процессов естественного охлаждения воды в полипропиленовых водопроводных трубах разного диаметра включая процесс кристаллизации воды.

2. Получены графики термодинамических процессов в водопроводных трубах диаметра 20 мм при разной толщине этих труб. Показано, что скорость охлаждения воды практически не изменяется.

3. Получены графики термодинамических процессов нагревания воды в водопроводных трубах разного диаметра, подогреваемых саморегулирующимся кабелем противообледенительной системы. Скорость нагревания воды в трубах с диаметрами 20 мм и 32 мм отличается примерно в 2 раза.

4. Получены термодинамические процессы в трубах диаметром 20 мм, 25 мм, 32 мм после предварительного нагрева ее кабелем противообледенительной системы при различной температуре наружного воздуха. Как видно из графиков, процесс охлаждения воды в трубах становится более продолжительным за счет энергии, накопленной ранее включенным кабелем.

5. Рассмотрена работа противообледенительной системы при следующих настройках ее терморпар: включение при температуре 274К (1 °С), выключение при температуре 276К (3 °С). Оценена продолжительность нагрева (рис. 3) и остывания (рис. 4) такой противообледенительной системы, содержащей трубы разного диаметра.

Библиографический список

1. Акопов В. С., Салова И. А. Моделирование противообледенительной системы методом конечных элементов // Завалишинские чтения '16. СПб.: ГУАП, 2016. С. 16–20.

2. ELCUT v. 6. 3. Комплекс программ для моделирования электромагнитных, тепловых и механических задач. Руководство пользователя. СПб.: Производственный кооператив ТОР, 2015.

3. Трубы напорные из термопластов и соединительные детали к ним для систем водоснабжения и отопления. Общие технические условия. ГОСТ 352134-2003. М.: Стандартформ, 2003. 46 с.

4. Промышленный электрообогрев. URL : http://kabel-obogrev.ru/uploads/documents/heating_sst/pdf (дата обращения: 11.01.2020).

УДК 62-598.5

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-9-12

В. С. Акопов*

кандидат технических наук, старший научный сотрудник

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ПОВЫШЕНИЕ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ МЕХАНИЗМА ТОРМОЖЕНИЯ КОЛЕС АВТОМОБИЛЯ

Ставится задача анализа возможности повышения быстродействия антиюзных систем. Как известно, исключительно высокими характеристиками быстродействия обладают пьезоп приводы. Предлагается добавить в существующие дистанционные приводы тормозов колес пьезоэлектрический привод. Такая система обеспечит повышение скорости разблокировки находящегося в юзе тормозного колеса, повысит эффективность торможения, а также управляемость автомобиля на дороге.

Ключевые слова: антиблокировочная система автомобиля, гидравлическая система, пьезоактуатор, гибридная система, дисковый тормоз, тормозной механизм.

V. S. Akopov*

PhD Sc. Tech., Senior Researcher

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

IMPROVING THE SPEED OF THE CAR'S WHEEL BRAKING MECHANISM

The article aims to analyze the possibility of improving the speed of anti-uisis systems. As you know, extremely high performance characteristics have piezo drives. It is proposed to add piezoelectric drive to the existing remote drives of the brakes of the wheels. Such a system will increase the speed of unlocking the brake wheel in the yuze, increase the efficiency of braking, as well as the handling of the car on the road.

Keywords: car anti-lock system, hydraulic system, piezoactuator, hybrid system, disc brake, braking mechanism.

Чтобы рассеять кинетическую энергию транспортного средства и остановить его, требуется обеспечить достаточное трение между вращающимся тормозным диском, соединенным с колесом, и тормозными колодками, закрепленными в суппорте. Трение генерирует тепло, которое в свою очередь рассеивает кинетическую энергию автомобиля. Для обеспечения силы, необходимой для получения достаточного трения, в большинстве грузовых автомобилей используется пневматическая или гидравлическая дистанционные системы. Исполнительными механизмами таких систем являются модуляторы давления, которые могут иметь различное устройство: клапанное, золотниковое, диафрагменное, смешанное. Модуляторы по командам блока управления изменяют или поддерживают постоянным давление рабочего тела в тормозных цилиндрах. От быстродействия исполнительного механизма зависит качество работы антиблокировочной системы.

Гидравлическая и пневматическая колесные тормозные системы обладают надежностью и хорошим силовыми характеристиками, но малым быстродействием относительно пьезоэлектрических систем. Повышение быстродействия системы позволит поддерживать увеличенное

среднее значение максимального тормозного усилия, находясь в наиболее оптимальном диапазоне коэффициента сцепления шин с дорогой, что даст уменьшение тормозного пути. Но самым значимым результатом минимизации временной задержки будет являться ускоренная разблокировка колеса, находящегося в юзе, что позволит автомобилю избежать недостаточной управляемости при маневре. Чем скорее будет снято тормозное усилие, тем скорее колесо наберет необходимую скорость, достаточную для лучшего сцепления с поверхностью дороги, что в свою очередь повысит устойчивость и управляемость автомобиля на дорожном покрытии.

Постановка задачи

Из изложенного представляется целесообразным поставить задачу разработки такой антиблокировочной колесной тормозной системы автомобиля, которая способна сократить время снятия тормозного усилия с колес автомобиля. Использование такой тормозной системы повысит не только характеристики самой антиблокировочной системы, но и системы курсовой устойчивости.

Обоснование возможности реализации системы

В качестве решения проблемы повышения быстродействия существующих колесных тормозных систем предлагается, как отмечалось выше, включить пакетные силовые пьезоактуаторы в эти системы. Пьезоприводы превосходят традиционные гидравлическую и пневматическую системы по быстродействию в сто и более раз, при этом могут развивать очень большие усилия. Главный недостаток пьезопривода – очень малые перемещения исполнительных органов. В связи с этим они не могут полностью заменить используемые типы систем дистанционного управления тормозами колес. Поэтому предлагаемая система должна работать вместе со штатными системами, совмещая положительные свойства как гидросистемы (или пневмосистемы), так и пьезосистемы, поэтому целесообразно ее рассматривать в виде гибридной.

В качестве силового пьезопривода рассмотрим продукцию, представленную компанией «Physik Instrumente», в которой пакетные пьезоактуаторы представлены большим количеством стандартных типоразмеров, причем в случае необходимости могут быть дополнительно доработаны компанией в соответствии с конкретными требованиями к системе, где они будут использованы в качестве исполнительных элементов [1].

Чтобы подобрать пьезоактуатор, подходящий по своим характеристикам для интеграции в гидросистему автомобиля, необходимо обеспечить выполнение следующие трех основных требова-

ний, касающихся размещения и габаритных характеристик, развиваемого усилия и требуемой величины его рабочего хода.

Рассмотрим требование по размещению и габаритным характеристикам.

Поскольку пьезоактуатор надо встраивать в существующее устройство управления дисковым тормозом, называемым суппортом, выполним его анализ. Конструкция типового суппорта типа «TEVES», который получил преимущественное распространение после 2001 года, приведена на рис. 1.

Через шланг и штуцер гидравлическая жидкость под давлением поступает в силовой цилиндр и давит на поршень, который перемещается и давит на тормозные колодки и прижимает их к тормозному диску автомобиля. Возникает трение в паре «колодки – тормозной диск». Диск затормаживается, и будучи жестко связанным с колесами, тормозит их, а значит, и автомобиль. Пьезоактуатор в составе суппорта должен быть помещен в цепь передачи усилия на тормозной диск. Представляется эффективным его расположение между поршнем и тормозными колодками. Причем, если пьезоактуатор расположить так, чтобы использовать пространство внутри поршня, то конструкция станет более компактной. Эскиз такого устройства приведен на рис. 2

Перейдем к вопросу обеспечения требуемого развиваемого усилия. Для этого предварительно определим силу, которую должен развивать пьезоактуатор. Очевидно, что она не может быть меньше той, с которой штатная, например гидравлическая, тормозная система должна воз-



Рис. 1. На переднем плане размещен суппорт типа «TEVES» с силовым поршнем, передающим давление на тормозной диск автомобиля

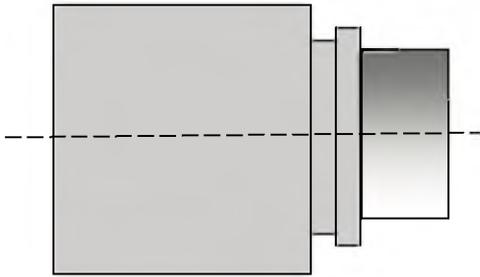


Рис. 2. Поршень суппорта тормозного механизма типа «TEVES» с пьезоактуатором, который расположен внутри поршня

действовать через поршень и колодку на тормозной диск. При этом нам потребуются конкретные числовые исходные данные, в качестве конкретного примера рассмотрим автомобиль Лада XRAY [2]. Рассчитаем силу, которую должен развивать один поршень гидравлической тормозной системы, действующий на фрикционные накладки, при этом используем методику расчетов, приведенную в [3]:

$$N = \frac{G_a(b + \phi h_g)\phi R_k}{n\mu R_c L},$$

где ϕ – коэффициент сцепления шин колес с дорогой, равный 0,67; R_k – радиус колеса, равный 0,67 м; b – расстояние от центра тяжести до задней оси, равное 1,31 м; h_g – высота центра тяжести, равная 0,73 м; G_a – сила тяжести автомобиля при полной нагрузке, равная 11 900, Н; L – расстояние между осями передних и задних колес, равное 2,7 м; n – количество колесных опор на автомобиле, равное 4; μ – коэффициент трения между тормозным диском и фрикционной накладкой, равен 0,4; R_c – средний радиус фрикционной накладки, равный 0,115 м.

В результате вычислений получим величину требуемого усилия прижатия поршня:

$$N = \frac{11900 \cdot (1,31 + 0,7 \cdot 0,6) \cdot 0,73 \cdot 0,335}{4 \cdot 0,4 \cdot 0,115 \cdot 2,7} = 10134 \text{ Н.}$$

Перейдем к рассмотрению требуемой величины рабочего хода пьезоактуатора. Теоретически, чтобы освободить заблокированное тормозное колесо, достаточно изменения длины пьезоактуатора даже на 1 мкм. Этого было бы достаточно, если бы тормозной диск был идеально вертикальным. Однако на практике он обладает небольшим и допустимым отклонением от вертикальности. Вследствие этого вращение тормозного диска сопровождается так называемыми биениями. Допустимое биение поверхности

трения тормозного диска зависит от типа автомобиля и его суппорта. Считается незначительной, обеспечивающей комфортное торможение, величина биения тормозного диска, которая не превышает 0,05 мм. Очевидно, что раскручивание тормозного колеса и выход его из заблокированного состояния возможно, если ход пьезоактуатора достаточно близок или превосходит по величине значение допустимого биения плоскости тормозного диска (в этой работе будем считать эту величину равной 50 мкм). Тогда при сокращении длины пьезоактуатора на большую величину тормозной диск освободится от сжатия и получит возможность раскручиваться за счет силы сцепления колес с дорожным покрытием еще до того как начнет растормаживание гидравлическая система. Таким образом, будет обеспечена лучшая управляемость транспортного средства. Проведя анализ параметров пакетных пьезоактуаторов компании «Physik Instrumente» [1], некоторые из которых приведены в табл. 1, можно сказать, что оптимальным вариантом для рассматриваемого примера транспортного средства в виде автомобиля Лада XRAY является пьезоактуатор P-0.25.40, обеспечивающий все три требования, изложенные к нему выше.

Во-первых, он обладает достаточным ходом – 60 мкм; во-вторых, развивает усилие 15 000 Н, превышающее вычисленную выше требуемую силу прижатия поршня – 10134 Н; в-третьих, он компактен (диаметр 25 мм, длина 53 мм) и легко встраивается в поршень силового цилиндра (рис. 2), который у автомобиля Лада XRAY имеет диаметр 30 мм, а глубину 37 мм [2].

Проведенные анализ и вычисления показывают, что блокирующая сила пьезоактуатора вполне достаточна для его использования в системах управления тормозами колес. В выполненном расчете она превышает силу, развиваемую поршнем гидравлической системы почти в 1,5 раза. Пьезоактуатор обладает достаточным ходом для парирования блокировок тормозного колеса. Габариты пьезоактуаторов позволяют

Таблица 1

Параметры пакетных пьезоактуаторов типа PISA

Модель	Изменение размеров, мкм	Диаметр D, мм	Длина L, мм	Блокирующая сила F_b , Н
P-016.40	60	16	54	6000
P-025.20	30	25	30	13 000
P-025.40	60	25	53	15 000
P-025.80	120	25	101	16 000

их встраивать даже в уже существующие тормозные системы автомобилей.

Выводы

1. Предложена и обоснована концепция использования пьезоактуаторов для увеличения быстродействия колесной тормозной системы автомобиля.

2. Выполнены предварительные расчеты, подтверждающие работоспособность предлагаемой гибридной тормозной системы автомобиля.

Библиографический список

1. Каталог пьезоактуаторов Physik Instrumente // Сайт компании Eurotek-General. URL: http://www.eurotek-general.ru/products/systems_pi/piezoactuators/p-007-p-056/#ad-image-2 (дата обращения: 09.11.2018).

2. Лада XRAY. Технические характеристики. URL: Lada.ru>cars/xray/hatchback/tth.html (дата обращения: 17.01.2020).

3. Русинов А. В. Методические указания по выполнению практических занятий по расчету дисковых и барабанно-колодочных тормозов. Саратов: ФГБОУ ВО Саратовский ГАУ, 2016. 30 с.

УДК 621.3.072

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-13-16

В. С. Акопов*

кандидат технических наук, старший научный сотрудник

Т. Г. Полякова*

кандидат технических наук, доцент

С. С. Тимофеев*

старший преподаватель

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ИНТЕГРИРУЮЩИЙ ПРИВОД

Изложено краткое описание учебно-исследовательского комплекса «Интегрирующий привод», предназначенного для реализации практико-ориентированной подготовки студентов. Комплекс создан на современной элементной базе, построен по блочно-модульному принципу и содержит элементы, имеющие оригинальное исполнение. **Ключевые слова:** учебный комплекс, исследовательский стенд, интегрирующий электропривод, профессиональные компетенции.

V. S. Akopov*

PhD Sc. Tech., Senior Researcher

T. G. Polyakova*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

S. S. Timofeyev*

Senior Lecturer

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

INTEGRATING DRIVE

The article describes the educational and research complex «Integrating drive», designed to implement practical-oriented training of Students and their competent approach. The complex is created on a modern element base, built on a block-modular principle and contains elements that have both traditional and original design.

Keywords: educational complex, research stand, integrating electric drive, professional competence.

Подготовка современных специалистов в области управления в технических системах требует практико-ориентированной современной учебно-лабораторной базы, позволяющей реализовывать проектирование технических систем, включающее несколько исследовательских этапов, в том числе этапы испытаний разработанных систем. Учебно-исследовательский комплекс «Интегрирующий привод» создан с учетом требований федерального государственного образовательного стандарта по группе направлений подготовки и специальностей: автоматика и управление [1].

В настоящее время существует ряд компаний, которые изготавливают учебную технику для использования в высших учебных заведениях. Однако эта техника обладает высокой стоимостью и, как правило, не всегда полностью удовлетворяет целям и задачам, присутствующим в конкретной рабочей программе обучения студентов.

Целью разработанного комплекса является ознакомление студентов с аппаратурой и мето-

дами анализа системы автоматического управления, которая представляет собой интегрирующий привод (ИП). Выходная координата такой системы вычисляется в виде интеграла от входного задающего воздействия. В процессе обучения на этом стенде студенты получают навыки экспериментального определения статических и динамических характеристик отдельных элементов и системы в целом, в том числе с целью дальнейшего компьютерного моделирования и поиска нужных корректирующих устройств. На стенде имеется возможность изменять исходные значения коэффициентов передачи элементов и функциональных устройств. Это позволяет ставить перед студентами задачи синтеза закона управления интегрирующим приводом, обладающим рядом различных исходных состояний.

Как уже отмечалось, интегрирующий привод служит для получения угла поворота выходного вала пропорционального интегралу от задаваемой скорости вращения электродвигателя (или напряжения, пропорционального интегралу по времени от входного напряжения).

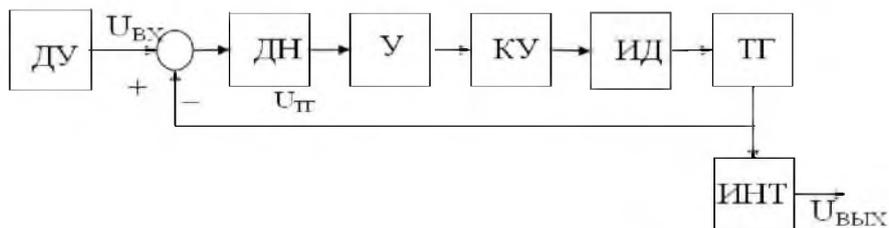


Рис. 1. Упрощенная структурная схема интегрирующего привода

Упрощенная структурная схема интегрирующего привода, направленная на выполнение задачи, которую он реализует, представлена на рис. 1.

Схема работает следующим образом. Напряжение $U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВТ}}$ формируется на выходе вращающегося трансформатора. Величина входного сигнала $U_{\text{ВХ}}$ привода задается датчиком угла, который связан с ротором вращающегося трансформатора. Этот сигнал сравнивается с напряжением $U_{\text{ТГ}}$, снимаемым с генераторной обмотки тахогенератора ТГ. Результат сопоставления в виде напряжения рассогласования подается на вход делителя напряжения ДН. Последний предназначен для изменения величины напряжения, поступающего на вход усилителя напряжения. Усилитель напряжения имеет переменный (регулируемый) коэффициент усиления. Благодаря этому может варьироваться коэффициент передачи всей системы. После

делителя напряжения ДН сигнал поступает на вход усилителя, который формирует величину тока управления в исполнительном двигателе ИД. Вал исполнительного двигателя непосредственно соединен с валом тахогенератора ТГ. Коэффициентом передачи системы определяется последовательно соединенных блоков делитель напряжения ДН и усилитель У. При большом коэффициенте усиления усилителя общий коэффициент передач замкнутой системы с единичной обратной связью равен единице, следовательно должно выполняться $U_{\text{ТГ}} \approx U_{\text{ВХ}}$. Выходной интегратор на схеме обозначен как «ИНТ», он вырабатывает напряжение, пропорциональное $U_{\text{ВХ}}$.

В результате выполнения конструкторских работ создан корпус учебно-лабораторного комплекса. Общий вид лицевой панели разработанного учебно-исследовательского комплекса «Интегрирующий привод» показан на рис. 2.



Рис. 2. Общий вид лицевой панели учебно-исследовательского комплекса «Интегрирующий привод»

Лицевая панель представляется достаточно эргономичной, обладает хорошим обзором и, как видно из рисунка, она разделена вертикальной и горизонтальной стойками на четыре элемента, которые удобно называть квадрантами.

Во втором квадранте (левая верхняя часть лицевой панели учебно-исследовательского комплекса) находятся: импульсный блок источника питания (БИ) с выходным напряжением ± 50 В и стабилизатор напряжения ± 15 В. Трансформатор напряжения частотой 400 Гц также изображен во втором квадранте. На выходных обмотках трансформатора создано напряжение 10 В и 2,5 В. Источники питания включаются с помощью соответствующих современных тумблеров. Сигнальные лампочки, сообщающие о наличии питающих стенов напряжений, также расположены на панели, расположенной во втором квадранте.

В первом квадранте (правая верхняя часть лицевой панели учебно-исследовательского комплекса) расположен блок корректирующих звеньев. Он состоит (левая верхняя часть лицевой панели учебно-исследовательского комплекса) из делителя напряжения с коэффициентами 1:10, 1:100, 1:1000, а также добавочных резисторов и конденсаторов номиналами 15 кОм, 20 мкФ и 10 мкФ. Здесь же в первом квадранте на этой части лицевой панели изображены блок задаваемых входных воздействий ЭД, усилитель напряжения питания обмотки управления (УОУ) и регулировка коэффициента его усиления. В этом квадранте размещен блок АУ – аналоговый умножитель, который выполняет функции модулятора. Кроме перечисленных устройств на лицевой панели первого квадранта находится блок корректирующего звена. Этот блок содержит резисторы и конденсаторы и соответствующие этим элементам контактные гнезда. Здесь же на этой лицевой панели расположен очень важный блок – блок интегратора. Именно он формирует сигнал равный интегралу от величины задаваемого входного воздействия. Кроме того, на этой панели размещен измеритель MASTECH 7030. Этот прибор измеряет переменное и постоянное напряжение, переменный и постоянный ток, сопротивление, емкость, частоту (электрическую и электронную), то есть он многофункциональный.

Третий квадрант (нижний левый элемент всей лицевой панели) в качестве основного и единственного устройства помещен осциллограф модели АКПП 4122/1V [2]. Осциллограф используется в качестве устройства видеонаблюдения, записи и обработки информации.

Под осциллографом АКПП 4122/1V размещены разъемы для связи с другим внешним осциллографом.

В четвертом квадранте (нижний правый элемент лицевой панели стенов) расположен вращающийся электромеханический блок, состоящий из электродвигателя и тахогенератора. Он подсвечивается изнутри. Выходной сигнал тахогенератора подается на электрический интегратор, который вычисляет интеграл от сигнала угловой скорости электродвигателя. Таким образом, генерируется сигнал, пропорциональный углу поворота электродвигателя.

Основные блоки и элементы учебно-исследовательского комплекса имеют как традиционное, так и оригинальное исполнение. Комплекс построен, как это принято в таких устройствах, по блочно-модульному принципу. Это упрощает процедуру получения статических и динамических характеристик всех элементов и устройств, входящих в систему автоматического управления. Использование осциллографа, его прикладного программного обеспечения существенно упростит обработку экспериментальных данных и позволит проводить идентификацию математических моделей, разрабатываемых для решения задачи синтеза регулятора [3].

В процессе выполнения индивидуального технического задания, направленного на проектирование вычислителя интеграла от входного воздействия студенты осуществляют расчет регулятора системы управления [4, 5]. Кроме этого они выполняют имитационное моделирование скорректированной системы с помощью вычислительных машин [6], разрабатывают электрическую принципиальную схему корректирующего устройства и в случае необходимости печатную плату с использованием активных и пассивных элементов [7], проводят монтаж регулятора и испытывают его в составе учебно-исследовательского комплекса.

К основным техническим достоинствам и особенностям учебного стенов можно отнести следующие:

- число вариантов исходных состояний лабораторного стенов практически неограниченно, это обусловлено тем, что несколько устройств учебного лабораторного стенов содержат переменные (изначально настраиваемые) параметры;

- классические элементы систем автоматического управления стенов построены на современной электронной базе;

- в процессе исследований на этом стенов студенты получают навыки экспериментального определения статических и динамических характеристик отдельных элементов и системы в целом;

– исследования на стенде позволяют студентам получить навыки, необходимые для выполнения полного цикла анализа и синтеза системы автоматического управления.

Библиографический список

1. Государственный образовательный стандарт Высшего профессионального образования / М-во образования РФ. М., 2000.

2. Осциллограф АКИП-4122/1V. Руководство по эксплуатации. URL: <http://www.jais.ru> (дата обращения: 15.01.2020).

3. Сазонов Г. Г. Идентификация и диагностика систем: учеб. пособие. М.: МГОУ, 2005. 38 с.

4. Акопов В. С., Бураков М. В., Полякова Т. Г. Проектирование авиационного следящего электропривода малой мощности: учеб. пособие. СПб.: ГУАП, 2007. 172 с.

5. Полякова Т. Г., Шишлаков В. Ф., Шишлаков Д. В. Проектирование электромеханических систем автоматического управления малой мощности: учеб. пособие / М-во образования и науки РФ. СПб.: ГУАП, 2013. 197 с.

6. Акопов В. С. Моделирование систем в MATLAB: лаб. практикум. СПб.: 2012. 64 с.

7. Акопов В. С., Евсеев Е. В., Мартынов А. А. Электропривод с микропроцессорными системами управления: учеб. пособие. СПб.: ГУАП, 2016. 123 с.

УДК 621.314.58

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-17-20

А. С. Белоусов*

аспирант

*Липецкий государственный технический университет

МИНИМАЛЬНО-МАКСИМАЛЬНАЯ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВЕКТОРНАЯ МОДУЛЯЦИЯ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ДВУХФАЗНЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

Рассматривается управление двухфазным электроприводом с трехстоечным инвертором напряжения на основе пространственно-векторной модуляции, описывается метод смешанной минимально-максимальной прерывистой модуляции, позволяющей разгрузить общую стойку при сохранении минимального суммарного числа коммутаций. Ток, протекающий через транзисторы, снижается, что в свою очередь позволяет снизить номиналы полупроводниковых элементов.

Ключевые слова: модель, система управления электроприводом, двухфазный электропривод, пространственно-векторная модуляция, прерывистая модуляция.

A. S. Belousov*

PhD Student

*Lipetsk State Technical University

MINIMUM-MAXIMUM SPACE-VECTOR MODULATION FOR CONTROL OF A TWO-PHASE ELECTRIC DRIVE

The article discusses the control of a two-phase electric drive with a three-leg voltage source inverter based on space-vector modulation, describes the method of mixed minimum-maximum intermittent modulation, which allows to unload the common leg while maintaining the minimum total number of switching operations. The current flowing through the transistors is reduced, which in turn allows to reduce the values of semiconductor elements.

Keywords: model; electric drive control system, two-phase electric drive, space-vector pulse-width modulation; intermittent modulation.

Управление двухфазной электрической машиной представляет значительный интерес в области электропривода вследствие их потенциальной применимости в быту или маломощных промышленных установках: насосах, компрессорах, прочих нагнетателях. Сейчас для этого используют однофазные нерегулируемые асинхронные двигатели, для преобразования их в регулируемые двухфазные предполагается исключить из них конденсатор и запитывать статорные обмотки от двухфазного инвертора напряжения в составе преобразователя частоты [1].

Для управления двухфазной машиной с идентичными обмотками статора чаще всего применяют пространственно-векторную модуляцию (SVPWM), сущность которой – приложение нескольких различных фиксированных векторов напряжения на определенный для каждой точки интервал времени. Для питания обмоток двухфазного двигателя возможны три варианта конструкции инвертора: двух-, трех- и четырехстоечный [2]. Предпочтительным вариантом является трехстоечный, поскольку он

обеспечивает возможность наведения нулевых векторов напряжения при минимальном количестве полупроводниковых элементов, а его конструкция полностью повторяет конструкцию инвертора преобразователя частоты для трехфазного асинхронного двигателя [3]. Нулевые векторы напряжения в свою очередь позволяют снизить число коммутаций [4].

Одним из вариантов дальнейшего снижения числа коммутаций инвертора является применение прерывистой пространственно-векторной модуляции (DSVPWM). Она заключается в неприменении одного из двух нулевых векторов в определенных ситуациях. Существует несколько видов прерывистой модуляции, чаще всего встречаются минимальная (DPWMMIN) и максимальная (DPWMMAX) модуляции [4]. При минимальной время применения вектора напряжения, соответствующего открытым ключам верхней группы, равно нулю во всех секторах. При максимальной – то же самое для состояния с открытыми ключами нижней группы. Прерывистая модуляция характерна тем, что фактически одна из стоек инвертора не ком-

мутируется в течение времени, характеризующего фазовый сдвиг. Например, в трехфазном двигателе одна из стоек инвертора не коммутируется в течение 120-градусного цикла одного оборота. Однако в трехстоечном преобразователе для двухфазного привода одна из ножек инвертора будет общей для двух фаз и по ней будет проходить повышенный ток [3]. Общая ножка при DSVPWM не будет коммутироваться всего лишь в течение 90°, фазовые же ножки в течение 135°. Таким образом, основная доля токовой нагрузки будет приходиться именно на общее плечо, и не смотря на снижение общего числа коммутаций инвертора, оно будет нагреваться сильнее, чем при использовании SVPWM.

В этой работе стоит цель разработать метод управления инвертором для двухфазного электропривода на основе пространственно-векторной модуляции с уменьшением числа коммутаций при равномерном распределении электрической нагрузки.

Двухфазный электропривод с трехстоечным инвертором показаны на рис. 1, звездочками обозначены начала обмоток. Состояния инвертора обозначаются тремя цифрами 0 и 1, соответствующими отключенным или включенным транзисторам верхней группы. Идеальные синусоиды напряжения двигателя сдвинуты относительно друг друга на 90°, в зависимости от знака их можно разбить на четыре участка. Синусоиды наводятся при чередовании состояний ключей 110-100-101-001-011-010. Нулевым векторам соответствуют состояния 000 и 111.

Пространственные векторы откладываются в стационарной системе координат $\alpha\beta$. Ось α откладывают по вектору с максимальным напряжением фазы а (U_{100}), ось β перпендикулярно ей. Тогда для 6 состояний на координатной плоскости откладываются 6 точек, отмеченных на рис. 2. Из нуля к этим точкам ведут пространствен-

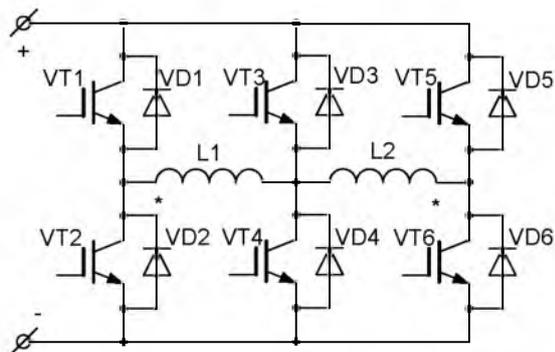


Рис. 1. Двухфазный электропривод с трехстоечным инвертором

ные векторы активного состояния, нулевые векторы перпендикулярны координатной плоскости. Точки образуют вытянутый шестиугольник со вписанной окружностью опорного вектора выходного напряжения, который вращается со скоростью основной частоты и совершает один оборот за один цикл основной частоты [4].

При SVPWM синтез опорного напряжения осуществляется с помощью нулевых и ближайших двух активных векторов, выбор которых зависит от номера сектора, в котором находится вектор опорного напряжения в данный момент. Для каждого вектора находят интервал времени его применения, для чего каждый пространственный вектор представляют в следующем виде:

$$U_{100} = U_{dc} \cdot e^{j0}, \quad U_{101} = \sqrt{2} \cdot U_{dc} \cdot e^{j\frac{\pi}{4}},$$

$$U_{001} = U_{dc} \cdot e^{j\frac{\pi}{2}}, \quad U_{011} = U_{dc} \cdot e^{j\pi},$$

$$U_{010} = \sqrt{2} \cdot U_{dc} \cdot e^{j\frac{5\pi}{4}}, \quad U_{110} = U_{dc} \cdot e^{j\frac{3\pi}{2}},$$

где U_{100} , U_{101} , U_{011} , U_{010} , U_{110} – пространственные векторы для шести состояний ключей верхней группы инвертора, а U_{dc} – напряжение звена постоянного тока на входе инвертора.

Согласно главному принципу пространственно-векторной модуляции произведение напряжения задания и периода коммутации должно быть равно сумме произведений всех пространственных векторов напряжения, действующих в данном секторе, на периоды времени их воздействия. Так, для первого сектора:

$$\begin{cases} v_s^* \cdot T_s = U_1 \cdot t_a + U_2 \cdot t_b + U_0 \cdot t_0, \\ T_s = t_a + t_b + t_0 \end{cases}$$

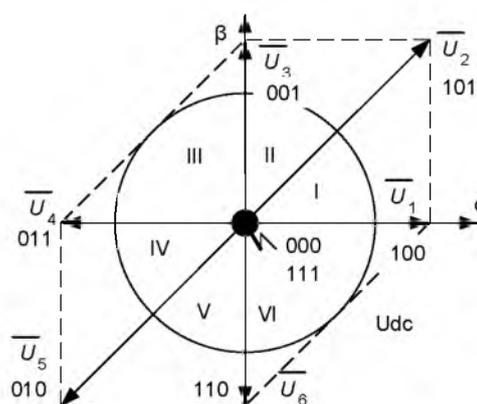


Рис. 2. Пространственные векторы двухфазного привода с трехстоечным инвертором

$$v_s^* = |v_s^*| \cdot e^{j\alpha}, U_1 = U_{dc} \cdot e^{j0},$$

$$U_2 = \sqrt{2} \cdot U_{dc} \cdot e^{j\frac{\pi}{4}}, U_0 = 0,$$

где v_s^* – задание напряжения; T_s – период коммутации; U_1, U_2, U_0 – пространственные векторы напряжения; t_a, t_b, t_0 – время действия каждого из пространственных векторов в одном секторе.

Подставляя уравнения первой группы уравнения SVPWM, решаем системы уравнений для каждого сектора и находим временные периоды действия пространственных векторов:

$$t_{1a} = \frac{|v_s^*|}{U_{dc}} \cdot (\cos\alpha - \sin\alpha) \cdot T_s, \quad t_{1b} = \frac{|v_s^*|}{U_{dc}} \cdot \sin\alpha \cdot T_s,$$

$$t_{2a} = \frac{|v_s^*|}{U_{dc}} \cdot \cos\alpha \cdot T_s, \quad t_{2b} = \frac{|v_s^*|}{U_{dc}} \cdot (\sin\alpha - \cos\alpha) \cdot T_s,$$

$$t_{3a} = \frac{|v_s^*|}{U_{dc}} \cdot \sin\alpha \cdot T_s, \quad t_{3b} = -\frac{|v_s^*|}{U_{dc}} \cdot \cos\alpha \cdot T_s,$$

$$t_{4a} = \frac{|v_s^*|}{U_{dc}} \cdot (\sin\alpha - \cos\alpha) \cdot T_s, \quad t_{4b} = -\frac{|v_s^*|}{U_{dc}} \cdot \sin\alpha \cdot T_s,$$

$$t_{5a} = -\frac{|v_s^*|}{U_{dc}} \cdot \cos\alpha \cdot T_s, \quad t_{5b} = \frac{|v_s^*|}{U_{dc}} \cdot (\cos\alpha - \sin\alpha) \cdot T_s,$$

$$t_{6a} = -\frac{|v_s^*|}{U_{dc}} \cdot \sin\alpha \cdot T_s, \quad t_{6b} = \frac{|v_s^*|}{U_{dc}} \cdot \cos\alpha \cdot T_s.$$

Как уже отмечалось, уменьшить общее количество коммутаций возможно при использовании прерывистой пространственно-векторной модуляции, однако при этом токовая нагрузка окажется сосредоточена на общей стойке инвертора, вследствие чего та может перегреваться.

Обратим также внимание на то, что при первых трех векторах верхний ключ всегда находится в состоянии 0, а в других трех – в состоянии 1.

Будет логичным предположить, что для первых трех векторов не следует допускать коммутации верхнего ключа общего плеча, то есть следует исключить воздействие нулевого вектора U_{111} . Исключению нулевого вектора U_{111} соответствует минимальная модуляция. Аналогично для других трех векторов лучше подходит максимальная модуляция и исключение действия вектора U_{000} . Разграничение зон разных модуляций можно провести по прямой $\beta = -\alpha$, через точки касания окружности и шестиугольника. Таким образом, на интервале $(-\pi/4; 3\pi/4)$ в среднем плече коммутируется только нижний ключ, а на интервале $(3\pi/4; 7\pi/4)$ – только верхний. То есть ключи среднего плеча не коммутируются в течение 180° , а ключи фазных стоек – 90° .

Получается, что при данной смешанной прерывистой модуляции снижается число коммутаций общей стойки, но увеличивается число коммутаций двух других стоек по сравнению с иными видами прерывистой модуляции, токовая нагрузка распределяется по ключам инвертора более равномерно, при этом суммарное число коммутаций значительно ниже, чем при обычной непрерывной модуляции. Для проверки данного вывода и количественной оценки числа коммутаций было выполнено моделирование рассмотренных систем модуляции в программном пакете Matlab Simulink.

Математическая модель обычной непрерывной пространственно-векторной модуляции двухфазного электропривода была построена и описана ранее в [5]. Отличия смешанной, максимальной и минимальной модуляций проявляются в блоке тайминга (рис. 3). В случае смешанной модуляции (NEWDPWM) в зависимости от текущего угла поворота ротора происходят переключения между временем действия

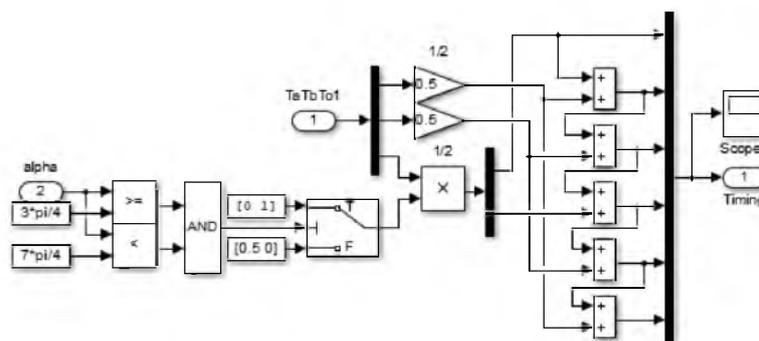


Рис. 3. Блок определения времени действия пространственных векторов

нулевых векторов. В результате были получены следующие значения количества коммутаций верхних ключей каждой стойки за 1 сек. для четырех моделей (табл. 1).

Таблица 1

Количество коммутаций

	Ключ стойки фазы <i>a</i>	Ключ общей стойки	Ключ стойки фазы <i>b</i>
SVPWM	5664	5999	5689
DPWMMIN	3614	4500	3639
DPWMMAX	3649	4501	3649
NEWDPWM	4391	3001	4378

Из таблицы видно, что при обычной пространственно-векторной модуляции количество коммутаций ключа общей стойки ненамного превышает число коммутаций на фазных стойках. При прерывистых максимальной и минимальной модуляциях суммарное число коммутаций заметно снижается, но при этом число коммутаций общей стойки существенно больше. Поскольку ток на этом плече равен сумме токов с других стоек, то подобное недопустимо. При смешанной модуляции суммарное число коммутаций остается равным числу минимальной ШИМ, но при этом число коммутаций общей стойки уменьшается на 33 %, а на других стойках оно увеличивается примерно на 20 %.

В статье были описаны принципы управление двухфазным электроприводом на основе пространственно-векторной модуляции, ее мо-

дификации, позволяющие снизить число коммутаций ключей инвертора с целью избегания их перегрева, при этом наиболее оптимальным видом прерывистой модуляции следует считать смешанную минимально-максимальную, позволяющую разгрузить общую стойку двух фаз инвертора, по которой протекают наибольшие токи.

Библиографический список

1. *Correa R.* A three-leg voltage source inverter for two-phase AC motor drive systems // 2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230). IEEE, 2001. Vol. 3. P.1458–1463.
2. *Jang D.* PWM methods for two-phase inverters // IEEE industry Applications magazine. 2007. Vol. 13. № 2. P. 50–61.
3. *Martins D., Tomaselli L., Lazzarin T.* Drive for a symmetrical two-phase induction machine using vector modulation // IEEEJ Transactions on Industry Applications. 2006. Vol. 126. N 7. P. 835–840.
4. *Abu-Rub H., Iqbal A., Guzinsk J.* High performance control of AC drives with MATLAB/Simulink models // Chichester: John Wiley & Sons Ltd, 2012. 482 p.
5. *Белоусов А. С., Мещеряков В. Н.* Модель преобразователя частоты с пространственно-векторной широтно-импульсной модуляцией для двухфазного электропривода // Булатовские чтения. 2018. Т. 6. С. 122–126.

УДК 681.51

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-21-25

А. Б. Бушуев*

кандидат технических наук, доцент

Ю. В. Литвинов**

кандидат технических наук, доцент

Нгуен Хунг*

магистрант

В. А. Петров*

аспирант

М. М. Чашчина*

аспирант

*Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования

«Национальный исследовательский университет ИТМО»

**Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

АЛГОРИТМЫ ВЫЯВЛЕНИЯ ПРЕПЯТСТВИЙ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ РАССТОЯНИЯ ДО НИХ ПРИ ДВИЖЕНИИ МОБИЛЬНОГО РОБОТА ПО ПЕРЕСЕЧЕННОЙ МЕСТНОСТИ

Рассматривается алгоритм измерения дальности до препятствия на основе видеоизображения без использования стереозрения. Предложена техническая реализация постоянного анализа характера и свойств поверхности, на основании которого робот изменяет свое поведение, избегая попадания в непроходимые области на заданной траектории движения. Работоспособность предложенных алгоритмов проверялась путем моделирования и экспериментальных исследований на колесной платформе фирмы «Odyssey» под управлением микроконтроллера Arduino UNO с использованием ультразвуковых датчиков.

Ключевые слова: мобильный робот, пересеченная местность, обработка видеоизображения, обнаружение препятствий, измерение дальности, ультразвуковые датчики.

A. B. Bushuev*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

Y. V. Litvinov**

PhD Sc. Tech., Associate Professor

Nguyen Hung*

Postgraduate Student

V. A. Petrov*

PhD Student

M. M. Chashchina*

PhD Student

*Federal state Autonomous educational institution higher education "ITMO national research University"

**St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ALGORITHMS FOR DETECTING OBSTACLES AND DETERMINING THE DISTANCE TO THEM WHEN MOVING A MOBILE ROBOT OVER ROUGH TERRAIN

The article considers an algorithm for measuring the distance to an obstacle based on a video image without using stereo vision. The technical implementation of a permanent analysis of the nature and properties of the surface is proposed, on the basis of which the robot changes its behavior, avoiding falling into impassable areas on a given trajectory. The efficiency of the proposed algorithms was tested by modeling and experimental studies on the Odyssey wheel platform, under the control of the Arduino UNO microcontroller using ultrasonic sensors.

Keywords: mobile robot, rough terrain, video image processing, obstacle detection, distance measurement, ultrasonic sensors.

Движение мобильного робота (МР) по пересеченной местности, да еще и при наличии неизвестных препятствий на пути следования зна-

чительно отличается от движения по ровной поверхности в аналогичных условиях. Различные неровности поверхности могут восприниматься

как определенного вида препятствия. Для организации безаварийного движения МР необходимо создание таких автономных аппаратов и алгоритмов их работы, которые способны принимать самостоятельные решения при выполнении поставленной задачи и не допускать возникновения аварийных ситуаций.

Используя различные датчики, позволяющие определить характер и свойства поверхности, можно попробовать организовать такое движение МР, при котором будет производиться учет окружающей среды, что обеспечит выполнение поставленной задачи: откорректировать карту местности, доставить грузы, осуществить слежение за объектом и т. п. Во всех случаях необходима информация о расстоянии до объекта или препятствия [1]

Методы определения расстояния до препятствия

Существуют различные методы определения расстояния от мобильного робота до препятствия: использование ультразвуковых, инфракрасных датчиков, лазеров, стереозрения (две видеокамеры) [2, 3] и т. д.

Ультразвуковой датчик определяет расстояние до объекта, измеряя время отображения от объекта звуковой волны. Ее частота находится в пределах ультразвуковых частот, что обеспечивает концентрированное направление звуковой волны, так как звук с высокой частотой рассеивается в окружающей среде меньше.

Недостатки ультразвукового метода:

- Метод хорошо работает только в одной среде, поскольку скорость звука зависит от свойств среды. В разных средах этот метод будет давать неточный результат определения расстояния.

- При неровных или пористых поверхностях препятствия измерения могут привести к ошибкам определения расстояния.

- Позволяет определить только наличие или отсутствие препятствия.

Для измерения расстояния до объекта существуют оптические датчики, работающие на методе триангуляции. Самые распространенные из них – инфракрасные, работающие на длине волны $\lambda = 0,74 - 2000 \text{ мкм}$ с выходным аналоговым напряжением или цифровым кодом.

Недостатки инфракрасного метода:

- Небольшой радиус действия.
- Зависимость от внешних факторов (дождь, туман, снег) и условий освещенности.

- Невозможно определить, что представляет собой объект.

Метод определения расстояния по изображениям, полученным с помощью стереозрения, является одним из вариантов определения дальности до интересующего объекта [2, 3, 4]. Метод предполагает использование двух идентичных камер с определенным расстоянием между ними, которое называется базой. Чем больше база, тем выше точность измерения, но это накладывает существенные ограничения на конструкцию МР.

В случае двух идентичных камер с параллельными оптическими осями расстояние до препятствия определяется как:

$$L = \frac{fd}{x_1 - x_2}, \quad (1)$$

где f – фокусное расстояние; d – расстояние между камерами; x_1 и x_2 – координаты проекций на левом и правом изображениях.

Недостатки метода стереозрения:

- Использование двух камер, размещенных на роботе, делает конструкцию более громоздкой.

- Высокая стоимость двух камер с высоким разрешением.

В данной работе рассматривается вариант определения расстояния до препятствия с помощью одного ультразвукового датчика и одной видеокамеры. Видеокамера и ультразвуковой датчик закреплены на штанге, поворачивающейся на $\pm 90^\circ$ относительно продольной оси МР (рис. 1).

При движении МР на изображении, получаемом с видеокамеры, фон будет меняться медленнее, чем изображение препятствия, определенное ультразвуковым датчиком. Когда робот перемещается ближе к препятствию, камера, установленная на роботе, будет фиксировать изображение препятствия в два разных момента: t_0 и t_1 , а затем передавать информацию в компьютер. Компьютер, получив информацию об изо-

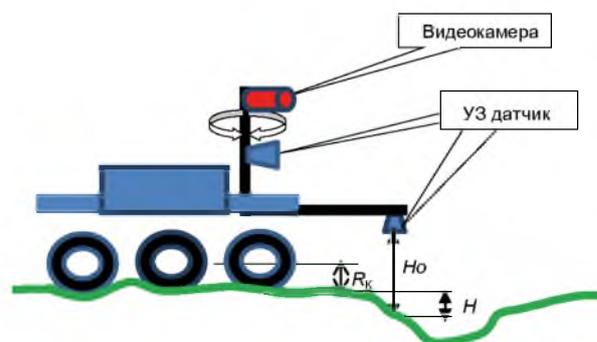


Рис. 1. Расположение датчиков и измерение профиля поверхности

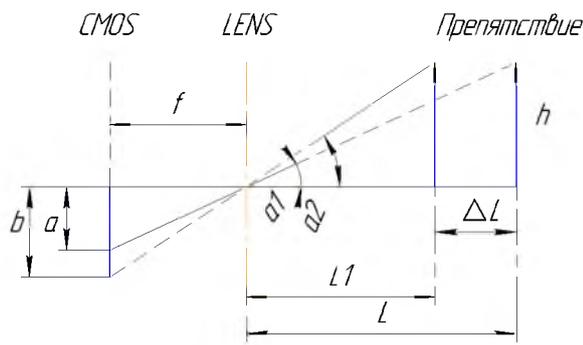


Рис. 2. Схема измерений:
CMOS – светочувствительные матрицы;
LENS – объектив камеры

бражении, выполняет обработку информации и дает два значения площади препятствия, соответствующие двум моментам времени. Определив площадь препятствия S_0 (в пикселях) в момент времени t_0 и S_1 в момент времени t_1 , можно найти расстояние ΔL , пройденное роботом за интервал времени $\Delta t = t_1 - t_0$ по формуле:

$$\Delta L = V * \Delta t, \quad (2)$$

где V – скорость движения робота.

Вычисляем расстояние L_1 от робота до препятствия в момент t_1 по следующей формуле:

$$L_1 = \frac{\Delta L \sqrt{\frac{S_0}{S_1}}}{1 - \sqrt{\frac{S_0}{S_1}}}. \quad (3)$$

Прежде чем перейти к эксперименту указанного метода, докажем, что формула (3) будет определять расстояние от робота до препятствия (рис. 2).

Камера фиксирует изображения на CMOS, расстояние от LENS до CMOS составляет значе-

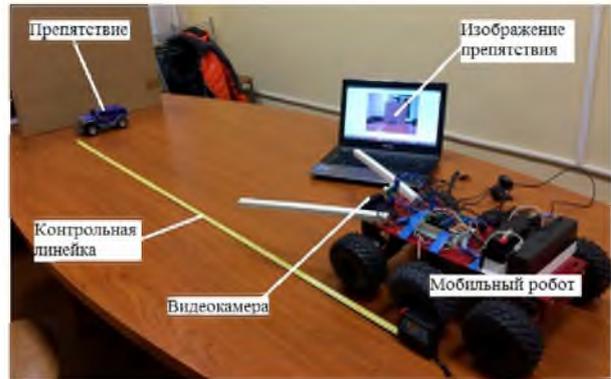


Рис. 3. Эксперимент по определению дальности до препятствия по видеоизображению

ние f , где f – фокусное расстояние камеры; a , b – высоты препятствия на кадре изображения в моменты t_0 и t_1 ; h – реальная высота препятствия:

$$\begin{aligned} \frac{a}{f} = \tan \alpha_1 = \frac{h}{L}; \quad \frac{b}{f} = \tan \alpha_2 = \frac{h}{L - \Delta L} \\ \Rightarrow \frac{a}{b} = \frac{h}{L}; \quad \frac{h}{L - \Delta L} = \frac{L - \Delta L}{L} = 1 - \frac{\Delta L}{L} \\ \Rightarrow L = \frac{\Delta L}{1 - \frac{a}{b}} = \frac{\Delta L}{1 - \sqrt{\frac{S_0}{S_1}}} \Rightarrow L_1 = L - \Delta L = \frac{\Delta L \sqrt{\frac{S_0}{S_1}}}{1 - \sqrt{\frac{S_0}{S_1}}}. \quad (4) \end{aligned}$$

Был проведен эксперимент по определению дальности до препятствия по видеоизображению (рис. 3). В качестве мобильного робота была использована 6-колесная платформа Odisey под управлением микропроцессора Arduino Uno и простейшая веб-камера. Для обработки видеоизображения использовался ноутбук.

Результаты, полученные в ходе эксперимента определения расстояния по видеоизображению, представлены на рис. 4.

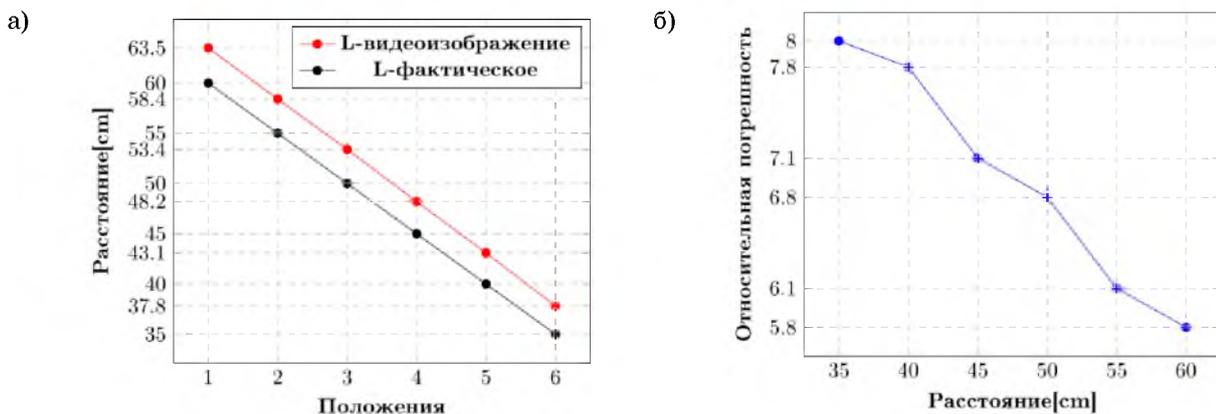


Рис. 4: а – сравнение результатов измеренного и фактического расстояний;
б – относительная погрешность измерений расстояний

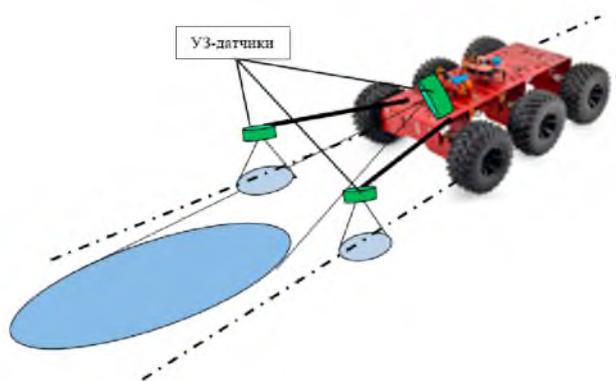


Рис. 5. Схема расположения УЗ-датчиков на мобильном роботе

Из приведенных результатов видно, что погрешность предлагаемого алгоритма достаточно мала.

Преимущества метода:

- Низкая стоимость, поскольку используется только одна камера.
- Простота реализации: разместить одну камеру на роботе намного проще, чем две.
- Одновременно с измерением расстояния можно определить и вид препятствия (автомобили, люди, строения, деревья и т. п.).
- Низкие требования к вычислительным ресурсам, так как используются простые вычислительные алгоритмы.

– Данные о препятствии можно записывать в процессе движения мобильного робота в формате видео, что является удобным для дальнейшего анализа и исследований.

Для исключения попадания МР в безвыходную ситуацию в процессе движения постоянно контролируется профиль пересеченной местности перед МР. Один ультразвуковой датчик, закрепленный на поворотной штанге и работающий в паре с видеокамерой, контролирует пространство по курсу движения МР, а еще два ультразвуковых датчика вынесены на штангах на некоторое расстояние вперед и находятся над условной колеей перед колесами (рис. 1, 5). Эти датчики предназначены для определения профиля (ямы, кочки) и свойств (вода, песок, грязь и т. п.) поверхности перед колесами [4, 5]. Как показали проведенные эксперименты, колесный робот может без проблем преодолеть неровность поверхности (бугор или яму) при высоте/глубине такого препятствия, равной $1/3$ радиуса колеса (рис. 1). Результаты измерений от ультразвуковых датчиков поступают на микропроцессор, где пересчитываются в расстояние от горизонтальной поверхности до оси колеса R_k . Если величина (высота/глубина) препятствия $\pm H \leq 0,3 R_k$, то робот может преодолеть такой «бугор» или «яму» и продолжить движение.

Одновременно по величине отраженного УЗ-сигнала и на основании табличных значений

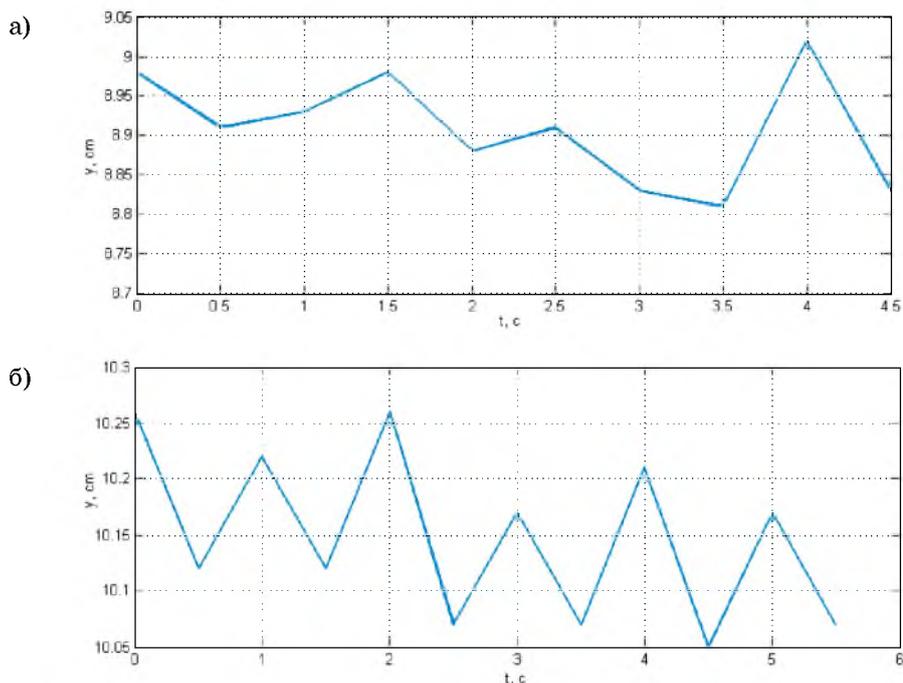


Рис. 3. Профиль пересеченной местности, по которой двигался робот: а – правая сторона; б – левая сторона

для различных поверхностей можно оценить физические свойства поверхности [6].

Были проведены эксперименты по определению характера поверхности.

Результаты измерений профиля поверхности приведены на рис. 6.

Заключение

В приведенной статье рассмотрены основные недостатки использования существующих датчиков и предложены алгоритмы определения расстояния от мобильного робота до препятствия с помощью ультразвуковых датчиков и одной видеокамеры. Основа алгоритма – измерение площади препятствия на кадре изображения в два разных момента времени, из которых рассчитывается расстояние до препятствия. Результат анализа работы предложенного алгоритма показывает его работоспособность и позволяет не только определить дальность до препятствия, но и его вид, обеспечивая возможность организации слежения за выбранным объектом. Так же рассмотрен вопрос контроля профиля поверхности при движении МР по пересеченной местности. В дальнейшем планируется дополнить алгоритм включением дополнительных датчиков, основанных на других физических принципах, для повышения точно-

сти измерений и идентификации препятствий в различных атмосферных условиях.

Библиографический список

1. *Быков С. А., Еременко А. В., Гаверилов А. Е.* Адаптация алгоритмов технического зрения для систем управления шагающими машинами // Известия Волгоградского государственного технического университета. 2011. Т. 3. № 10. С. 52–56.
2. SURF: Speeded Up Robust Features. Computer Vision and Image Understanding (CVIU) / Н. Bay, А. Ess, Т. Tuytelaars, L. Van Gool. 2008. Vol. 110. No. 3. P. 346–359.
3. *Geiger A., Roser M., Urtasun R.* Efficient Large-Scale Stereo Matching // Asian Conference on Computer Vision (ACCV). 2010.
4. *Евстигнеев М. И., Литвинов Ю. В., Мазулина В. В.* Алгоритм организации движения мобильного робота по пересеченной местности // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2017. Т. 17. № 3 (109). С. 393–399.
5. *Бобцов А. А., Бушувев А. Б., Литвинов Ю. В.* Патент Полезная модель. № 173390 от 24.08.2017.
6. *Литвинов Ю. В., Мазулина В. В., Чащина М. М.* Организация движения мобильного робота по пересеченной местности // Научный альманах. 2017. № 1–3 (27). С. 101–106.

УДК 681.53, 621.38

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-26-30

Е. Ю. Ватаева*

ассистент

И. Г. Криволапчук*

старший преподаватель

Т. Г. Полякова*

кандидат технических наук, доцент

Н. В. Решетникова*

старший преподаватель

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ «СИСТЕМЫ ЭКСТРЕМАЛЬНОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ»

Рассмотрен один из возможных подходов к построению современной лабораторной установки, предназначенной для проведения лабораторных и учебно-исследовательских работ. Приведены некоторые характеристики разработанного учебного стенда.

Ключевые слова: лабораторный стенд, система управления, экстремальный регулятор.

E. Y. Vataeva*

Assistant

I. G. Krivolapchuk*

Senior Lecturer

T. G. Polyakova*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

N. V. Reshetnikova*

Senior Lecturer

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

EDUCATIONAL PLANT "EXTREMUM-SEEKING CONTROL"

The article describes some aspects of a possible approaches to the construction of a modern laboratory facility designed for laboratory and educational research is considered. Some characteristics of the developed training stand are given.

Keywords: control system, extremum-seeking control, educational plant.

Исторические традиции инженерного образования предполагают, что процесс обучения включает в себя не только теоретические курсы и выполнение различных расчетных заданий, но и непосредственное изучение элементов, узлов и систем, с которыми будущий инженер столкнется в профессиональной деятельности. Как правило, экспериментально-практическая часть обучения проводится в рамках лабораторных курсов дисциплин с использованием специализированных стендов промышленного изготовления или разработанных в самом учебном заведении.

Значительное количество эксплуатируемого в настоящее время в инженерных вузах лабораторного оборудования основано еще на элементной базе и методическом обеспечении, созданных и разработанных еще в 80-х годах прошлого века, и часто имеет существенно ограниченный функционал, связанный с износом обо-

рудования. Полноценная замена такого оборудования часто невозможна из-за отсутствия необходимых комплектующих, если лабораторные комплексы изготавливаются вузами самостоятельно, или несоответствия выпускаемых промышленностью учебных комплектов предъявляемым требованиям. В частности, подобная ситуация наблюдается в отношении лабораторного оборудования, предназначенного для обеспечения дисциплин, связанных с теорией управления. Выпускаемое многочисленными предприятиями оборудование ориентировано или на изучение азов теории управления, или представляет собой узкоспециализированные инженерные тренажеры, предназначенные для изучения конкретного промышленного оборудования. Кроме того, выпускаемое оборудование имеет значительную стоимость и обладает некоторой избыточностью комплектации, связанной, в частно-

сти, с измерительной аппаратурой. К недостаткам также можно отнести определенную закрытость лабораторных стендов, не позволяющую выйти за рамки предлагаемых производителями перечней лабораторных работ.

Современный уровень развития и доступности компьютерных моделирующих программ позволяет в какой-то мере компенсировать отсутствие физических моделей, но математическое моделирование не дает возможности в полной мере получить как представление, так и навыки работы с объектами реального мира.

В этой связи представляется перспективным создание простых модульных лабораторных установок, позволяющих не только дать возможность обучающимся ближе познакомиться с реальными элементами систем управления, но и проводить учебно-исследовательские работы, расширяющие круг приобретаемых компетенций.

Удобной платформой для создания современного лабораторного практикума может служить лабораторная станция ELVIS-II (-III), выпускаемая фирмой National Instruments [1] специально для учебных заведений различного уровня. В пользу такого выбора говорит состав оборудования станции – он включает в себя все наиболее часто используемые измерительные приборы, источники сигналов и модули питания для маломощных электронных схем, исключая их многократное дублирование. Так как управление станцией производится от персонального компьютера, имеется возможность легкого сбора и обработки результатов экспериментов.

Одним из наименее охваченных лабораторным оборудованием разделов теории управления являются адаптивные системы и, в частности, системы экстремального регулирования (СЭР). К данному классу относятся системы, обладающие свойством автоматического поддержания значения регулирующего действия, обеспечивающим экстремальное значение либо координат, либо некоторо-

го показателя эффективности процесса (минимум расхода материала, максимум коэффициента полезного действия и др.) при неконтролируемых и заранее неизвестных изменениях как свойств самого объекта, так и условий его работы.

По мнению авторов, экстремальные системы заслуживают отдельного внимания потому, что часто связаны с вопросами безопасности жизнедеятельности или эффективности использования ресурсов. Рассмотрим несколько примеров, связанных с энергетическим и транспортным оборудованием.

К типичным образцам энергетического оборудования можно отнести топочные устройства и паровые котлы. Статическая характеристика топочного устройства [2] по каналу «расход воздуха – температура топочных газов» имеет выраженный экстремальный характер: максимальная температура топочных газов $t_{\text{макс}}^{\circ}$ получается для данного количества сжигаемого топлива Q_T при вполне определенном количестве подаваемого в топку воздуха Q_B (рис. 1а). Подобного же вида характеристика присуща паровому котлу. Здесь экстремальный характер носит зависимость между КПД котла и коэффициентом избытка воздуха α , подаваемого в топку котла для сжигания топлива. Причем при изменении паровой нагрузки D котла изменяется значение коэффициента избытка воздуха, соответствующего максимальному значению КПД для данной паровой нагрузки (рис. 1б).

Воздушные винты по-прежнему активно используются в авиации в качестве движителя, приводом которого служит двигатель внутреннего сгорания. У обоих основных компонентов винтомоторной группы есть характеристики, имеющие зависимости экстремального характера. Для двигателя такая зависимость присутствует в дроссельной характеристике [3] и определяет максимальную мощность, отдаваемую при наиболее выгодном числе оборотов (рис. 2а). Как видно из

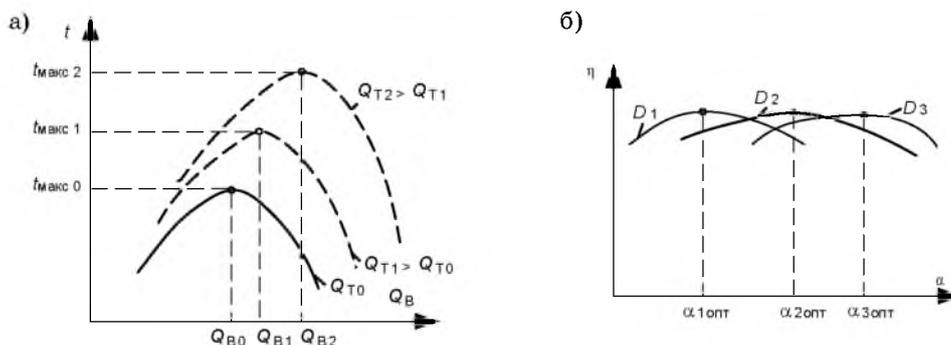


Рис. 1. Характеристики энергетических устройств: а – статические характеристики топочного устройства; б – статические характеристики парового котла

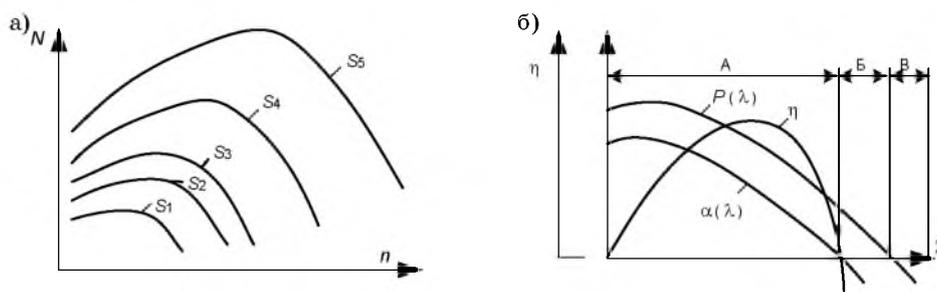


Рис. 2. Характеристики элементов винтомоторной группы: а – дроссельные характеристики двигателя внутреннего сгорания; б – зависимость КПД воздушного винта от относительного шага

рисунка, характеристика сильно зависит от степени открытия дросселя S . Для воздушного винта экстремальный характер носит зависимость КПД от относительной поступи винта λ (рис. 2б) [4]. Хотя рисунок не демонстрирует это явно, положение максимума КПД зависит от оборотов двигателя и воздушной скорости. Согласование оборотов двигателя и шага винта на разных этапах полета представляет собой достаточно непростую задачу.

При разработке стенда для изучения устройства и работы СЭР особое внимание было уделено более широкому охвату вариантов характеристик объекта управления и возможности расширения функционала практикума за счет использования программных расширений.

В основу аппаратного макета системы экстремального регулирования положена классическая СЭР с запоминанием экстремума [3]. Выбор данного типа СЭР обусловлен тем, что она является одной из наиболее простых для понимания и исследования и оставляет достаточ-

но много пространства для расширенных экспериментов. Кроме того, базовая часть макета – собственно объект с экстремальной характеристикой – может быть использован при моделировании и исследовании и других типов СЭР.

Математическая модель прототипа системы, реализованная в пакете *MATLAB/Simulink*, приведена на рис. 3. Модель включает в себя три основных составляющих: объект управления с экстремальной характеристикой, устройство запоминания экстремума (пиковый детектор) с элементом сравнения и формирователь сигнала управления (сигнум-реле).

Устройство запоминания экстремума построено на базе определителя максимума с элементом памяти (ЭП). Разность сигналов со входа пикового детектора и выхода ЭП подается на компаратор, где сравнивается с заданным порогом срабатывания, определяющим ошибку управления. Сигнал с выхода компаратора подается на сигнум-реле, построенное на основе D-триггера

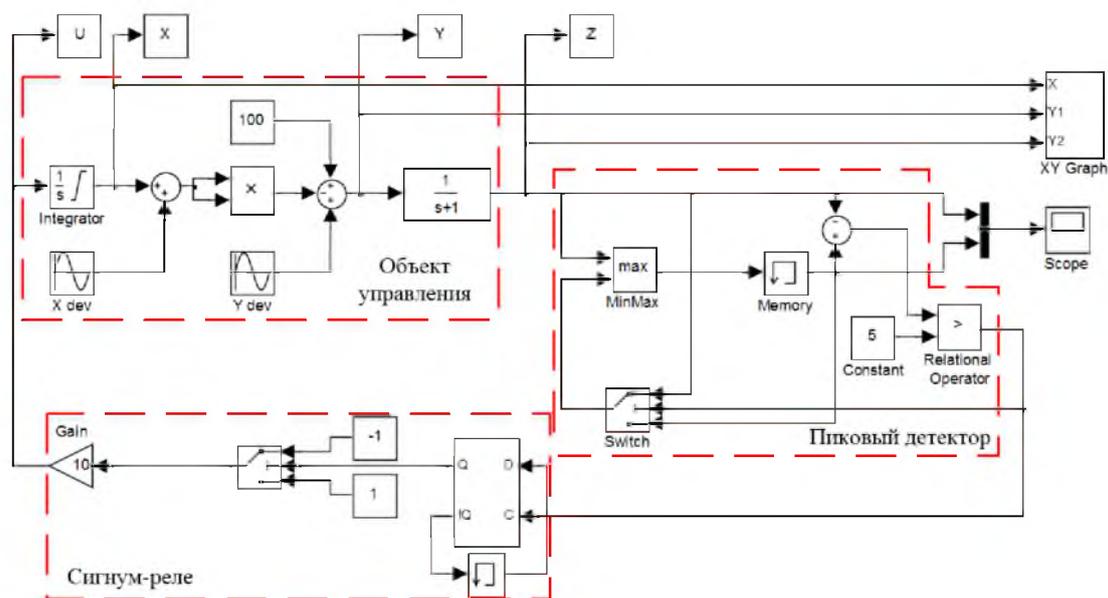


Рис. 3. Simulink-модель системы экстремального регулирования

и коммутатора сигнала управления. С выхода коммутатора управляющий сигнал положительной или отрицательной полярности поступает на вход объекта управления.

Объект управления состоит из имитатора исполнительного механизма, построенного на основе интегратора с изменяемым коэффициентом усиления, нелинейного звена с экстремальной характеристикой и линейной части объекта – аperiodического звена с изменяемой постоянной времени.

Нелинейная характеристика объекта задается в виде квадратичной функции вида:

$$y(x) = ax^2 + bx + c,$$

где a , b и c – коэффициенты, определяющие вид и положение нелинейной характеристики. Выбор такой нелинейной функции обусловлен возможностью получения сопоставимых характеристик как в математической модели, так и при аппаратной реализации, без использования излишне сложных схемных решений. Учтены также возможности изменения вида характеристики в процессе работы системы.

Анализ методов формирования нелинейной характеристики при помощи электронных схем показывает, что наиболее распространенным способом является метод кусочно-линейной аппроксимации. Таким образом можно формировать характеристики достаточно сложного вида, но имеющие при этом статический характер. Это

объясняется трудностью сопряжения отдельных отрезков аппроксимации при смещении или деформации нелинейности. Практически единственным способом, позволяющим сравнительно легко обойти это ограничение, является аналитическое задание нелинейности. Применительно к получению экстремальной характеристики в виде электронной модели приведенное выше выражение может быть выполнено на основе схем перемножения аналоговых сигналов. В рассматриваемой математической модели представлена упрощенная нелинейная характеристика, ограниченная только операцией возведения в квадрат, реализованная при помощи операции умножения. Для получения эффекта нестационарности характеристики к ее входным и выходным сигналам примешиваются дополнительные составляющие, которые могут носить как регулярный, так и случайный характер.

Основное отличие аппаратной реализации СЭР заключено в более сложном формирователе экстремальной характеристики. Аппаратный формирователь допускает не только девиацию по входной и выходной координатам, но существенное изменение формы характеристики. Возможен более широкий диапазон положения экстремума в рабочей области, может быть изменена крутизна характеристики и степень ее симметричности относительно абсциссы экстремума. Примеры возможных изменений вида экстремальной характеристики представлены

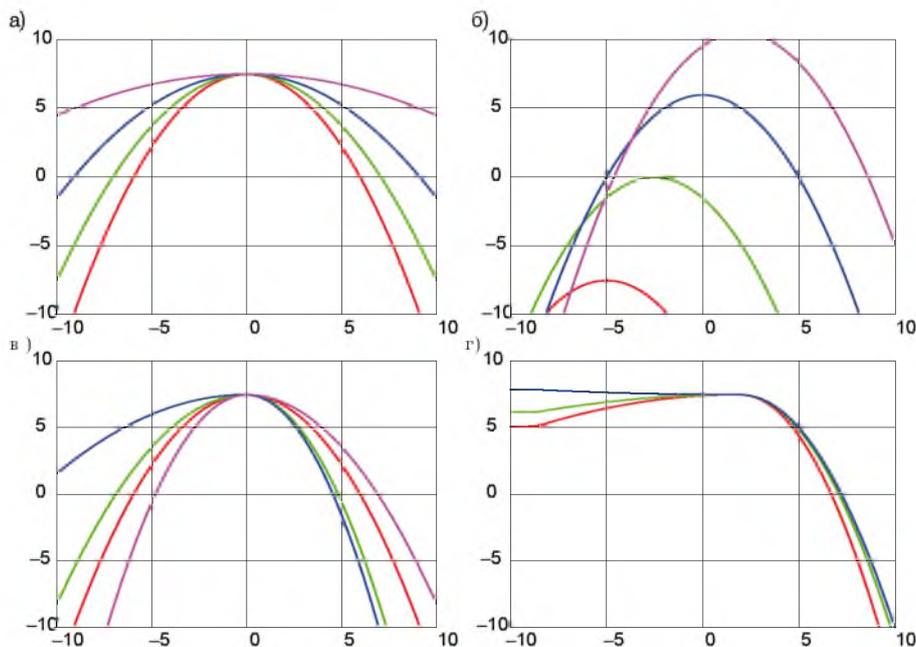


Рис. 4. Управление формой экстремальной характеристики:
а – изменение крутизны; б – изменение положения экстремума; в, г – асимметрия характеристики

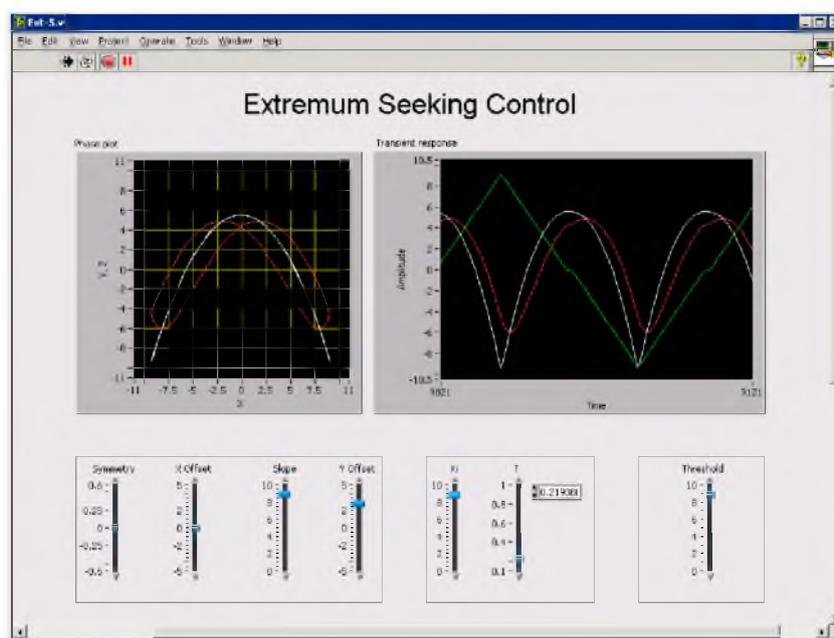


Рис. 5. Лицевая панель управляющего прибора

на рис. 4 а–г. Управление нелинейностью возможно как в ручном режиме, так и с помощью программно-или аппаратнозадаваемых воздействий от внешних по отношению к макету источников сигнала.

Аппаратная реализация СЭР выполнена в виде сменного модуля для лабораторной станции NI ELVIS-II. Взаимодействие с пользователем осуществляется с помощью управляющей программы, реализованной в среде разработки виртуальных лабораторных приборов LabVIEW [5]. Лицевая панель управляющего прибора представлена на рис. 5. В верхней части панели расположены регистраторы сигналов, позволяющие не только наблюдать за процессами в системе, но и сохранять результаты экспериментов в виде текстовых файлов для последующей обработки и анализа. В нижней части находятся движки регуляторов, позволяющие изменять параметры объекта управления и регулятора. Они сгруппированы по функциональному назначению:

- управление нелинейной характеристикой – задание положения (X Offset, Y Offset) и формы (Symmetry, Slope);
- управление параметрами объекта – задание скорости поиска экстремума (Ki) и постоянной времени линейной части (T);
- управление параметрами регулятора – задание порога чувствительности (Threshold).

Использование практикума предполагает, что работа с ним начинается с изучения базового теоретического материала и экспериментов с математической моделью системы. После получения

начальных знаний об устройстве и работе системы экстремального управления можно переходить к экспериментам с аппаратной (физической) моделью, с последующим сравнительным анализом результатов, полученных на двух типах моделей системы. Дальнейшая работа с макетом включает в себя элементы разработки и исследования собственных вариантов регулятора, исследование более сложного поведения нелинейного звена в зависимости от внешних факторов, позволяя, таким образом, обучающемуся приобретать знания, умения и навыки различных уровней компетенций, связанных с разработкой систем управления сложными объектами.

Библиографический список

1. NI Educational Laboratory Virtual Instrumentation Suite II Series (NI ELVIS™ II Series) User Manual, Document number 374629C-01, National Instruments Corporation, June 2011.
2. Плетнев Г. П. Автоматизированное управление объектами тепловых электростанций: учебн. пособие. М.: Энергоиздат, 1981. 368 с.
3. Либерзон Л. М., Родов А. Б. Системы экстремального регулирования // Библиотека по автоматике. Вып 154. Ленинград: Энергия, 1965.
4. Николаев Л. Ф. Аэродинамика и динамика полета транспортных самолетов: учеб. пособие. М.: Транспорт, 1990. 392 с.
5. Тревис Д., Кринг Д. LabVIEW для всех. М.: ДМК Пресс, 2015. 880 с.

УДК 681.326.7

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-31-36

В. А. Голубков*

кандидат технических наук, доцент

А. Г. Федоренко*

кандидат технических наук, доцент

Т. Т. Шарафудинов*

старший преподаватель

Е. Ю. Ватаева*

ассистент

И. В. Елтышева*

старший преподаватель

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

РАСЧЕТ СПЕКТРАЛЬНОГО СОСТАВА ЖЕСТКОСТИ ЗУБЧАТЫХ ЗАЦЕПЛЕНИЙ В ПЛАНЕТАРНОМ РЕДУКТОРЕ

Значительное число электромеханических устройств содержат планетарные редукторы. В результате взаимодействия зубьев колес редуктора возникает его вибрация. Вибрация во многом определяется точностью изготовления профиля зубьев и погрешностью шага нарезки зубьев колес на стадии производства, а также дефектами, возникающими в процессе функционирования. Флуктуация жесткости расширяет спектральный состав вибрации и динамических нагрузок. Для уменьшения последних в зонах контактирования и повышения надежности зубчатых зацеплений следует контролировать и нормировать эти погрешности в допустимом диапазоне. В статье рассмотрено аналитическое описание спектрального состава жесткостей зубчатых зацеплений в зависимости от погрешностей профиля и шага зубчатых колес планетарного редуктора.

Ключевые слова: редуктор, планетарный редуктор, спектральный анализ, зубчатое зацепление, жесткость.

V. A. Golubkov*

PhD. Sc. Tech., Associate Professor

A. G. Fedorenko*

PhD. Sc. Tech., Associate Professor

T. T. Sharafudinov*

Senior Lecturer

E. Y. Vataeva*

Assistant

I. V. Eltyшева*

Senior Lecturer

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

CALCULATION OF FORCES FORCING VIBRATION IN A PLANETARY GEAR

Most Electromechanical devices contain planetary gearboxes. Vibration is the result of the interaction of the teeth and is largely determined by the accuracy of the manufacture of their profile and step error at the production stage, as well as defects arising in the operation process. The main elements that affect the vibration of the planetary gear reducer are the deviation of the tooth profiles from the involute and the error of cutting the gear teeth. To reduce dynamic loads in the areas of contact and improve the reliability of the gear should be monitored and normalized these errors in the allowable range. The article deals with the analytical description of the spectral composition of the forces forcing vibration depending on the errors of the profile and pitch of the planetary gear reducer.

Keywords: gearbox, planetary gearbox, spectral analysis, driving forces.

Планетарные редукторные системы являются объектами, состоящими из большого числа взаимодействующих элементов. Взаимодействие элементов редукторов приводят к нежелательным вибрационным процессам, которые значительно усиливаются при наличии дефек-

тов, возникающих в процессе изготовления и сборки. Технологические погрешности появляются из-за вибрации системы станок – приспособление – инструмент – деталь, неточности настройки технологического оборудования, погрешностей измерительных приборов и т. д.

Данная статья посвящена анализу спектрального состава жесткостей зубчатых зацеплений в зависимости от погрешностей сборки и изготовления планетарных редукторов.

Зубчатые передачи и опоры качения планетарных редукторов в силу рабочих зазоров и неточности изготовления элементов являются основным источником колебаний.

Наличие неточности изготовления элементов планетарных редукторов и погрешности их сборки вызывает возникновение сил возмущающих вибрацию, а также флуктуацию жесткостных характеристик опор качения и зубчатых зацеплений. Потенциальная энергия деформаций элементов опор и зубчатых зацеплений имеет вид [1]:

$$\Pi = \sum_{K,i} P_{Ki} = \sum_{K,i} K_{Ki} \delta_{Ki}^P e(\delta_{Ki}),$$

где K_{Ki} – коэффициент, характеризующий упругие свойства элементов; δ_{Ki} – деформация (сближение) контактирующих элементов; P – показатель степени; $e(\delta_{Ki})$ – функция контактирования; P_{Ki} – параметр, определяющий спектральные характеристики жесткостей и вынуждающих сил.

Силы упругости, действующие в зацеплении солнечной шестерни и сателлита, сателлита и эпицикла, действуют силы упругости, которые определяются как [1, 2]:

$$F_1 = \sum_{i=1}^{z_1} K_{1i} \delta_{1i}^{(p-1)} e(\delta_{1i})$$

$$F_2 = \sum_{q=1}^{z_2} K_{2q} \delta_{2q}^{(p-1)} e(\delta_{2q}),$$

где K_K – конструктивный параметр K колеса; δ_{1i}, δ_{2q} – деформации i зуба шестерни и q зуба колеса соответственно.

Деформация зацепления δ_K функционально связана с координатами X_{Kj} следующим соотношением:

$$\delta_K = \delta_0 + \sum_{K=1}^2 \sum_{j=1}^3 \alpha_{Kj} X_{Kj} - \Delta h(r),$$

где δ_0 – статическая деформация зацепления; α_{Kj} – конструктивный параметр K колеса в j направлении ($j = 1, 2$ радиальное, $j = 3$ угловое); $\Delta h(r)$ – функция технологической погрешности профиля зуба.

Погрешности профиля зацепления солнечной шестерни с сателлитом и сателлита с эпициклом соответственно могут быть определены в виде:

$$\Delta h_1(r) = \sum_{q=1}^{z_2} [\Delta h_i(\varphi_i) - \Delta h_q(\varphi_q)] \varepsilon_i(t) \varepsilon_q(t),$$

$$\Delta h_2(r) = \sum_{S=1}^{z_3} [\Delta h_q(\varphi_q) - \Delta h_S(\varphi_S)] \varepsilon_q(t) \varepsilon_S(t),$$

где $\Delta h_i(\varphi_i), \Delta h_q(\varphi_q), \Delta h_S(\varphi_S)$ – технологические погрешности профиля i зуба шестерни, q зуба и колеса и S зуба эпицикла соответственно.

Технологические погрешности профиля зуба (4) как отклонение профиля зуба от эвольвенты можно представить в виде:

$$\Delta h_1(r) = \sum_{q=1}^{z_2} \left\{ \sum_{l=1}^{\infty} h_{il} \cos \left[l(w_1 - w_n)t + \frac{2\pi l}{z_1}(i-1) + \varphi_{il} \right] - \sum_{p=1}^{\infty} h_{qp} \cos \left[p(w_2 + w_n)t + \frac{2\pi p}{z_1}(q-1) + \varphi_{qp} \right] \right\} \times$$

$$\times \varepsilon_i(t) \varepsilon_q(t);$$

$$\Delta h_2(r) =$$

$$= \sum_{S=1}^{z_3} \left\{ \sum_{p=1}^{\infty} h_{qp} \cos \left[p(w_2 + w_n)t + \frac{2\pi p}{z_2}(q-1) + \varphi_{qp} \right] - \sum_{d=1}^{\infty} h_{sd} \cos \left[p w_n(t) + \frac{2\pi d}{z_3}(S-1) + \varphi_{sd} \right] \right\} \times$$

$$\times \varepsilon_q(t) \varepsilon_S(t),$$

где $\varphi_{il}, \varphi_{qp}, \varphi_{sd}$ – начальные фазовые углы; $\varepsilon_i(t), \varepsilon_q(t), \varepsilon_S(t)$ – функции контактирования i зуба шестерни, q зуба сателлита, S зуба эпицикла соответственно.

Функция контактирования i зуба шестерни может быть определена в виде последовательности импульсов с частотой $(w_1 - w_n) = \frac{2\pi}{T_1}$ (рис. 1), где T_1 – период контактирования i зуба. При идеальном изготовлении зубчатых колес функция контактирования $\varepsilon_i(t)$ может быть представлена в виде разложения в ряд Фурье следующим образом:

$$\varepsilon_i(t) = A_{0i} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \times$$

$$\times \cos \left[n(w_1 - w_n)t + \varphi_n + 2\pi n \frac{i-1}{z_1} \right],$$

где A_{0i} – постоянный член разложения функции контактирования $\varepsilon_i(t)$ в ряд Фурье; A_n – амплитуды n гармоник разложения функции $\varepsilon_i(t)$ в ряд Фурье, определяемые следующим образом:

$$A_{0i} = \frac{\tau_{iq}}{T_1};$$

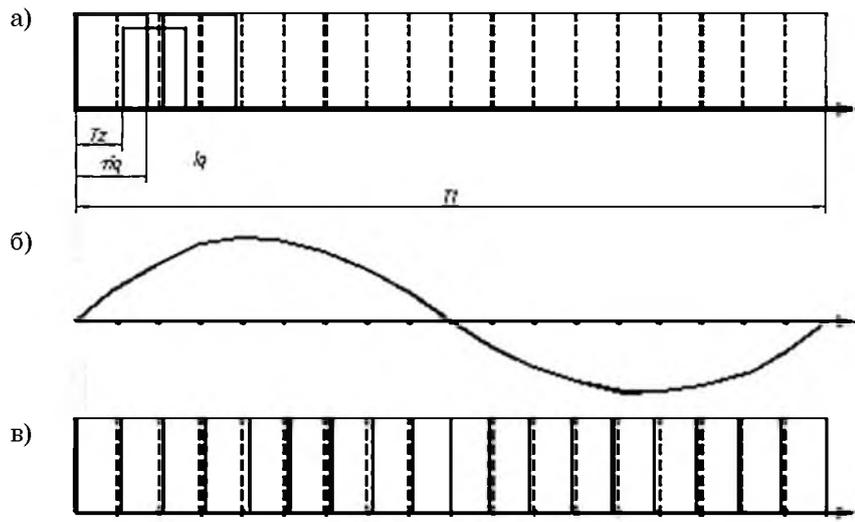


Рис. 1. Моделирование погрешности шага

$$A_n = \frac{(w_1 - w_n)\tau_{iq}}{\pi} \sin C \left[n(w_1 - w_n)\tau_{iq} / 2 \right] \times \cos \left[n(w_1 - w_n)t + \varphi_n + 2\pi n \frac{i-1}{z_1} \right] +$$

$\varphi_n = n(w_1 - w_n)\tau_{iq} / 2$ – фазовый угол; τ_{iq} – длительность контактирования i зуба шестерни и q зуба сателлита.

При наличии погрешности шага F_p изменяющейся по синусоидальному закону с частотой Ω_i (рис. 1б), функцию контактирования i зуба шестерни $\varepsilon_i(t)$ можно представить в виде [3]:

$$\varepsilon_i(t) = A_{0i} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \times \cos \left[n(w_1 - w_n)t + \varphi_n + 2\pi n \frac{i-1}{z_1} + \Delta\varphi_{mi} \sin \Omega_i t_i \right],$$

где c – момент времени зацепления i зуба шестерни; $F_p = \Delta\varphi_{mi} \sin \Omega_i t_i = \frac{\Delta f_{mi}}{r_1}$; Δf_{mi} – постоянная составляющая погрешности шага; r_1 – радиус длительной окружности солнечной шестерни.

В случае погрешности шага F_p импульсы контактирования зубьев сдвигаются относительно друг друга на величину $\Delta\varphi_{mi} \sin \Omega_i t_i$ (рис. 1в), то есть присутствует фазовая модуляция [4, 5]. При наличии фазовой модуляции функция контактирования i зуба шестерни (7) принимает вид:

$$\varepsilon_i(t) = A_{0i} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n J_{0i} \left(\frac{\Delta f_{mi}}{r_1} \right) \times$$

$$+ \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{K_i=1}^{\infty} A_n J_{Ki} \left(K_i \frac{\Delta f_{mi}}{r_1} \right) \times \cos \left[n(w_1 - w_n)t + \varphi_n + 2\pi n \frac{i-1}{z_1} + K_i \Omega_i t_i \right] + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{K_i=1}^{K_i} (-1)^{K_i} A_n J_{Ki} \left(K_i \frac{\Delta f_{mi}}{r_1} \right) \times \cos \left[n(w_1 - w_n)t + \varphi_n + 2\pi n \frac{i-1}{z_1} - K_i \Omega_i t_i \right],$$

где $J_{Ki} \left(K_i \frac{\Delta f_{mi}}{r_1} \right)$ – функция Бесселя I рода, K_i – порядка.

Функция контактирования q зуба сателлита и S зуба эпицикла записываются аналогично.

Перемножая функции контактирования i зуба солнечной шестерни и q зуба сателлита, q зуба сателлита и S зуба эпицикла, проводя суммирование по i, q, S , а также, учитывая, что частоты изменения погрешности шага от зуба к зубу $\Omega_i, \Omega_q, \Omega_S$ кратные частотам вращения $(w_1 - w_n), (w_2 + w_n), w_n$, получим следующие соотношения для скалярных произведений функций контактирования, солнечной шестерни и сателлита $\varepsilon_i(t), \varepsilon_q(t)$ соответственно:

$$+ z_1 z_2 \sum_{l=1}^{\infty} \sum_{K_i=1}^{\infty} \sum_{p=1}^{\infty} (-1)^{K_i} A_l A_p J_{K_i} \left(K_i \frac{\Delta f_{mi}}{r_1} \right) \times$$

$$\begin{aligned}
 & \times J_{0q} \left(\frac{\Delta f_{mq}}{r_2} \right) \times \\
 & \times \cos \left\{ \left[l z_1 (w_1 - w_n) + p z_2 (w_2 + w_n) + \right. \right. \\
 & \quad \left. \left. + K_i (w_1 + w_n) \right] t + \varphi_l + \varphi_p \right\} + \\
 & + z_1 z_2 \sum_{l=1}^{\infty} \sum_{K_i=1}^{\infty} \sum_{p=1}^{\infty} \sum_{K_q=1}^{\infty} A_l A_p J_{K_i} \left(K_i \frac{\Delta f_{mi}}{r_1} \right) \times \\
 & \quad \times J_{K_q} \left(K_q \frac{\Delta f_{mq}}{r_2} \right) \times \\
 & \cos \left\{ \left[-K_i (w_1 - w_n) + l z_1 (w_1 - w_n) + \right. \right. \\
 & \quad \left. \left. + p z_2 (w_2 + w_n) - K_q (w_2 + w_n) \right] t + \varphi_l + \varphi_p \right\} + \\
 & + z_1 z_2 \sum_{l=1}^{\infty} \sum_{K_i=1}^{\infty} \sum_{p=1}^{\infty} \sum_{K_q=1}^{\infty} (-1)^{K_q} A_l A_p J_{K_i} \left(K_i \frac{\Delta f_{mi}}{r_1} \right) \times \\
 & \quad \times J_{K_q} \left(K_q \frac{\Delta f_{mq}}{r_2} \right) \times \\
 & \times \cos \left\{ \left[-K_i (w_1 - w_n) + l z_1 (w_1 - w_n) + \right. \right. \\
 & \quad \left. \left. + p z_2 (w_2 + w_n) - K_q (w_2 + w_n) \right] t + \varphi_l + \varphi_p \right\} + \\
 & + z_1 z_2 \sum_{l=1}^{\infty} \sum_{K_i=1}^{\infty} \sum_{p=1}^{\infty} \sum_{K_q=1}^{\infty} (-1)^{K_i} A_l A_p J_{K_i} \left(K_i \frac{\Delta f_{mi}}{r_1} \right) \times \\
 & \quad \times J_{K_q} \left(K_q \frac{\Delta f_{mq}}{r_2} \right) \times \\
 & \times \cos \left\{ \left[K_i (w_1 - w_n) + l z_1 (w_1 - w_n) + \right. \right. \\
 & \quad \left. \left. + p z_2 (w_2 + w_n) - K_q (w_2 + w_n) \right] t + \varphi_l + \varphi_p \right\} + \\
 & + z_1 z_2 \sum_{l=1}^{\infty} \sum_{K_i=1}^{\infty} \sum_{p=1}^{\infty} \sum_{K_q=1}^{\infty} (-1)^{K_i} (-1)^{K_q} A_l A_p J_{K_i} \times \\
 & \quad \times \left(K_i \frac{\Delta f_{mi}}{r_1} \right) J_{K_q} \left(K_q \frac{\Delta f_{mq}}{r_2} \right) \times \\
 & \times \cos \left\{ \left[K_i (w_1 - w_n) + l z_1 (w_1 - w_n) + \right. \right. \\
 & \quad \left. \left. + p z_2 (w_2 + w_n) + K_q (w_2 + w_n) \right] t + \varphi_l + \varphi_p \right\}. \quad (9)
 \end{aligned}$$

Скалярное произведение функции контактирования q зуба сателлита и S зуба эпицикла $\varepsilon_S(t)$, $\varepsilon_q(t)$ записывается аналогично.

Выражение для сил упругости (2) с учетом (3) (4) примет вид:

$$\begin{aligned}
 F_1 = & \sum_{i=1}^{z_1} K_{K_i} \left\{ \delta_0 + \sum_{K=1}^2 \sum_{j=1}^3 \alpha_{K_j} x_{K_j} - \right. \\
 & - \sum_{q=1}^{z_2} \left\{ \sum_{l=1}^{\infty} h_{il} \cos \left[l (w_1 - w_n) t + \frac{2\pi l}{z_1} (i-1) + \varphi_{il} \right] - \right. \\
 & \left. \left. - \sum_{p=1}^{\infty} h_{qp} \cos \left[p (w_1 + w_n) t + \frac{2\pi p}{z_2} (q-1) + \varphi_{qp} \right] \right\} \times \right.
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \left. \times \varepsilon_i(t) \varepsilon_q(t) \right\}^{p-1} \\
 & e \left\{ \delta_0 + \sum_{K=1}^2 \sum_{j=1}^3 \alpha_{K_j} x_{K_j} - \right. \\
 & - \sum_{q=1}^{z_2} \left\{ \sum_{l=1}^{\infty} h_{il} \cos \left[l (w_1 - w_n) t + \frac{2\pi l}{z_1} (i-1) + \varphi_{il} \right] - \right. \\
 & \left. \left. - \sum_{p=1}^{\infty} h_{qp} \cos \left[p (w_2 + w_n) t + \frac{2\pi p}{z_2} (q-1) + \varphi_{qp} \right] \right\} \times \right. \\
 & \left. \times \varepsilon_i(t) \varepsilon_q(t) \right\}. \quad (10)
 \end{aligned}$$

Согласно выражению (10) спектральные характеристики жесткостей определяются следующим соотношением:

$$C_s = \sum_{i,q} K \cdot K_{\varepsilon} \varepsilon_i(t) \varepsilon_q(t), \quad (11)$$

где K_{ε} – коэффициент эквивалентной линеаризации.

Подставляя в (11) выражения для скалярного произведения функций контактирования ($\varepsilon_q(t), \varepsilon_i(t)$), получим соотношение для расчета жесткостей в зацеплении.

Анализируя выражение (9), можно сделать вывод, что при идеальном изготовлении зубчатых колес переменная жесткость зацепления появляется вследствие одно-и двухпарного зацеплений на зубцовых частотах w_z . При наличии технологической погрешности шага появляются составляющие жесткостей на комбинированных частотах:

$$\begin{aligned}
 & (l+p)w_z \pm K_i(w_1 - w_n) \pm K_q(w_2 + w_n), \\
 & (p+d)w_z \pm K_q(w_2 + w_n) \pm K_s w_n, \quad p w_z \pm K_q(w_2 + w_n), \\
 & (l w_z) \pm K_i(w_1 - w_n), \quad d w_z \pm K_s w_n,
 \end{aligned}$$

где w_1, w_2, w_n – соответственно частоты вращения солнечной шестерни сателлита и водила.

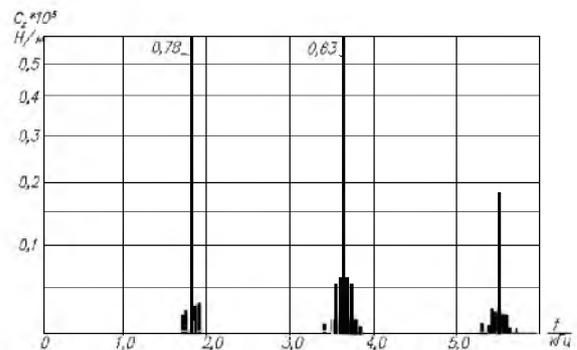


Рис. 2. Спектральные характеристики переменной составляющей жесткости зацепления при погрешности шага 25 мкм

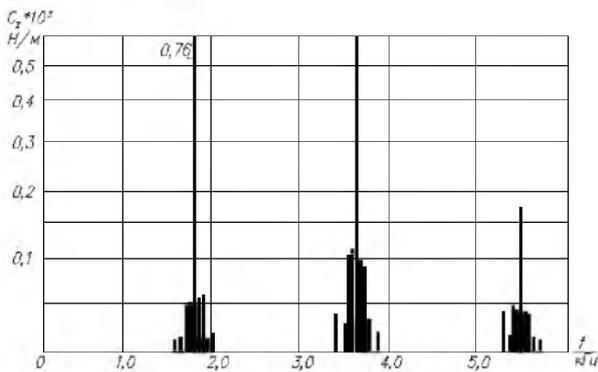


Рис. 3. Спектральные характеристики переменной составляющей жесткости зацепления при погрешности шага 50 мкм

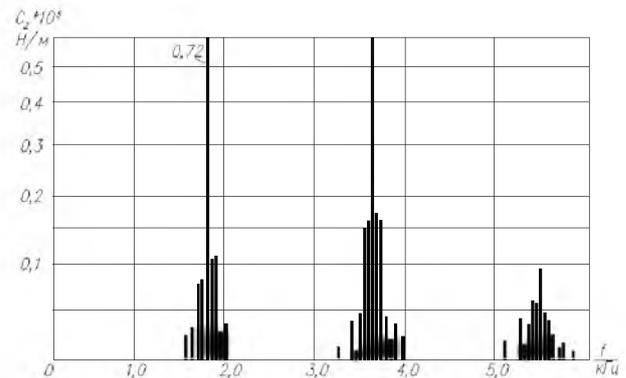


Рис. 4. Спектральные характеристики переменной составляющей жесткости зацепления при погрешности шага 75 мкм

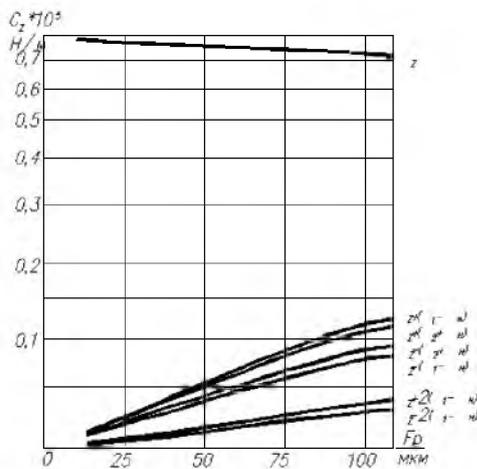


Рис. 5. Зависимость переменной составляющей жесткости зацепления от погрешности шага

По формуле (11) рассчитывалась жесткость зацепления зубчатых колес с параметрами $z_1 = 18, z_2 = 28, z_3 = 74$, $m = 0,8$ мм, $n_1 = 7600$ об./мин., $r_1 = 7,2$ мм, $r_2 = 11,2$ мм, $r_3 = 29,9$ мм. На рис. 2–4 приведены спектральные характеристики жесткости зацепления солнечной шестерни и сателлита, сателлита и эпицикла для технологической погрешности шага 25, 50, 75 мкм. На рис. 5, 6 приведены зависимости изменения амплитуд жесткости от погрешности шага на зубцовых и комбинированных частотах.

Заключение

Определены аналитические выражения, позволяющие рассчитывать спектральные характеристики жесткости зубчатых зацеплений планетарного редуктора в зависимости от погрешностей профиля и шага нарезки зубьев.

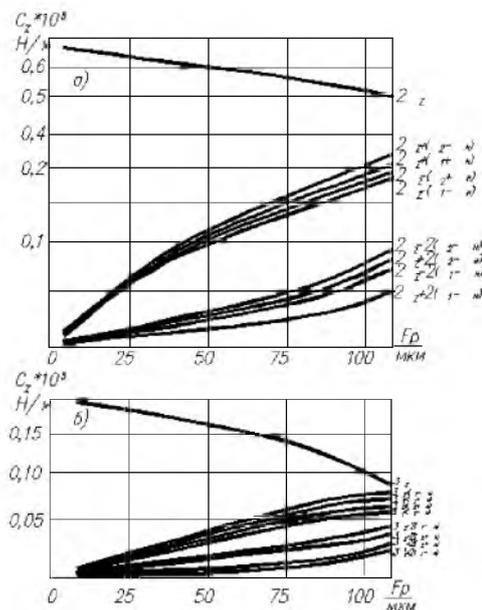


Рис. 6. Зависимость переменной составляющей жесткости зацепления от погрешности шага

При исследовании спектральных характеристик жесткостей установлено следующее:

- технологические погрешности профиля зуба f_f незначительно влияют на параметры жесткости зубчатого зацепления;

- с увеличением технологической погрешности шага увеличиваются амплитуды жесткостей на комбинированных частотах, а на зубцовых частотах происходит снижение амплитуд жесткостей. При этом наблюдается расширение спектрального состава флуктуации жесткости;

- наиболее существенное влияние технологическая погрешность шага оказывает на амплитуды флуктуации жесткостей на частотах $w_z \pm (w_1 - w_H)$; $w_z \pm (w_2 + w_H)$; $2w_z \pm (w_1 - w_H)$; $2w_z \pm (w_2 + w_H)$.

Проведенные в данной работе исследования позволяют перейти к контролю и диагностике ресурса работы мелко модульных приборных редукторов.

Библиографический список

1. Явленский А. К., Явленский К. Н. Теория динамики и диагностики систем трения качения. Л., 1978. 184 с.

2. Приборные шариковые подшипники. Справочник / Под ред. К. Н. Явленского. М.: Машиностроение, 1981. 351 с.

3. Веркович Г. А., Головенкин Е. Н., Голубков В. А. Справочник конструктора точного приборостроения / Под общ. ред. К. Н. Явленского, Б. П. Тимофеева, Е. Е. Чаадаевой Л.: Машиностроение, 1989. 792 с.

4. Явленский А. К., Явленский К. Н. Вибродиагностика и прогнозирование качества механических систем. Л.: Машиностроение, 1983. 239 с.

5. Эльперин А. И., Явленский А. К., Талашов Г. И. Диагностирование реодинамики систем трения. СПб.: Наука, 1998. 142 с.

УДК 621.865

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-37-40

В. А. Голубков*

кандидат технических наук, доцент

А. Г. Федоренко*

кандидат технических наук, доцент

Е. Ю. Ватаева*

ассистент

В. Ф. Шишлаков*

доктор технических наук, профессор

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

МОДЕЛИРОВАНИЕ УЗЛОВ МАНИПУЛЯТОРА

Рассматривается построение моделей современных манипуляторов при помощи метода графов связи, приводятся преимущества данного метода и результаты работы.

Ключевые слова: робототехнические системы, манипулятор, редуктор, моделирование узлов.

V. A. Golubkov*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

A. G. Fedorenko*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

E. Y. Vataeva*

Assistant

V. F. Shishlakov*

Dr. Sc. Tech., Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

MODELING MANIPULATOR NODES

The paper discusses the construction of models of modern manipulators using the method of communication graphs, presents the advantages of this method and the results of the work.

Keywords: robotic systems, manipulator, gearbox, node modeling.

В современных манипуляторах используют узлы, содержащие большое количество электрических, механических, пневматических и других элементов. В связи с этим при построении моделей целесообразно использовать аппарат графов связи [1, 2], с помощью которого удается сделать наглядным моделируемый узел.

Рассмотрим механизм горизонтального перемещения руки робота, кинематическая схема которого изображена на рис. 1. Механизм содержит два двигателя постоянного тока, нагруженных на общее колесо z_2 редуктора. Валы двигателей имеют фрикционные электромагнитные тормоза, фиксирующие положения валов при

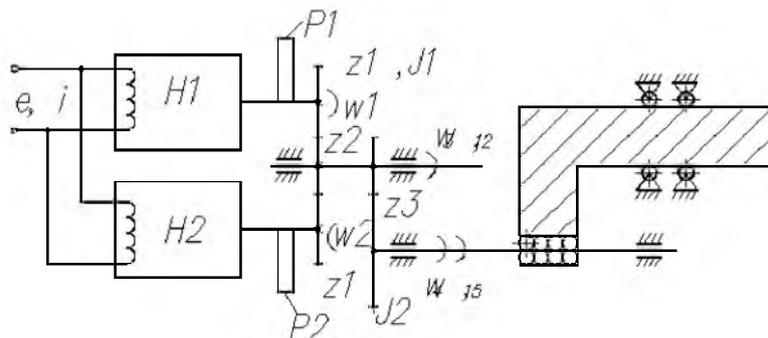


Рис. 1. Кинематическая схема руки робота

окончании движения. От колеса z_2 через шестерню z_3 крутящий момент передает на винт шариковинтовой пары. Выходным элементом механизма является ползун, осуществляющий горизонтальное перемещение в направляющих из шарикоподшипников. Подобное строение имеет также механизмы перемещения каретки и вертикального перемещения схватов [3].

Моделирование начнем с рассмотрения основной структуры связей и функциональных свойств механизма, а затем, добавляя другие свойства, можно более подробно раскрыть отдельные элементы: функциональное взаимодействие, электромагнитные взаимодействия, электромагнитные взаимодействия в тормозах, упругую податливость узлов и т. д.

Для построения линейной модели примем допущения:

- отсутствуют переходные электромагнитные процессы в двигателях, которые представляют собой идеальный преобразователь тока i в крутящий момент τ ;
- отсутствует податливость валов в зубчатых колесах (это справедливо, если не рассматривать малые высокочастотные колебания);
- фрикционные тормоза отключены.

На рис. 2 представлен соответствующий граф связей и введены следующие обозначения: S_f – источник потока – источник постоянного напряжения привода; H_1, H_2 – постоянные преобразования электродвигателей; J_1 – момент инерции ротора двигателя и колеса, установленного на его валу; P_1, P_2 – коэффициент сопротивления, учитывающий трение в двигателе и зубчатой передаче;

$K = \frac{z_2}{z_1}$; $l = \frac{z_3}{z_2}$ – передаточные отношения в зубчатых парах; J_2 – момент инерции колеса z_3 и винта; P_3 – коэффициент

сопротивления, характеризующий трение в шарико-винтовой передаче; M – масса ползуна; n – коэффициент преобразования шарико-винтовой пары.

На основании графа связи запишем уравнения в виде причинных зависимостей для усилия и потока.

Для шарико-винтовой передачи уравнение будет выглядеть следующим образом:

$$\begin{bmatrix} F_{16} \\ v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/n & 0 \\ 0 & n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tau_{15} \\ w_4 \end{bmatrix},$$

а с учетом узла общего потока:

$$\begin{bmatrix} F_{16} \\ v_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/n & 0 \\ 0 & n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -J_2 D - d_3 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tau_{15} \\ w_4 \end{bmatrix},$$

где $D = d/dt$; F_{16} – сила, действующая на ползун; v_5 – линейная скорость перемещения ползуна; τ_{12}, τ_{15} – крутящий момент на входе и выходе шарико-винтовой передачи; w_4 – угловая скорость винта.

Для зубчатой передачи:

$$\begin{bmatrix} \tau_{12} \\ w_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/l & 0 \\ 0 & l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tau_{11} \\ w_3 \end{bmatrix}.$$

Для узла общего потока, моделирующего шестерню:

$$\begin{bmatrix} \tau_{11} \\ w_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tau_9 \\ w_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tau_{10} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

После составления уравнений для каждого элемента графа путем подстановки матричных уравнений можно получить регулирующее выражение, связывающее вход провода с выходом с учетом всех элементов привода:

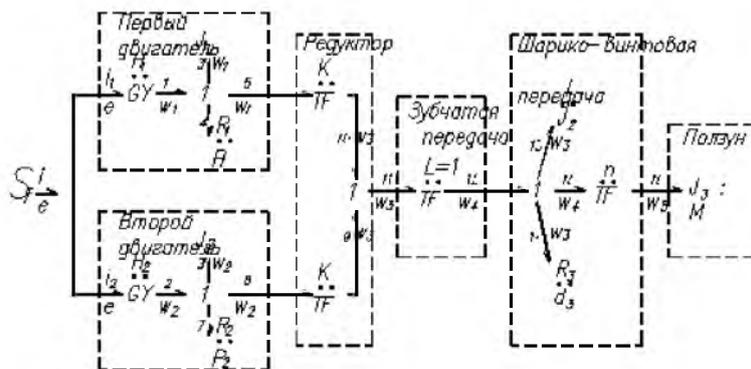


Рис. 2. Граф связей для руки робота

$$\begin{bmatrix} F_{16} \\ v_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-2J_1 D + P_2 + P_1 + l^2 K^2 (J_2 D + P_3)}{nlK(H_1 + H_2)} & \frac{H_1 + H_2}{nlK} \\ \frac{nlK}{H_1 + H_2} & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i \\ l \end{bmatrix}$$

На основе этой линейной модели можно оценить влияние параметров элементов на выходные характеристики привода и оценить кинематические характеристики механизма выдвижения руки.

Для уточнения полученной модели введем крутильную жесткость вала, которая может быть интерпретирована как емкость (рис. 3), а уравнение, описывающее ее совместно с нулевым узлом, имеет вид:

$$\begin{bmatrix} \tau_{16} \\ w_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -D/c & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tau_{16} \\ w_9 \end{bmatrix}$$

С учетом этого выражение конечная часть графа будет представлять уже уравнение второго порядка:

$$\begin{bmatrix} F_{19} \\ v_{10} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{c - Dn - P_3 c}{cn} & \frac{(-J_2 c D + J_2 D^2 n + J_2 P_2 c + cn - c P_3)}{cn} \\ \frac{-D}{c} n & \left(\frac{J D^2}{c} + 1 \right) n \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \tau_{15} \\ w_7 \end{bmatrix}$$

На основании этой модели можно провести выбор двигателей, обеспечив задание динамических параметров узла.

В режиме динамического торможения ключевая схема отключает напряжение питания с двигателей, а их выход замыкается на сопротивление ключа R_1 . Работу ключевой схемы отражают нелинейные элементы – модулированные трансформаторы MTF_1 и MTF_2 . Уравнение для этих элементов имеет следующий вид:

$$\begin{bmatrix} i_2 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z & 0 \\ 0 & z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ u_1 \end{bmatrix};$$

$$z = \begin{cases} 1, & \text{режим движения} \\ 0, & \text{режим торможения} \end{cases};$$

$$\begin{bmatrix} i_5 \\ u_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{z} & 0 \\ 0 & \bar{z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_3 \\ u_2 \end{bmatrix};$$

$$\bar{z} = \begin{cases} 1, & \text{режим движения} \\ 0, & \text{режим торможения} \end{cases},$$

где z, \bar{z} – коэффициент передачи.

В режиме динамического торможения двигателя работают как генераторы постоянного тока, которые можно представить модулированными гираторами MGY_1 и MGY_2 . Для каждого на этих элементов справедливо следующее соотношение:

$$\begin{bmatrix} \tau \\ w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & n\delta \\ \delta/n & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ u \end{bmatrix},$$

где δ – коэффициент модуляции, который принимает значения:

$$\delta = \begin{cases} 1, & \text{режим движения} \\ -1, & \text{режим генератора} \end{cases}$$

В момент окончания динамического торможения включаются фрикционные тормоза, которые можно интерпретировать как источники усилия подключения через модулированные трансформаторы MTF_4 и MTF_5 с коэффициен-

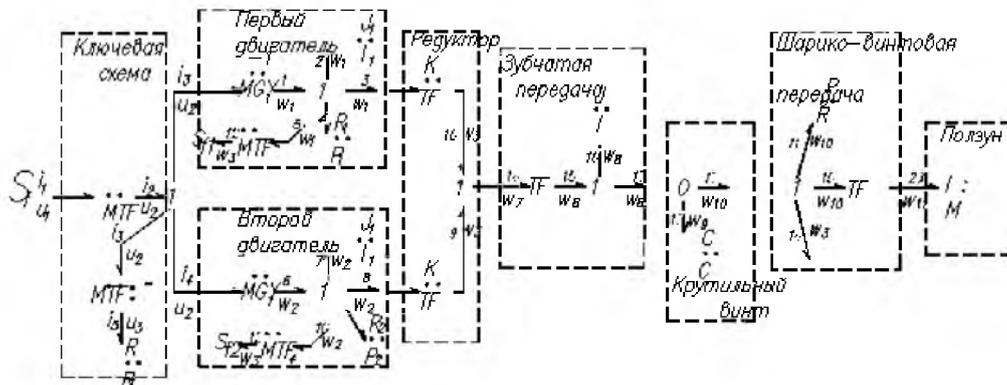


Рис. 3. Модель с крутильной жесткостью вала

том передачи Δ . Величина Δ принимает следующие выражения:

$$\Delta = \begin{cases} -1, & \text{режим торможения} \\ 0, & \text{режим движения} \end{cases}.$$

Величины усилия источников S_{l1} и S_{l2} равны соответственно силе сухого трения F_{TP1} и F_{TP2} в тормозах и не зависят от скорости.

На основании приведенных уравнений с учетом уравнений линейной модели можно получить аналогичную систему уравнений для привода с нелинейными эффектами в элементах.

Библиографический список

1. Применение теории графов связи в технике / Под ред. Д. и Р. Розенберга. М., 1974. 95 с.
2. *Karmopp D., Rosenberg R.* Analysis and Simulation of Multiport Systems. MIT Press, Cambridge, Mass 1968.
3. Робототехника и гибкие автоматизированные производства: В 9 кн. Кн. 7. Гибкие автоматизированные производства в отраслях промышленности: учеб. пособие / И. М. Макаров, И. К. Берлаин, Л. В. Нобиков и др.; Под ред. И. Н. Макарова. М.: Высшая школа, 1986. 176 с.

УДК 004.93

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-41-46

А. Е. Городецкий*

доктор технических наук, профессор

В. Г. Курбанов* **

кандидат физико-математических наук, доцент

И. Л. Тарасова*

кандидат технических наук, доцент

*Институт проблем машиноведения РАН

**Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ ЯЗЫКА ОЩУЩЕНИЙ РОБОТА

Предложен алгоритм формирования языка ощущений робота для принятия решений в его центральной нервной системе. Алгоритм позволяют обеспечивать роботов возможностью рефлексивных и осознанных рассуждений. Для этой цели предложены следующие процедуры: квантование окружающего пространства, фаззификация сенсорной информации, формирование изображений в отображении окружающего пространства, формирование образов путем объединения изображений от разных органов чувств и присвоение образам слов формируемого языка.

Ключевые слова: центральная нервная система робота (ЦНСР), язык ощущений, логическая переменная, логико-лингвистическая переменная, логико-вероятностная переменная, окружение робота, фаззификация информации, формирование изображений.

A. E. Gorodetskiy*

Dr. Sc. Tech., Professor

V. G. Kurbanov* **

PhD Sc. Phys.-Math., Associate Professor

I. L. Tarasova*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*Institute of Problems of Mechanical Engineering of RAS

**St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ALGORITHM FORMING A ROBOT SENSING LANGUAGE

An algorithm for the formation of a robot sensing language for making decisions in the central nervous system of the robot is proposed. The algorithm makes it possible to provide robots with the possibility of reflective and informed reasoning. For this purpose, the following procedures are proposed: quantization of the surrounding space, fuzzification of sensory information, image formation in the display of the surrounding space, image formation by combining images from different senses and assigning words to the generated language.

Keywords: central nervous system of the robot (CNSR), language of sensations, logical variable, logical-linguistic variable, logical-probabilistic variable, robot environment, fuzzification of information, image formation.

Развитие современных роботов тесно связано с созданием их языков ощущений, на основе которых возможно образное представление окружающей среды и интеллектуальное взаимодействие роботов между собой и с человеком-оператором. В этой области многие разработки посвящены вопросам управления роботами в разных условиях. Например, в работах [1, 2] предлагается разговорный язык, как удобный интерфейс (ELI-Extensible Language Interface) для управления мобильным роботом. Используется в качестве интерпретации речевых команд для выполнения задач извлечения и передачи информации, использования ее в конкретных, более узких, например при уходе за престарелыми. Чтобы его эффективно использовать, ряд базо-

вых терминов должен быть связан с восприятием и моторными навыками. Поэтому в настоящее время есть обширный круг задач, на решение которых робот, использующий ELI, не может быть предварительно запрограммирован. К примеру, такие, как характер конкретных задач в домашнем хозяйстве, которые ему может быть предложено выполнить. В работе [3] предлагается алгоритм обучению робота видеть различные предметы. Разработанные системы роботизированного зрения основаны на том, что (как разработчики предполагают) видят животные. То есть они используют концепцию слов нейронов, как в мозге животных. Инженеры программируют структуру системы, но не разрабатывают алгоритм, который работает в ней.

С 1970-х годов инженеры робототехники думают о сокращении информации для отображения изображений в памяти ЭВМ, используя особенности изображений. Ими могут быть линии или интересные точки, такие как углы или определенные текстуры. Создаются алгоритмы нахождения этих функции и отслеживания их от кадра изображения к кадру изображения в видеопотоке. Это существенно сокращает объем данных от миллионов пикселей в изображении до нескольких сотен или тысяч объектов. Затем инженеры думают о том, как робот может осознать увиденное и что ему нужно будет при этом сделать. Они пишут программное обеспечение, которое распознает закономерности в изображениях, чтобы помочь роботу понять, что вокруг него.

Надо заметить, что решены отдельные конкретные задачи для обработки и осмысливания сенсорной информации роботов, но цельного алгоритма, учитывающего все органы чувств робота: органов зрения, слуха, обоняния, вкуса, осязания и др., нет. Поэтому для того, чтобы интеллектуальные роботы могли самостоятельно, обходясь без вмешательства человека, формулировать задачи и успешно их выполнять, они должны быть не только снабжены датчиками ощущений (сенсорами), но и обладать способностью понимать язык ощущений, то есть обладать чувствами типа «свой – чужой», «опасно – безопасно», «любимый – нелюбимый», «приятно – неприятно» и др., формируемыми в результате решения систем логических уравнений, описывающих окружающую среду на языке чувств. Для этого возможно использование систем логического вывода, которое в интеллектуальных системах связано с решением систем логических уравнений [4]. Они могут иметь большую размерность. Количество переменных при этом обычно превышает чис-

ло уравнений, что приводит к неединственности решения. Использование алгебры Жегалкина [5] позволяет выполнить алгебраизацию задачи, так что скалярной мерой качества решения может служить евклидова норма. При этом для решения можно использовать метод, аналогичный методу исключения К. Ф. Гаусса при решении линейных систем алгебраических уравнений с вещественными числами. Эта методика может быть основой для обеспечения робота способностью к формированию в базе данных «центральной нервной системы робота» (ЦНСР) языка ощущений. В этом случае у робота появляется возможность самостоятельного принятия решений относительно целесообразного поведения [6].

ЦНС робота строится по аналогии с ЦНС человека, имеющего органы чувств, которые воспринимают информацию об окружающей среде и собственном состоянии. Поэтому решение проблемы создания ЦНС робота сводится, прежде всего, к исследованию и разработке цепочек типа примерно следующей схемы (состоящий примерно из семи блоков): 1 – (сенсоры робота) → 2 (канал приема сигналов), 3 – (первичная обработка измерительных сигналов) → 4 (объединение сигналов, фаззификации, распознавание, классификация, принятие решения) → 5 (канал передачи управляющих сигналов), 6 – (преобразование и формирование управляющего воздействия) → 7 (перемещение, растяжение и другие действия рабочих органов робота).

Описание всех блоков ЦНСР подробно описаны в [7]. Надо заметить, что одним из наиболее перспективных вариантов математической реализации блока 4 является логико-математическая реализация формирования поведенческих процессов на основе анализа ощущений в виде сигналов от сенсорной системы робота. Для этого она собирает информацию об окружа-

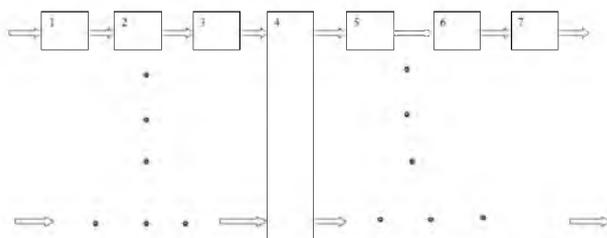


Рис. 1. Структура ЦНСР: 1 – измерительная система (сенсоры); 2 – канал передачи измерительных сигналов; 3 – блок предобработки измерительных сигналов; 4 – блок фаззификации, распознавания и принятия решения; 5 – канал передачи управляющих сигналов; 6 – блок формирования управляющих воздействий; 7 – рабочие органы робота

ющей среде от различных датчиков и передает ее с ЦНСР. Далее блок 3 предобработки измерительных сигналов и блок 4 фаззификации, распознавания и принятия решения [8] процессора ЦНСР формируют язык ощущений робота, используя следующий алгоритм.

1. Алгоритм формирования языка ощущений робота.

1) квантование окружающего пространства в зоне видимости сенсорной системы робота с присвоением образующимся пикселям имен в виде номера пикселя;

2) фаззификация сенсорной информации робота по каждому пикселю окружающего пространства и формирование в памяти ЦНСР отображения окружающего пространства в виде пикселей с их координатами и фаззифицированными данными;

3) формирование изображений в отображении окружающего пространства для каждого органа чувств робота;

4) формирование образов путем объединения изображений от разных органов чувств;

5) присвоение образам имен в виде слов английского языка;

6) запись слов в виде сочетания букв английского языка;

7) если для каких-либо образов не нашлось подходящего слова английского языка, то такие образы могут объединяться с другими в различных сочетаниях пока не будут использованы все возможные сочетания;

8) если каким-либо сочетаниям найдутся подходящие слова английского языка, то эти имена присваиваются данным сочетаниям образов;

9) если каким-либо образам после выполнения операции (8) не будут найдены подходящие слова, то таким образам присваивается имя в виде нового слова из сочетания букв английского языка и соответствующее сообщение передается в сообщество роботов для узаконивания нового эталонного слова и соответствующего ему образа.

Рассмотрим подробнее основные операции данного алгоритма.

2. Квантование окружающего пространства.

Центр тяжести робота помещается в центр Евклидова пространства E^3 . Определяются границы зон чувствительности (интервалы) сенсорной системы: $[-X, +X]$, $[-Y, +Y]$, $[-Z, +Z]$. В результате получается трехмерное подпространство $C \subset E^3$. Это подпространство разбивается на кванты по оси X с шагом h_x , по оси Y с шагом h_y и по оси Z с шагом h_z . Квантам в $[-X, +X]$ ($[-Y, +Y]$, $[-Z, +Z]$) присваивается номер i (j , k). В ре-

зультате все подпространство C будет разбито на множество пикселей p_{ijk} . Каждому p_{ijk} пикселю будет соответствовать измеренная сенсорной системой ЦНСР информация об ощущениях органов зрения, слуха, обоняния, вкуса, осязания и др.

3. Фаззификация сенсорной информации.

Очень важной операцией для формирования языка ощущений является фаззификация сенсорных данных, присвоенных пикселям и записанных в базу данных ЦНСР. В первую очередь для этого нужно сенсорную информацию каждого пикселя p_{ijk} объединить в группы, образующие подобно человеку следующие органы чувств робота: зрение в виде множества E ; слух в виде множества R ; обоняние в виде множества S ; вкус в виде множества U ; осязание в виде множества V .

В каждом из введенных множеств можно выделить образующие их подмножества, характеризующие свойства наблюдаемого пикселя (объекта):

$$E_i \subset E, R_i \subset R, S_i \subset S, U_i \subset U, V_i \subset V.$$

Набор таких подмножеств зависит от набора сенсоров, образующих органы чувств конкретного робота. Например, для зрения могут быть введены следующие подмножества: E_1 – яркость изображения; E_2 – цвет изображения; E_3 – частота мигания; E_4 – скорость изменения яркости; E_5 – скорость изменения цвета и др.

Для слуха могут быть введены следующие подмножества: R_1 – сила звука; R_2 – тональность; R_3 – интервал; R_4 – скорость изменения громкости; R_5 – скорость изменения тональности; R_6 – скорость изменения интервала и др.

Для обоняния могут быть введены следующие подмножества: S_1 – тип запаха; S_2 – интенсивность запаха; S_3 – скорость нарастания или спада запаха; S_4 – скорость изменения типа запаха; S_5 – интервал запаха и др.

Для вкуса могут быть введены следующие подмножества: U_1 – тип вкуса; U_2 – сила вкуса; U_3 – скорость изменения вкуса и др.

Для осязания могут быть введены следующие подмножества: V_1 – ровность поверхности; V_2 – сухость поверхности; V_3 – температура поверхности и др.

Данные, образующие указанные подмножества, извлекаются из сигналов от сенсоров органов чувств роботов путем их фаззификации [7].

Эти данные могут быть логического, логико-вероятностного либо логико-лингвистического типов.

Данные логического типа образуются из данных или сигналов от сенсоров органов чувств

роботов путем квантования всего диапазона конкретного сенсора и присвоения полученным квантам Δ_n , где $n=1,2, \dots, N$ – номер кванта; имен логических переменных, принимающих значения: истина (1) или ложно (0). Например, логические переменные образуются путем квантования всего диапазона акустического датчика и присвоения полученным квантам Δ_n имен логических переменных, принимающих значения: истина (1) или ложно (0). Тогда, если диапазон датчика силы звука лежит в пределах от 0 до 80 дБ, то, введя квант в 20 дБ, можно весь диапазон изменения силы звука разбить на четыре кванта $\Delta_1=[0,20]$, $\Delta_2=[20,40]$, $\Delta_3=[40,60]$, $\Delta_4=[60,80]$. Затем кванту Δ_1 можно присвоить имя R_{r1} {очень слабый звук}, кванту Δ_2 присвоить имя R_{r2} {слабый звук}, кванту Δ_3 присвоить имя R_{r3} {сильный звук} и кванту Δ_4 присвоить имя R_{r4} {очень сильный звук}. В частности, если, например, датчик показывает силу звука $r=50$ дБ, то после фаззификации в базу данных ЦНСР будут занесены следующие значения логических переменных $R_{r1}=0$, $R_{r2}=0$, $R_{r3}=1$, $R_{r4}=0$ и соответствующие им описанные выше интервалы как атрибуты этих логических переменных.

При получении данных логико-вероятностного типа в атрибуты дополнительно вносятся вероятности $P(r_i)$, которые могут определяться при нормальном законе распределения силы звука следующим образом:

$$P(r_n) = 2(\Phi(3) - \Phi(|r_n - m|/\sigma)),$$

где a – нижняя граница кванта; b – верхняя граница кванта; $m=(b-a)/2$ – мат. ожидание и $\sigma=(b-a)/6$ – среднеквадратическое отклонение (СКО); $\Phi(\cdot)$ – Гауссовская стандартная функция распределения, которая соответствует простейшему нормальному закону с параметрами $m=0$, $\sigma=1$, значения которой известны.

Естественно, что для логических переменных, соответствующих квантам, в которые не входят показания датчика, вероятности будут равны нулю.

В частности, если датчик показывает силу звука $r=50$ дБ, то после фаззификации в базу данных ЦНСР будут занесены следующие значения логических переменных $R_{r1}=0$, $R_{r2}=0$, $R_{r3}=1$, $R_{r4}=0$ и следующие соответствующие им атрибуты: для R_{r1} интервал $[0; 20]$ и вероятность $P(r_1)=0$; для R_{r2} интервал $[20; 40]$ и вероятность $P(r_2)=0$; для R_{r3} интервал $[40; 60]$ и вероятность $P(r_3)=1$; для R_{r4} интервал $[60; 80]$ и $P(r_4)=0$.

Следует заметить, что при формировании логико-вероятностных переменных квантование диапазона сенсора может проводиться с пе-

рекрытием. Например, если диапазон датчика силы звука лежит в пределах от 0 до 75 дБ, то, введя величину квант в 30 дБ, можно весь диапазон изменения силы звука разбить на следующие четыре кванта: $[0; 30]$; $[15; 45]$; $[30; 60]$; $[45; 75]$. Тогда, если датчик силы звука показывает $r=50$ дБ, то после фаззификации в базу данных ЦНСР будут занесены следующие значения логических переменных: $R_{r1}=0$, $R_{r2}=0$, $R_{r3}=1$, $R_{r4}=1$ и следующие соответствующие им атрибуты: для R_{r1} интервал $[0; 30]$ и вероятность $P(r_1)=0$; для R_{r2} интервал $[15; 45]$ и вероятность $P(r_2)=0$; для R_{r3} интервал $[30; 60]$ и вероятность $P(r_3)=0,12$; для R_{r4} интервал $[45; 75]$ и вероятность $P(r_4)=0,12$.

При получении данных логико-вероятностного типа и при равномерном законе распределения силы звука в атрибуты дополнительно вносятся вероятности $P(r_n)$, которые могут определяться следующим образом:

$$P(r_n) = \begin{cases} \frac{2(b-r_n)}{b-a}, & \text{если } r_n \geq m \\ \frac{2(r_n-a)}{b-a}, & \text{если } r_n < m \end{cases}.$$

В этом случае для приведенного выше примера после фаззификации в базу данных ЦНСР будут занесены следующие значения логических переменных: $R_{r1}=0$, $R_{r2}=0$, $R_{r3}=1$, $R_{r4}=1$ и следующие соответствующие им атрибуты: для R_{r1} интервал $[0; 30]$ и вероятность $P(r_1)=0$; для R_{r2} интервал $[15; 45]$ и вероятность $P(r_2)=0$; для R_{r3} интервал $[30; 60]$ и вероятность $P(r_3)=0,25$; для R_{r4} интервал $[45; 75]$ и $P(r_4)=0,25$.

При получении данных логико-лингвистического типа в атрибуты дополнительно вносятся функции принадлежности, которая может определяться при треугольном виде функции следующим образом:

$$m(r_n) = \begin{cases} \frac{2(b-r_n)}{b-a}, & \text{если } r_n \geq (a+b)/2 \\ \frac{2(r_n-a)}{b-a}, & \text{если } r_n < (a+b)/2 \end{cases}.$$

В этом случае для приведенного выше примера после фаззификации в базу данных ЦНСР будут занесены следующие значения логических переменных $R_{r1}=0$, $R_{r2}=0$, $R_{r3}=1$, $R_{r4}=1$ и следующие соответствующие им атрибуты: для R_{r1} интервал $[0; 30]$ и значение функции принадлежности $\mu(r_1)=0$; для R_{r2} интервал $[15; 45]$ и значение функции принадлежности $\mu(r_2)=0$; для R_{r3} интервал $[30; 60]$ и значение функции принадлежности $\mu(r_3)=0,25$; для R_{r4} интервал $[45; 75]$ и значение функции принадлежности $\mu(r_4)=0,25$.

Таким образом, после фаззификации сенсорных данных в базе данных для каждого пикселя будет набор логических, логико-вероятностных и логико-лингвистических переменных. Следующим шагом в создании языка ощущений робота будет задача формирования изображений в окружающем пространстве для каждого органа чувств.

4. Формирование изображений в отображении окружающего пространства.

Формирование изображений производится для отображений окружающего пространства для каждого органа чувств в отдельности. В частности, для зрения будет отображение окружающего пространства $C_E \subset C$, для слуха $C_R \subset C$, для обоняния $C_S \subset C$, для вкуса $C_U \subset C$ и для осязания $C_V \subset C$. В каждом из указанных отображений примыкающие друг другу пиксели с равными значениями логических переменных и близкими значениями их атрибутов можно объединить. Тогда в пространствах органов чувств C_E, C_R, C_S, C_U и C_V мы получим наборы изображений $Im_E, Im_R, Im_S, Im_U, Im_V$ с определенными контурами. Так как атрибутами логических переменных могут быть интервалы, вероятности, функции принадлежности и др., то для каждого типа атрибута необходимо, соответственно, ввести меру близости $\delta_\Delta, \delta_p, \delta_\mu$. После операции объединения пикселей в наборы изображений $Im_E(i), Im_R(i), Im_S(i), Im_U(i), Im_V(i)$ в каждом пространстве органов чувств C_E, C_R, C_S, C_U и C_V можно изобразить контуры изображений и каждому контуру присвоить имя. В результате будут пять карт K_E, K_R, K_S, K_U и K_V с наборами контуров изображений $Im_E(i), Im_R(i), Im_S(i), Im_U(i), Im_V(i)$, где $i=1,2, \dots$

Надо заметить, что при обработке двух изображений вначале осуществляется предварительный анализ (спектральный и корреляционный), включающий в себя выбор и применение наиболее подходящего фильтра (линейная фильтрация), на основе которого формируются контурные представления (полигональные контуры).

5. Формирование образов путем объединения изображений от разных органов чувств.

Обычно формирование образов из изображений заключается в операциях над изображениями типа пересечения, объединения или симметрическая разность упорядоченных множеств и отнесения результата к тому или иному эталонному образу, хранящемуся в базе данных. Если в ней не окажется ни одного подходящего образа, то такому сочетанию изображений присваивается имя нового образа, который помещается в базу данных на временное хранения. При мно-

гократном повторении данного нового образа в процессе эксплуатации робота этот образ становится эталонным и ему присваивается постоянное имя.

Для отнесения сочетания изображений к тому или иному эталону необходимо ввести меру близости упорядоченных множеств. Среди наиболее известных мер близости (критериев) можно выделить следующие [9]: оценку по максимальному отклонению мощностей множеств; оценку по среднеквадратическому отклонению мощностей множеств; вероятностную оценку по максимальному отклонению мощностей множеств; вероятностную оценку по среднеквадратическому отклонению мощностей множеств. Использование этих критериев позволяет ранжировать сочетания изображений по их близости к эталонному образу и при этом позволяет ввести числовую оценку близости.

Процесс формирования образов на основе информации от органов чувств робота осуществляется в следующей последовательности.

Вначале ищутся наличие изображений, близких к эталонам базы данных в каждой из карт K_E, K_R, K_S, K_U и K_V . Найденным изображениям присваиваются имена эталонов. Они записываются в базу наблюдаемых данных ЦНСР вместе с их координатами и исключаются из соответствующих карт.

Затем производится последовательное попарное наложение карт друг на друга с осуществлением операции пересечения множеств K_E, K_R, K_S, K_U и K_V . Аналогично, производится наложение трех (четырех, пяти) карт друг на друга. В каждом пересечении изображений ищутся наличие изображений, близких к эталонам базы данных. Найденным пересечениям изображений присваиваются имена эталонов. Они записываются в базу наблюдаемых данных ЦНСР вместе с их координатами и исключаются из соответствующих пересечений карт. Поэтому в каждом последующем пересечении участвуют скорректированные по результатам удалений карты.

Если в скорректированном пересечении окажутся еще какие-либо изображения, то им присваиваются новые имена. Они так же записываются со своими координатами в базу наблюдаемых данных ЦНСР.

На последнем этапе в симметричных разностях множеств из карт K_E, K_R, K_S, K_U и K_V ищутся наличие изображений близких к эталонам в базах данных. При этом аналогично вначале осуществлением операции симметричной разности двух множеств, затем трех, четырех и пяти. Найденным симметричным разностям

изображений присваиваются имена эталонов. Они записываются в базу наблюдаемых данных ЦНСР вместе с их координатами и исключаются из соответствующих объединений карт. Поэтому в каждом последующем объединении участвуют скорректированные по результатам удалений карты.

Таким образом, в базе данных ЦНСР образуются семантические данные об окружающем робота пространстве, на основании которого им принимаются поведенческие решения [8] с использованием хранящихся в базе знаний робота типовых поведенческих алгоритмов. Эти алгоритмы записываются в базу знаний робота на этапе его создания исходя из его предназначения. Поэтому такие алгоритмы будем называть генетическими. Однако после формирования базы семантических данных об окружающем робота пространстве может оказаться, что в одном и том же месте пространства частично или полностью присутствует два и более образов. Следовательно, требуется корректировка базы семантических данных с целью исключения обнаруженных коллизий. Такая корректировка тесно связана с формированием из семантических данных – прагматических, соответствующих решаемой роботом в данный момент задаче.

Заключение

Важной задачей для интеллектуальных роботов является обеспечение самостоятельного принятия решений относительно целесообразного поведения. В статье предложен алгоритм формирования языка ощущений робота, который позволяют обеспечивать их возможностью рефлексивных и осознанных рассуждений. Для этой цели предложены следующие процедуры: квантование окружающего пространства, фазификация сенсорной информации, формирование изображений в отображении окружаю-

щего пространства, формирование образов путем объединения изображений от разных органов чувств и присвоение образам слов формируемого языка.

Библиографический список

1. *Connell J., Markowitz J., Gruyter D.* Robots that Talk and Listen, 2014.
2. *Connell J., Marcheret E., Pankanti S.* Proc. Artificial General Intelligence Conf. (AGI-12), LNAI 7716. December 2012. P. 21–30.
3. URL: theconversation.com/how-do-robots-see-the-world-51205 (дата обращения: 20.02.19).
4. *Kurbanov V., Burakov M.* Solving of logic functions systems using genetic algorithm. Fuzzy Technologies in the Industry – FTI 2018. Proceedings of the II International Scientific and Practical Conference “Fuzzy Technologies in the Industry – FTI 2018”. Ulyanovsk, Russia, October 23–25, 2018. P. 410–417. URL: <http://ceur-ws.org/Vol-2258/paper49.pdf> (дата обращения: 20.02.19).
5. *Жегалкин И. И.* Арифметизация символической логики // Матем. сб. Т. 35. Вып. 3–4. 1928. С. 335.
6. *Добрынин Д. А.* Интеллектуальные роботы вчера, сегодня, завтра // X национальная конференция по искусственному интеллекту с международным участием КИИ-2006 (25–28 сентября 2006 г., Обнинск). Тр. конференции: В 3 т. Т. 2. М.: Физматлит, 2006.
7. *Gorodetskiy A., Tarasova I., Kurbanov V.* Challenges Related to Development of Central Nervous System of a Robot on the Bases of SEMS Modules. 2017. P. 3–17.
8. *Городецкий А. Е., Курбанов В. Г., Тарасова И. Л.* Принятие решений в центральной нервной системе робота // Информационно-управляющие системы. 2018. № 1. С. 21–30.
9. *Gorodetskiy A., Tarasova I., Kurbanov V.* Behavioral Decisions of a Robot Based on Solving of Systems. 2017. P. 61–71.

УДК 62-521

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-47-53

Ж. А. Даев*

доктор философии, профессор

А. К. Кайракбаев*

кандидат физико-математических наук, профессор

*Баишев Университет

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ В ЦЕЛЯХ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ КОНТРОЛЯ И ИЗМЕРЕНИЯ РАСХОДА ГАЗА

Системы измерения расхода газа, основанные на методе перепада давления, очень часто используются во многих отраслях промышленности. Особенно актуально их применение в контурах регулирования и управления потоками природного газа. Совершенствование данного метода измерения расхода является важной задачей измерения расхода и приборостроения. Одной из важных характеристик таких систем является коэффициент истечения преобразователей расхода, поэтому в рамках данного исследования данный коэффициент моделируется с помощью методов нечеткой логики. Представлены результаты анализа систем измерения расхода на базе нечетких моделей, дана оценка погрешности результатов измерения расхода.

Ключевые слова: модель, расход газа, нечеткая логика, автоматизация.

Z. A. Dayev*

Dr. Sc. Philosoph., Professor

A. K. Kairakbaev*

PhD. Sc. Phys.-Math., Professor

*Baishev University

APPLICATION OF FUZZY LOGIC METHODS TO IMPROVE THE CHARACTERISTICS OF AUTOMATIC GAS FLOW RATE CONTROL AND MEASUREMENT SYSTEMS

Gas flow measurement systems based on the differential pressure method are very often used in many industries. Their application in natural gas flow rate control and automation control circuits is particularly relevant. Therefore, improving this method of flow rate measurement is an important task of flow measurement and instrumentation. One of the important characteristics of such systems is the discharge coefficients of flow transducers. Therefore, in this study, this coefficient is modeled using fuzzy logic methods. The results of the analysis of flow rate measurement systems based on fuzzy models are presented, and the estimation of the error of the flow measurement results is given.

Keywords: model, gas flow rate, fuzzy logic, automation.

Измерение расхода и количества жидкостей и газов играет важную роль при организации практически любых производств. В последнее время огромное значение приобретает измерение расхода природного газа. Его темп потребления увеличивается с каждым годом все больше и больше. В соответствии с работой [1] потребление природного газа среди всех ископаемых источников энергии составляет 24 %. По мнению ведущих специалистов в этой отрасли, темп его потребления в ближайшем будущем сокращаться не будет [1, 2]. Эксперты в области энергетики также прогнозируют, что потребление природного газа в 2023 году превысит 4 триллиона куб. м [3].

Существует большое количество методов и средств измерений расхода газа. Измерение рас-

хода и количества жидкостей и газов является довольно хорошо решенной задачей, где с приемлемым уровнем неопределенности можно получить достоверные результаты измерений. Среди большого количества методов и средств измерений расхода особое место занимает метод переменного перепада давления. Последнее обусловлено достаточно широким распределением данного метода при организации измерений именно природного газа, который позволяет достигать достоверных результатов измерений [3].

Одной из основных характеристик расходов переменного перепада давления является коэффициент истечения, который представляет собой отношение действительного расхода к теоретическому расходу [4]:

$$C_d = \frac{Q\sqrt{1-\beta^4}}{F\varepsilon\sqrt{2\Delta p\rho}}, \quad (1)$$

где Q – действительный массовый расход газа; β – относительный диаметр; F – площадь поперечного сечения отверстия диафрагмы; ε – коэффициент расширения; Δp – перепад давления на преобразователе расхода; ρ – плотность газа.

Во многих случаях получение достоверных результатов измерений расхода зависит от вычислений именно этого коэффициента и соблюдения условий, при которых значение этого коэффициента сохраняется актуальным требованиям измерений. Моделированию и уточнению коэффициента истечения также посвящено большое количество исследований, которые приводятся в работах [4, 5–8]. Среди этих работ приводятся исследования, связанные с получением основных зависимостей для коэффициента истечения от относительного диаметра диафрагмы и числа Рейнольдса. Последнее общепринятое выражение для коэффициента истечения представляет собой результат обработки большого количества данных. В данном случае коэффициент истечения является функцией двух переменных. В работе [8] предлагается альтернативное представление коэффициента истечения диафрагмы от Δp и β . Последнее уравнение для коэффициента истечения, которое используется в стандарте [9], было предложено Ридером-Харрисом и Галлахером:

$$C_d = 0,5961 + 0,0261\beta^2 - 0,216\beta^8 + 0,000521 \left(\frac{10^6 \beta}{Re} \right)^{0,7} + (0,0188 + 0,0063A)\beta^{3,5} \left(\frac{10^6}{Re} \right)^{0,3} + (0,043 + 0,08e^{-10L_1} - 0,123e^{-7L_1})(1 - 0,11A) \times \frac{\beta^4}{1 - \beta^4} - 0,031(M_2 - 0,8M_2^{1,1})\beta^{1,3} + M_3, \quad (2)$$

$$\text{где } A = \left(\frac{19000\beta}{Re} \right)^{0,8}, \quad M_2 = \frac{2L_2}{1 - \beta},$$

$$M_3 = \begin{cases} 0, & D \geq 0,07112 \\ 0,011(0,75 - \beta) \left(2,8 - \frac{D}{0,0254} \right), & D < 0,07112 \end{cases}$$

Re – число Рейнольдса; D – внутренний диаметр измерительного трубопровода. Значения коэффициентов L_1 и L_2 рассчитывают в зависи-

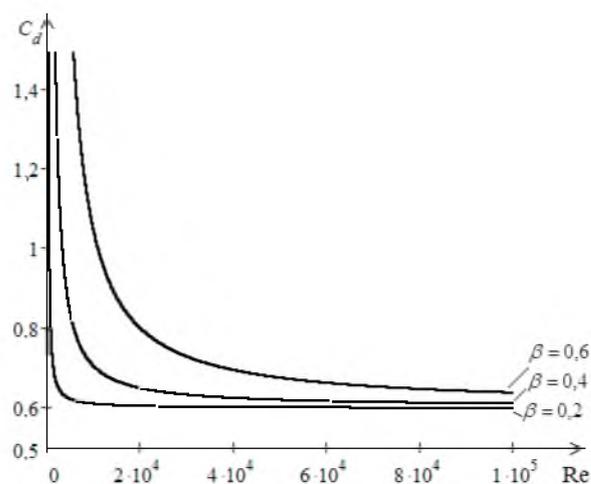


Рис. 1. Зависимость коэффициента истечения от числа Re

мости от способа отбора давления. Зависимость для исходного коэффициента истечения от числа Рейнольдса при различных значениях относительного диаметра по Ридеру-Харрису и Галлахеру представлена на рис. 1.

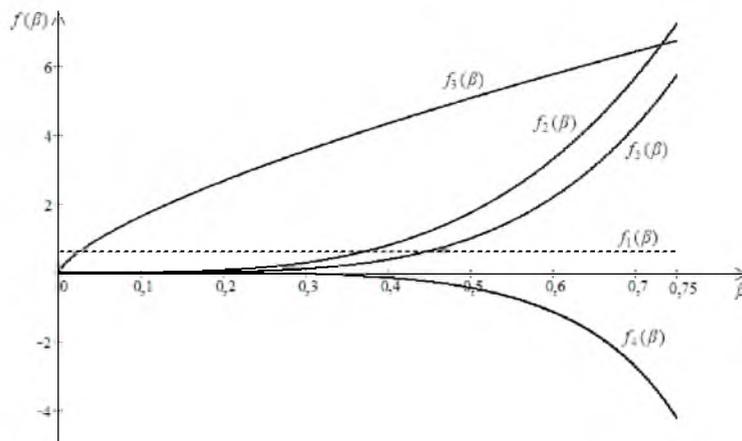
Методы и средства совершенствования расходомерных систем продолжают выполняться, в том числе и для систем измерения расхода с диафрагмами. Одной из таких актуальных задач является совершенствование методов вычисления коэффициентов истечения расходомерных преобразователей расхода. С учетом того, что уравнение коэффициента истечения представляет собой эмпирическую функцию двух переменных Re и β , коэффициент C_d можно было бы вычислять и представлять другими способами. Поэтому в данной работе авторы предлагают решение задачи моделирования коэффициента истечения C_d выполнять методами нечеткой логики.

Уравнение (2) представляет собой функцию двух переменных. С другой стороны, оно представляет собой сложную зависимость для того, чтобы представить ее методами нечеткого моделирования. Поэтому необходимо разделить уравнение (2) отдельными функциями одной переменной, произведение которых дает результат в виде значения коэффициента истечения.

Последняя задача легко решается, если представить коэффициент истечения в виде скалярного произведения двух следующих векторов:

$$C_d = \overline{f(\beta)} \cdot \overline{g(Re)}, \quad (3)$$

где каждый из векторов представляет собой пятимерный вектор с координатами в виде функ-

Рис. 2. Функции, зависящие от β , составляющие уравнение (3)

циональных выражений от каждой переменной.

Пятимерный вектор, представляющий собой зависимость коэффициента от относительного диаметра, выглядит следующим образом:

$$\overline{f(\beta)} = \begin{pmatrix} f_1(\beta) \\ f_2(\beta) \\ f_3(\beta) \\ f_4(\beta) \\ f_5(\beta) \end{pmatrix},$$

где

$$\begin{aligned} f_1(\beta) &= 0,5961 + 0,0261\beta^2 - 0,216\beta^8 + \\ &+ \left(0,043 + 0,08e^{-10L_1} - 0,123e^{-7L_1}\right) \frac{\beta^4}{1-\beta^4} - \\ &- 0,031(M_2 - 0,8M_2^{1,1}) + M_3; \\ f_2(\beta) &= 10^{1,3}\beta^{3,5}; \\ f_3(\beta) &= 0,000521 \cdot 10^{4,2}\beta^{0,7}; \\ f_4(\beta) &= -0,11 \cdot 19000^{0,8} \times \\ &\times \left(0,043 + 0,08e^{-10L_1} - 0,123e^{-7L_1}\right) \frac{\beta^{4,8}}{1-\beta^4}; \\ f_5(\beta) &= 10^{1,3}\beta^{4,3}. \end{aligned}$$

Пятимерный вектор, представляющий собой зависимость коэффициента от числа Рейнольдса, выглядит следующим образом:

$$\overline{g(\text{Re})} = \begin{pmatrix} g_1(\text{Re}) \\ g_2(\text{Re}) \\ g_3(\text{Re}) \\ g_4(\text{Re}) \\ g_5(\text{Re}) \end{pmatrix}^T,$$

где $g_1(\text{Re}) = 1$; $g_2(\text{Re}) = 0,0188 \cdot 10^{0,5} \text{Re}^{-0,3}$; $g_3(\text{Re}) = \text{Re}^{-0,7}$; $g_4(\text{Re}) = \text{Re}^{-0,8}$; $g_5(\text{Re}) = 0,0063 \cdot 10^{0,5} 19000^{0,8} \text{Re}^{-1,1}$.

Разложение уравнение (2) в виде скалярного произведения двух векторов (3) облегчает анализ и дает возможность представить выражение для коэффициента истечения в виде нечеткой модели. На рис. 2 представлены графики функций, которые составляют вектор, зависящий от относительного диаметра диафрагмы. Графики на этом рисунке позволяют выполнить детальный анализ зависимости коэффициента истечения от относительного диаметра. Из графиков отчетливо видно, что функция $f_1(\beta)$ является линейной, а все функции, кроме функции $f_3(\beta)$, имеют одинаковый характер и нулевые значения в диапазоне $0 < \beta \leq 0,2$. Также можно заметить, что в диапазоне значений $0,2 \leq \beta \leq 0,5$ эти же функции медленно возрастают либо убывают, а далее этот характер возрастания либо убывания резко увеличивается. Последнее позволяет нам на этих участках заменить функции линейными прямыми, которые отражают характер изменения на определенном участке диапазона. А диапазоны изменения относительного диаметра для этих прямых представить в виде нечетких множеств.

Аналогичным образом можно построить графики для вектора, состоящего из функций, которые отражают зависимость коэффициента истечения от числа Рейнольдса. На этих графиках также можно увидеть скрытые свойства уравнения (2) для введения нечетких множеств и выполнения моделирования на новых условиях.

На графиках из рис. 3 также можно увидеть, что в области чисел Рейнольдса $0 \leq \text{Re} \leq 10^4$ все кривые на рисунке можно заменить монотонно убывающими прямыми. На участке диапазона

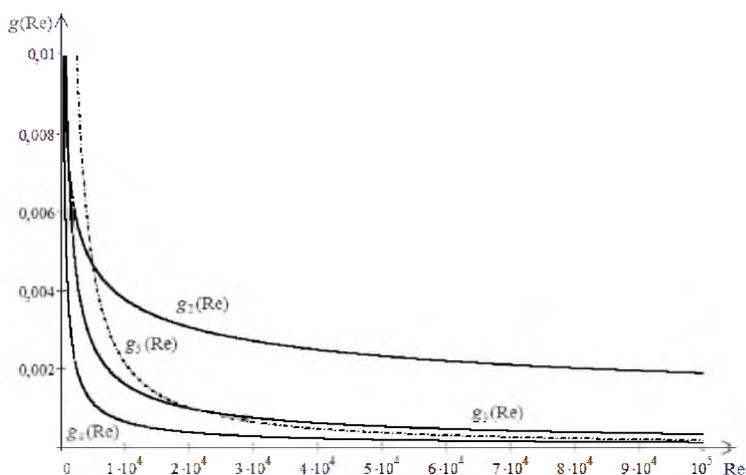


Рис. 3. Функции, зависящие от Re , составляющие уравнение (3)

$10^4 \leq Re \leq 3 \cdot 10^4$, где кривые носят переходный характер, их можно заменить также на прямые линии, которые также убывают. На остальном участке чисел Рейнольдса все функции вектора носят линейный характер, их также можно заменить прямыми линиями.

Подобное разделение составляющих и представление отдельными прямыми линиями на отдельных участках переменных, входящих в уравнение (2), позволяет ввести нечеткую систему, которая полностью может заменить уравнение (2). Ниже рассмотрим реализацию модели в виде нечеткой системы, выполняющей вычисление коэффициентов истечения измерительной диафрагмы.

Алгоритмы вычисления, основанные на нечетких моделях, позволяют разработать решения, которые более эффективны и просты по сравнению с системами на традиционных четких моделях [10, 11]. Для решения поставленной задачи необходимо реализовать систему типа ММО [25, 26]. Для реализации такой системы необходимо ввести в рассмотрение лингвистические переменные, связанные с нашими переменными в уравнении (2). На выходе системы будут формироваться результаты вычисления в виде значений коэффициента истечения. Таким образом, система должна формировать зависимость между выходным значением, то есть коэффициентом истечения и переменными Re и β .

Для этого на вход системы подается лингвистическая переменная «Относительный диаметр диафрагмы» несколькими нечеткими множествами в виде терм множеств переменной. Нечеткие множества для лингвистической переменной могут быть представлены в следующем виде:

$A_1 = \{\beta, \mu_{A_1}(\beta)\}$ – диапазон малых значений относительного диаметра;

$A_2 = \{\beta, \mu_{A_2}(\beta)\}$ – диапазон средних значений относительного диаметра;

$A_3 = \{\beta, \mu_{A_3}(\beta)\}$ – диапазон больших значений относительного диаметра,

где $\mu(\beta)$ – функция принадлежности. Подобное разделение на нечеткие множества выполнено исходя из анализа функций на рис. 2, где отчетливо виден характер их изменения.

В соответствии с анализом и рекомендациями в [10] в качестве функций принадлежности для систем на основе модели Такаги – Сугено необходимо использовать функции с конечным носителем, которые принимают нулевое значение в точках, соответствующих модальным значениям смежных с ними функций. Такими функциями могут выступать трапецевидные функции. Нечеткие множества лингвистической переменной представлены на рис. 4.

В качестве второй переменной необходимой для вычисления коэффициента необходимо число Рейнольдса. Для этой переменной введем в рассмотрение лингвистическую переменную «Число Рейнольдса» с соответствующими нечеткими множествами:

$B_1 = \{Re, \mu_{B_1}(Re)\}$ – условно ламинарное течение газа;

$B_2 = \{Re, \mu_{B_2}(Re)\}$ – переходное течение газа;

$B_3 = \{Re, \mu_{B_3}(Re)\}$ – развитое турбулентное течение.

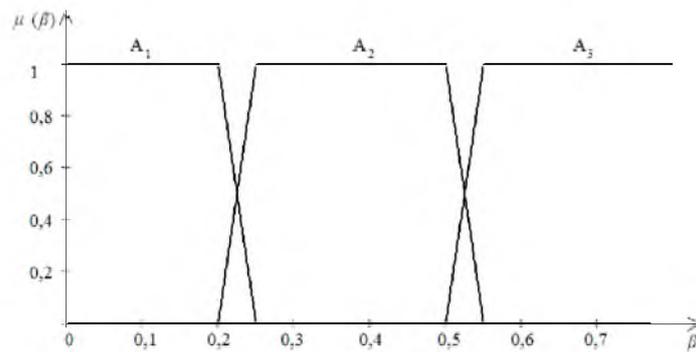


Рис. 4. Нечеткие множества для переменной «Относительный диаметр диафрагмы»

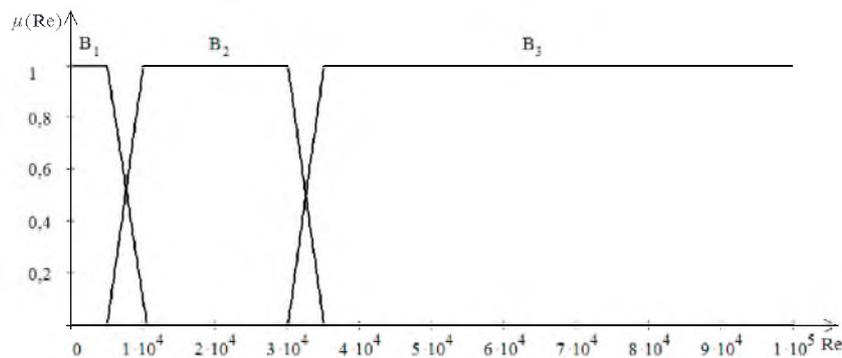


Рис. 5. Нечеткие множества для переменной «Число Рейнольдса»

Графики функций принадлежности соответствующих нечетких множеств представлены на рис. 5.

Теперь в соответствии с требуемой задачей необходимо сформировать базу правил для системы вычисления коэффициента истечения. На выходе системы будут сформированы уравнения прямых для расчета значений коэффициента истечения на отдельных участках лингвистических переменных. В этом случае будет сформирована база правил на основе алгоритма Такаги – Сугено [10, 11].

Распишем данную базу правил в зависимости от сочетания входных нечетких множеств. Запишем базу правил, которая обеспечивает вычисление значений коэффициента истечения, зависящих только от относительного диаметра, то есть обеспечивающих вычисление значений вектора $\vec{f}(\beta)$:

R1: IF ($\beta = A_1$) THEN $f_1(\beta) = 0,596 + 0,005\beta$
AND $f_3(\beta) = 13,38\beta$;

R2: IF ($\beta = A_2$) THEN
 $f_1(\beta) = 0,597 + 0,023(\beta - 0,2)$ AND
 $f_2(\beta) = 0,071 + 5,643(\beta - 0,2)$ AND
 $f_3(\beta) = 2,676 + 8,023(\beta - 0,2)$
AND $f_4(\beta) = -1,48(\beta - 0,2)$ AND
 $f_5(\beta) = 0,02 + 3,31(\beta - 0,2)$;

R3: IF ($\beta = A_3$) THEN

$f_1(\beta) = 0,604 + 0,016(\beta - 0,5)$ AND
 $f_2(\beta) = 1,764 + 22,104(\beta - 0,5)$ AND
 $f_3(\beta) = 5,083 + 6,673(\beta - 0,5)$ AND
 $f_4(\beta) = -0,444 - 15,288(\beta - 0,5)$ AND
 $f_5(\beta) = 1,013 + 19,112(\beta - 0,2)$;

R4: IF ($Re = B_1$) THEN

$g_2(Re) = 0,015 - 1,136 \cdot 10^{-6}(Re - 100)$ AND
 $g_3(Re) = 0,04 - 3,88 \cdot 10^{-6}(Re - 100)$ AND
 $g_4(Re) = 0,025 - 2,46 \cdot 10^{-6}(Re - 100)$ AND
 $g_5(Re) = 0,333 - 3,34 \cdot 10^{-5}(Re - 100)$;

R5: IF ($Re = B_2$) THEN

$g_2(Re) = 3,751 \cdot 10^{-3} - 0,526 \cdot 10^{-7}(Re - 10^4)$ AND
 $g_3(Re) = 1,585 \cdot 10^{-3} - 4,252 \cdot 10^{-8}(Re - 10^4)$ AND
 $g_4(Re) = 6,31 \cdot 10^{-4} - 1,845 \cdot 10^{-8}(Re - 10^4)$ AND
 $g_5(Re) = 2,101 \cdot 10^{-3} - 0,737 \cdot 10^{-7}(Re - 10^4)$;

R6: IF ($Re = B_3$) THEN

$g_2(Re) = 2,698 \cdot 10^{-3} - 0,117 \cdot 10^{-7}(Re - 3 \cdot 10^4)$ AND
 $g_3(Re) = 7,345 \cdot 10^{-4} - 0,5975 \cdot 10^{-8}(Re - 3 \cdot 10^4)$
AND $g_4(Re) = 2,62 \cdot 10^{-4} - 0,231 \cdot 10^{-8}(Re - 3 \cdot 10^4)$
AND
 $g_5(Re) = 0,6274 \cdot 10^{-3} - 0,066 \cdot 10^{-7}(Re - 3 \cdot 10^4)$.

Применяемые операции AND выполняют с помощью s-норм и t-норм, которые приводятся

в работах [10, 11]. После выполнения нечеткой базы правил выполняется формула (3). В случае реализации подобной системы составляющие коэффициента истечения, зависящие от относительного диаметра, будут иметь зависимость, которая представлена на рис. 6.

В нечеткой базе правил некоторые значения функций не принимались во внимание, потому что их значение в соответствии с графиками на рис. 2 и 6 для первого нечеткого множества равны нулю. Хотя при построении нечеткой базы правил применение прямых не столь важно, они на отдельных участках могут быть представлены более сложными зависимостями. В случае нашей задачи такая точность, как будет показано ниже, не является принципиальной.

Зависимость коэффициента истечения от числа Рейнольдса в виде четырех функций от числа Рейнольдса, подготовленные для нечеткой базы правил, будет выглядеть как на рис. 7.

Ниже проведем сравнительный анализ полученного результата нечеткой модели коэффици-

ента истечения с существующей зависимостью в виде уравнения (2).

Выполним оценку результатов вычисления коэффициентов истечения нечеткой моделью. На рис. 8 представлены результаты определения относительной погрешности определения коэффициента истечения по следующей формуле:

$$\delta C_d = \frac{C_{d(RHG)} - C_{d(3)}}{C_{d(RHG)}} \cdot 100\%, \quad (4)$$

где $C_{d(RHG)}$ – коэффициент истечения, определяемый по формуле (2); $C_{d(3)}$ – коэффициент истечения, определяемый по формуле (3) с учетом работы нечеткой базы правил. Рис. 8 представляет собой зависимость относительной погрешности от числа Рейнольдса при различных значениях β .

Результаты на рис. 8 получены при имеющемся наличии нечетких множеств. Можно считать, что введение одного нечеткого множества B_1 в диапазоне чисел Рейнольдса $0 \leq Re \leq 10^4$ делает модель на этом участке довольно грубой,

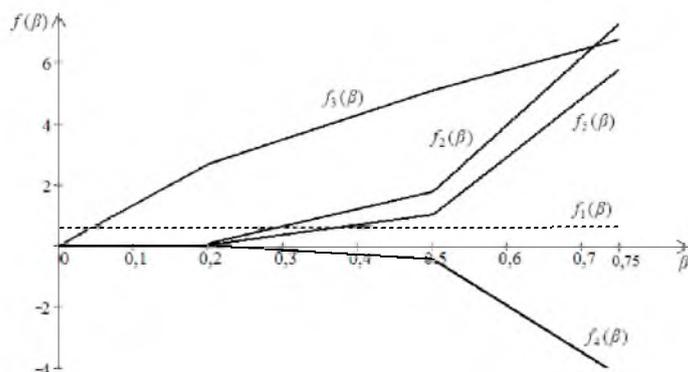


Рис. 6. Функции, зависящие от β , составляющие уравнение (3) после составления нечеткой базы правил

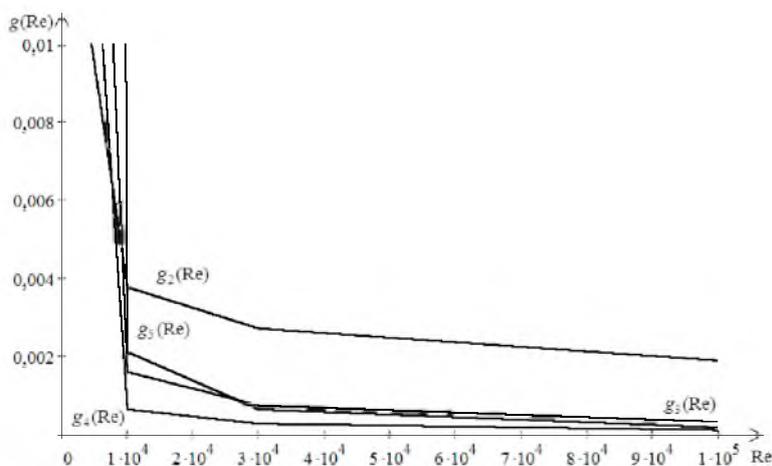


Рис. 7. Функции, зависящие от Re , составляющие уравнение (3) после составления нечеткой базы правил

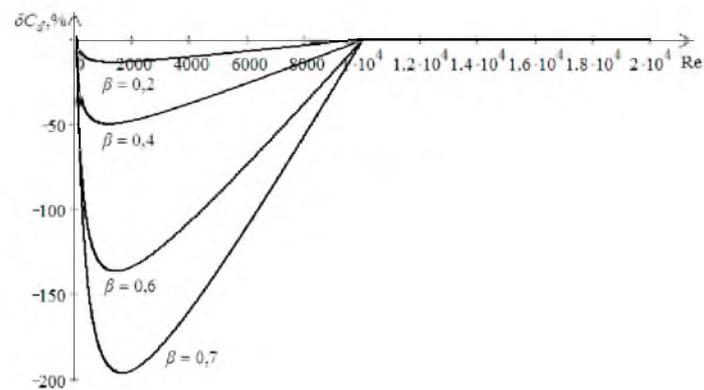


Рис. 8. Относительная погрешность определения нечеткого коэффициента истечения при разных значениях β

как это видно из графика на рис. 8. С другой стороны, линейный характер остальных кривых на других двух введенных нечетких множествах дает практически нулевую погрешность. Подобная погрешность на первом нечетком множестве уменьшается путем введения дополнительных нечетких множеств на участке чисел Рейнольдса $0 \leq Re \leq 10^4$.

Таким образом, в рамках настоящей статьи решена задача реализации характеристик систем измерения расхода нечеткими множествами. В статье выполнен анализ действующего уравнения этого коэффициента, предложена структура нечеткой системы, которая играет

роль этого коэффициента. Приводится информация о вводимых нечетких множествах, построении нечеткой базы правил, в соответствии с которой выполняется вычисление коэффициента истечения. Представлены графики погрешностей между действительными коэффициентами истечения и их нечеткими аналогами в зависимости от чисел Рейнольдса при различных значениях относительных диаметров. Установлено, что величина этих погрешностей очень мала, что также подтверждает перспективу применения нечетких моделей в качестве отдельных характеристик измерительных систем расхода и количества природного газа.

Библиографический список

1. *Economides M., Woo D.* The state of natural gas // Journal of Natural Gas Science and Engineering. 2009. Vol.1. N 1. P.1–13.
2. *Yoruc V., Bahramian P.* Price modelling of natural gas for the EW-12 countries: Evidence from panel cointegration // Journal of Natural Gas Science and Engineering. 2015. Vol. 24. N4. P. 464–472.
3. *Филимонов И. В.* Нефтегазовый комплекс России-2018: В 4 ч. Ч. 2: Газовая промышленность-2018: долгосрочные тенденции и современное состояние / Ин-т нефтегазовой геологии и геофизики им. А. А. Трофимука СО РАН; НГУ. Новосибирск: ИНГТ СО РАН, 2019. 63 с.
4. *Reader-Harris M.* Orifice plates and Venturi tubes. London: Springer International Publishing. 2015. 386 p.
5. *Stolz J.* A Universal Equation for the Calculation of Discharge Coefficient of Orifice Plates. Amsterdam: North-Holland, 1978. 32 p.
6. *Reader-Harris M., Sattary J., Spearman E.* The Orifice Plate Discharge Coefficient Equation. East Kilbride, Glasgow: NEL, Progress Report No. PR14: EUEC/17 (EEC005). 1992.
7. *Cristancho D., Hall K., Coy L.* An alternative formulation of the standard orifice equation for natural gas // Flow Measurement and Instrumentation. 2010. Vol. 21. P. 299–301.
8. *Pistun E., Lesovoi L.* Improving the discharge coefficient of the standard orifices of variable pressure-drop flowmeters // Sensors and Systems. 2005. N 5. P. 14–16.
9. *Reader-Harris M., Sattary J., Spearman E.* The Orifice Plate Discharge Coefficient Equation, Progress Report No. PR14: EUEC/17 (EEC005), Nat. Eng. Lab. Exec. Agency, East Kilbride. Glasgow, 1992.
10. *Piegat A.* Fuzzy Modeling and Control. Heidelberg: Springer-Verlag Berlin and Heidelberg GmbH & Co. KG, 2010. 728 p.
11. *Ярушкина Н. Г.* Основы нечетких и гибридных систем. М.: Финансы и статистика, 2009. 320 с.

УДК 62-83:621.314.572:621.382

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-54-65

А. А. Ефимов*

доктор технических наук, профессор

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ АКТИВНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ В АВИАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ ГЕНЕРИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

Для трехфазного мостового активного преобразователя напряжения номинальной мощностью 195 кВт при частотах питания от 800 до 1600 Гц в среде MATLAB/Simulink были созданы две моделирующие программы, позволяющие анализировать его динамические и энергетические показатели работы в релейной и векторной системах регулирования. Проведен сравнительный анализ полученных показателей работы. Проанализированы динамические процессы перевода преобразователя из режима выпрямителя в режим сетевого инвертора и увеличения на 50 % мощности нагрузки. Представлены результаты моделирования авиационной системы генерирования электроэнергии на базе магнитоэлектрического генератора и активного преобразователя напряжения.

Ключевые слова: система генерирования электроэнергии, активный преобразователь напряжения, релейная и векторная системы регулирования, динамические и энергетические показатели, математическое моделирование.

А. А. Efimov*

Dr. Sc. Tech., Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ENERGY PERFORMANCE OF A VOLTAGE ACTIVE CONVERTER IN AN AIRCRAFT POWER GENERATION SYSTEM

For a three-phase bridge active voltage converter with a power of 195 kW at power frequencies from 800 to 1600 Hz, two modeling programs were created in MATLAB/Simulink to analyze its dynamic and energy performance in relay and vector control systems. A comparative analysis of the obtained performance indicators is carried out. The dynamic processes of converting the converter from the rectifier mode to the network inverter mode and increasing the load power by 50 % are analyzed. The simulation results of an aviation power generation system based on a magnetoelectric generator and an active voltage converter are presented.

Keywords: electric power generation system, active voltage converter, relay and vector control systems, dynamic and energy indicators, mathematical modeling.

Авиационные системы электроснабжения на современном этапе развития характеризуются применением в новейших разработках достижений интеллектуальной силовой электроники. Интеллектуальная силовая электроника характеризуется широким применением специализированных сигнальных микроконтроллеров, позволяющих в реальном времени реализовывать импульсно-модуляционные алгоритмы управления силовыми полупроводниковыми преобразователями, а также совершенствованием самих силовых полупроводниковых приборов, улучшением их предельных электрических параметров. Кроме того, в новейших разработках стали широко использоваться высокоэнергетические постоянные магниты, что позволило создавать мощные магнитоэлектрические генераторы (МЭГ). Общеизвестно, что наилучшими удельными массогабаритными пока-

зателями обладают именно МЭГ. Поэтому в проектируемых авиационных системах генерирования электрической энергии (АСГЭЭ) в последние годы преимущественное применение находит этот тип генератора [1]...[5]. Мощность проектируемых авиационных систем электроснабжения, содержащих в своем составе МЭГ совместно с силовыми полупроводниковыми преобразователями достигает нескольких сотен кВА. Причем эти МЭГ характеризуются высокими энергетическими и отличными массогабаритными показателями. Например, одним из перспективных для АСГЭЭ повышенной мощности является генератор со слоистой структурой индуктора [1], в котором для обеспечения прочности ферромагнитные листы пакета ротора чередуются с немагнитными вставками из титана. При максимальной скорости вращения МЭГ 14000 об./мин. возможно выполнить гене-

ратор на мощность 360 кВт при удельной активной массе 0,08 кг/кВт, а при 24000 об./мин. на мощность 400 кВт при удельной мощности 0,06 кг/кВт. Успехи в вопросах разработки и создания таких мощных авиационных высокоскоростных МЭГ очевидны. Добиться улучшения энергетических и массогабаритных показателей всей АСГЭЭ невозможно без разработки и исследования ее второго основного элемента – силового полупроводникового преобразователя. Однако работ, посвященных разработке и исследованию мощных полупроводниковых преобразователей, которые должны обеспечивать необходимое качество электроэнергии во всем диапазоне изменения частот вращения МЭГ, явно мало. Особенно это относится к перспективной АСГЭЭ повышенного постоянного напряжения 270 В, разработке полупроводниковых преобразователей для которой в периодической литературе уделяется недостаточное внимание.

Цель данной работы заключается в исследовании энергетических и динамических показателей работы активного преобразователя напряжения (АПН) мощностью несколько сотен кВА, получающего питание от идеального источника переменного напряжения, частота которого изменяется в диапазоне от 800 Гц до 1600 Гц [5]. АПН должен работать в режимах активного выпрямителя напряжения (АВН) и сетевого инвертора напряжения (СИН), обеспечивая стабильность постоянного напряжения на его выходе на уровне 270 В.

В результате проведенных исследований будут определены предельные возможности АПН при питании его от идеального источника энергии, которые могут использоваться разработчиками АСГЭЭ, источником энергии в них является МЭГ.

Для достижения поставленной цели в работе были определены и решены следующие задачи:

- выбор силовой схемы АПН и расчет параметров ее силовой части, а также номинальных значений мощности, напряжения и частоты питающей сети;
- сравнение двух алгоритмов управления АПН (релейного токового и синусоидальной ШИМ), синтез систем автоматического регулирования (САР) для них и определение параметров регуляторов;
- разработка и реализация имитационных моделей САР АПН с различными алгоритмами управления в среде MATLAB/Simulink;
- проведение исследований динамических режимов работы САР АПН с определением основных энергетических показателей АПН в режимах СИН и АВН на разных частотах питания.

– моделирование АСГЭЭ на базе МЭГ и АПН.

Выбор силовой схемы АПН и расчет ее параметров

Учитывая успехи силовой электроники в создании мощных полупроводниковых ключей, исходя из простоты, надежности и универсальности трехфазной мостовой схемы, именно она была выбрана в качестве полупроводникового коммутатора АПН, реализованного на модулях IGBT. В качестве силовых ключей АПН были выбраны модули IGBT SKiM601GD126DM, которые в модели имели следующие параметры:

$$R_{on} = 0,002 \text{ Ом}, U_f = U_{fd} = 1,5 \text{ В}.$$

При выборе номинальных значений мощности, частоты и напряжения питающей сети учитывалось двукратное изменение частоты, напряжения и мощности питающей сети АПН, что соответствует двукратному изменению частоты вращения вала МЭГ в АСГЭЭ в пределах от 8000 до 16000 об./мин. [5]. При условии, что число пар полюсов МЭГ $p_n = 6$, этот диапазон частот вращения ротора МЭГ соответствует изменению его частоты питающего напряжения в пределах от 800 до 1600 Гц. Для дальнейшего анализа номинальная мощность источника питания АПН была принята равной 202,5 кВА, для которого номинальная частота питающего напряжения была выбрана равной 1000 Гц [5]. Выбор номинального значения питающего напряжения сети требует некоторого пояснения. Поскольку АПН является повышающим преобразователем, номинальное значение его питающего напряжения необходимо выбирать при номинальной частоте и обеспечении возможности стабилизации его выходного напряжения на уровне 270 В. Для работы АПН в линейном режиме – это выпрямленное напряжение должно более чем в два раза превышать амплитудное значение фазного напряжения питающей сети. Поэтому в работе действующее значение номинального линейного напряжения сети $U_{лс}$ было принято равным 165 В. Это напряжение обеспечивает при частоте питающей сети 1000 Гц стабилизацию выпрямленного напряжения на уровне 270 В. При работе на частоте 800 Гц питающее напряжение пропорционально уменьшается до 132 В. Но так как АПН является повышающим преобразователем, при этом напряжении без проблем можно обеспечить стабилизацию выпрямленного напряжения АПН на уровне 270 В при регулировании входных коэффициентов сдвига и мощности (от индуктивного до емкостного). При частоте 1600 Гц происхо-

дит увеличение линейного напряжения до величины 264 В. Для стабилизации выпрямленного напряжения на уровне 270 В в [5] предлагается поддерживать индуктивный входной коэффициент мощности. Однако это неизбежно ведет к потреблению реактивной мощности. Эта рекомендация в работе будет использована для моделирования САР АПН, работающих на повышенных частотах.

Для разработки и создания имитационной модели АПН был проведен расчет параметров дросселя сетевого фильтра (индуктивности и активного сопротивления), а также емкости в цепи выпрямленного напряжения. Этот расчет был выполнен по простейшей методике [6], так как при реализации имитационных моделей рассчитанные значения параметров всегда очень просто уточняются по мере необходимости.

Для расчета были заданы следующие параметры:

– Номинальная активная мощность источника питания $P_{cn} = 202,5$ кВт.

– Номинальное фазное напряжение источника питания $U_{cn} = 95,27$ В.

– Номинальная частота питающего напряжения $f_n = 1000$ Гц.

– Номинальная мощность нагрузки = 195,0 кВт.

– Номинальное выпрямленное напряжение $U_{dn} = 270$ В.

– Частота синусоидальной ШИМ (СШИМ), равная частоте переключения силовых ключей АПН) $F = 36$ кГц.

Расчетная величина индуктивности дросселя сетевого фильтра определяется по формуле:

$$L_f = \frac{U_{dn}}{6 \cdot \pi \cdot F \cdot \Delta I_c} = 8 \cdot 10^{-6} \text{ Гн},$$

где $U_{dn} = 270$ В – номинальное выпрямленное напряжение АПН;

$$\Delta I_c = K_g \cdot I_{cn} \cdot \sqrt{2} = 50 \text{ А} - \text{амплитуда пульсаций входного тока АПН};$$

$$I_{cn} = 708,5 \text{ А} - \text{номинальный входной фазный ток АПН};$$

$$K_g = 0,05 - \text{выбранный коэффициент гармоник сетевого тока АПН};$$

$$F = 36 \text{ кГц} - \text{несущая частота СШИМ (переключения силовых ключей АПН)}.$$

Для расчета активного сопротивления дросселя сетевого фильтра принимаем, что активные потери в нем составляют 1,5 % от актив-

ной мощности фазы питающей сети, равные $P_{1f} = 0,015 \times 67500 = 1012,5$ Вт.

$$R_f = \frac{P_{1f}}{I_{cn}^2} = 0,002 \text{ Ом}.$$

Емкость в цепи выпрямленного напряжения рассчитывается по формуле:

$$C_d = \frac{I_{cn} \cdot T_{шум} \cdot \sqrt{3}}{0,025 \cdot U_{dn} \cdot \sqrt{2}} = 0,0036 \text{ Ф},$$

где $T_{шум} = 1/F = 0,000277$ с, а коэффициент 0,025 определяет действующее значение пульсаций выпрямленного напряжения АПН на уровне 2,5 %.

Расчитанные и выбранные для модели АПН параметры дросселя, емкости, а также параметры нагрузки, представлены в табл. 1.

Таблица 1

Расчитанные и выбранные параметры модели АПН

Параметр	Расчет	Выбор
Индуктивность дросселя, Гн	0,000008	0,000015
Активное сопротивление дросселя, Ом	0,002	0,002
Емкость цепи нагрузки, Ф	0,0036	0,005
Сопротивление нагрузки, Ом	0,38	0,38

Системы автоматического регулирования АПН

Управление АПН можно осуществить с помощью различных алгоритмов и САР, которые их реализуют. Этому вопросу посвящено громадное количество публикаций как отечественных, так и зарубежных [6]...[20]. В работе было проведено сравнение двух алгоритмов управления и САР, их реализующих. Первый алгоритм – релейный токовый, позволяющий регулировать входные токи АПН и входной коэффициент мощности [6, 7, 9, 10, 11, 15, 17, 18, 20]. Регулирование выходного напряжения при этом осуществляется с использованием ПИ-регулятора. Для простоты в дальнейшем эта система называется релейной САР (РСАР). Вторая система регулирования реализует алгоритм СШИМ и является векторной системой подчиненного регулирования с двумя ПИ-регуляторами тока и напряжения [6, 9, 16]. Ее в дальнейшем называем векторной САР (ВСАР). Регулирование переменных в ней осуществляется во вращающейся системе координат, связанной с результирующим вектором питающего

напряжения. Исходя из простоты реализации и возможности обеспечения качественного регулирования как коэффициента мощности, так и коэффициента сдвига сетевого тока относительно фазного напряжения питания, релейный токовый алгоритм управления (алгоритм «токового коридора») с единственным пропорционально-интегральным ПИ-регулятором выпрямленного напряжения заведомо является более простым [6, 7]. Тем более в соответствии с [11] этот алгоритм управления наиболее целесообразен при управлении АПН с учетом искажений его напряжений питания. Достоинства и недостатки анализируемых САР, выявленные в процессе исследований, будут представлены при анализе результатов. С учетом данных, представленных в табл. 1 и выбранной некомпенсированной постоянной времени $T_{\mu} = 0,00003$ с, передаточная функция ПИ-регулятора выпрямленного напряжения РСАР, настроенного на симметричный оптимум, имеет следующий вид [6]:

$$W_{PH}(p) = \frac{0,00042p+1}{0,00015p}. \quad (1)$$

На входе этой РСАР устанавливается фильтр с передаточной функцией:

$$W_{\phi}(p) = \frac{1}{0,00042p+1}. \quad (2)$$

Построение ВСАР АПН и синтез ее регуляторов представлено во множестве публикаций как отечественных, так и зарубежных. При неизменной величине некомпенсированной постоянной времени $T_{\mu} = 0,00003$ сек. и величине параметров силовой схемы АПН передаточные функции регулятора напряжения, а также фильтра в цепи задания на величину выпрямленного на-

пряжения этой ВСАР на частотах 800 и 1000 Гц остаются неизменными и соответствуют (1) и (2), а передаточные функции регуляторов тока имеют следующий вид:

$$W_{PT}(p) = \frac{0,0075p+1}{0,03p}. \quad (3)$$

Имитационные модели систем автоматического регулирования АПН

Для анализируемых алгоритмов управления и рассчитанных параметров силовой схемы АПН и ПИ-регуляторов были разработаны две имитационные модели САР АПН в среде MATLAB/Simulink, представленные на рис. 1 и 2. Используемые в моделях параметры ПИ-регуляторов и входных фильтров оставались практически неизменными во всех режимах работы (за исключением некоторых, и особенно процессов в системе МЭГ – АВН, о чем в дальнейшем будет отмечено более подробно) и соответствовали (1)...(3). Параметры АПН и нагрузки представлены в табл. 1.

Разработанные имитационные модели позволили провести исследования различных режимов работы двух САР АПН. Были получены динамические и энергетические показатели работы АВН при его подключении к источнику питания, работающему на частотах 800, 1000, 1300 и 16000 Гц, с соответствующими действующими значениями линейных напряжений 132, 165, 214,5 и 264 В при стабилизации выпрямленного напряжения АВН на уровне 270 В. Для частот 1,3 кГц и 1,6 кГц анализировались процессы при 150 % номинальной мощности нагрузки. Для номинального режима работы АПН ($f = 1000$ Гц, $U_{лс} = 165$ В) в РСАР были исследова-

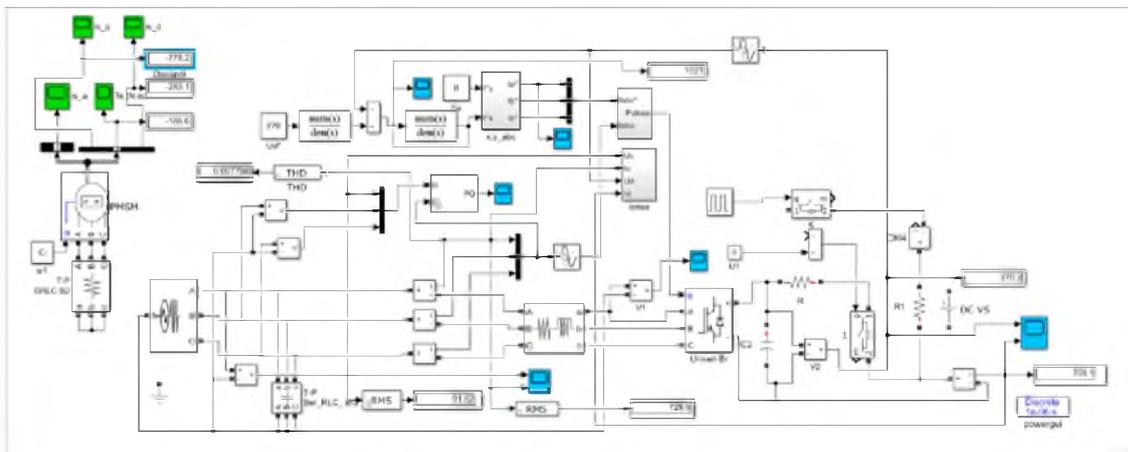


Рис. 1. Имитационная модель РСАР АПН

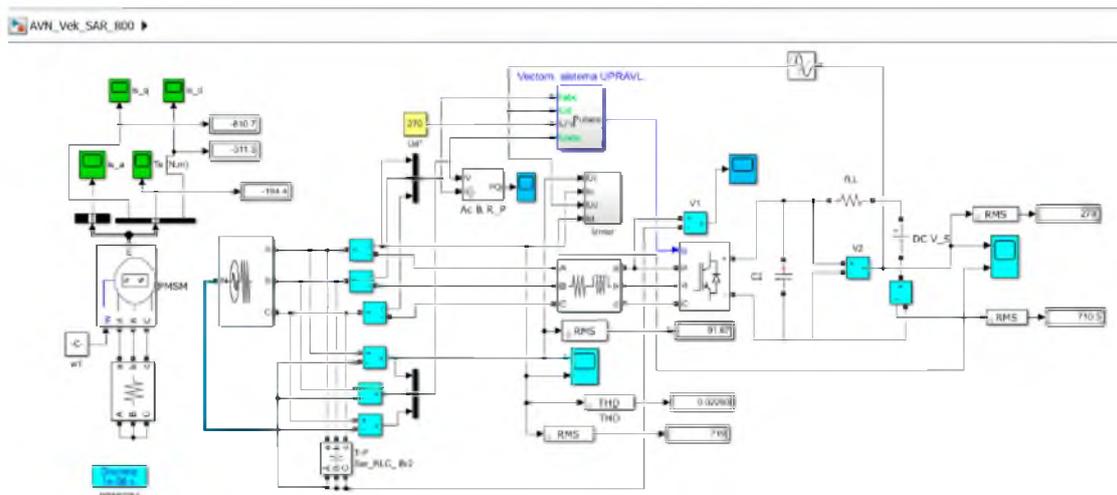


Рис. 2. Имитационная модель ВСАР АПН

Таблица 2

Показатели САР АВН, полученные при моделировании

САР	Энергетические показатели АВН в различных САР											
	f , Гц	U_{dc} , В	$P_{с*}$, кВт	$Q_{с*}$, кВАр	$S_{с*}$, кВА	$P_{искаж*}$, кВт	P_d , кВт	$K_{мощ*}$, о. е.	$K_{сдв*}$, о. е.	$K_{искаж*}$, о. е.	КПД, %	ТНД _I , %
РСАР	800	132	206,226	0,4114	206,233	1,5710	191,464	0,9999	0,9999	0,9999	92,842	0,7374
	1000	165	200,493	0,5693	200,501	1,6181	191,535	0,9999	0,9999	0,9999	95,532	0,770
	1300	214,5	300,403	140,57	331,987	14,577	284,477	0,9049	0,9057	0,9990	94,70	4,306
	1600	264	298,231	220,73	371,323	14,684	286,107	0,8032	0,8038	0,9992	95,935	3,936
ВСАР	800	132	203,064	2,2264	203,104	3,3331	194,447	0,9998	0,9999	0,9998	95,756	1,622
	1000	165	197,429	9,427	197,746	6,0458	191,818	0,9984	0,9989	0,9995	97,158	2,293
	1300	214,5	294,125	138,17	325,406	16,989	285,793	0,9039	0,9051	0,9986	97,172	5,106
	1600	264	298,859	223,01	373,291	17,199	291,570	0,8006	0,8015	0,9989	97,561	4,562

ны процессы перевода преобразователя из режима АВН в режим СИН. В этой же РСАР на частоте $f=1300$ Гц были промоделированы динамические процессы увеличения на 50 % мощности нагрузки. Кроме того, были проведены исследования процессов в авиационной системе генерирования электроэнергии на базе МЭГ и АВН при частоте питания $f=1000$ Гц и стабилизации выпрямленного напряжения АВН на уровне 270 В.

Результаты моделирования

Представить осциллограммы всех результатов моделирования нет возможности, поэтому в дальнейшем будут приведены лишь некоторые из полученных, которые дают информацию о процессах, протекающих в различных САР в номинальных режимах работы. Энергетические показатели работы АПН в обеих САР измеряются с помощью разработанного блока

(Izmer) [21]. Все полученные при моделировании результаты расчета энергетических показателей работы САР АПН обобщены и оформлены в виде табл. 2, в которой представлены данные моделирования процессов подключения АВН к питающей сети, зафиксированные в блоке Izmer. Эти данные соответствуют установившимся режимам работы САР. На рис. 3...8 представлены некоторые результаты моделирования режима стабилизации выпрямленного напряжения АВН на уровне 270 В в РСАР и ВСАР при подключении АВН к источнику питания, частота которого равнялась 1000 Гц.

На рис. 3 представлены осциллограммы установившихся значений входных фазного напряжения и фазного тока АВН в РСАР при частоте питающей сети 1000 Гц.

На рис. 4 представлены осциллограммы выпрямленного напряжения и тока АВН с РСАР в переходном процессе подключения АВН к источнику питания, а на рис. 5 – активная и реак-

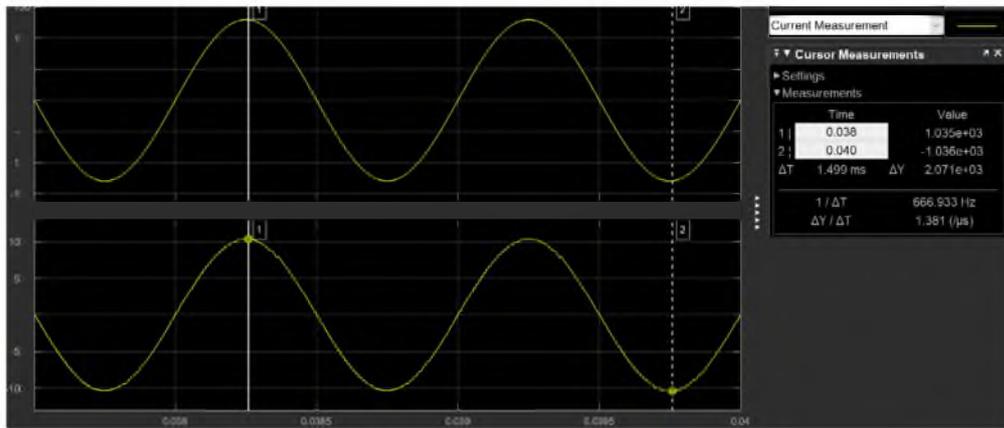


Рис. 3. Установившиеся значения сетевых напряжения и тока АВН в РСАР ($f=1000$ Гц)

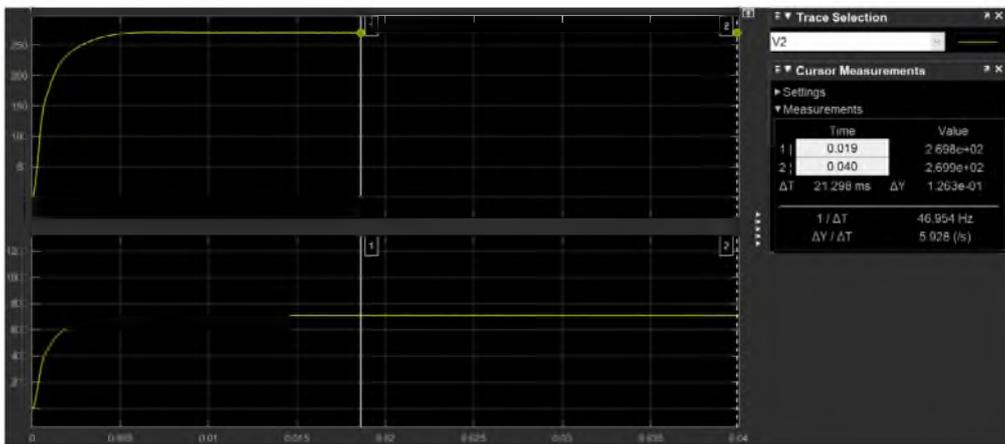


Рис. 4. Выпрямленное напряжение и ток АВН в РСАР ($f=1000$ Гц)

тивная мощность источника питания в этом же режиме работы (РСАР $f=1000$ Гц).

На рис. 6 представлены осциллограммы установившихся значений входного фазного напряжения и фазного тока АВН в ВСАР, на рис. 7 – выпрямленное напряжение и ток АВН при частоте

1000 Гц в переходном процессе подключения АВН к источнику питания, а на рис. 8 – активная и реактивная мощность источника питания для этого же режима работы (ВСАР $f=1000$ Гц).

Как видно из представленных осциллограмм, ток питающей сети в РСАР более при-

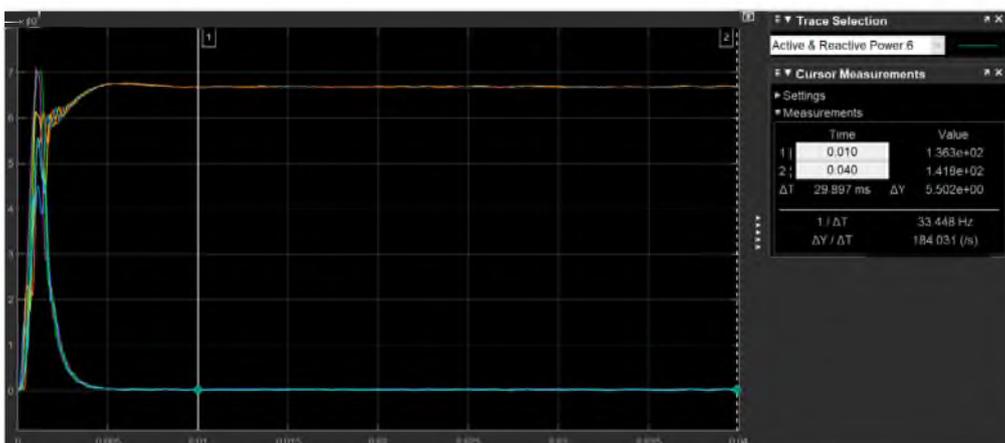


Рис. 5. Активная и реактивная мощности сети в РСАР ($f=1000$ Гц)

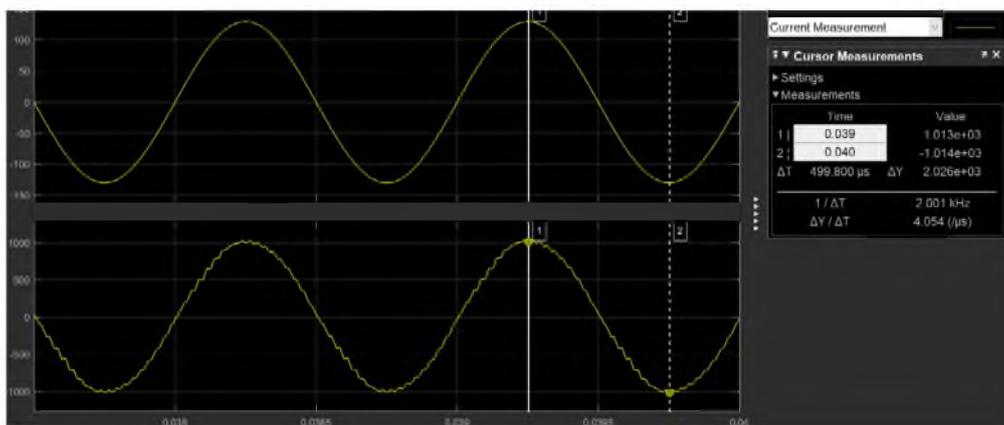


Рис. 6. Входные напряжение и ток АВН в ВСАР ($f=1000$ Гц)

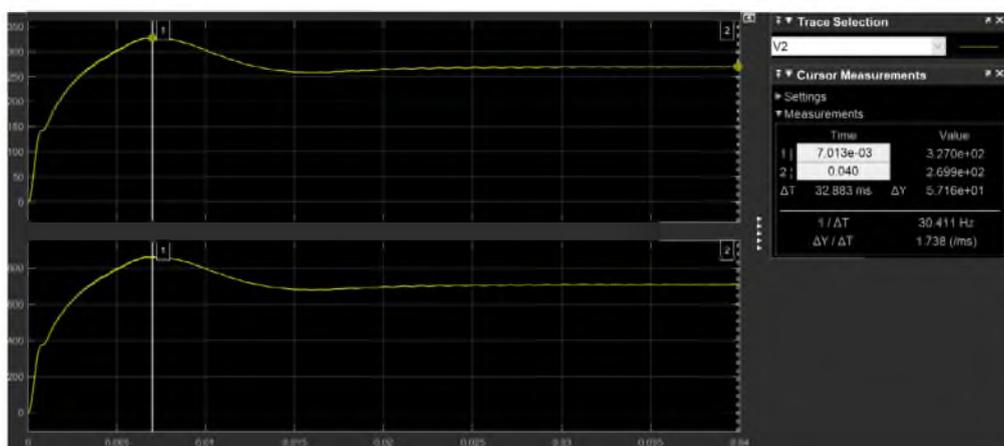


Рис. 7. Выпрямленное напряжение и ток АВН в ВСАР ($f=1000$ Гц)

ближен к синусоидальному, реактивная мощность в РСАР практически нулевая (0,5693 кВар), в ВСАР она равняется 9,427 кВар, при величине активной мощности 197,429 кВт, хотя коэффициент сдвига фазного тока относительно фазного напряжения источника питания в обеих САР поддерживался единичный. Все полу-

ченные в работе численные значения приведены в табл. 2. Осциллограммы переменных в режиме подключения АВН к питающей сети при ее параметрах, соответствующих частоте 1000 Гц, в процессе перевода преобразователя в режим СИН в РСАР представлены на рис. 9–11. РСАР в этом режиме обеспечивала стабилизацию вы-

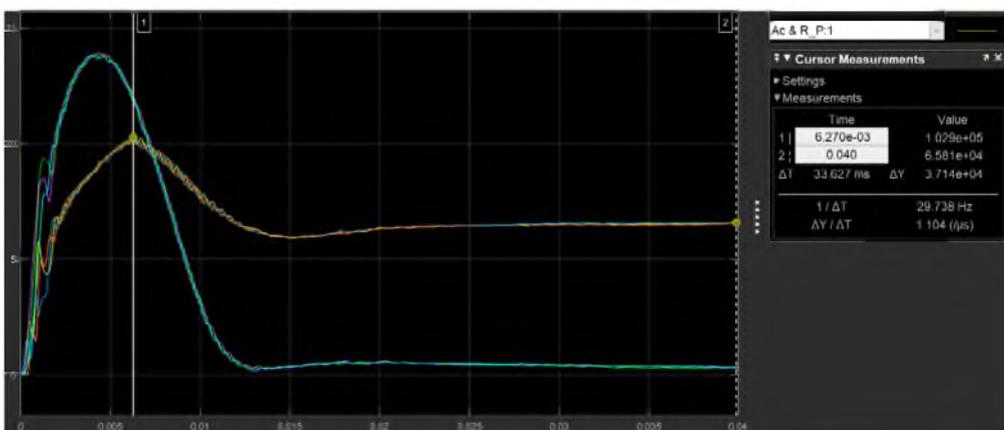


Рис. 8. Активная и реактивная мощности сети в ВСАР ($f=1000$ Гц)

ходного напряжения на уровне 270 В. ЭДС источника в цепи выпрямленного напряжения, подключаемого в момент времени $t=0,02$ сек., при этом была установлена равной 400 В.

Некоторые из полученных результатов моделирования процессов в РСАР, АВН в котором

работает на частоте 1300 Гц, представлены на рис. 12–14.

На рис. 15 и 16 представлены процессы в номинальном режиме ($f=1000$ Гц) во входных и выходных цепях АВН, питающегося от МЭГ, в РСАР.

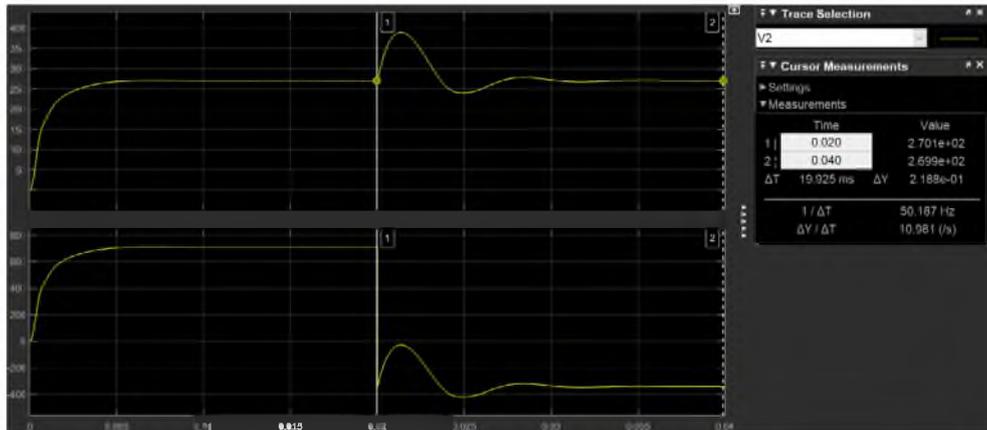


Рис. 9. Выпрямленные напряжение и ток АПН в РСАР в процессе подключения к сети и перевода преобразователя в режим СИИ ($f=1000$ Гц)

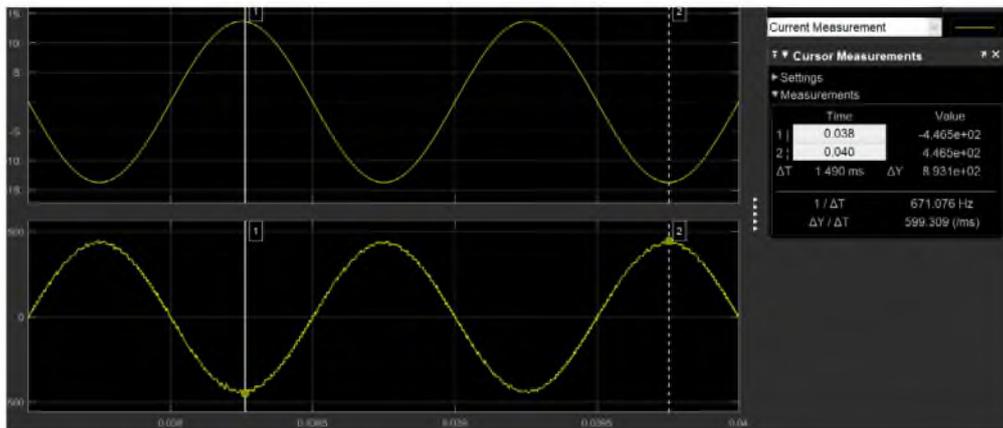


Рис. 10. Установившиеся значения сетевых напряжения и тока СИИ в РСАР ($f=1000$ Гц)

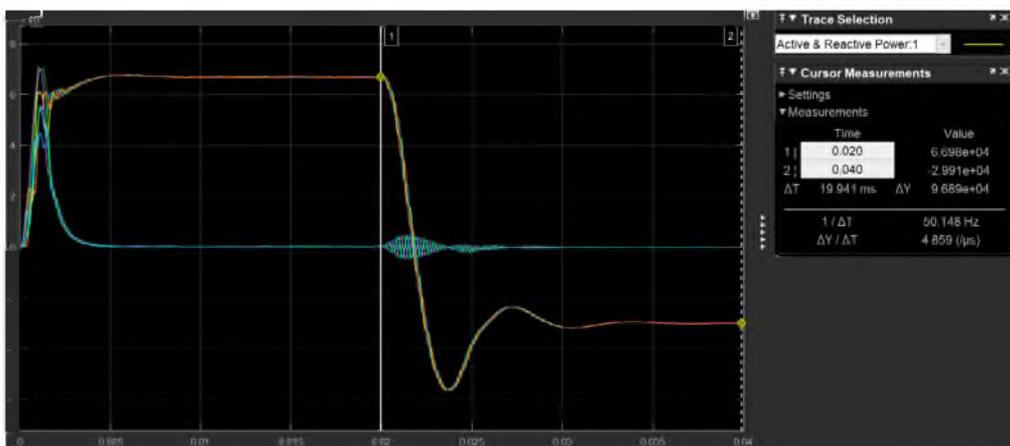


Рис. 11. Активная и реактивная мощности сети при переводе АПН в режим СИИ в РСАР ($f=1000$ Гц)

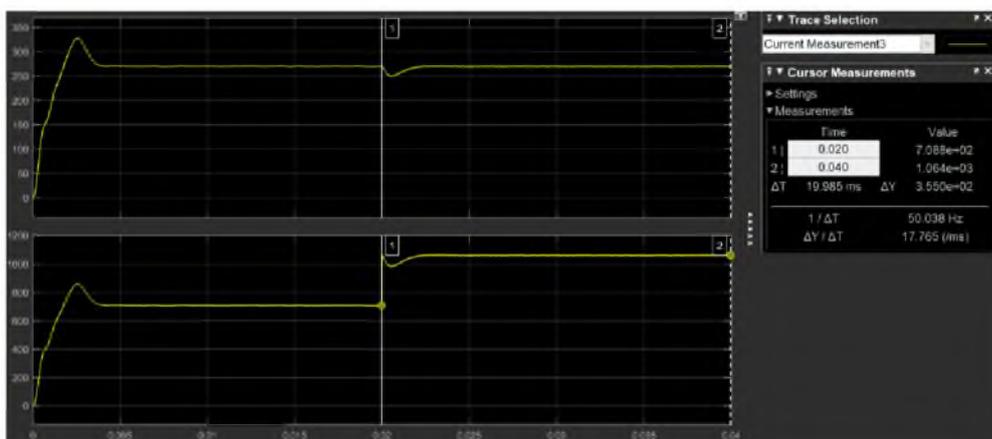


Рис. 12. Выпрямленные напряжение и ток АВН в РСАР при увеличении на 50 % мощности нагрузки в момент времени $t=0,02$ с ($f=1300$ Гц)

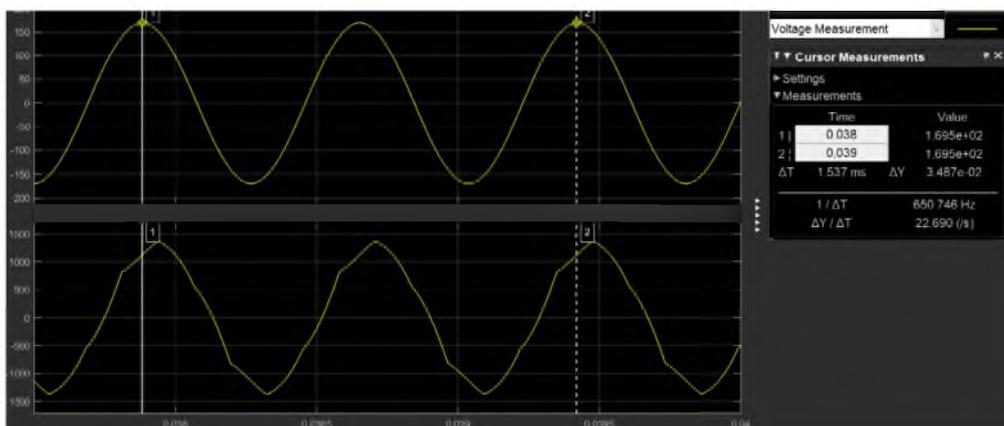


Рис. 13. Установившиеся значения сетевых напряжения и тока АВН в РСАР после увеличения на 50 % мощности нагрузки в момент времени $t=0,02$ с ($f=1300$ Гц)

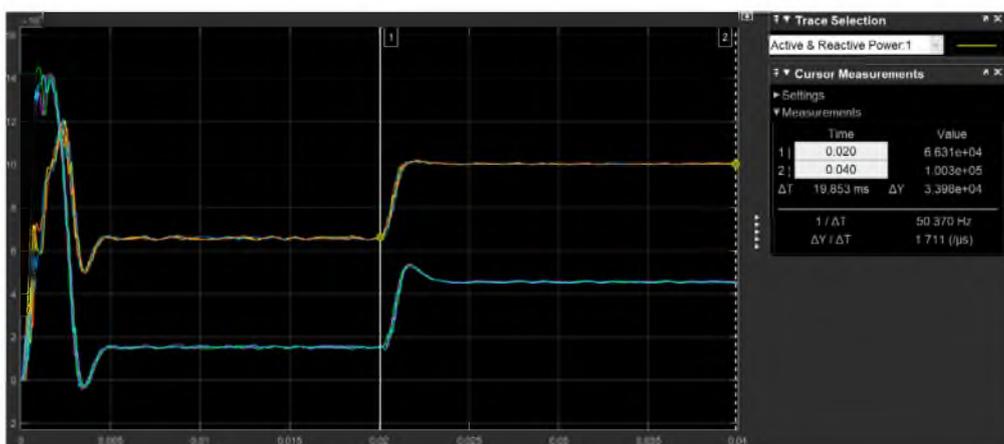


Рис. 14. Активная и реактивная мощности сети в РСАР в процессе увеличения на 50 % мощности нагрузки в момент времени $t=0,02$ с ($f=1300$ Гц)

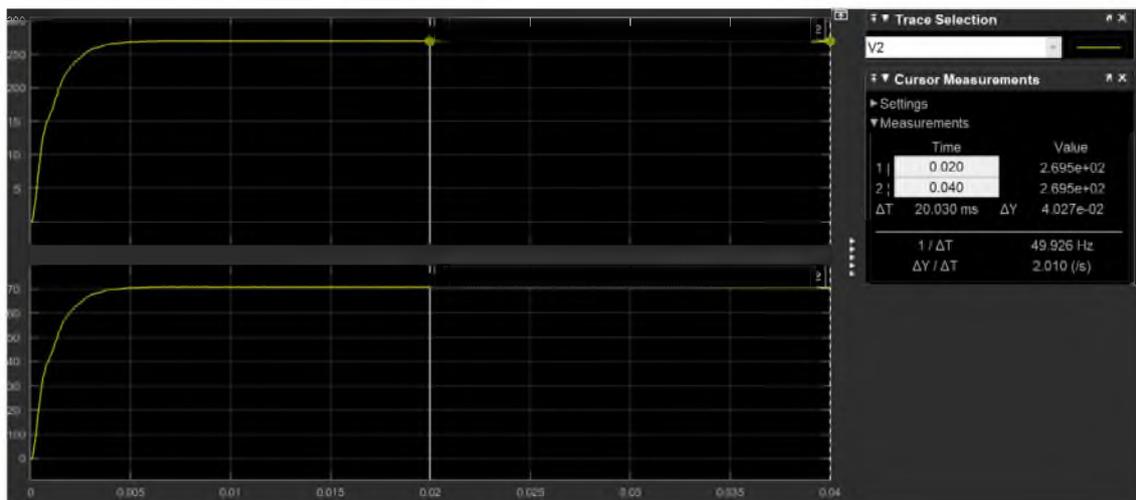


Рис. 15. Выпрямленные напряжение и ток системы МЭГ-АВН в РСАР ($f=1000$ Гц)

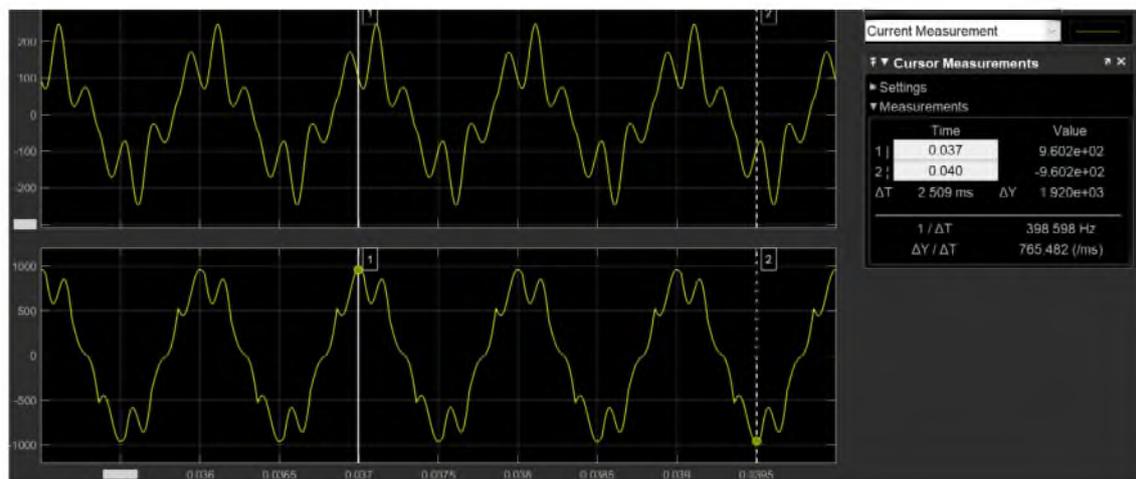


Рис. 16. Установившиеся значения сетевых напряжения и тока системы МЭГ-АВН в РСАР ($f=1000$ Гц)

Анализ результатов моделирования

Полученные в работе результаты имитационного моделирования установившихся и переходных процессов в двух разработанных САР АПН позволяют утверждать о преимуществе релейной САР в плане обеспечения лучшего гармонического состава входного тока АПН и меньшего потребления реактивной мощности. Это объясняется более высокой частотой переключения модулей IGBT при релейном токовом алгоритме управления силовыми ключами АПН. По результатам моделирования средняя частота переключения силовых ключей АПН при этом алгоритме управления была чуть выше, чем 60 кГц, что практически в два раза превышала частоту СШИМ. Поэтому естественно, что в векторной САР, в которой управление силовыми ключами осуществлялось по алгоритму СШИМ, при-

мерно на 2 % выше значения КПД и на 3–5 кВт ниже активная мощность источника питания.

Работа АПН на частотах 1300 и 1600 Гц в обеих САР анализировалась при мощности нагрузки, увеличенной на 50 % по сравнению с номинальной, для чего сопротивление нагрузки было установлено равным 0,25333 Ом. Входное напряжение АПН в этих режимах питания было чрезмерным для обеспечения его работы в линейном режиме, поэтому в соответствии с [5] задавался индуктивный входной коэффициент сдвига. Для этого на частоте 1300 Гц задание на реактивную составляющую входного тока было установлено на уровне 200 А, а при частоте питания 1600 Гц – 400 А. Это привело к существенному возрастанию реактивной мощности и коэффициента гармоник входного тока, но позволило стабилизировать выпрямленное напряжение на уровне 270 В.

В плане динамических показателей релейная САР характеризуется более высоким быстродействием, аperiodическим характером переходных процессов подключения АПН к источнику питания и робастностью синтезированного регулятора выпрямленного напряжения. В векторной САР быстродействие ниже, а характер переходных процессов колебательный. При частотах питания 1300 и 1600 Гц быстродействия того же самого регулятора выпрямленного напряжения, что в РСАР и синтезированного для номинального режима питания (1000 Гц), не хватало для обеспечения нормальной работы ВСАР. Поэтому необходимо было в три раза увеличить пропорциональный и интегральный коэффициенты передачи ПИ-регулятора.

Динамические процессы скачкообразного увеличения мощности нагрузки на 50 % (частота питания 1300 Гц) и перевода преобразователя из режима выпрямителя в режим сетевого инвертора (частота питания 1000 Гц) анализировались в РСАР, как более динамичной. По цепи выпрямленного напряжения в первом режиме длительность переходного процесса составляла 1,0 мс, отрицательное перерегулирование не превышало 7,4 %. Во втором режиме длительность переходных процессов 7 мс, перерегулирование 44 %.

Особо следует остановиться на моделировании процессов в АСГЭЭ на базе МЭГ и АПН. Первоначально было проведено моделирование данной системы по ее параметрам, представленным в [5]. Номинальная мощность нагрузки АПН в этой публикации равнялась 120 кВт. Результаты моделирования основных переменных совпали с высокой степенью точности. Однако были и некоторые отличия. Емкость конденсаторов, установленных на выходе МЭГ, для обеспечения работоспособности модели пришлось увеличить до 10 мкФ. В результате коэффициент гармоник входного тока АПН в нашей модели получился равным 13 %, что гораздо хуже, чем на осциллограммах, представленных в [5]. Рассчитанных параметров МЭГ на мощность 195 кВт не было в наличии, поэтому пришлось экстраполировать параметры, представленные в [5].

Частота вращения ротора МЭГ в нашей модели равнялась 10000 об./мин., что соответствовало его выходной частоте 1000 Гц. Число пар полюсов $p_n = 6$, индуктивности по продольной и поперечной осям МЭГ равнялись 11 мкГн, активные сопротивления фаз были равны 0,02 Ом. Постоянная напряжения задавалась равной 29. Процессы моделировались в РСАР, ПИ-регулятор которой был настроен на симметрич-

ный оптимум. Пропорциональная составляющая ПИ-регулятора выпрямленного напряжения равнялась 3,419; интегральная – 854,7. В цепи задания на величину выпрямленного напряжения был установлен фильтр с постоянной времени, равной 4 мс. Для обеспечения работоспособности модели на выходе МЭГ пришлось установить соединенные в «звезду» конденсаторы величиной 140 мкФ. Представленные в работе результаты моделирования свидетельствуют об отличном совпадении переменных в цепи выпрямленного напряжения АПН (рис. 4, 15). Однако процессы во входной цепи АПН не совпадают и являются явно неудовлетворительными. Коэффициент гармоник входного тока АПН получился на уровне 19 %.

Полученные результаты моделирования системы МЭГ – АВН свидетельствуют о необходимости дальнейших исследований в плане уточнения реальных параметров МЭГ.

Заключение

1. Полученные на разработанных имитационных моделях систем автоматического регулирования результаты моделирования свидетельствуют о хороших динамических и энергетических показателях и высокой точности стабилизации выходного напряжения АПН, работающего в режимах активного выпрямителя и сетевого инвертора напряжения при питании его от идеального источника электроэнергии.

2. Релейная токовая система автоматического регулирования обладает достаточной робастностью, обеспечивая хорошие динамические и энергетические показатели без изменения параметров регулятора. Векторная система автоматического регулирования при работе на частотах 1300 и 1600 Гц требует перенастройки параметров регулятора напряжения для повышения его быстродействия.

3. Релейная токовая система регулирования обеспечивает лучший гармонический состав входного тока АПН, но имеет меньшие по сравнению с векторной системой регулирования значения КПД.

4. Направления дальнейших исследований связаны с дальнейшей доработкой имитационной модели авиационной системы генерирования электроэнергии на базе магнитоэлектрического генератора и активного преобразователя напряжения, макетированием данной системы, а также проведением ее экспериментальных испытаний.

Библиографический список

1. Проектирование генератора с редкоземельными магнитами в системе электроснабжения летательных аппаратов / А. В. Левин, Д. В. Левин, Э. Я. Лившиц, Б. С. Зечихин // *Электричество*. 2009. № 10. С. 41–47.
2. Харитонов. С. А. Система «синхронный генератор с возбуждением от постоянных магнитов – активный выпрямитель» (математическая модель) // *Электротехника*. 2009. № 12. С. 33–41.
3. Харитонов С. А. Электромагнитные процессы в системах генерирования электрической энергии для автономных объектов: монография. Новосибирск: НГТУ, 2011. 536 с.
4. Гарганеев А. Г., Харитонов С. А. Перспективные системы электроснабжения самолета с полностью электрофицированным оборудованием // *Доклады ТУСУРа*. Томск: ТУСУ. 2009. № 2 (20). С. 185–192.
5. Система генерирования электрической энергии постоянного тока на базе магнитоэлектрического генератора и активного выпрямителя / П. А. Бачурин, А. В. Гейст, Д. В. Коробков, Д. В. Макаров и др. // Новосибирск: НГТУ. Научный вестник НГТУ. 2015. Т. 59. № 2. С. 43–58.
6. Ефимов А. А., Шрейнер Р. Т. Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока. Новоуральск: НГТИ, 2001. 250 с.
7. Герман-Галкин С. Г. Виртуальные лаборатории полупроводниковых систем в среде Matlab-Simulink: учебник. СПб.: Лань, 2013. 448 с.
8. Ефимов А. А., Мухаматшин И. А. Управление активными преобразователями в системах электроснабжения и электропривода // *Известия РАН. Энергетика*. 2005. № 4. С. 91–112.
9. Ефимов А. А. Управление активными преобразователями в составе электромеханических систем // *Известия ГУАП. Аэрокосмическое приборостроение: науч. журнал. Вып. 2*. СПб.: ГУАП, 2012. С. 58–67.
10. Скурятин Ю. В., Белоусов А. В., Денисевич Н. А. Преобразователь частоты с управлением на скользящих режимах, электромагнитно совместимый с сетью // *Тр. IX Междунар. (XX Всероссийской) конф. по автоматизированному электроприводу*. Пермь.: ПНИПУ, 2016. С. 301–305.
11. Кондратьев Д. Е., Обухов С. Г. Управление трехфазным активным выпрямителем при искажениях напряжения сети // *Электричество*. 2007. № 6. С. 21–32.
12. Режимы работы системы генерирования электроэнергии нестабильной частоты и стабильного напряжения / А. В. Левин, С. Ф. Коныхин, М. М. Юхнин др. // *Авиационная промышленность*. 2012. № 4. С. 2–8.
13. Kharitonov S., Balagurov M., Bachurin P. AC-AC converter without passive elements in DC link/ XIII International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, EDM 2012: proc., Altai, Erlagol, 2–6 July 2012. Novosibirsk: NSTU. 2012. P. 327–329.
14. Kharitonov S. A., Balagurov M. V., Bachurin P. A. AC-AC converter based on six-phase active rectifier and current source inverter // XIV International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, EDM 2013: proc., Altai, Erlagol, 1–5 July 2013. Novosibirsk: NSTU. 2013. P. 259–260.
15. Karaarslan A., Iskender I. The analysis of AC-DC boost PFC converter based on peak and hysteresis current control techniques International Journal on Technical and Physical Problems of Engineering (IJTPE), Issue 7. Vol. 3. N 2. P. 100–105.
16. Герман-Галкин С. Г., Звезевич З. Ч., Поляков Н. А. Аналитическое и модельное исследование активного полупроводникового преобразователя в системах электропривода // *Научно-технический вестник ИТМО*. СПб.: ИТМО. 2014. № 3 (91). С. 131–139.
17. Sun D., Wang X., Nian H. A sliding-mode direct power control strategy for DFIG under both balanced and unbalanced grid conditions using extended active power. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017.
18. On Sliding Mode Control for Three-phase Voltage Source Converters / W. Yang, A. Zhang, J. Li, J. Wang et al. *Energies* 2017, 10 (10), 1528.
19. Efimov A., Melnikov S., Garganeev A. Simulation of Aircraft Electrical Power Supply System. 2018 IV International Conference on Information Technologies in Engineering Education (Inforino). Proceedings of a meeting held 23–26 October. M., 2018. P. 359–364.
20. Efimov A. Dynamic and Energy Performances of Voltage Active Converter at Its Operation on Elevated Frequencies. 2018 14TH International Scientific – Technical Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE-18). Novosibirsk. 2018. Vol. 1. Part. 6. P. 38–43.
21. Кологрив К. А., Ефимов А. А. Измерение энергетических показателей в трехфазных системах с активными преобразователями // *Завалишинские чтения '19*. СПб.: ГУАП, 2019. С. 124–128.

УДК 62-83:621.314:621.382

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-66-74

А. А. Ефимов*

доктор технических наук, профессор

С. Ю. Мельников*

кандидат технических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

АНАЛИЗ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ АКТИВНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ НАПРЯЖЕНИЯ

Для трехфазного активного преобразователя напряжения в среде MATLAB/Simulink были созданы моделирующие программы, позволяющие анализировать его энергетические и динамические показатели работы при реализации в них различных алгоритмов импульсно-модуляционного управления. Представлены результаты математического моделирования, на основании которых сформулированы выводы по ранжированию исследуемых алгоритмов и систем управления.

Ключевые слова: активные преобразователи напряжения, алгоритмы импульсно-модуляционного управления, математическое моделирование, энергетические и динамические характеристики.

A. A. Efimov*

Dr. Sc. Tech., Professor

S. Y. Melnikov*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ANALYSIS OF ACTIVE VOLTAGE CONVERTER CONTROL SYSTEMS

For a three-phase active voltage converter in the MATLAB/Simulink environment, modeling programs were created that made it possible to analyze its energy and dynamic performances when implementing various pulse-modulation control algorithms in them. The results of mathematical modeling are presented, on the basis of which conclusions are drawn on the ranking of the investigated algorithms and control systems.

Keywords: voltage source converters, pulse-modulation control algorithms, mathematical modeling, energy and dynamic performances.

Современный уровень развития автоматизированного электропривода характеризуется увеличением доли регулируемых электроприводов переменного тока (ЭППТ), в которых преобразователь частоты в большинстве случаев выполняется двухзвенным (ДПЧ) с неуправляемым выпрямителем и автономным инвертором напряжения (АИН) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Однако при таком построении ДПЧ остаются нерешенными вопросы реализации режима рекуперации энергии в питающую сеть, а также вопросы электромагнитной совместимости ЭППТ с сетью. Приходится усложнять силовую схему ДПЧ, дополняя ее ведомым инвертором, либо, отказавшись от возможности рекуперации, реализовать в ЭППТ инверторное торможение. Требования к влиянию различных потребителей на питающую сеть постоянно ужесточаются, вновь вводимые стандарты исключают использование простых выпрямительных схем на входе ПЧ (стандарты IEC 519, МЭК 555, ГОСТ 13109-98). Для реализации в ЭППТ режима рекуперативного торможения

и улучшения электромагнитной совместимости с сетью ДПЧ целесообразно выполнять на базе двух идентичных активных преобразователей (АП), объединенных звеном постоянного тока [1–5]. Несмотря на некоторое усложнение силовой схемы и системы автоматического регулирования (САР) ЭППТ, такое построение ДПЧ позволяет улучшить его энергетическую и электромагнитную совместимость с питающей сетью, а также унифицировать схемные решения. При этом усложнение САР не столь существенно при условии, что вновь разрабатываемые системы ЭППТ, как правило, создаются с системами прямого микропроцессорного управления, в которых сложность реализации алгоритмов управления достигается за счет усложнения только программного обеспечения.

Активные преобразователи, подключенные к питающей сети, называются сетевыми, а подключенные к нагрузке – нагрузочными. При прямой передаче энергии от питающей сети к двигателю сетевой АП работает в режиме активного выпрямителя, а нагрузочный – в режи-

ме автономного инвертора. В режиме рекуперации нагрузочный АП переводится в режим активного выпрямителя, а сетевой – в режим сетевого инвертора. АП могут быть выполнены по схемам активного преобразователя напряжения (АПН) и активного преобразователя тока (АПТ) [1]. В настоящее время как в теоретическом, так и в практическом аспектах наиболее широко представлены работы, в которых анализируются принципы построения, математическое описание и системы управления АПН, а также электромеханических систем на их основе. Это во многом объясняется тем, что элементная база современных силовых полупроводниковых приборов и специализированных сигнальных микроконтроллеров ориентирована именно на этот тип преобразователей. Данный вариант построения ДПЧ наиболее подходит при реализации энергосберегающих систем ЭППТ, так как позволяет обеспечить двухсторонний обмен энергией с питающей сетью, практически синусоидальный ток, потребляемый из сети (за счет реализации в схеме АПН алгоритмов импульсно-модуляционного управления), и позволяет регулировать в широких пределах коэффициент мощности по входу ДПЧ. Процессы перевода АПН из выпрямительного режима в инверторный и обратно наиболее просты и отработаны на практике. В настоящее время схемы АПН более исследованы и даже внедрены в практику про-

мышленного применения [6, 7]. В АПН реализуется, как правило, один из возможных алгоритмов импульсно-модуляционного управления (синусоидальная или векторная ШИМ (СШИМ или ВШИМ), разрывное управление, прогнозирующее релейно-векторное и т. д.) [1–3, 8–15]. Однако работ, в которых было бы проведено сравнение наиболее широко применяемых при разработке систем управления АПН алгоритмов импульсно-модуляционного управления, явно не достаточно.

Цель данной работы заключается в решении выше обозначенной задачи. В работе будут представлены результаты моделирования и расчета энергетических характеристик АПН, работающего в режиме АВН, номинальная выходная мощность которого равняется $P_d = 14$ кВт. Будут проанализированы алгоритмы СШИМ и ВШИМ в векторной САР, алгоритм релейного токового управления и ПИ-регулирования выходного напряжения АВН, а также алгоритм прогнозирующего релейно-векторного (ПРВ) управления с соответствующей САР. Кроме того, будут представлены динамические показатели АВН с номинальными параметрами при подключении его к питающей сети, при увеличении и уменьшении задания на величину выпрямленного напряжения, при уменьшении и увеличении вдвое сопротивления нагрузки, при переводе АПН из режи-

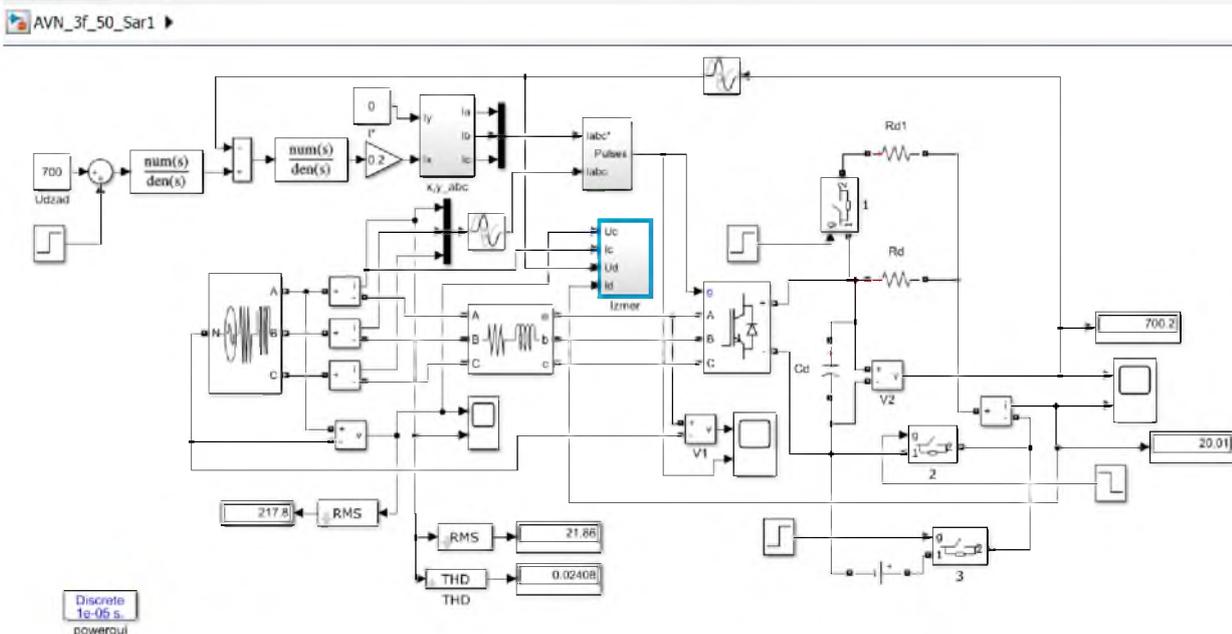


Рис. 1. Имитационная модель АПН с алгоритмом релейного токового управления сетевыми токами и входным коэффициентом мощности, а также ПИ-регулированием выпрямленным напряжением в РСАР

ма АВН в режим СИН при всех анализируемых алгоритмах управления.

Имитационная модель в среде MATLAB/Simulink АПН с САР, в которой реализован алгоритм релейного токового управления сетевыми токами и входным коэффициентом мощности и ПИ-регулирование выпрямленного напряжения, представлена на рис. 1 [2, 3, 8]. В дальнейшем эту САР называем релейной (РСАР).

Трехфазный источник питающего напряжения имел следующие параметры: номинальное линейное напряжение $U_{лс}=381$ В, частота – 50 Гц, активное сопротивление фазы – 0,1 Ом, индуктивность фазная – 10 мкГн. Трехфазный сетевой дроссель: активное сопротивление – 0,1 Ом, индуктивность – 0,005 Гн. Модули IGBT АПН: $R_{on}=0,025$ Ом у транзисторов и диодов, прямые напряжения транзисторов $U_f=1,0$ В, диодов – $U_{fd}=0,7$ В. Активное сопротивление в цепи выпрямленного напряжения $R_d=35$ Ом, емкость $C_d=1000$ мкФ. Пропорциональный коэффициент ПИ-регулятора выпрямленного на-

пряжения $K_{п}=0,2$, интегральный коэффициент $K_{и}=25$. В цепи задания величины выпрямленного напряжения был установлен фильтр первого порядка с постоянной времени 8 мс.

Оциллограммы процессов во входной и в выходной цепях АПН (режим АВН) при номинальном сопротивлении нагрузки в РСАР представлены на рис. 2, 3.

Имитационная модель АПН с векторной САР и алгоритмом синусоидальной ШИМ в среде MATLAB/Simulink представлена на рис. 4 [1, 10, 13]. В дальнейшем эту САР будем называть (ВСАР_СШИМ). Пропорциональный коэффициент ПИ-регулятора выпрямленного напряжения в ней $K_{п}=0,666$, интегральный коэффициент $K_{и}=95,24$.

Параметры источника питания, силовой цепи АПН, нагрузки, а также ПИ-регулятора выпрямленного напряжения с входным фильтром остаются неизменными.

Оциллограммы процессов во входной и в выходной цепях АПН (режим АВН) при номиналь-

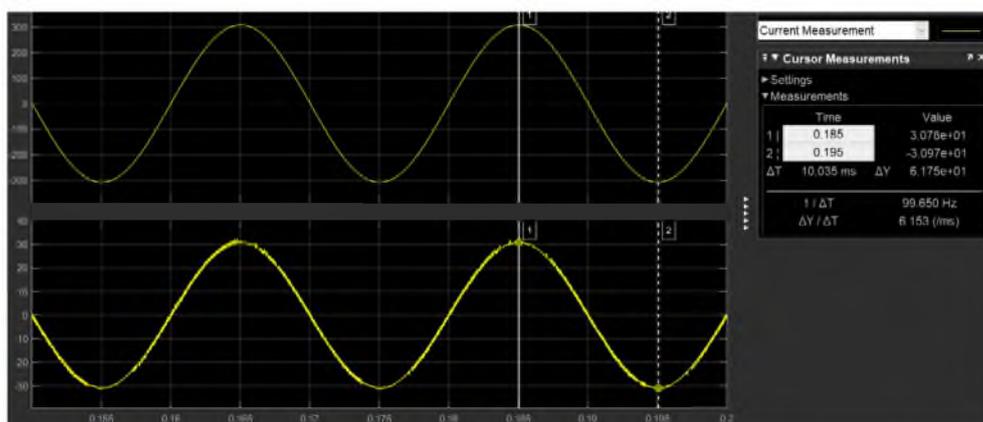


Рис. 2. Фазное напряжение питания и сетевой ток АВН в номинальном режиме работы (РСАР)

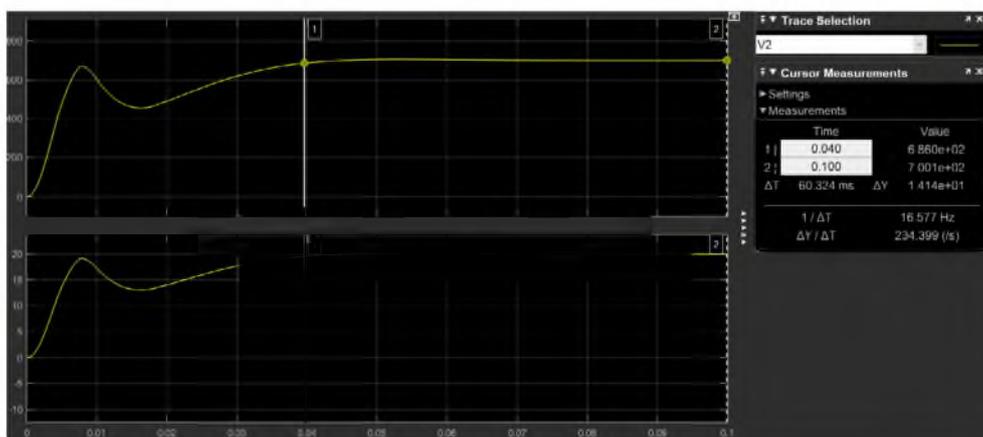


Рис. 3. Выпрямленное напряжение и ток АВН в процессе подключения к питающей сети и номинальным сопротивлением нагрузки (РСАР)

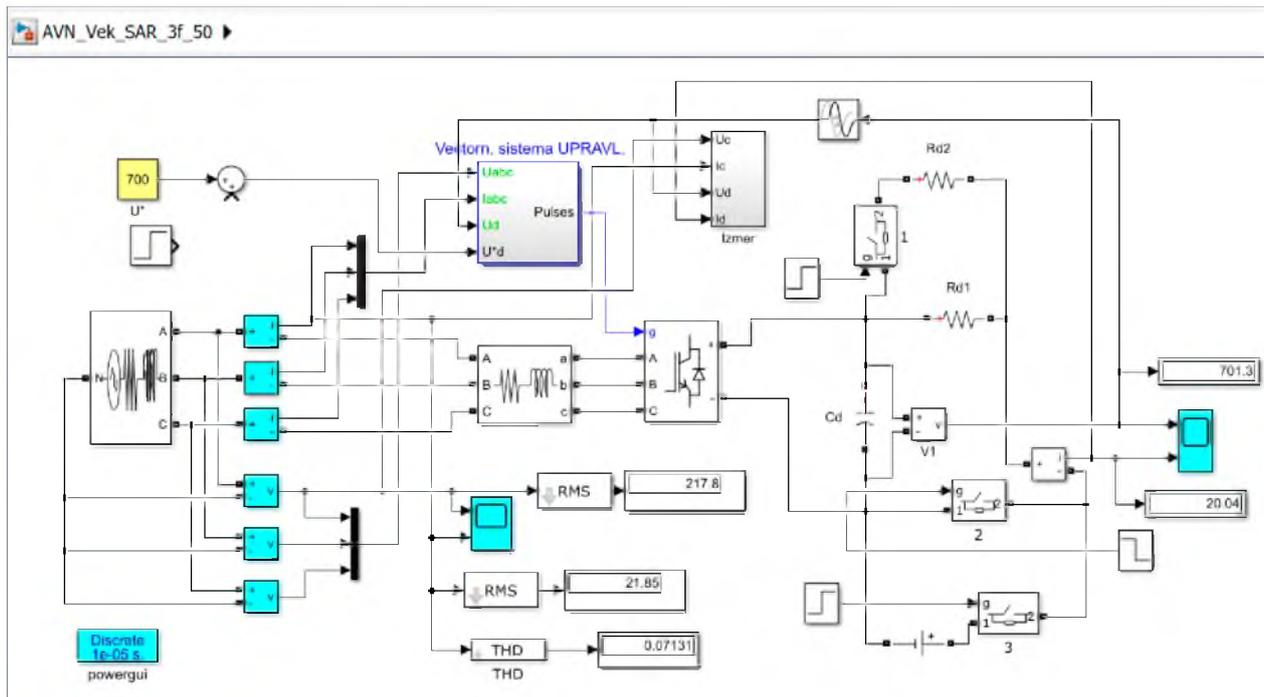


Рис. 4. Имитационная модель АПН с векторной САР и алгоритмом синусоидальной ШИМ

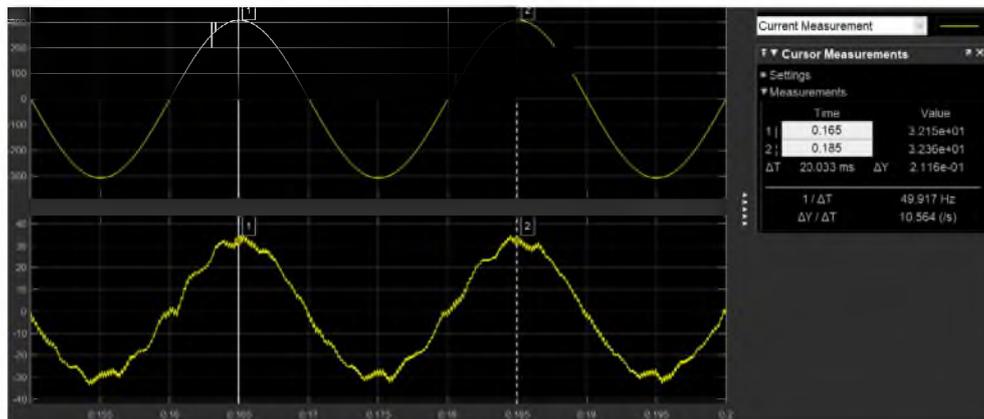


Рис. 5. Фазное напряжение питания и сетевой ток АВН в номинальном режиме работы (ВСАР_СШИМ)

ном сопротивлении нагрузки в ВСАР_СШИМ представлены на рис. 5, 6.

В этой САР некомпенсируемая постоянная времени $T_{\mu}=0,5$ мс. Передаточные функции токов по осям x и y синхронно-вращающейся координатной системы, связанной с результирующим вектором питающего напряжения, имеют пропорциональный коэффициент $K_{\mu}=5$ и интегральный коэффициент $K_{\text{и}}=100$.

Процессы в АПН с векторной САР и векторной ШИМ (ВСАР_ВШИМ), а также с векторной системой ПРВ управления (ПРВ_САР) были исследованы с помощью имитационной модели, представленной в работах [1, 4, 5, 14]. Ре-

зультаты моделирования переходных процессов в цепи питания и выпрямленного напряжения АВН при номинальном сопротивлении нагрузки в ВСАР_ВШИМ представлены на рис. 7.

Эта модель была доработана в 2012 году в рамках выполнения НИР с ЦНИИ СЭТ (г. Санкт-Петербург) и показала отличное совпадение результатов, полученных при реализации в ней выше указанных алгоритмов работы, с результатами экспериментальных испытаний созданного опытного образца АВН мощностью 110 кВт.

Процессы в АВН при его подключении к питающей сети при той же средней частоте коммутации силовых ключей $f=5$ кГц в ПРВ_САР при

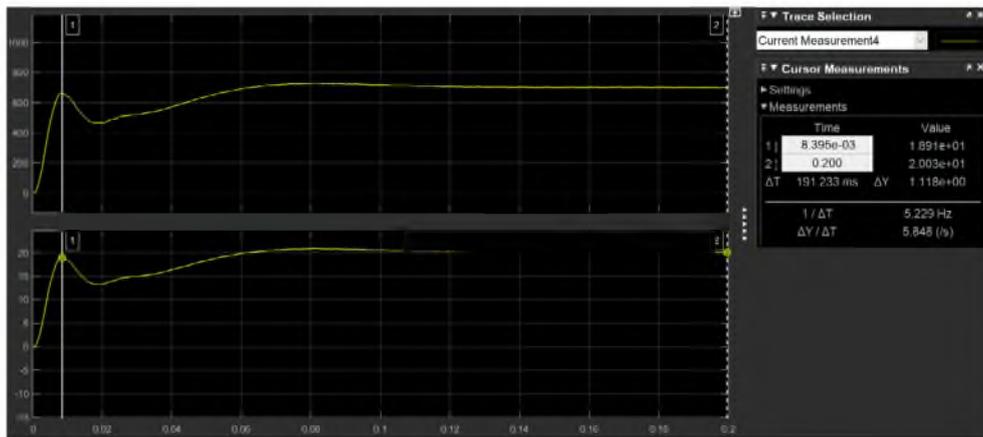


Рис. 6. Выпрямленные напряжение и ток АВН в процессе подключения к питающей сети и номинальным сопротивлением нагрузки (ВСАР_СШИМ)

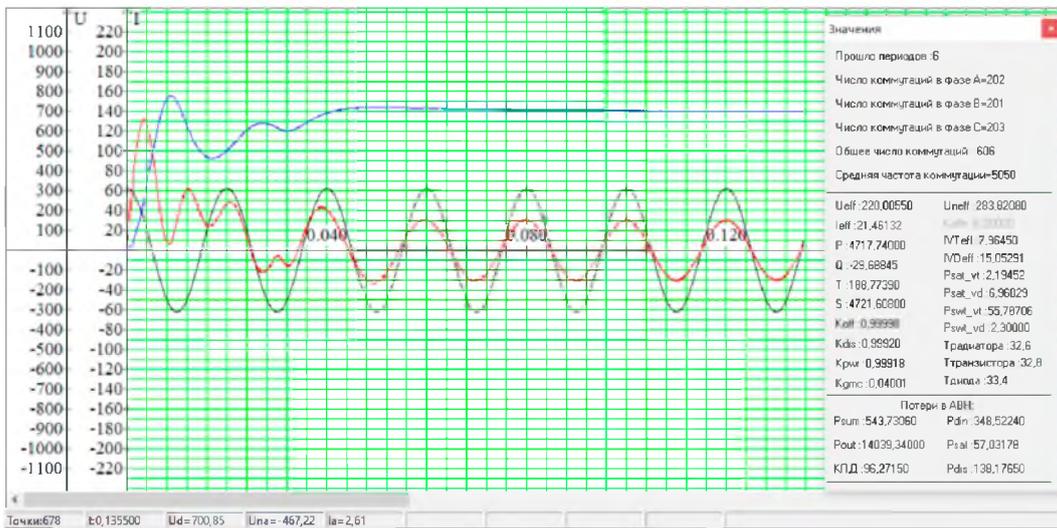


Рис. 7. Процессы во входной и выходной цепях АВН с ВСАР_ВШИМ ($R_d=35 \text{ Ом}$)



Рис. 8. Процессы во входной и выходной цепях АВН с ПРВ_САР ($R_d=35 \text{ Ом}$)

Таблица 1

Энергетические показатели работы АВН в РСАР

R_d , Ом	U_c , В	I_c , А	K_{gi} , %	U_d , В	I_d , А	P_d , кВт	P_c , кВт	$K_{мощ}$ о. е.	η_{ABH} , %
200	219,6	3,882	14,49	699,9	3,499	2,449	2,531	0,9896	96,77
70	218,9	10,89	4,918	700,0	10,0	7,000	7,143	0,9988	98,0
35	217,8	21,86	2,41	700,2	20,01	14,007	14,277	0,9997	98,1
17,5	215,5	44,7	1,161	699,9	39,99	27,986	28,898	0,9999	96,85
5	201,5	186,5	4,76	733,6...657,9	146,7...131,6	96,81 – ср. знач.	112,739- ср. знач.	0,9989	85,87 – ср. знач.

номинальном сопротивлении нагрузки представлены на рис. 8.

Энергетические показатели работы АПН (в режиме АВН), работающего в РСАР при изменении сопротивления в цепи выпрямленного напряжения в пределах от 200 до 5 Ом, представлены в табл. 1.

Аналогичные показатели АВН в других САР представлены в табл. 2–4.

Предельный нагрузочный режим ($R_d=5$ Ом) вряд ли предназначен для практического использования. Во-первых, из-за чрезвычайно большой мощности, на которую не целесообразно рассчитывать реальные преобразователи. Во-вторых, в этом режиме в выходной цепи появляются гармоники частотой 300 Гц в кривых выпрямленных напряжений и токов. Максимальные значения этих переменных приведены в та-

Таблица 2

Энергетические показатели работы АВН в ВСАР_СШИМ

R_d , Ом	U_c , В	I_c , А	K_{gi} , %	U_d , В	I_d , А	P_d , кВт	P_c , кВт	$K_{мощ}$ о. е.	η_{ABH} , %
200	219,6	3,880	50,51	700,6	3,498	2,447	2,689	0,890	91,0
70	218,9	10,82	12,72	700,9	10,01	7,017	7,050	0,9858	99,53
35	217,8	21,85	7,131	701,4	20,04	14,05	14,240	0,9974	98,66
17,5	215,5	45,01	3,767	703,3	40,18	28,254	29,074	0,9993	97,18
5	201,3	188,8	5,248	734,0...646,0	146,8...129,2	95,22 – ср. знач.	114,016	0,9856	83,52 – ср. знач.

Таблица 3

Энергетические показатели работы АВН в ВСАР_ВШИМ

R_d , Ом	U_c , В	I_c , А	K_{gi} , %	U_d , В	I_d , А	P_d , кВт	P_c , кВт	$K_{мощ}$ о. е.	η_{ABH} , %
200	220,0	4,16	15,53	700,6	3,503	2,455	2,744	0,9771	89,47
70	220,0	11,17	5,36	700,35	10,005	7,007	7,372	0,9972	95,00
35	220,0	21,46	4,00	700,85	20,024	14,039	14,584	0,9992	96,27
17,5	220,0	40,0	0,328	700,0	40,0	28,00	29,14	0,9998	96,10
5	220,0	170,3	11,65	700,85	140,17	97,806	107,835	0,9671	90,70

Таблица 4

Энергетические показатели работы АВН в ПРВ_САР

R_d , Ом	U_c , В	I_c , А	K_{gi} , %	U_d , В	I_d , А	P_d , кВт	P_c , кВт	$K_{мощ}$ о. е.	η_{ABH} , %
200	220,0	4,167	15,22	699,91	3,499	2,449	2,750	0,9806	89,06
70	220,0	11,17	5,914	699,81	9,997	6,996	7,373	0,9980	94,89
35	220,0	22,05	3,37	700,0	20,0	14,0	14,533	0,9994	96,20
17,5	220,0	44,17	1,578	700,35	40,2	28,003	29,12	0,9999	96,20
5	220,0	165,48	3,61	740,0...650,0	148,0...130,0	96,605 – ср. знач.	109,214	0,9966	88,46 – ср. знач.

блицах. В ВСАР_ВШИМ эти гармоники отсутствуют, так как расчет в ней выполняется по средним значениям.

Динамические показатели АВН с номинальными параметрами в режимах подключения его к питающей сети, увеличения и уменьшения задания на величину выпрямленного напряжения, уменьшения и увеличения вдвое сопротивления нагрузки, а также при переводе АПН из режима АВН в режим СИН при всех анализируемых алгоритмах управления в различных САР представлены в табл. 5 и 6. В них приведены значения перерегулирования и длительности переходных процессов сетевых токов и выпрямленных напряжений АВН, полученные при обработке осциллограмм моделирования. В табл. 5 приведены динамические показатели сетевого тока, в табл. 6 – выпрямленного напряжения. В режимах подключения АВН к питающей сети указаны максимальные значения пуско-

вых сетевых токов и длительности их переходных процессов, а в выходной цепи – перерегулирование и длительность переходных процессов в графиках выпрямленного напряжения. Длительности переходных процессов определялись по моменту достижения пятипроцентного отклонения измеряемых величин от установившихся значений. Увеличение напряжения задания осуществлялось на 100 В, уменьшение – на 78 В для сохранения возможности работы АВН в линейном режиме.

На рис. 9, 10 представлены процессы во входной и выходной цепях АПН при переводе его из режима АВН в режим СИН при номинальном значении сопротивления нагрузки в РСАР.

Для этого в момент времени $t=0,1$ с в выходную цепь АПН подключается источник ЭДС величиной 1000 В. Ток в выходной цепи АПН изменяет направление и благодаря двухсторонней токовой проводимости силовых ключей АПН

Таблица 5

Динамические показатели работы АПН

САР	Динамические показатели по сетевому току АПН			
	РСАР	ВСАР_СПИМ	ВСАР_ВШИМ	ПРВ_САР
РЕЖИМ				
Пуск АВН	$I_{cm} = 116$ мА $T_n = 50$ мс	$I_{cm} = 111$ мА $T_n = 65$ мс	$I_{cm} = 136$ мА $T_n = 30$ мс	$I_{cm} = 138$ мА $T_n = 35$ мс
Увеличение U^*_d	$\sigma_{Ic} = 10$ % $T_n = 20$ мс	$\sigma_{Ic} = 6,8$ % $T_n = 35$ мс	$\sigma_{Ic} = 20$ % $T_n = 20$ мс	$\sigma_{Ic} = 20$ % $T_n = 15$ мс
Уменьшение U^*_d	$\sigma_{Ic} = 0$ % $T_n = 20$ мс	$\sigma_{Ic} = 0$ % $T_n = 30$ мс	$\sigma_{Ic} = 0$ % $T_n = 10$ мс	$\sigma_{Ic} = 0$ % $T_n = 20$ мс
Увеличение R_d	$\sigma_{Ic} = -16$ % $T_n = 40$ мс	$\sigma_{Ic} = -18$ % $T_n = 35$ мс	$\sigma_{Ic} = -18$ % $T_n = 19,5$ мс	$\sigma_{Ic} = -20$ % $T_n = 24$ мс
Уменьшение R_d	$\sigma_{Ic} = 0$ % $T_n = 15$ мс	$\sigma_{Ic} = 0$ % $T_n = 30$ мс	$\sigma_{Ic} = 0$ % $T_n = 10$ мс	$\sigma_{Ic} = 0$ % $T_n = 6$ мс
АВН-СИН	$\sigma_{Ic} = 65,8$ % $T_n = 40$ мс	$\sigma_{Ic} = 85$ % $T_n = 50$ мс	$\sigma_{Ic} = 117$ % $T_n = 30$ мс	$\sigma_{Ic} = 125$ % $T_n = 30$ мс

Таблица 6

Динамические показатели работы АПН

САР	Динамические показатели по выпрямленному напряжению АПН			
	РСАР	ВСАР_СПИМ	ВСАР_ВШИМ	ПРВ_САР
РЕЖИМ				
Пуск АВН	$\sigma_{Ud} = 0$ % $T_n = 35$ мс	$\sigma_{Ud} = 4,2$ % $T_n = 54$ мс	$\sigma_{Ud} = 14,3$ % $T_n = 38$ мс	$\sigma_{Ud} = 0$ % $T_n = 30$ мс
Увеличение U^*_d	$\sigma_{Ud} = 0$ % $T_n = 14$ мс	$\sigma_{Ud} = 1,3$ % $T_n = 18$ мс	$\sigma_{Ud} = 0$ % $T_n = 12$ мс	$\sigma_{Ud} = 0$ % $T_n = 12$ мс
Уменьшение U^*_d	$\sigma_{Ud} = 0$ % $T_n = 14$ мс	$\sigma_{Ud} = 0$ % $T_n = 14$ мс	$\sigma_{Ud} = 0$ % $T_n = 16$ мс	$\sigma_{Ud} = 0$ % $T_n = 14$ мс
Увеличение R_d	$\sigma_{Id} = 5,6$ % $T_n = 13$ мс	$\sigma_{Ud} = 10,5$ % $T_n = 35$ мс	$\sigma_{Ud} = 9,2$ % $T_n = 10$ мс	$\sigma_{Ud} = 5,0$ % $T_n = 0$ мс
Уменьшение R_d	$\sigma_{Ud} = -9,4$ % $T_n = 9$ мс	$\sigma_{Ud} = -14,1$ % $T_n = 35$ мс	$\sigma_{Ud} = -7,2$ % $T_n = 8,2$ мс	$\sigma_{Ud} = -7,2$ % $T_n = 13$ мс
АВН-СИН	$\sigma_{Id} = 15,7$ % $T_n = 23$ мс	$\sigma_{Id} = 29$ % $T_n = 70$ мс	$\sigma_{Id} = 13$ % $T_n = 13$ мс	$\sigma_{Id} = 13$ % $T_n = 17$ мс

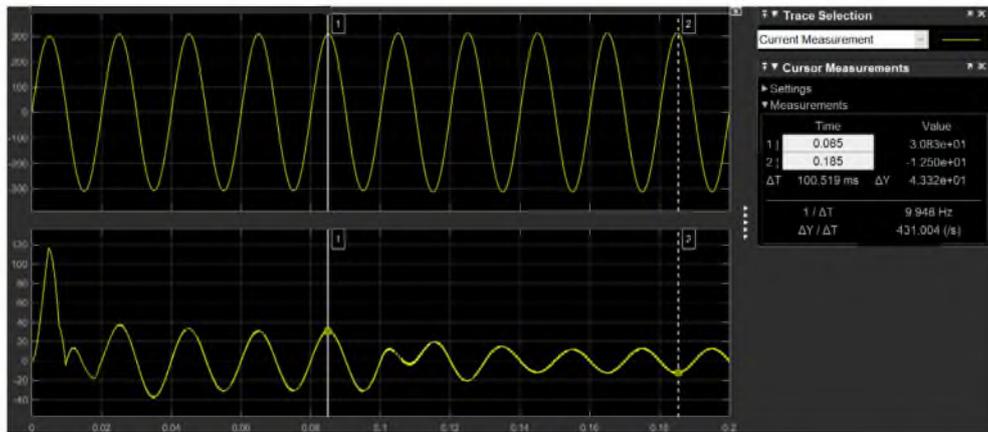


Рис. 9. Фазные сетевые напряжение и ток при переводе АПН из режима АВН в режим СИН в РСАР при номинальном сопротивлении нагрузки

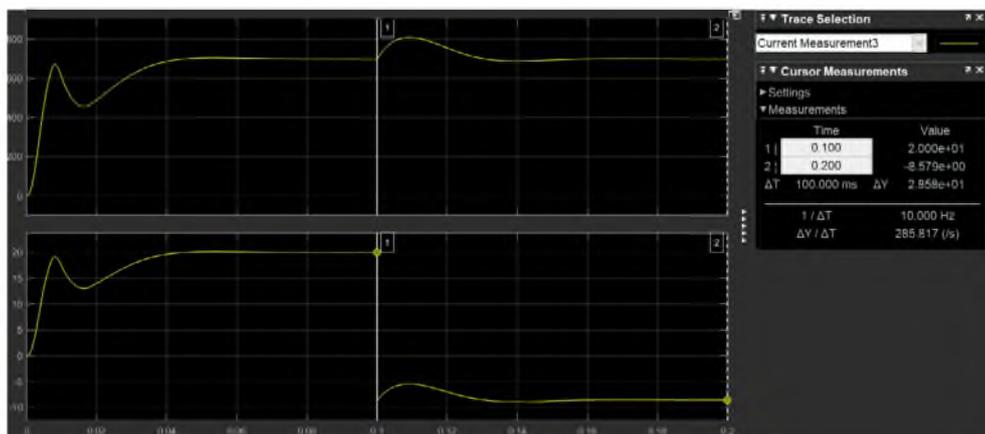


Рис. 10. Выпрямленные напряжение и ток при переводе АПН из режима АВН в режим СИН в РСАР при номинальном сопротивлении нагрузки

без изменения в работе САР переходит в режим СИН. После окончания переходного процесса питающее напряжение и сетевой ток находятся в противофазе, что свидетельствует о передаче энергии из выходной цепи в питающую сеть. В режимах АВН и СИН поддерживался нулевой фазовый сдвиг между сетевыми фазными напряжениями и токами.

Выводы

1. Все рассмотренные в статье САР АПН обеспечивают существенное улучшение их динамических и энергетических показателей работы по сравнению с традиционными системами импульсно-фазового управления тиристорными преобразовательными устройствами.

2. Наиболее высокими значениями КПД в рабочем диапазоне изменения сопротивлений

нагрузки в цепи выпрямленного напряжения ($R_d = 17,5...70$ Ом) обладает векторная САР с синусоидальной ШИМ. Затем в порядке убывания этого показателя следуют релейная САР и векторная САР с векторной ШИМ. Замыкает этот список САР с ПРВ управлением.

3. Наиболее высокими значениями коэффициента гармоник сетевого тока обладает релейная САР. Затем в порядке убывания этого показателя следуют САР с ПРВ управлением и векторная САР с векторной ШИМ. Замыкает этот список векторная САР с синусоидальной ШИМ.

4. Наиболее высокими значениями коэффициента мощности по входной цепи АПН обладает релейная САР. Затем в порядке убывания этого показателя следуют САР с ПРВ управлением и векторная САР с векторной ШИМ. Замыкает этот список векторная САР с синусоидальной ШИМ.

5. По динамическим показателям входной и выходной цепей АПН, обобщив все показатели динамических режимов, можно расставить анализируемые САР в следующем порядке: САР с ПРВ управлением, векторная САР с векторной ШИМ, релейная САР и векторная САР с синусоидальной ШИМ.

6. Принимая во внимание все энергетические и динамические показатели, и учитывая, кроме того, сложность практической реализации рассмотренных алгоритмов и систем управления, ранжированный список САР получился следующим: РСАР, ПРВ_САР, ВСАР_ВШИМ, ВСАР_СШИМ.

Библиографический список

1. *Ефимов А. А., Шрейнер Р. Т.* Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока. Новоуральск: НГТИ, 2001. 250 с.
2. *Ефимов А. А.* Динамические и энергетические показатели активного преобразователя напряжения при его работе на повышенных частотах // Тр. XIV Междунар. научно-техн. конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения» (АПЭП-18). Новосибирск: НГТУ. (2–6 октября 2018 г.). Т. 7. С. 44–49.
3. *Ефимов А. А.* Управление активными преобразователями в составе электромеханических систем // Известия ГУАП. Аэрокосмическое приборостроение: науч. журнал. Вып. 2. СПб.: ГУАП, 2012. С. 58–67.
4. *Ефимов А. А., Базарнов А. А., Глухов В. А.* Энергетические и динамические показатели работы опытного образца активного выпрямителя напряжения // Завалишинские чтения'13. СПб.: ГУАП, 2013. С. 57–61.
5. Алгоритмы и системы управления активным выпрямителем напряжения / А. А. Ефимов, А. А. Базарнов, В. А. Глухов и др. // Известия ГУАП. Аэрокосмическое приборостроение: науч. журнал. Вып. 3. СПб.: ГУАП, 2013. С. 20–31.
6. Промышленные приводы АББ. URL: www.abb.com/drives (дата обращения: 16.11.19).
7. Рекуперативные блоки серии ЭПВ-Р. Техническое описание и инструкция по эксплуатации. Редакция 3-07. 2007. URL: www.vectorgroup.ru (дата обращения: 16.11.19).
8. *Герман-Галкин С. Г.* Виртуальные лаборатории полупроводниковых систем в среде Matlab-Simulink: учебник. СПб.: Лань, 2013. 448 с.
9. *Герман-Галкин С. Г., Гаеврилов Г. С.* Исследование активного полупроводникового преобразователя в среде MATLAB/Simulink // Электротехника. 2011. № 4. С. 51–56.
10. *Герман-Галкин С. Г., Звежевич З. Ч., Поляков Н. А.* Аналитическое и модельное исследование активного полупроводникового преобразователя в системах электропривода // Научно-технический вестник СПбГУ информационных технологий, механики и оптики. СПб.: ИТМО. 2014. № 3 (91). С. 131–139.
11. *Choi D.* Dynamic Performance Improvement of AC/DC Converter Using Model Predictive Direct Power Control With Finite Control Set // IEEE Trans. Ind. Electron. 2015. Vol. 62. N 2. P. 757–767.
12. *Sylvain L.* Voltage Oriented Control of Three Phase Boost PWM Converters / Department of Energy and Environment Division of Electric Power Engineering CHALMERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY Goteborg, Sweden. 2010. 114 p.
13. *Борисов П. А., Седнев А. К.* Математическое моделирование электропривода постоянного тока с активным выпрямителем // Научно-технический вестник СПбГУ информационных технологий, механики и оптики. СПб.: ИТМО. 2009. № 3 (61). С. 35–41.
14. *Шрейнер Р. Т., Ефимов А. А., Зиновьев Г. С.* Прогнозирующее релейно-векторное управление активным выпрямителем напряжения // Электротехника. 2001. № 12. С. 47–52.
15. *Kennel R., Linder A., Link M.* Generalized Predictive Control (GPC) Relay for Use in Drive Application // 32nd IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), Vancouver, Canada, June 17–22, 2001.

УДК 62-83:621.314:621.382

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-75-83

А. А. Ефимов*

доктор технических наук, профессор

С. Ю. Мельников*

кандидат технических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА С АКТИВНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

Для электропривода постоянного тока с трехфазными активными преобразователями тока и напряжения в среде MATLAB/Simulink были созданы моделирующие программы, позволяющие анализировать их энергетические показатели работы. Представлены результаты математического моделирования, на основании которых сформулированы практические рекомендации по их использованию с учетом выявленных достоинств и недостатков.

Ключевые слова: электроприводы постоянного тока, активные преобразователи тока и напряжения, математическое моделирование, энергетические характеристики.

A. A. Efimov*

Dr. Sc. Tech., Professor

S. Y. Melnikov*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ENERGY PERFORMANCES OF ELECTRIC DRIVES WITH ACTIVE CONVERTERS

For the direct current electric drive with three-phase current and voltage source converters in the environment of MATLAB/Simulink, modeling programs were created, allowing to analyze their energy performances. The results of mathematical modeling are presented, on the basis of which practical recommendations for their use are formulated, taking into account the identified strengths and weaknesses.

Keywords: direct current electric drives, current and voltage source converters, mathematical modeling, energy performances.

В настоящее время наиболее актуальным направлением совершенствования систем электропривода с устройствами силовой электроники в их составе является обеспечение электромагнитной и энергетической совместимостей полупроводниковых преобразователей параметров электрической энергии с питающими электросетями. Достижимые эксплуатационные показатели работы электроприводов определяются в значительной мере используемыми в их составе устройствами силовой электроники. В связи с возрастанием требований к качеству электрической энергии, потребляемой из сети, стали широко применяться различные схемы активных преобразователей (АП). Вопросам исследования режимов работы АП, изучения их свойств и возможностей, построения замкнутых систем автоматического регулирования (САР), а также применения этих преобразователей в различных электромеханических системах как у нас в стране, так и за рубежом, уделялось и уделяется значительное внимание. В настоящее время наиболее широко представлены работы, в которых анализируются принци-

пы построения, математическое описание и системы управления активных преобразователей напряжения (АПН), а также систем электропривода на их основе. Это во многом объясняется тем, что элементная база современных силовых полупроводниковых приборов и специализированных сигнальных микроконтроллеров ориентирована именно на этот тип преобразователей. Однако эти преобразователи имеют и ряд недостатков, такие как пониженная надежность, обусловленная более тяжелыми аварийными режимами в случае выхода силовых ключей из строя и наличием в преобразователе электролитического конденсатора. Именно наличие электролитического конденсатора в звене постоянного тока, имеющего ограничение по допустимой отрицательной температуре, характеризующегося высокими скоростями нарастания напряжения на нем, а также высоким уровнем электромагнитных помех, существенно ограничивает практическое применение этих преобразователей.

Вопросы построения и применения активных преобразователей тока (АПТ), работающих

в режиме источника тока: активных выпрямителей тока – (АВТ) и сетевых инверторов тока – (СИТ), изучения их свойств, математического моделирования режимов работы и синтеза систем управления разработаны в меньшей степени [1–9]. И только в последние годы внимание к этим преобразователям существенно возросло [10–16].

По сравнению с АПН АПТ обладают существенными преимуществами, такими как простота топологии, компактные размеры, возможность регулирования выпрямленного напряжения в меньшую по сравнению с неуправляемым выпрямителем сторону при сохранении возможности регулирования входного коэффициента мощности и превосходную защиту от токов короткого замыкания. АПТ более надежны, так как в звене постоянного тока у них находится достаточно надежный дроссель. Существенным преимуществом токовых преобразователей, работающих в инверторном режиме, является возможность увеличения выходного напряжения относительно входного, что не позволяют сделать ни инверторы напряжения, ни матричные преобразователи без дополнительного силового оборудования. Преобразователи частоты на базе АПТ имеют более простую схему силовых цепей и обеспечивают возможность формирования практически синусоидального выходного напряжения с минимальными гармоническими искажениями.

В настоящее время в различных отраслях промышленности широко используются морально устаревшие электроприводы постоянного тока с тиристорными выпрямителями, управление которыми обеспечивается системами импульсно-фазового управления (СИФУ). Эти электроприводы обладают хорошими динамическими и статическими характеристиками, но имеют, как правило, низкие энергетические показатели работы, обусловленные использованием тиристорных СИФУ. При модернизации этих электроприводов с целью повышения их энергетических показателей работы наиболее целесообразно, оставляя при необходимости неизменными двигатели постоянного тока (ДПТ), заменять тиристорные выпрямители с СИФУ на активные преобразователи с системами импульсно-модуляционного управления.

Вопросам реализации импульсно-модуляционных алгоритмов управления АП и создания их САР посвящено достаточно много публикаций. Значительное число работ посвящено вопросам их математического моделирования [10, 14–16]. Однако работ, в которых было бы проведено сравнение систем электропривода с АПН

и с АПТ по достижимым в них энергетическим характеристикам, явно недостаточно.

Цель работы заключается в сравнении энергетических показателей работы электроприводов постоянного тока с активным преобразователем тока и напряжения по результатам математического моделирования этих систем в среде MATLAB/Simulink. Кроме того, определяется достижимый диапазон изменения питающих напряжений ДПТ при естественной жесткости его механических характеристик.

Задача исследования динамических характеристик не ставилась, так как их целесообразно анализировать в реальных САР электроприводов постоянного тока, содержащих контуры регулирования тока и скорости. При этом динамические показатели работы электроприводов будут определяться структурой САР и параметрами регуляторов, которые для электроприводов с различными типами АП будут заведомо отличаться. Поставленная задача не требует наличия контура регулирования скорости, а в электроприводах необходим только контур стабилизации напряжений питания ДПТ.

Компьютерная математическая модель трехфазного мостового АПТ, используемая в модели электропривода постоянного тока, опубликована в работах [3–6], а компьютерная математическая модель трехфазного мостового трехфазного АПН опубликована в работах [7, 17].

ДПТ, используемый в обеих системах электропривода, имел следующие параметры: $P_{\text{ном}} = 15$ кВт, $U_{\text{ном}} = 240$ В, $n_{\text{ном}} = 1750$ об./мин., $U_f = 300$ В, $R_a = 0,4114$ Ом, $L_a = 0,004895$ Гн, $R_f = 105,9$ Ом, $L_f = 27,65$ Гн, $L_{a_f} = 0,4038$ Гн, $J = 0,08321$ кгм².

Разработанные имитационные модели систем АПН – ДПТ и АПТ – ДПТ приведены на рис. 1 и 2 соответственно. В системе электропривода с АПТ реализовано единое разрывное управление в скользящем режиме выпрямленным и сетевыми токами и входным коэффициентом мощности, а также ПИ-регулирование выпрямленного напряжения, регулятор которого настроен на симметричный оптимум. В системе электропривода с АПН реализовано релейное токовое управление сетевыми токами и входным коэффициентом мощности, так называемый токовый коридор, а также ПИ-регулирование выпрямленного напряжения, регулятор которого также настроен на симметричный оптимум.

Так как цель данной работы заключалась в исследовании и сравнении энергетических показателей работы систем АПН – ДПТ и АПТ – ДПТ, моделировались данные силовые схемы с замкнутыми системами стабилизации питаю-

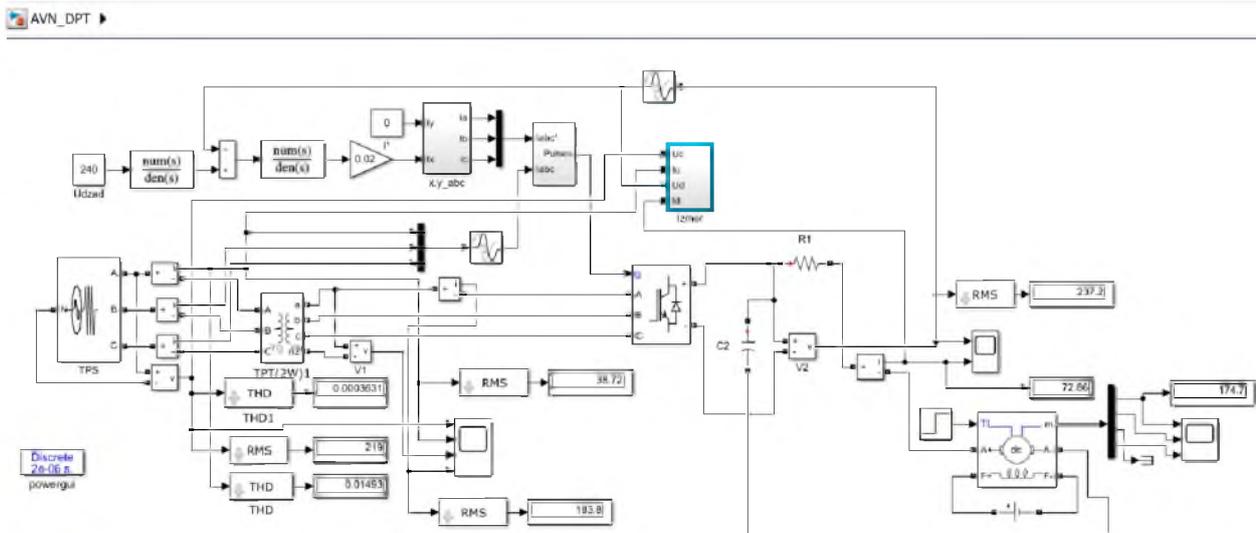


Рис. 1. Имитационная модель системы АПН – ДПТ

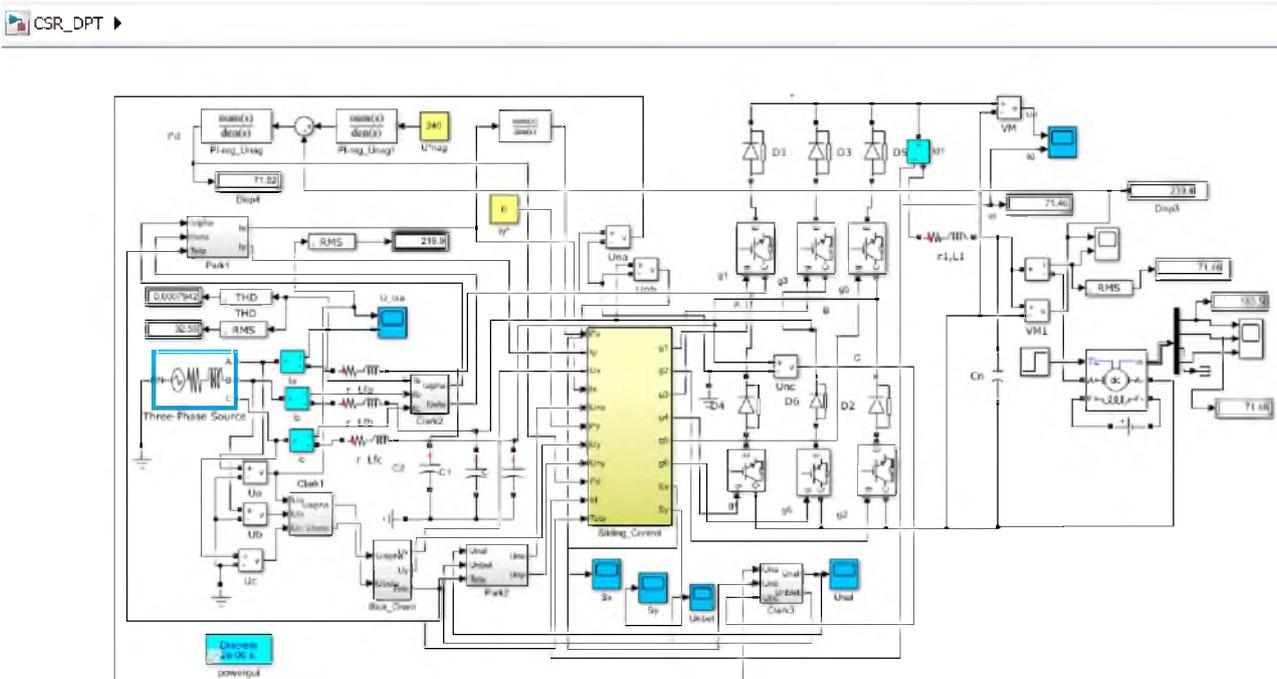


Рис. 2. Имитационная модель системы АПТ – ДПТ

щих напряжений ДПТ. Эти системы стабилизации питающих напряжений обеспечивали работу ДПТ при изменении их частот вращения от номинальной до минимально возможной, без систем автоматического регулирования скорости, то есть при естественной жесткости механических характеристик ДПТ.

Питающая сеть в обеих системах электропривода трехфазная, напряжение 380/220 В, частота 50 Гц. В модели АПН активное сопротивление сети 0,1 Ом, индуктивность сети – нулевая.

В этой модели роль сетевого фильтра выполняет трехфазный трансформатор, параметры которого в дальнейшем будут более подробно представлены. Транзисторы и диоды как АПН, так и АПТ имели следующие параметры. IGBT – $R_{on}=0,1$ Ом, $U_f=1,0$ В, диоды – $R_{on}=0,1$ Ом, $U_{fd}=0,8$ В. В цепи выпрямленного напряжения АПН активное сопротивление $R_d=0,1$ Ом, емкость $C_d=750$ мкФ.

В модели АПТ активное сопротивление сети было равно 0,01 Ом, индуктивность сети 10 мкГн. Параметры сетевого фильтра: актив-

ное сопротивление $r_f = 0,057$ Ом, индуктивность $l_f = 3$ мГн, емкость $C_f = 14,1$ мкФ (звезда). Индуктивность в цепи выпрямленного тока $L_d = 37$ мГн, активное сопротивление $R_d = 0,32$ Ом, емкость $C_d = 500$ мкФ.

Особо следует отметить роль и параметры трехфазного трансформатора в системе АПН – ДПТ. Поскольку АПН является повышающим преобразователем, для обеспечения возможности регулирования его выходного напряжения в сторону уменьшения от номинального значения питания якорной цепи ДПТ (240 В) в силовой схеме должен обязательно использоваться трехфазный трансформатор, заменяющий необходимый для работы АПН сетевой дроссель. При этом необходимо определить, в каких пределах возможно регулирование выходного напряжения АПН при оптимально выбранном и неизменном его коэффициенте трансформации. В некоторых публикациях [18–20] для использования активных преобразователей напряжения в электроприводах с низковольтными ДПТ, используют усложнение как силовой схемы преобразователя, так и общей САР за счет включения на входе ДПТ широтно-импульсного преобразователя (ШИП) со своей системой управления. В этих схемах АВН с понижающим трехфазным трансформатором обеспечивает стабилизацию входного постоянного напряжения ШИП, который управляет всей работой ДПТ. Оба преобразователя обладают возможностью передачи энергии в прямом и обратном направлении, однако помимо усложнения системы это решение приводит к снижению энергетических показателей электропривода, которые в этих работах не приводятся.

Параметры трехфазного трансформатора были рассчитаны по методике, представленной в [21]. На основании переменных во входных цепях активного преобразователя напряжения, полученных при моделировании, исходные данные для расчета трансформатора были приняты следующими (табл. 1).

Параметры трансформатора, рассчитанные для двух значений его вторичного напряжения, приведены в табл. 2.

На разработанных имитационных моделях систем электропривода было проведено моделирование режимов пуска ДПТ от соответствующих активных преобразователей в замкнутых по выпрямленному напряжению системах стабилизации при различных значениях задающих напряжений, изменяющихся в пределах от 53 до 240 В в системе АПН – ДПТ и от 35 до 240 В в системе АПТ – ДПТ, и последующего приложения номинального статического момента ДПТ равного 81,85 Нм в момент времени $t = 0,1$ с. Пропорциональный коэффициент передачи регулятора напряжения в системе АПН – ДПТ был синтезирован на уровне $K_{п} = 0,02$, интегральный – $K_{и} = 5,0$. В цепи задания на величину выпрямленного напряжения был установлен фильтр первого порядка с постоянной времени равной 4 мс. Пропорциональный коэффициент передачи регулятора напряжения в системе АПТ – ДПТ был синтезирован на уровне $K_{п} = 0,0333$, интегральный – $K_{и} = 22,222$. В цепи задания на величину выпрямленного напряжения был установлен фильтр первого порядка с постоянной времени равной 1,5 мс.

Так как АПТ является понижающим преобразователем, никаких проблем с регулированием выпрямленного напряжения в меньшую сторону по сравнению с номинальным значением питания ДПТ не возникало.

Осциллограммы токов и напряжений во входной цепи АПТ при максимальном (240 В) и минимальном (35 В) напряжениях питания ДПТ, полученные при моделировании, представлены на рис. 3, 4 соответственно.

На этих осциллограммах сверху показано напряжение сети, затем сетевой ток.

Таблица 1

Исходные данные для расчета трансформатора

Параметр	Значение	Параметр	Значение
$S_{ном}$, кВА	45,6	$U_{I_{ном}}$, В	380
U_k , %	4,0	$U_{2ном}$, В	80 и 40
P_k , кВт	1,0	I_0 , %	2,0
P_0 , кВт	0,25	$f_{ном}$, Гц	50

Таблица 2

Рассчитанные параметры трансформатора

$U_{2ном}$, В	$K_{тр}$	R_1 , Ом	L_1 , Гн	R_2 , Ом	L_2 , Гн	R_m , Ом	L_m , Гн
80	0,21052	0,7937	0,00386	0,035	0,00017	580,76	0,528
40	0,10526	3,159	0,0153	0,035	0,00017	580,76	0,528

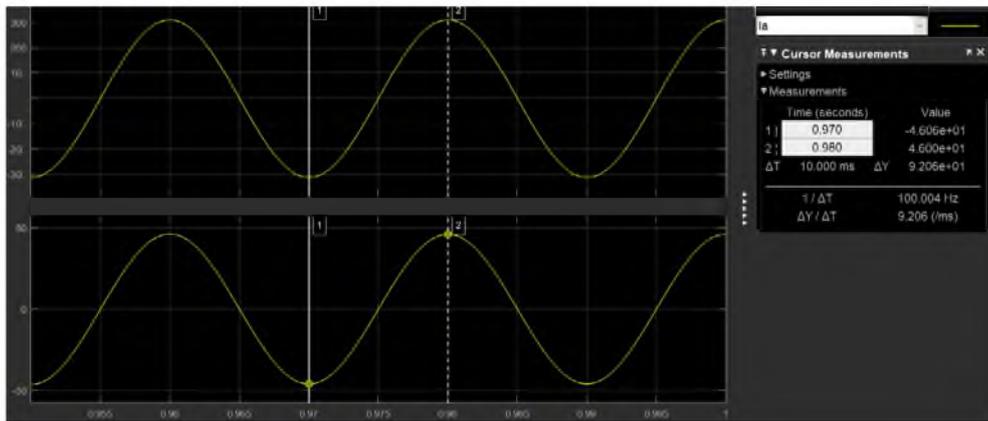


Рис. 3. Осциллограммы переменных во входной цепи АПТ при $U_d=240$ В

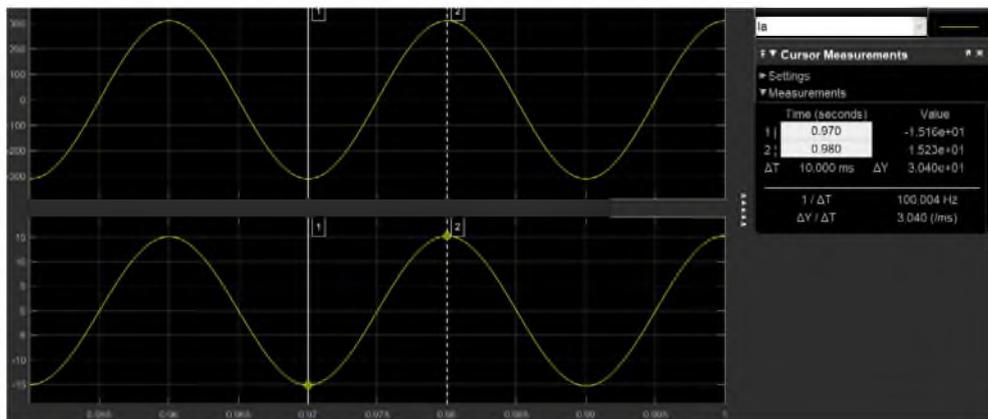


Рис. 4. Осциллограммы переменных во входной цепи АПТ при $U_d=35$ В

Как было выявлено в процессе исследований, обеспечить нормальную работу системы АПН – ДПТ во всем диапазоне изменения питающих напряжений (240...53 В) при постоянном значении коэффициента трансформации трансформатора не удалось. Поэтому при значениях питающего напряжения от 240 до 120 В использовался трансформатор с коэффициентом трансформации $K_{тр}=0,21052$, а при пи-

тающих напряжениях 80 и 53 В использовался трансформатор с коэффициентом трансформации $K_{тр}=0,10526$.

Осциллограммы токов и напряжений во входной цепи АПН при максимальном (240 В) и минимальном (53 В) напряжениях питания ДПТ при разных коэффициентах $K_{тр}$, полученные при моделировании, представлены на рис. 5, 6 соответственно.

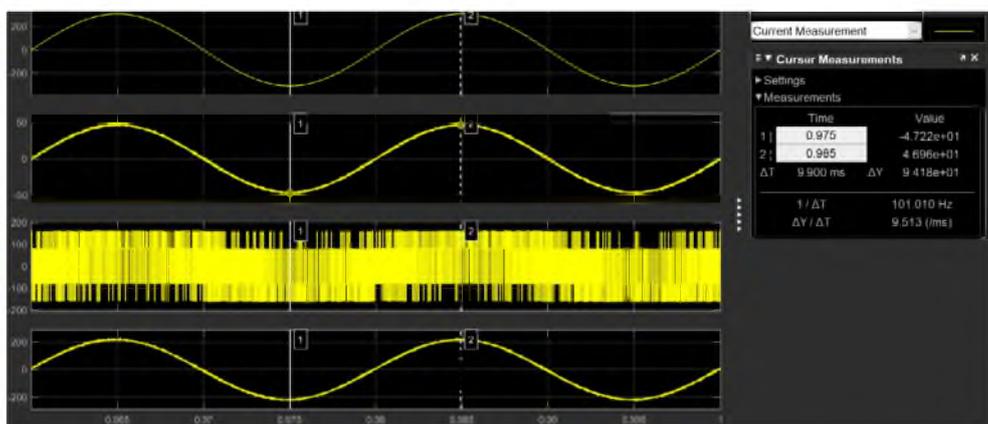


Рис. 5. Осциллограммы переменных во входной цепи АПН при $U_d=240$ В

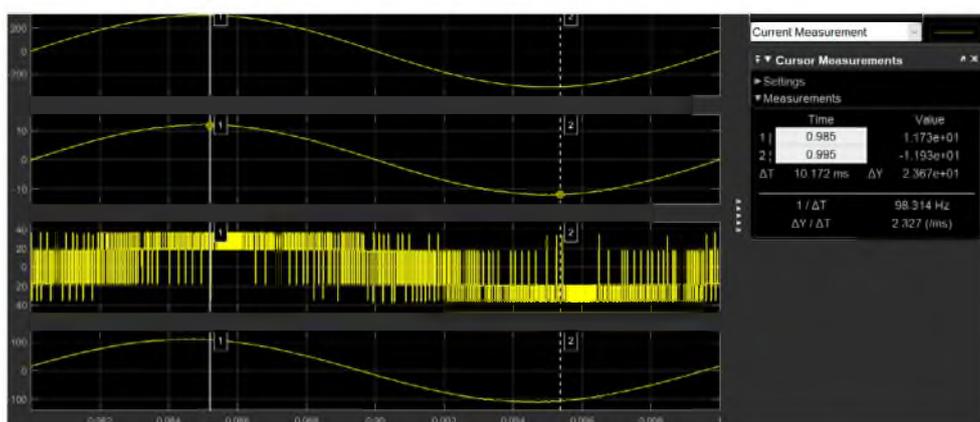


Рис. 6. Осциллограммы переменных во входной цепи АПН при $U_d=53$ В

На этих осциллограммах сверху приведено напряжение сети, затем входной ток трансформатора (сетевой ток), ниже напряжение на входе полупроводникового коммутатора АПН, последний график – ток во вторичной обмотке трансформатора.

Использование трансформатора с коэффициентом $K_{тр}=0,21052$ при питающих напряжениях ДПТ 80 В и ниже не обеспечивало нормальной работы системы электропривода АПН – ДПТ. Осциллограммы процессов во входной цепи АПН при использовании в ней трансформатора с коэффициентом трансформации $K_{тр}=0,21052$ и попытке стабилизации выходного напряжения АПН на уровне 80 В приведены на рис. 7.

Выпрямленное напряжение и ток для этого случая представлены на рис. 8.

Для представления о процессах в выходной цепи АПН при $K_{тр}=0,21052$ и стабилизации вы-

прямленного напряжения на уровне 240 В на рис. 9 приведены осциллограммы переменных в его выходной цепи.

Процессы в цепи выпрямленного напряжения АПТ при стабилизации выпрямленного напряжения на уровне 240 В представлены на рис. 10.

Все полученные при моделировании систем электропривода результаты обобщены и представлены в табл. 3 и 4.

В табл. 3 представлены энергетические показатели работы системы АПТ – ДПТ при изменении величины задающего напряжения на входе системы стабилизации выпрямленного напряжения АПН U_d^* в пределах от 240 до 35 В.

В табл. 4 представлены аналогичные показатели работы для системы АПН – ДПТ.

В системе АПН – ДПТ можно и дальше снижать напряжение питания ДПТ, но только при условии дальнейшего снижения коэффициента трансформации трансформатора.

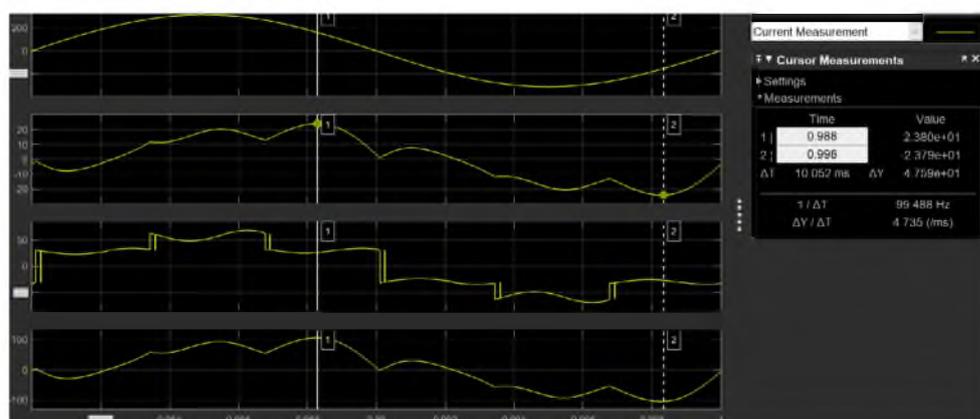


Рис. 7. Процессы во входной цепи АПН при $K_{тр}=0,21052$ и попытке стабилизации выпрямленного напряжения на уровне 80 В

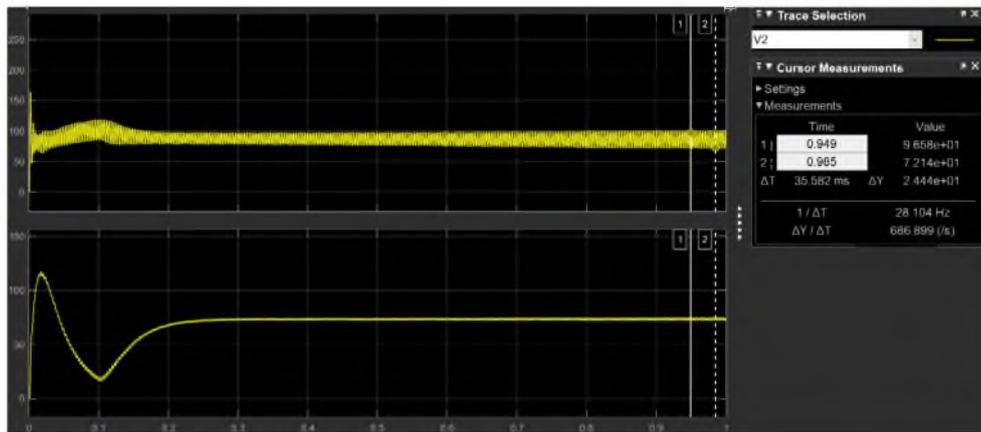


Рис. 8. Процессы в цепи выпрямленного напряжения АПН при $K_{mp}=0,21052$ и попытке стабилизации выпрямленного напряжения на уровне 80 В

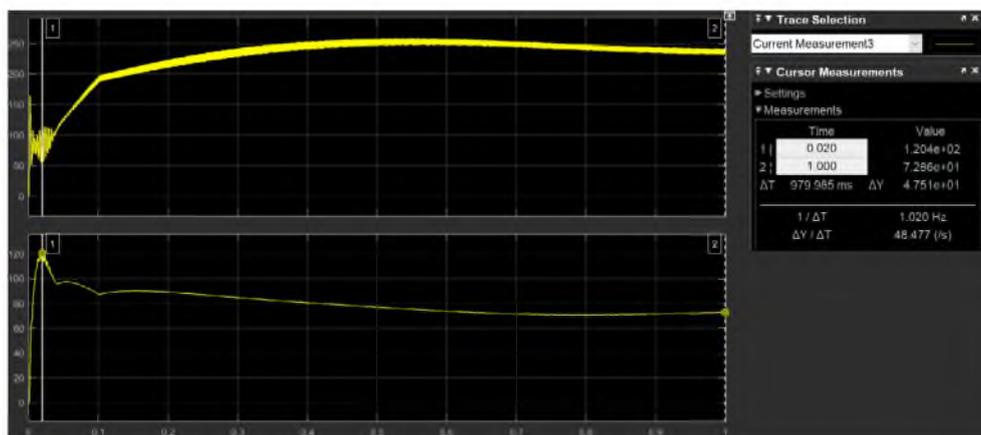


Рис. 9. Процессы в цепи выпрямленного напряжения АПН при $K_{mp}=0,21052$ и стабилизации выпрямленного напряжения на уровне 240 В

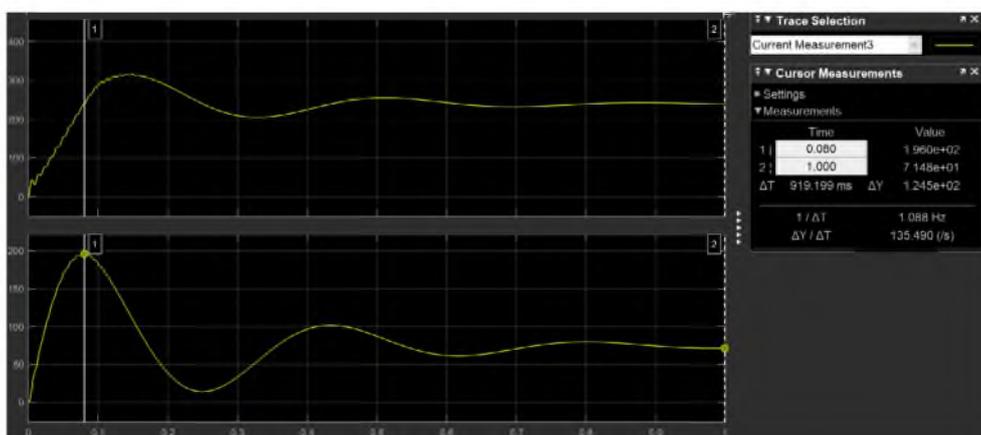


Рис. 10. Процессы в цепи выпрямленного напряжения АПТ при стабилизации выпрямленного напряжения на уровне 240 В

Таблица 3

Энергетические показатели системы АПТ – ДПТ

Результаты моделирования									Результаты расчета		
U_d^* , В	U_c , В	I_c , А	K_{gr} , %	U_d , В	I_d , А	ω , с ⁻¹	$M_{эм}$, Нм	I_{dmax} , А	$\eta_{авт}$, %	$\eta_{дпт}$, %	$\eta_{эп}$, %
240	219,9	32,25	0,0794	239,4	71,46	183,5	81,75	196,0	80,42	87,69	70,52
200	220,0	28,40	0,1056	199,3	71,82	148,3	82,28	163,0	76,36	85,25	65,10
160	220,0	24,33	0,2359	158,9	72,81	112,6	83,28	130,4	72,05	81,05	58,40
140	220,0	21,73	0,1060	140,0	71,52	96,66	81,81	114,2	69,82	78,98	55,14
120	220,1	20,0	0,0722	119,8	72,84	78,51	83,01	98,14	66,08	74,68	49,35
80	220,1	15,78	0,1532	79,58	73,62	43,04	84,20	82,61	56,23	61,86	34,78
40	220,1	11,42	0,1495	39,72	74,06	8,056	84,70	89,61	39,01	23,20	9,050
35	220,2	10,80	0,2363	34,42	73,91	3,444	84,55	90,24	35,66	11,43	4,076

Таблица 4

Энергетические показатели системы АПН – ДПТ

Результаты моделирования									Результаты расчета		
U_d^* , В	U_c , В	I_c , А	K_{gr} , %	U_d , В	I_d , А	ω , с ⁻¹	$M_{эм}$, Нм	I_{dmax} , А	$\eta_{авн}$, %	$\eta_{дпт}$, %	$\eta_{эп}$, %
240	219,0	38,72	1,493	237,2	72,86	174,7	83,33	120,4	67,94	84,23	57,23
200	219,8	30,37	1,622	199,4	74,35	141,1	85,0	116,7	74,03	80,90	59,89
160	220,6	22,42	1,689	159,9	74,0	106,8	84,69	116,0	79,75	76,44	60,96
140	221,0	19,0	1,581	139,9	73,77	89,37	84,50	115,8	81,93	73,17	59,95
120	221,3	15,84	1,594	120,0	73,66	72,01	84,31	114,3	84,05	68,68	57,53
80	221,6	14,46	1,121	80,2	73,52	37,11	84,10	80,0	61,34	52,93	32,47
53	222,0	8,466	1,230	52,91	73,42	13,48	84,0	77,0	68,90	29,15	20,08

Заключение

Полученные результаты моделирования свидетельствуют о более высоких показателях работы системы АПТ – ДПТ по сравнению с показателями системы АПН – ДПТ. В системе электропривода с АПТ существенно ниже коэффициент гармоник сетевого тока, который по сравнению с аналогичным показателем системы с АПН имеет значение этого показателя в 10...18 раз меньше, чем электропривод с АПН. Также система электропривода с АПТ обладает значительно большим значением КПД при напряжениях питания якоря ДПТ 240 и 200 В. Однако за счет того, что АПН на средних напряжениях питания якоря ДПТ (120...160 В) имеет большее, чем АПТ значение КПД, общий КПД электропривода с АПТ на этих напряжениях питания ДПТ выше. Существенным преимуществом АПТ по сравнению с АПН является его принципиальная возможность регулирования выпрямленного напряжения в сторону уменьшения от номинального значения питания ДПТ, что не требует установки никаких дополнительных устройств. У АПН диапазон изменения выходного напряжения при неизменном значении

коэффициента трансформации трансформатора не превышает двух. Поэтому необходимо в электроприводе устанавливать трансформатор с ШИП, что еще больше понизит энергетические характеристики электропривода и повысит его сложность. Единственным преимуществом АПН по сравнению с АПТ является более простые процессы его перевода из выпрямительного режима работы в режим сетевого инвертора и обратно, обусловленные двухсторонней токовой проводимостью силовых ключей АПН. Подводя общий итог, можно утверждать, что для электроприводов постоянного тока с низковольтными ДПТ более предпочтительной является схема активного преобразователя тока.

Библиографический список

1. Ефимов А. А., Шрейнер Р. Т. Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока. Новоуральск: НГТИ, 2001. 250 с.
2. Shreiner R., Efimov A., Kalygin A. Active Current Converter Mathematical Model. 9th International Conference and Exhibition on Power Electronics and Motion Control (EPE PESC-2000). 5–7 September

2000, Proceedings, Kosice, Slovakia. 2000. Vol. 2. P. 2-188–2-193.

3. *Ефимов А. А., Мухаматшин И. А.* Управление активными преобразователями в системах электропитания и электропривода // Известия РАН. Энергетика. 2005. № 4. С. 91–112.

4. *Шрейнер Р. Т., Ефимов А. А., Мухаматшин И. А.* Релейное управление активными токовыми преобразователями частоты // Электротехника. 2005. № 9. С. 47–53.

5. *Ефимов А. А., Косулин В. Д., Мельников С. Ю.* Прогнозирующее релейно-векторное управление активными токовыми преобразователями // Информационно-управляющие системы: науч. журнал. СПб.: ГУАП, 2014. № 4. С. 48–53.

6. *Ефимов А. А.* Моделирование системы управления в скользящем режиме активным преобразователем тока // Информационно-управляющие системы: науч. журнал. СПб.: ГУАП, 2018. № 2. С. 49–59.

7. *Ефимов А. А.* Динамические и энергетические показатели активного преобразователя напряжения при его работе на повышенных частотах // Тр. XIV Междунар. научно-техн. конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения» (АПЭП-18). Новосибирск: НГТУ. 2018. Т. 7. С. 44–49.

8. Прогнозирующее релейно-векторное управление активными преобразователями частоты в системах электропривода переменного тока / Р. Т. Шрейнер., А. А. Ефимов, Г. С. Зиновьев и др. // Электротехника. 2004. № 10. С. 43–50.

9. *Wiseman J., Wu B.* Active Damping Control of a High-Power PWM Current-Source Rectifier for Line-Current THD Reduction. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2005. Vol. 52. N 3.

10. *Adzic M., Adzic E., Katic V.* Space Vector Modulated Three-Phase Current Source Converter for DC Motor Drive. 14th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMS 2010), Macedonia, 2010. P. T5-52–T5-59.

11. *Ефимов А. А.* Управление активными преобразователями в составе электромеханических систем // Известия ГУАП. Аэрокосмическое приборостроение: науч. журнал. Вып. 2. СПб.: ГУАП, 2012. С. 58–67.

12. *Ефимов А. А., Косулин В. Д., Мельников С. Ю.* Прогнозирующее релейно-векторное управление ак-

тивными токовыми преобразователями // Информационно-управляющие системы: науч. журнал. СПб.: ГУАП, 2014. № 4. С. 48–53.

13. *Ефимов А. А.* Управление активными преобразователями тока // Завалишинские чтения'14. СПб.: ГУАП, 2014. С. 61–67.

14. *Волков А. Г.* Многозонные электронные конвертеры для автономных систем генерирования электрической энергии. Автореф. дис. ... к. т. н. Новосибирск: НГТУ, 2016. 21 с.

15. *Ефимов А. А.* Системы релейного управления активным выпрямителем тока // Завалишинские чтения'18. СПб.: ГУАП, 2018. С. 51–62.

16. *Ефимов А. А.* Моделирование системы управления в скользящем режиме активным преобразователем тока // Информационно-управляющие системы: науч. журнал. СПб.: ГУАП, 2018. № 2. С. 49–59.

17. *Efimov A.* Dynamic and Energy Performances of Voltage Active Converter at Its Operation on Elevated Frequencies. 14th International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE). Proceedings. 2018. Vol. 1. Part 6. P. 38–43.

18. *Герман-Галкин С. Г., Гаврилов Г. С.* Исследование активного полупроводникового преобразователя в среде MATLAB/Simulink // Электротехника. 2011. № 4. С. 51 – 56.

19. *Герман-Галкин С. Г., Звежечов З. Ч., Поляков Н. А.* Аналитическое и модельное исследование активного полупроводникового преобразователя в системах электропривода // Научно-техн. вестник СПбГУ информационных технологий, механики и оптики. СПб.: ИТМО, 2014. № 3 (91). С. 131–139.

20. *Борисов П. А., Седнев А. К.* Математическое моделирование электропривода постоянного тока с активным выпрямителем // Научно-технический вестник СПбГУ информационных технологий, механики и оптики. СПб.: ИТМО, 2009. № 3 (61). С. 35–41.

21. *Новаш И. В., Румянцев Ю. В.* Расчет параметров модели трехфазного трансформатора из библиотеки MatLab-Simulink с учетом насыщения магнитопровода // Энергетика. Известия высших учебных заведений и энергетических объединений СНГ. 2015. №. 1. С. 12–24.

УДК 629.7.05.67, 629.7.054.44

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-84-88

Е. С. Ефремова*

ассистент

В. М. Солдаткин*

доктор технических наук, профессор

*Казанский национальный исследовательский технический университет им. А. Н. Туполева-КАИ

ИНТЕГРИРОВАННАЯ СЕНСОРНАЯ СИСТЕМА КОНТРОЛЯ ВЫСОТНО-СКОРОСТНЫХ ПАРАМЕТРОВ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА НА ОСНОВЕ ВИХРЕВОГО МЕТОДА*

Рассмотрены оригинальная схема и алгоритмы формирования, алгоритмов обработки частотно-временных первичных информативных сигналов и определения высотно-скоростных параметров беспилотного летательного аппарата (ЛА) в каналах интегрированной сенсорной системы с одним приемником первичной информации. Приведены конкурентные преимущества предлагаемой сенсорной системы контроля высотно-скоростных параметров, определяющие перспективы ее применения на беспилотных ЛА различного класса.

Ключевые слова: высотно-скоростные параметры, измерение, вихревой метод, интегрированная система, построение, алгоритмы, летательные аппараты (ЛА), приемники воздушных давлений (ПВД), температуры торможения (ТТ), датчики аэродинамических углов (ДАУ).

*Работа выполнена по грантам РФФИ №18-08-00264 и №18-38-00094

E. S. Efremova*

Assistant

V. M. Soldatkin*

Dr. Sc. Tech., Professor

*Kazan National Research Technical University named after A. N. Tupolev-KAI

INTEGRATED SENSOR SYSTEM FOR CONTROLLING OF ALTITUDE-VELOCITY PARAMETERS OF UNMANNED AIRCRAFT ON THE BASIS OF VORTEX METHOD

The article discusses the original scheme and algorithms for the formation and processing of time-frequency primary informative signals and determine of the altitude-velocity parameters of unmanned aircraft planes (AP) in channels of integrated sensor system with one receiver of primary information. The competitive advantages of the offering sensor system for controlling the altitude-velocity parameters are given, which determine the prospects for its use on unmanned AP of various classes.

Keywords: altitude-velocity parameters, measurement, vortex method, integrated system, construction, algorithms, aircrafts, air pressure receivers, braking temperature, aerodynamic angle sensors.

Полеты беспилотных летательных аппаратов происходят в пределах атмосферы и для их управления и обеспечения выполнения полетных задач необходима достоверная информация о высоте (барометрической), приборной и параметров вектора истинной воздушной скорости, о других высотно-скоростных параметрах, определяющих движение ЛА относительно воздушной среды [1, 2].

Традиционные сенсорные системы контроля высотно-скоростных параметров беспилотных ЛА, как правило, используют аэрометрический, аэродинамический и флюгерные методы. Они содержат установленные на правом и

левом борту и вынесенные в набегающий воздушный поток приемники воздушных давлений, температуры торможения, флюгерные датчики аэродинамических углов. Использование указанных приемников и датчиков первичной информации для контроля высотно-скоростных параметров беспилотного ЛА является причиной значительного усложнения, увеличения массы и стоимости сенсорной системы. Кроме того, входными информативными параметрами сенсорных систем, реализующих аэрометрический, аэродинамический и флюгерный методы, являются амплитудные сигналы в виде величины давлений, перепадов давлений, сопро-

тивления терморезистора и угла поворота флюгера. Их преобразование в электрические сигналы сопровождаются аддитивными и мультипликативными погрешностями, снижение которых приводит к усложнению сенсорной системы беспилотного ЛА.

Возможность уменьшения погрешностей при выделении и преобразовании частотно-временных сигналов [4] и получение всех выходных сигналов с помощью одного приемника в цифровой форме свидетельствуют о перспективности сенсорной системы контроля высотно-скоростных параметров беспилотного ЛА с использованием вихревого метода [5].

Использование вихревого метода позволило авторам разработать оригинальную конструктивно-функциональную схему сенсорной системы контроля высотно-скоростных параметров беспилотного ЛА с одним интегрированным приемником первичной информации, приведенную на рис. 1 [6].

Интегрированная сенсорная система измерения высотно-скоростных параметров беспилотного ЛА включает две клиновидные пирамиды (1) с ортогонально расположенными основаниями встречно набегающему воздушному потоку. Вектор скорости набегающего воздушного потока (V) однозначно определяет величину, но противоположен по знаку вектору (V_B) истинной воздушной скорости беспилотного ЛА. Угол направления потока равен по величине и знаку измеряемому аэродинамическому углу, например углу атаки (α) беспилотного ЛА.

Генераторы вихрей за клиновидными пирамидами устанавливаются на беспилотном ЛА таким образом, чтобы оси клиновидных пирамид были перпендикулярны и находились в плоскости изменения измеряемого аэродинамического угла α .

При полете беспилотного ЛА основания клиновидных пирамид будут находиться под разными углами $\phi_1 = \phi_0 + \alpha$ и $\phi_2 = \phi_0 - \alpha$ к направлению набегающего воздушного потока, что приводит к различию частот f_1 и f_2 вихреобразования за пирамидами. На одной из граней пирамид установлены пневмоэлектрические преобразователи (2), которые воспринимают пульсации давлений на их тыльных поверхностях (3). Пневмоэлектрические преобразователи (3) подключены устройству регистрации частот (3), которые измеряют частоты f_1 и f_2 вихреобразования за клиновидными телами. Измеренные частоты f_1 и f_2 подаются на вход устройства обработки (4), в котором по разработанным алгоритмам определяются и формируются цифровые сигналы (коды) по величине истинной воздушной скорости V_B и аэродинамическому углу α .

При конструктивной реализации интегрированной сенсорной системы беспилотного ЛА клиновидные пирамиды устанавливаются соосно друг над другом, как показано на рисунке.

Для обеспечения устойчивого вихреобразования и устранения влияния скоса набегающего воздушного потока в плоскости, перпендикулярной вертикальной оси клиновидных пирамид, на верхней и нижней торцевых поверх-

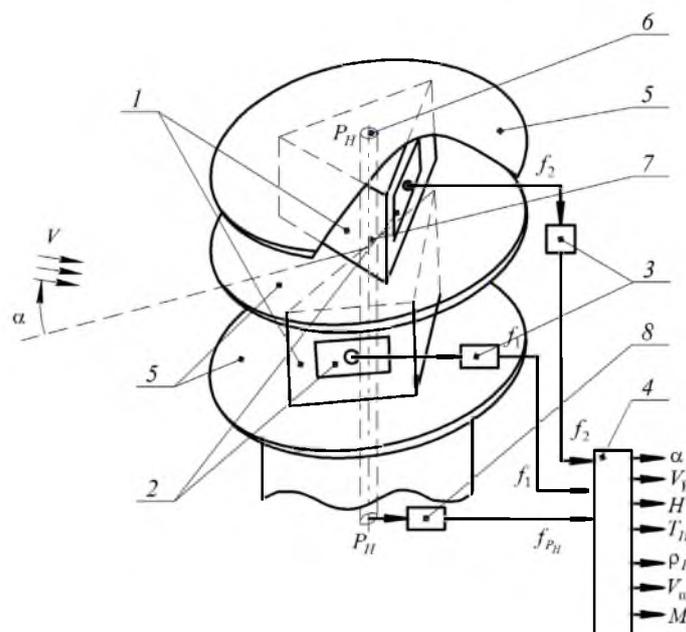


Рис. 1. Схема сенсорной системы контроля высотно-скоростных параметров беспилотного ЛА

ностях пирамид установлены струевыпрямители (5) в виде тонких дисков. Они выделяют в набегающем воздушном потоке зоны устойчивого вихреобразования за клиновидными пирамидами и уменьшают погрешности, обусловленные скосом потока в плоскости, перпендикулярной плоскости измерения.

При необходимости уменьшения размера приемника первичной информации, выступающего в набегающем потоке, клиновидные пирамиды могут располагаться и в плоскости измерения, сокращая число струевыпрямителей до двух.

Исследования [6, 7] показали, что частоты вихреобразования за клиновидными пирамидами, расположенные под углом $2\phi_0=90^\circ$, определяются соотношениями:

$$\begin{aligned} f_1 &= \frac{Sh}{l} \frac{V_B}{\sin(\phi_0 + \alpha)} = \sqrt{2} \frac{Sh}{l} \frac{V_B}{\cos\alpha + \sin\alpha}; \\ f_2 &= \frac{Sh}{l} \frac{V_B}{\sin(\phi_0 - \alpha)} = \sqrt{2} \frac{Sh}{l} \frac{V_B}{\cos\alpha - \sin\alpha}, \end{aligned} \quad (1)$$

где Sh – число Струхала клиновидной пирамиды; l – размер основания.

Для вычисления истинной воздушной скорости V_B и аэродинамического угла α с использованием интегрированной сенсорной системы контроля высотно-скоростных параметров беспилотного ЛА авторами разработаны оригинальные алгоритмы обработки частот вихреобразования вида [6, 7]:

$$V_B = \frac{l}{\sqrt{2}Sh} \frac{f_1 f_2}{\sqrt{f_1^2 + f_2^2}}; \alpha = \arctg \frac{f_2 - f_1}{f_1 + f_2}. \quad (2)$$

Для расширения функциональных возможностей и измерения всех высотно-скоростных параметров беспилотного ЛА предложено [8] на поверхности верхнего струевыпрямителя (5) расположить приемник (6) для забора статического давления P_H набегающего воздушного потока. Приемник (6) связан по пневмопроводу (7) с пневмоэлектрическим датчиком (8) абсолютного давления с частотным выходом. Частота f_{P_H} на выходе пневмоэлектрического датчика (8) пропорциональна статическому давлению P_H набегающего воздушного потока и подается на входу устройства обработки (4). Выполнено в виде вычислителя устройство обработки (4) по разработанным авторами алгоритмам, вычисляет и формирует выходные цифровые сигналы интегрированной сенсорной системы контроля высотно-скоростных параметров беспилотного ЛА.

Теоретической основой для построения алгоритмов определения высотно-скоростных па-

раметров интегрированной сенсорной системы контроля беспилотного ЛА на основе вихревого метода является использование однозначной связи истинной воздушной скорости $V_{Вн}$, измеренной на выходе вычислительного устройства, с расчетным значением истинной воздушной скорости V_B , определяемым по ГОСТ 5212-74 [9]:

$$\begin{aligned} V_B &= \sqrt{2gRT_H \left(\frac{k}{k-1} \right) \left[\left(\frac{P_{дин}}{P_H} + 1 \right)^{\frac{k}{k-1}} - 1 \right]} = \\ &= \sqrt{2gRT_H \left(\frac{k}{k-1} \right) \left[\left(\frac{P_{П}}{P_H} \right)^{\frac{k-1}{k}} - 1 \right]}, \end{aligned} \quad (3)$$

где g – ускорение силы тяжести; R – газовая постоянная; k – показатель адиабаты для воздуха; $P_{дин}$ – динамическое давление (скоростной напор) набегающего воздушного потока; $P_{П}$ – полное давление набегающего воздушного потока; ρ_H – плотность воздуха на высоте полета H , которая определяется соотношением вида [10]:

$$\rho_H = \rho_0 \frac{P_H T_0}{P_0 T_H}, \quad (4)$$

где ρ_0 – плотность воздуха на высоте $H=0$; P_0 и T_0 – абсолютное давление и абсолютная температура на высоте $H=0$.

Если измеренное интегрированной сенсорной системой значение истинной воздушной скорости $V_{Вн}$ приравнять расчетному значению V_B по ГОСТ 5212-74 [9], то выражение (3) принимает вид:

$$V_{Вн} = \sqrt{2gR \left(\frac{k-1}{k} \right) T_H \left[\left(1 + \frac{\rho_0 T_0}{2P_0 T_H} V_{Вн}^2 \right)^{\frac{k-1}{k}} - 1 \right]}. \quad (5)$$

Полученное выражение позволяет установить неявную однозначную связь между значением истинной воздушной скорости $V_{Вн}$ и абсолютной температурой T_H окружающей среды на данной высоте полета, определяемую соотношением вида:

$$T_H = \frac{V_{Вн}^2}{2gR \left(\frac{k}{k-1} \right) \left[\left(1 + \frac{\rho_0 T_0}{2P_0 T_H} V_{Вн}^2 \right)^{\frac{k-1}{k}} - 1 \right]}. \quad (6)$$

Используя соотношение (6) можно вычислить плотность воздуха ρ_H на высоте полета H по формуле:

$$\rho_H = \rho_0 \frac{P_H T_0}{P_0 V_{\text{Вп}}^2} \times \left[\left(1 + \frac{\rho_0 T_0}{2 P_0 T_H} \right)^{\frac{k-1}{k}} - 1 \right]. \quad (7)$$

В соответствии с ГОСТ 5212–74 [9] вычисляется приборная скорость полета беспилотного ЛА по формуле:

$$V_{\text{пр}} = \sqrt{2gRT_0 \left(\frac{k}{k-1} \right) \left[\left(1 + \frac{\rho_0 T_0}{2 P_0^2} \frac{P_H}{T_H} V_{\text{Вп}}^2 \right)^{\frac{k-1}{k}} - 1 \right]}. \quad (8)$$

Используя информацию интегрированной сенсорной системы, также вычисляется число Маха как отношение истинной воздушной скорости полета беспилотного ЛА к скорости звука a_H на данной высоте полета по выражению вида:

$$M = \frac{V_{\text{Вп}}}{a_H} = \sqrt{\frac{2}{k-1} \left[\left(1 + \frac{\rho_0 T_0}{2 P_0 T_H} V_{\text{Вп}}^2 \right)^{\frac{k-1}{k}} - 1 \right]}. \quad (9)$$

По информации о статическом давлении P_H , воспринимаемом на верхней поверхности струе-выпрямителя по стандартной зависимости [11], вычисляется абсолютная барометрическая высота H беспилотного ЛА по формулам [12]:

–2000 м < H < 11000 м:

$$H = \frac{T_0}{\tau} \left[1 - \left(\frac{P_H}{P_0} \right)^{\frac{\tau R}{k}} \right]; \quad (10)$$

11000 м ≤ H < 15000 м:

$$H = H_{11} + RT_{11} \ln \frac{P_{11}}{P_H}, \quad (11)$$

где τ – температурный градиент изменения абсолютной температуры воздуха при изменении высоты.

Вертикальная скорость V_y беспилотного ЛА определяется путем вычисления производной от времени от абсолютной барометрической высоты, используя соотношения:

$$V_y = \frac{dH}{dt} = \frac{H(t_i) - H(t_{i-1})}{t_i - t_{i-1}},$$

$$V_y = \frac{1}{4\tau} [H(t_i) - H(t_i - 2\tau) + H(t_i - \tau) - H(t_i - 3\tau)], \quad (12)$$

где t_i, t_{i-1} – текущий и предшествующий моменты времени, в которых произведены вычис-

ления абсолютной барометрической высоты; $\tau = t_i - t_{i-1}$ – фиксированный интервал времени.

Таким образом, интегрированная сенсорная система на основе вихревого метода по разработанным алгоритмам позволяет определить все высотно-скоростные параметры беспилотного ЛА с помощью одного неподвижного приемника частотно-временных первичных информативных сигналов.

По сравнению с традиционными системами контроля высотно-скоростных параметров, реализующими аэрометрический, аэродинамический и флюгерные методы, рассматриваемая интегрированная сенсорная система обладает следующими существенными преимуществами:

- одновременно вычисляет все высотно-скоростные параметры движения беспилотного ЛА;

- обеспечивает контроль всех высотно-скоростных параметров беспилотного ЛА с помощью одного неподвижного малогабаритного приемника первичной информации практически без искажения аэродинамики ЛА);

- осуществляет контроль всех высотно-скоростных параметров движения беспилотного ЛА по частотно-временным первичным информативным сигналам, что позволяет уменьшить погрешности и упростить реализацию каналов преобразования и обработки, снизить себестоимость интегрированной сенсорной системы контроля высотно-скоростных параметров беспилотного ЛА на основе вихревого метода).

Указанные достоинства и конкурентные преимущества интегрированной сенсорной системы контроля высотно-скоростных параметров на основе вихревого метода определяют перспективы ее применения на беспилотных летательных аппаратах различного класса и назначения.

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, гранты № 18-08-00264 и № 18-38-00094.

Библиографический список

1. Янкевич Ю. Применение беспилотных авиационных комплексов в гражданских целях // Аэрокосмический курьер. 2006. № 6. С. 55–57.
2. Моисеев В. С., Гущина Д. С., Моисеев Г. В. Основы теории создания и применения информационных беспилотных авиационных комплексов. Казань, 2010. 196 с.
3. Системы измерения воздушных сигналов нового поколения / Н. В. Алексеев, Е. С. Вожаев,

В. Г. Кравцов и др. *Авиакосмическое приборостроение*. 2003. № 8. С. 31–36.

4. *Новицкий П. В., Кноринг В. Г., Гутников В. В.* Цифровые приборы с частотными датчиками. Л.: Энергия, 1970. 423 с.

5. *Киясбейли А. Ш., Перельштейн М. Е.* Вихревые измерительные приборы. М.: Машиностроение, 1972. 152 с.

6. *Солдаткин В. М., Солдаткина Е. С.* Патент РФ на изобретение № 2506596, МПК G01P 5/00. Вихревой датчик аэродинамического угла и истинной воздушной скорости. Заявл. 16.07.2012. Заявл. № 202130111/28. Патентообладатель ФГБОУ ВПО «Казанский национальный исследовательский технический университет им. А. Н. Туполева-КАИ». Опубл. 10.02.2014. Бюл. № 4.

7. *Солдаткин В. М., Солдаткина Е. С.* Вихревой датчик аэродинамического угла и истинной воздушной скорости // *Известия вузов. Авиационная техника*. 2012. № 4. С. 56–59.

8. *Солдаткин В. М., Солдаткина Е. С.* Патент РФ на изобретение № 2556760, МПК G01P 5/00. Вихревой датчик аэродинамического угла и истинной воздушной скорости. Заявл. 21.04.2014. Заявл. № 20114116035/28. Патентообладатель ФГБОУ ВПО «Казанский национальный исследовательский технический университет им. А. Н. Туполева-КАИ». Опубл. 20.07.2015. Бюл. № 20.

9. ГОСТ 5212-74. Таблица аэродинамическая. Динамические давления и температуры торможения воздуха для скорости полета от 10 до 4000 км/ч. Параметры. М., 1974. 239 с.

10. *Залманзон Л. А.* Проточные элементы пневматических приборов контроля и управления. М.: АН СССР, 1961. 247 с.

11. ГОСТ 4401-81. Атмосфера стандартная. Параметры. М., 1981. 179 с.

12. *Браславский Д. А.* Приборы и датчики летательных аппаратов. М.: Машиностроение, 1970. 392 с.

УДК 629.735

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-89-99

С. М. Купченко*

депутат шестого созыва

С. З. Эль-Салим**

доктор физико-математических наук, профессор

*Законодательное Собрание Санкт-Петербурга

**ООО «Мега»

ПЕРСПЕКТИВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ АВИАЦИОННОГО ТРАНСПОРТА

Проведен анализ основных проблем развития современной авиации, предложена концепция роботизированных авиационных универсальных систем на основе создания самолетов модульного типа, повышающих грузооборот и количество пассажирских авиаперевозок, снижения риска при авиакатастрофах с применением отделяемых пассажирских и грузовых модулей.

Ключевые слова: модуль, разделение, роботизированные системы, безопасность.

С. М. Kupchenko*

Deputy of the sixth convocation

S. Z. El-Salim**

Dr. Sc. Phys.-Math., Professor

*Legislative Assembly of St. Petersburg

**Mega LLC

PERSPECTIVE DIRECTIONS OF DEVELOPMENT OF AIRCRAFT TRANSPORT

In article the concept of robotic aviation universal systems is offered, the analysis of projects on creation of planes of modular type is carried out. The prospects of developments of the divided avias of the vehicles raising goods turnover and the number of passenger air transportation are considered. The possibility of decrease in risk at plane crashes with use of the separated passenger and cargo capsules is shown.

Keywords: module, division, robotic systems, safety.

Развитие цивилизации в третьем тысячелетии выставляет повышенные требования к транспортным средствам не только касательно увеличения количества перевозок, но и качества, а также уровня безопасности. Современные требования, прежде всего, относятся к авиационным перевозкам. Настоящая работа посвящена разработке нового авиационного транспорта, соответствующего современным требованиям по технологичности, эксплуатации, безопасности и экономичности.

Прогресс, достигнутый в авиационной промышленности, определяет дальнейшее развитие технологии производства транспортных средств. Конструкции современных двигателей позволяют достичь высоких скоростей, что положительно сказывается на времени доставки грузов и перемещения пассажиров. В то же время снижается уровень безопасности полетов. Стоимость самолетов и вертолетов сегодня достаточно высока, а интенсивность их использования низка, что влияет на себестоимость перевозок и в свою очередь на ограничение по количеству грузовых и пассажирских перевозок.

Таким образом, необходим качественный скачок в развитии авиационной промышленности для достижения современного уровня как количества, так и качества перевозок.

Одним из путей развития авиационной техники в области крупномасштабных перевозок является разработка новых средств, позволяющих решить основные проблемы, сдерживающие развитие современной авиации.

В настоящее время в современной авиации особо острыми являются четыре нерешенные проблемы, которые можно обозначить, как «глобальные», без решения которых невозможно дальнейшее ее качественное развитие:

- низкая интенсивность и высокая цена по вине человеческого фактора;

- низкий объем авиационных грузовых перевозок из-за невключенности его в мировой трафик контейнерных перевозок – в настоящий момент доля авиации в нем всего 0,3 %;

- высокая аварийность, особенно по вине персонала – 73 % авиакатастроф происходят по вине человека;

– отсутствие эффективных систем спасения пассажиров и грузов – 98,8 % смертность в случае авиакатастроф.

Таким образом, развитие авиации должно двигаться в направлении повышения интенсивности и безопасности полетов, снижения их аварийности, обеспечения спасения пассажиров и грузов в случае нештатных ситуаций.

Высокий транзитный потенциал транспортной системы России вносит существенный вклад в международные интеграционные процессы. Современная мировая экономика с центрами сосредоточения в Европе, Северной Америке, Юго-Восточной Азии формирует связи, состоящие из транспортных и финансовых потоков, на одном из направлений которых располагается Россия. Интеграция российского транспортного рынка в мировой экономике предполагает использование современного и экономически выгодного способа перемещения грузов в виде контейнерных перевозок. С позиций повышения спроса прогнозирование темпов роста глобальных контейнерных перевозок на 2015–2020 годы повысится от 2,2 до 3,8 % в год.

Очевидно, что современная авиация нуждается в модификации, особенно для грузовых перевозок. В направлении повышения качества, приближения к современным требованиям работы ведутся несколько десятилетий.

Повышение количества авиаперевозок развивается по нескольким направлениям. Одним из основных, развиваемых сегодня, является разработка беспилотных аппаратов, позволяющих транспортировать средние и тяжелые грузы, что даст возможность резко интенсифицировать степень эксплуатации летательных аппаратов.

К первым беспилотным аппаратам большой массы относится космический челнок «Буран», запущенный с космодрома «Байконур» при помощи ракеты-носителя «Энергия». Продолжительность первого полета космического беспилотника составила 205 мин. Совершив два витка вокруг Земли, «Буран» произвел посадку на аэродроме «Юбилейный». Следует отметить посадку советского челнока: космический корабль приземлился на полосе аэродрома с осевым отклонением от расчетного – 0,8 м, без поперечного отклонения!

Полет «Бурана» был первым полетом тяжелой авиационной техники и, по сути, открыл новое направление развития беспилотной авиации.

Безопасность полетов

Развитие в последние годы беспилотных летательных аппаратов во многом изменяет сте-

пень применения современной авиации. Приведем ряд примеров применения беспилотной авиации в качестве грузоперевозчика.

Международная организация гражданской авиации (ИКАО) считает, что в ближайшие десять лет ежегодные объемы пассажирских авиаперевозок во всем мире будут возрастать не менее чем на 5 %. В течение последующих 15 лет мировой парк воздушных судов может возрасти до двух раз с существенным изменением его состава. Значительно увеличивается доля широкофюзеляжных самолетов с повышением числа пассажирских мест от 400 до 800 (в ряде случаев до 1200). Соответственно, с увеличением объема пассажирских перевозок вырастает и количество авиапроисшествий.

Печальная статистика ИКАО показывает, что за последние 10 лет из числа авиакатастроф 8 % аварий происходит при взлете, 21 % – при посадке и 71 % – на высоте свыше 3 тыс. метров при выходе на крейсерскую скорость.

Как правило, причинами катастроф являются технические неисправности, сложные метеорологические условия, нарушения пилотажно-навигационных условий полета наземной службой, неадекватные действия экипажа, нарушения условий эксплуатации воздушного судна, саботаж, терроризм. Каждая авиационная фирма-производитель тщательно фиксирует и анализирует летные происшествия, материалы которых ложатся в основу совершенствования методов проектирования, разработки и эксплуатации самолетов.

Проведенный анализ состояния безопасности полетов (последние 20 лет) показывает:

- 15–20 % авиационных происшествий происходят в результате конструктивно-технологических недоработок авиатехники;

- 80 % приходится на человеческий фактор, к которому относятся ошибки пилотирования, нарушения технологии обслуживания воздушных судов и ремонта, ошибки в данных метеорологической службой, неадекватные действия экипажа в нештатных ситуациях, ошибки диспетчерских служб.

С увеличением катастроф пассажирских самолетов активно обсуждаются идеи спасения пассажиров с помощью специального отбрасываемого модуля. В настоящее время идея модульного исполнения воздушного лайнера «Идея» находится в состоянии разработки.

Однако очевидно, что модель самолета с отделиющимся корпусом (самолета модульного типа) позволяет не только изменить авиацию по направлению грузоперевозок и пассажирского



Рис. 1. 3D-модель пассажирской капсулы, момента ее загрузки, отделения и приземления (приводнения)

транспорта, но и максимально повысить уровень безопасности полетов.

Съемная капсула, которая способна играть роль как грузового отсека, так и пассажирского салона, может фиксироваться (присоединяться и отсоединяться) к несущей конструкции самолета, сохраняя прочностные параметры во время взлета, полета или посадки (рис. 1).

Отделившись от самолета в случае аварии капсула может приземляться как на твердую поверхность, так и на воду. Капсула оснащается мощными парашютами и надувными баллонами, которые удерживают ее на плаву или смягчают посадку на землю.

Проведенное моделирование позволяет оценить снижения рисков при авиакатастрофах. Результаты моделирования приведены на рис. 2, где показаны моменты отделения капсулы при аварийной ситуации.



Рис. 2. Моделирование действий при авиакатастрофе для самолета модульного типа

Моделирование показывает, что при авиакатастрофе, возникающей в полете, вероятность спасения пассажиров и экипажа значительно возрастает. Соответственно, при приземлении (или приводнении) капсулы должна быть улучшена работа диспетчерских служб.

Конечно, подобное решение, несмотря на его оригинальность, не защитит авиалайнер от внешних воздействий или террористических актов. Однако очевидно повышение уровня безопасности и вероятности спасения пассажиров и экипажа.

Опыт прошлых лет

Несомненно, что современная авиация нуждается в модификации, особенно для грузовых перевозок. В направлении повышения качества и приближению к современным требованиям работы ведутся несколько десятилетий. Над конструкцией модульных летательных аппаратов различные конструкторские бюро (КБ) разных стран работают с 50–60-х годов прошлого века.

Из реализованных проектов модульных систем наиболее известными являются тяжелые вертолеты: советские Ми-10, Ми-26 и американские S-64.

В бюро Сикорского создан «вертолет – подъемный кран» S-60, который объявлен исследо-

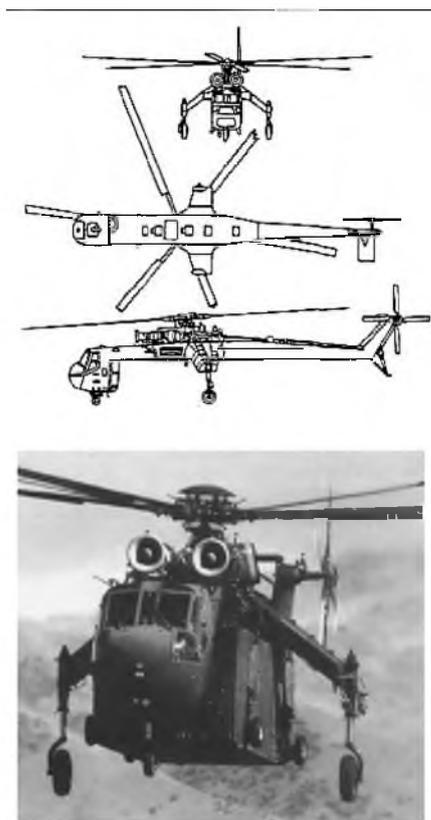


Рис. 3. Эскиз и действующая модель вертолета СН-54В

вательским транспортным средством. Работа над проектом начата в мае 1958 года. Суть проекта: фюзеляж – рама, под которым транспортируется полезный груз или оборудование. Для гражданских целей разработан S-64B/CH-54B, способный перевозить 16 329 кг полезного груза (рис. 3). Конструкторами бюро разработаны универсальные контейнеры для перевозки грузов и пассажиров (военнослужащих), снабженные различным оборудованием, системой вентиляции и освещения.

Помимо бюро Сикорского модификация вертолетного парка активно проведена специалистами советских КБ. В конце 1952 года ОКБ Миля начинает исследования по созданию тяжелого транспортного вертолета, который мог перевозить до 6 т груза при нормальной взлетной массе и 8 т – при перегрузочной. В случае полета на укороченную дистанцию –11,5 т. ОКБ Миля впервые в СССР предусмотрена возможность перевозки грузов на внешней подвеске.

В 1959 году на Ростовском заводе № 168 выпущены первые серийные вертолеты МИ-6, а в 1980 году на смену МИ-6 выпущена более совершенная модель – МИ-26. Следует отметить, что вертолет МИ-6 поставил ряд мировых ре-



Рис. 4. Применение вертолетов МИ-26

кордов по грузоподъемности, высоте подъема и дальности полетов.

Серийно МИ-26 производится с 1984 года. Всего по состоянию на 2011 год изготовлено 316 машин (по данным реестра воздушных судов).

На рис. 4 приведены варианты применения вертолетов МИ-26.

В 1970-е годы СССР напрямую связывает экономическое развитие с массовым освоением отдаленных районов: Сибири, Дальнего Востока и Крайнего Севера. Это требует доставки тяжелых крупногабаритных грузов: атомных реакторов для строящихся АЭС, ректификационных колонн для нефтехимических производств, гигантских турбин и других компонентов энергетических установок.

В конце 1970-х в СССР проводятся работы по созданию уникальной космической системы, предусматривающей воздушный старт космического аппарата с гигантского самолета-носителя.

Первым промежуточным вариантом такого самолета становится «Мрия» – большегрузная модификация Ан-124 «Руслан», у которого удлинен фюзеляж, добавлена секция в крыло, прикреплены дополнительные двигатели и увеличено количество стоек в шасси (рис. 5).

Кардинальным решением могла стать разработка самолета сверхбольшой грузоподъемности с нижней подвеской. Работа над проектом нового большегрузного самолета М-52 поручена



Рис. 5. Транспортировка «Бурана» самолетом АН-124 «Руслан»

экспериментальному машиностроительному заводу (ЭМЗ) им. Мясищева (рис. 6).

Грузовой контейнер для самолетов проекта М-52 в военно-транспортном варианте оснащен самостоятельным 28-колесным шасси, стойки которого для обеспечения процесса погрузки-разгрузки конструктивно выполнены «приседа-

ющими». К тому же контейнер должен быть самоходным с высокой маневренностью.

По замыслу конструкторов, М-52А-1 – самолет, выполненный в варианте «Воздушный старт», мог совершать полеты на высоте 8–10 км с подвесным топливным баком массой 400 т.

Перспективы и направления исследований

В бюро по патентам и торговым знакам США (USPTO) зарегистрирован патент концерна Airbus на создание разделяемого самолета (рис. 7), в котором салон и багажный отсек лайнера разделены универсальной съемной капсулой, позволяющей значительно сократить время простоя самолетов в аэропортах.

В таких капсулах размещается багаж и пассажиры, а после приземления самолета кран удаляет капсулу с пассажирами, заменяя ее на новую.

Для фиксации подвижной капсулы к самолету создана специальная система со сменными



Рис. 6. Модели проекта М-52

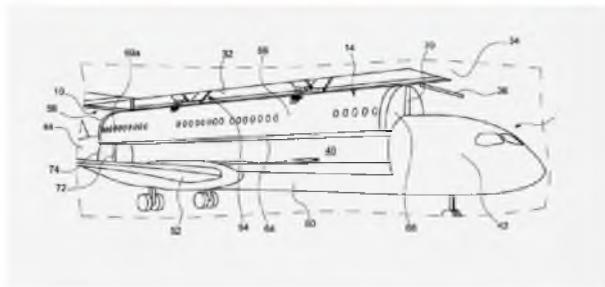


Рис. 7. 3D-модель проекта Airbus



Рис. 8. 3D-модели самолета Федерального политехнического института Лозанны

штифтами. Капсула герметична, на ее крыше установлены специальные приспособления для погрузки краном.

Конечно, такая технология не вписывается в текущие правила по авиационным пассажирским перевозкам. Сегодня после каждого рейса самолеты проходят обязательный технический осмотр и заправку.

В настоящее время проект не реализован и еще неизвестно, получит ли необычная технология Airbus сертификат на серийное производство.

Airbus предлагает использовать нечто типа модульного самолета. В частности, можно реализовать грузовой или пассажирский блок. Но наиболее интересные перспективы открываются для пассажиров. Если сейчас им нужно добраться до аэропорта, пройти регистрацию, выйти на перрон, зайти в автобус, доехать до самолета, то по новой концепции пассажиры размещаются в салоне-капсуле до готовности самолета к вылету, затем осуществляется доставка к самолету, фиксация и по мере завершения необходимых операций – взлет.

В Швейцарии инженеры Федерального политехнического института Лозанны работают над проектом, который пока существует только в 3D-модели (рис. 8).

Разрабатываемый модульный летательный аппарат получил рабочее название «гондолоплан», поскольку состоит из двух основных частей: летательного модуля (планер, кабина пилотов и двигатель) и съемных гондол, оборудо-

ванных внутри под пассажирский салон или под грузовой отсек.

Модульная конструкция самолета делает его универсальным транспортным средством, выполняющим доставку пассажиров и перевозку грузов.

Для пассажирских перевозок новый тип летательного аппарата может оказаться максимально востребованным. Разъединяемая гондола может устанавливаться в качестве вагона в состав поезда. Таким образом, группе пассажиров не придется делать лишних пересадок и самостоятельно перемещаться между вокзалами и аэропортами.

В настоящее время разрабатывается прототип длиной не более 10 м, который призван помочь инженерам проверить теории относительно потенциальной производительности самолетов гондольного типа.

Дизайн швейцарского концепта выполнен на основе летающего крыла, располагающегося довольно высоко над землей, что оставляет достаточно пространства для крепления к нему вплоть до трех гондол.

Новая концепция снижает время, необходимое для стыковочных рейсов, упрощает транзитную систему для людей и грузов, а также позволяет расширить формирование пассажирских, грузовых и смешанных рейсов.

Видно, что направление полимодульности в рамках одного летательного аппарата со специализацией модулей и возможностью спасения людей и грузов при аварии актуально. Но

следует отметить, что проектируемые летательные аппараты остаются пилотируемыми.

Малая беспилотная авиация

Почтовой службой Швейцарии (SwissPost) проведены испытания комплекса доставки корреспонденции на основе беспилотных летательных аппаратов. Аналогичные испытания в декабре 2018 года провела и Почта России. Как показали эксперименты, модифицированные дроны (рис. 9) способны доставлять почтовые отправления массой до 1 кг на расстояние около 10 км. Безопасные маршруты доставки разработаны с использованием программного обеспечения Matternet на базе «облачных» технологий, то есть с использованием интернет-пространства для хранения и обмена информацией.

Партнером почтовой службы по внедрению данной технологии адресной доставки грузов в Швейцарии выступает подразделение национальной авиакомпании SwissInternationalAirLines. В совместном заявлении отмечено, что до коммерческого внедрения пройдет около пяти лет, но первые результаты очень обнадеживают. В основном, дроны тестируются на срок непрерывного использования.

Основным направлением использования беспилотников являются поставки в области, отрезанные от внешнего мира в результате природных катаклизмов, а также доставка медикаментов, лабораторных тестов и приоритетных грузов.

Испытания, проведенные в Швейцарии, показывают, что применение БПЛА в «чистом» виде нецелесообразно, необходимо вносить конструктивные изменения – модифицировать существующие модели. Также, учитывая доста-



Рис. 9. Квадрокоптер, представленный авиакомпанией SwissInternationalAirLines для доставки почтовых грузов

точно низкую полезную нагрузку, актуальна разработка более мощных и энергетически экономичных двигателей. Подобная модификация позволит увеличить массу полезной нагрузки, дистанцию доставки и полетное время.

Одна из ведущих транспортных компаний AmazonPrimeAir представляет БПЛА с минимально проведенной модификацией конструкции и увеличением количества двигателей от 4 до 8, что значительно улучшает технические параметры беспилотника (рис. 10).

В настоящее время проводятся работы по разработке беспилотных аппаратов, интегрированных с контейнерами большой массы (рис. 11). Компанией DJIPro (Китай) представлен



Рис. 10. Опытный образец БПЛА с расширенными возможностями компании AmazonPrimeAir



Рис. 11. Проекты модифицированных БПЛА для транспортировки тяжелых грузов

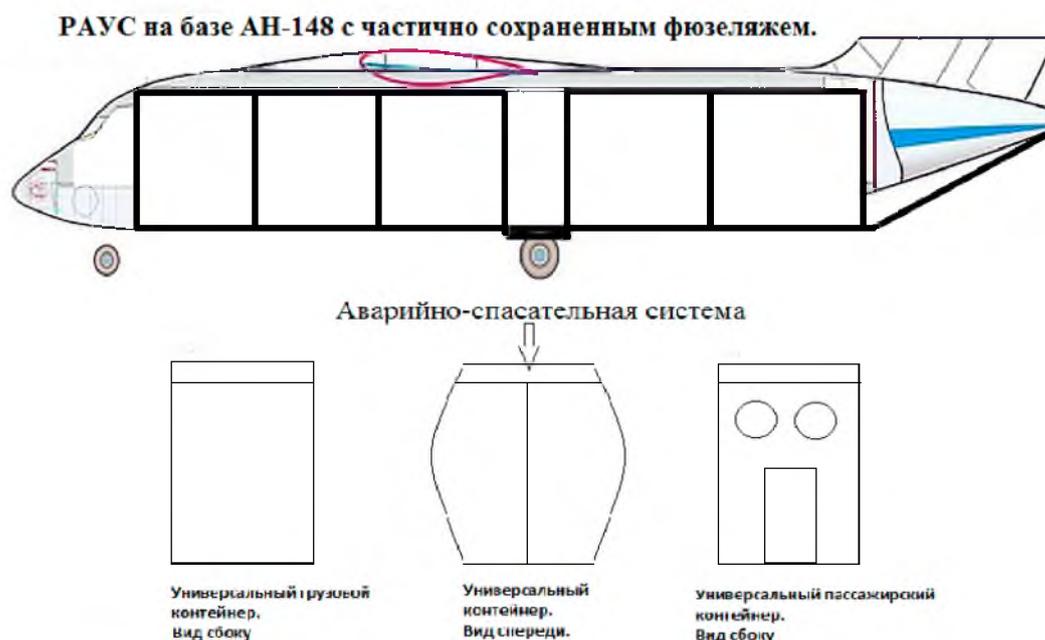


Рис. 12. РАУС на базе существующей модели самолета

проект БПЛА, оснащенный мощными двигателями и устройством стыковки с объемными контейнерами. В настоящее время изготовлен опытный образец, позволяющий перевезти груз до 100 кг.

Внимание разработчиков перспективных моделей в области беспилотной авиации обращено на БПЛА вертолетного типа с различными характеристиками: время и дальность полета, полезная нагрузка, алгоритмы управления. Несмотря на проводимые в настоящее время работы, масса для беспилотников вертолетного типа ограничена, как ограничены время и дистанция полета.

В настоящее время проводятся работы по модификации БПЛА самолетного типа модульного исполнения, который способен решать задачи транспортировки грузов массой до 1000 кг, на средние (до 1000 км) расстояния. Кроме того, работы в данном направлении предусматривают создание экспериментальной базы для проектирования полноценных самолетов модульного типа.

Роботизированные авиационные универсальные системы

Исходя из сделанного анализа развития наиболее перспективных направлений мировой авиации необходимо развивать принципиально новые на основе роботизации и цифровых технологий.

Очевидно, что роботизированные авиационные универсальные системы (РАУС) в настоящее время являются наиболее перспективным направлением по разработке новых модульных самолетов с автоматическим управлением.

Суть данного инновационного подхода заключается в том, что предлагается разработать серию беспилотных, безфюзеляжных летательных аппаратов самолетного и вертолетного типа с полезной нагрузкой в виде нескольких универсальных модулей-контейнеров (равных по размеру), укомплектованных в единый фюзеляж и выполняющих все его функции. Модуль-контейнеры могут перевозиться другими видами транспорта, например железнодорожным (рис. 13).

При этом модуль-контейнер должен быть универсальным для летательных аппаратов своей серии и иметь две модификации: грузовую и пассажирскую. Размеры и вес модуля-контейнера должны обеспечивать возможность размещения либо в его составе, либо в составе непосредственно летательного аппарата системы аварийного спасения (рис. 12), а также возможность транспортировки существующими видами наземного и водного транспорта (рис. 13), а для серии летательных аппаратов ближнего и среднего радиуса – с возможностью транспортировки и другим видом воздушного транспорта, например вертолетом (рис. 14).

Идеология создания эффективной модульной авиационной системы – составного самолета и вертолета разделяемого типа – базируется на надеж-

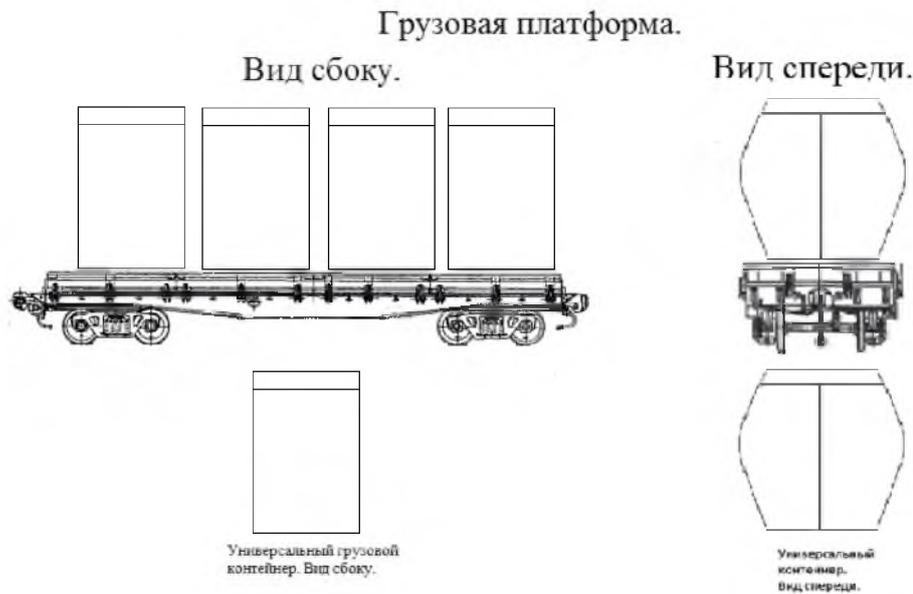


Рис. 13. Модуль-контейнеры, перевозимые железнодорожным транспортом

Вертолетная универсальная авиационная система совместимая с РАУС на базе АН-148



Рис. 14. Совместимость модуль-контейнера с вертолетом

ных технических решениях. Предлагаемая технология позволяет повысить грузооборот и выйти на другой, более совершенный, уровень перевозки пассажиров. Помимо снижения времени посадки/высадки повышается степень безопасности, а за счет повышения интенсивности снижается себестоимость.

Пассажирский или грузовой отделяемый модуль крепится к фюзеляжу посредством разъемных креплений. При этом все электрические, трубопроводные, кинематические и прочие соединения в местах разделений выполняются само разъемными, которые реализуются при помощи автоматических муфт, электроразъемов, золотниковых и других клапанов.

Модульный принцип полезной нагрузки беспилотного и без фюзеляжного самолета в высокой степени универсален и значительно расширяет функциональность:

1. Беспилотный и без фюзеляжный самолет, обладая высокой универсальностью, более прост в проектировании и снижает стоимость производства – нет разделения на грузовой и пассажирский типы, отсутствие экипажа снимает требования по герметичности летательного аппарата и наличия систем жизнеобеспечения.

2. Повышается функциональность – РАУС перестает возить часть самого себя – фюзеляж, либо большую его часть. Часть фюзеляжа входит в модуль-контейнер, то есть в полезную нагрузку, оплачиваемую потребителем.

3. РАУС способен перевозить одновременно пассажирские и грузовые модули, в случае изменения пассажиропотока – в очередном аэропорту менять их соотношение. Таким образом, вместо пассажирских модулей присоединить грузовые модули, что значительно повышает функциональную мобильность.

4. Расширяется возможность логистического маневра грузоперевозок, который приближает авиацию к железнодорожным, автомобильным перевозкам и перевозкам водными видами транспорта. Модульный БПЛА может быть укомплектован как пассажирскими капсулами, так и грузовыми контейнерами.

5. Отсутствие экипажа повышает интенсивность использования РАУС. Во-первых, время между вылетами ограничивается только временем заправки, технического обслуживания и размещения модулей-контейнеров; во-вторых, отсутствие «человеческого фактора» более чем на 2/3 снизит аварийность. Однако возрастут требования к авионике бортового обеспечения.

6. Коренным отличием модульно-контейнерной конструкции самолетов является обеспечение безопасности для каждой группы пассажиров и груза, располагающихся в отдельных модулях-контейнерах.

В случае потери контроля над управлением авиалайнера возникновения ЧС с отказом двигателей, попыткой уничтожения самолета как с воздуха, так и с земли модульные отсеки могут отделиться от летательного аппарата, а с учетом обеспечения автономности каждого модуля системой аварийного спасения (парашютная система, аналогичная имеющейся на спускаемом космическом аппарате или системе десантирования для техники ВДВ), жизнеобеспечения, положительного плавательного эффекта обеспечивается выживание пассажиров и сохранность груза. Следует отметить, что беспилотный модуль – контейнерный вариант ввиду отсутствия экипажа, автономности каждого модуля и наличия системы аварийного спасения значительно снижает террористическую опасность.

Предлагаемые эскизы проекта опираются на опыт разработчиков, работы которых в настоящее время не реализованы, но представляют оригинальные технические и конструкторские решения.

Заключение

К преимуществам РАУС следует отнести повышение ценности полезной нагрузки и очевидный экономический выигрыш – самолет перестает транспортировать часть самого себя – фюзеляж либо большую его часть. Она становится частью модуля-контейнера, то есть большей частью полезной нагрузки, оплачиваемой потребителем.

Также РАУС предполагает универсальность – в предлагаемой комплектации могут

быть использованы пассажирские и грузовые модули, что расширяет логистический маневр грузоперевозок.

Автоматическое управление (отсутствие экипажа) повышает интенсивность использования РАУС, так как время от одного вылета до другого ограничивается временем на заправку, размещением подготовленных модулей-контейнеров и техническим обслуживанием.

Наиболее оптимальные конструкции для РАУС являются самолеты с высокорасположенным над фюзеляжем крылом типа ИЛ-76 или АН-148 (ИЛ-112) и вертолеты грузоподъемностью от 4 тонн с минимальной модификацией расположением двигателей и размещением шасси.

С учетом летно-технических характеристик (ЛТХ) наиболее привлекательным является разработка РАУС на базе АН-148. Экспериментальная модель РАУС на базе АН-148 (ИЛ-112) позволяет использовать производственную и опытно-конструкторскую базу и максимально приближенные массо-габаритные требования к модулю-контейнеру.

При проектировании РАУС самолетного типа необходимо предусмотреть максимальную совместимость с вертолетным вариантом и требования по транспортным габаритам для перевозок другими видами транспорта. За основу целесообразно принять один из существующих типов вертолетов с грузоподъемностью от 4 т, с учетом возможности на первом этапе пилотируемого варианта.

Естественно, система РАУС помимо повышения транспортной функциональности позволяет обеспечить возможность спасения пассажиров и груза в случае возникновения нештатных ситуаций, аварий.

В настоящее время работы по созданию самолетов разделяемого типа находятся в стадии разработки и существуют в математических и инженерных расчетах. Для изготовления экспериментального образца, например, на основе БПЛА самолетного типа необходимо привлечь финансовые средства и специалистов, владеющих необходимыми знаниями.

Анализ и техническое моделирование показывает, что модульные системы конструкции самолетов позволяют:

- повысить качественный и количественный уровень авиационных перевозок;
- значительно упростить существующую инфраструктуру транспортных артерий (пассажирские аэропорты и грузовые структуры);
- повысить безопасность полетов и воздушных грузоперевозок.

Помимо техногенных авиакатастроф беспилотные самолеты модульного типа значительно снижают террористическую опасность. Модификация модульно-контейнерного БПЛА позволит минимизировать недостатки в системе безопасности полетов, что в свою очередь повышает востребованность гражданской авиации.

Настоящий проект – попытка разработать и вывести на рынок принципиально новый тип летательных аппаратов с учетом жестких технических, юридических и коммерческих ограничений.

Очевидно, что работы в данном направлении необходимо ускорить, поскольку нагрузка на современный транспорт растет с каждым днем.

Концепция РАУС как перспективное направление отечественной авиации позволит:

- расширить трафик пассажирских и грузовых перевозок;
- повысить качество как пассажирских, так и транспортных перевозок;
- повысить уровень безопасности авиаперелетов, снизить вероятность террористических проявлений;
- повысить развитие авиационных технологий с расширением спектра выпуска самолетов и вертолетов модульного типа;
- разделить процесс производства самолета на процесс производства непосредственно летательного аппарата и процесс производства блок контейнеров, что значительно удешевит как сам процесс производства, так и стоимость перевозимых грузов;
- органично вписать авиационные перевозки в общий трафик контейнерных и пассажирских перевозок;
- расширить, унифицировать, стандартизировать и автоматизировать рынок услуг как по обслуживанию самих летательных аппаратов, так и содержанию, обслуживанию модуль-контейнеров.

Библиографический список

1. Самые большие пассажирские самолеты в мире. URL: <http://top10a.ru/top-10-samye-bolshie-passazhirskie-samolety-v-mire.html> (дата обращения: 05.12.2019).
2. Колов С. Летающий контейнер фирмы Гота. URL: http://www.xliby.ru/transport_i_aviacija/samolety_mira_2000_04 (дата обращения: 05.12.2019).
3. Житомирский Г. И. Конструкция самолетов: учебник для студентов авиационных специальностей вузов. М.: Машиностроение, 1991. С. 400.
4. Никитин Г. А., Баканов Е. А. Основы авиации. М.: Машиностроение, 2003. С. 400.
5. Гончаренко В. Как люди научились летать. URL: <http://n-t.ru/ri/gn/kl.htm> (дата обращения: 05.12.2019).
6. URL: <http://www.aviationweek.com/aw/adspage.jsp> (дата обращения: 05.12.2019).
7. The PIONEER AVIATION GROUP Is Dedicated to the Preservation & Dissemination of Pioneer Aviation History. URL: <http://www.flyingmachines.org> (дата обращения: 05.12.2019).
8. Авдеев Ю. Дальники: между прошлым и будущим // Красная звезда, 2007.
9. Губарев В., Кузьменко А. Международное научно-производственное сотрудничество в российском авиастроении // Авиапанорама. 2008. № 3.
10. Кузьменко М. Создание двигателя пятого поколения – задача, технически более сложная, чем разработка нового самолета // Форсайт. 2009.
11. Поспелова О. НИОКР – перспективный двигатель ОПК. 27.11.2007. URL: <http://www.salut.ru/ViewTopic.php?Id=574> (дата обращения: 05.12.2019).
12. Модульность в авиации. URL: <https://habr.com/post/387637> (дата обращения: 05.12.2019).
13. Модульность в авиации. Проблемы и перспективы обеспечения безопасности гражданской авиации. URL: <https://habr.com/post/228101> (дата обращения: 13.12.2019).
14. Модульность в авиации. URL: http://pcnews.ru/blogs/modulnost_v_aviacii-666857.html (дата обращения: 13.12.2019).
15. Настоящее и будущее беспилотной авиации. Ч. 2. URL: <http://army-news.ru/2016/01/nastoyashhe-i-budushhe-bespilotnoj-aviacii-chast-2> (дата обращения: 13.12.2019).
16. Малая и беспилотная авиация, возможности регулирования и контроля. URL: <https://www.aex.ru/docs/4/2015/5/18/2232> (дата обращения: 13.12.2019).
17. Фетисов В. С. Беспилотная авиация: терминология, классификация, современное состояние. URL: <https://info.wikireading.ru/250920> (дата обращения: 13.12.2019).
18. Авиация будущего. URL: <https://cyberleninka.ru/article/v/aviatsiya-buduschego> (дата обращения: 13.12.2019).
19. Новые технологии в авиастроении – основа прогресса в авиации. URL: http://www.umpro.ru/index.php?art_id_1=126&group_id_4=55&page_id=17 (дата обращения: 13.12.2019).
20. Беспилотные боевые самолеты и боевая авиация 6 Поколения. URL: http://www.uav.ru/articles/6_gen.pdf (дата обращения: 13.12.2019).

УДК 629.735.33

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-100-105

А. М. Литвиненко**доктор технических наук, профессор***Д. С. Баранов****аспирант***А. Е. Новиков****аспирант***Воронежский государственный технический университет*

ОПТИМАЛЬНОЕ УПРАВЛЕНИЕ СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

Рассматривается оптимальное управление электроприводом и расчет линейной диаграммы тока.

Ключевые слова: оптимальное управление, регулятор, ветроустановка.

A. M. Litvinenko**Dr. Sc. Tech., Professor***D. S. Baranov****PhD Student***A. E. Novikov****PhD Student***Voronezh State Technical University*

OPTIMUM CONTROL OF SPECIALIZED ELECTRIC DRIVE

The article discusses the optimal control of the electric drive and the calculation of the linear current diagram.

Keywords: optimal control, regulator, wind turbine.

Развитие генерации с использованием возобновляемых источников энергии (ВИЭ) является доминирующей мировой тенденцией в изменении структуры производства электрической энергии.

В данном изложении рассматриваются в основном ветрогенераторные установки, причем малой мощности, которые являются базой мобильных электроустановок, использующихся в сельском хозяйстве, геологических партиях, безлюдных местностях, где проходят газопроводы, в целях катодной защиты и т. п.

В стационарном варианте маломощные ВИЭ на базе ветроустановок могут быть применены в качестве резервных питающих устройств в объектах МЧС, а также при оборудовании дорожной сети.

Основу таких ветроустановок составляют генераторы с постоянными магнитами, обладающие конструктивной простотой и высокой надежностью.

Однако существует два момента, которые сдерживают их использование:

1) большая величина радиального тяжения, которая приводит к увеличению пускового момента, что в свою очередь не позволяет ветроэнергетический потенциал в полной мере;

2) невозможность регулирования потока постоянных магнитов, резкое ограничение диапазона регулирования напряжения, уровень которого определяется фактически лишь двумя факторами: текущей скоростью ветра и уровнем нагрузки.

Преодоление этих недостатков в сочетании с необходимостью оптимального управления является актуальной научно-технической проблемой.

Последние научно-технические разработки, связанные с внедрением синхронных генераторов в сегментном исполнении, создают предпосылки для решения этих задач. В частности, в таких генераторах имеется возможность преднамеренного изменения воздушного зазора между ротором и активными сегментами статора, что дает возможность:

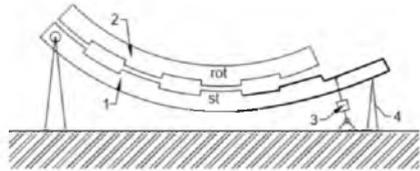
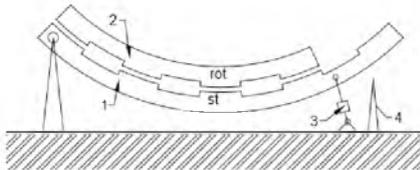
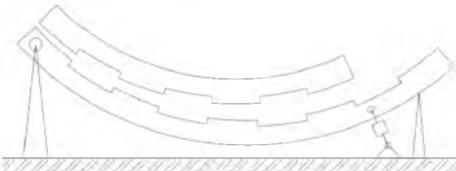
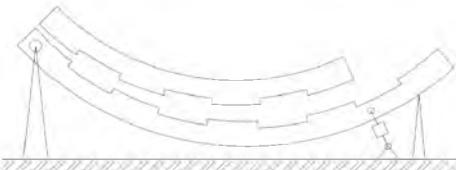
1) уменьшить стопорный (пусковой) момент на валу ротора, что позволяет ветроколесу набирать обороты при сравнительно низкой скорости ветра;

2) изменить воздушный зазор эквивалентно изменению возбуждения синхронных генераторов.

Рассмотрим алгоритм работы установки, пользуясь схемами, приведенными в табл. 1.

Таблица 1

Алгоритм работы установки

№ этапа	ω	Положение статора	Потребление энергии	Момент на валу ветроколеса-ротора
1	$\omega < \omega_{np}$		-	min
2	$\omega \uparrow \tau_1$		-	min
3	$\omega > \omega_{np}$		+	↑
4	$\omega = const$		-	max
5	$\omega \downarrow \tau_2$	Переход от «3», «4» к «1»	+	↓
6	$\omega < \omega_{np}$	«1»	-	min

На первом этапе цикла статорный элемент (1) отведен от роторного элемента (2) с помощью привода (3) приведен в соприкосновение с упором (4) с конечным выключателем, момент и скорость на валу ветроколеса минимальны.

Это приводит к тому, что вследствие малого момента сопротивления даже порывы ветра малой интенсивности раскручивают ротор. В конце второго этапа по прошествии времени t происходит включение привода при достижении ω предельной величины ω_{np} , статорный элемент отводится от упора (4) и становится на упор (5) также с конечным выключателем происходит третий этап.

В течение четвертого этапа, характеризующегося примерно постоянной скоростью ветра, происходит отдача энергии в сеть (или в аккумуляторную батарею).

На пятом этапе уменьшение скорости приводит к отведению статорного элемента к упору (4). В конечном итоге шестой этап повторяет первый. Далее цикл повторяется.

Соответствующая циклограмма приведена на рис. 1. таблицы. Примерно такой же вид имеет и циклограмма момента.

В случае кратковременности ветрового воздействия участок 4 может отсутствовать, циклограмма в этом случае имеет вид, показанный на рис. 2 таблицы. Таким образом, в первом приближении привод должен реализовывать трапецидальную (с учетом аппроксимации) или треугольную циклограмму [4–7].

Далее отметим специфические черты данного привода, которые отличают его от известных и требуют проектной проработки.

К их числу относятся:

- малая величина хода (1/3 мм);
- существенная зависимость момента сопротивления от знака перемещения вследствие наличия радиального усилия;

– необходимость учета нелинейностей, в частности, люфта механизмы;

– минимальное энергопотребление, так как в качестве источника предполагается использование только аккумулятора, входящего в компонент СВЭГ.

На данные ограничения накладывается еще одно обстоятельство, которое следует учитывать. Оно касается самого сервопривода, в качестве которого как в силу технических, так и в силу экономических причин выбран привод типа В-043. 98105 с двигателем 12 В постоянного тока с барабанным якорем, редуктором с цилиндрическими шестернями и передаточным отношением 4,43, а также передачей «шестерня-рейка» с передаточным отношением 20 мм/об. и люфтом 0,35 мм. Это обстоятельство требует учитывать момент инерции якоря – $0,00372 \times \text{см}^2$ и механическую постоянную времени – 0,05 сек., вследствие чего при отведении статора можно учесть время выбега и проводить более раннее отключение, при скорости ветроколеса ω' (см. рис. 3. таблицы).

Соответственно, на участке 1, можно производить отключение привода и скорости ω'' (при условии отсутствия самоторможения) (см. рис. 4 таблицы).

Необходимо заметить, что на конечном звене кинематической цепи возможно при необходимости некоторое изменение передаточного отношения – варьирование точки шарнира A вдоль дуги статорного элемента.

Таким образом, область работы привода ограничивается отрезком, расположенным между ω' и ω'' .

Между тем тахограмма тока с пятью участками известна [6], хотя точки сопряжения имеют несколько другой смысл. Частными случаями такой тахограммы является 3-участковая, в предельном случае – 2-участковая тахограмма релейного типа.

Интересно отметить, что несмотря на поступательный характер выдвижения штока, выходной величиной привода все равно является угол поворота статора, хотя и меняющийся в малых пределах – до 5° .

В любом случае оптимальная диаграмма работы привода должна минимизировать коэффициент нагрузки двигателя по нагреву.

$$\Delta p = \frac{\Delta E_p}{\tau_p + \tau_0}$$

$$\Delta E_p = \int_0^v i_0 l \tau = \frac{\Delta \mathcal{E}}{\Delta P_n T_m} - \text{потеря энергии в обмотке якоря}; \tau = \frac{t}{T_m} - \text{относительное время}; T_m - \text{ме-$$

ханическая постоянная; ΔP_n – потеря мощности в якоре при номинальном токе; $I - \frac{I}{I_n}$ – ток якоря (I_n – номинальный ток); τ_p – время работы; τ_0 – время паузы.

Согласно [6] определим потерю энергии за время одного перемещения:

$$\Delta E_p = F_\phi \frac{\alpha_p^2}{\tau_p} + i_c^2 \tau_p,$$

где i_c – статический ток; F_ϕ – коэффициент, зависящий от формы тока, в оптимальном варианте $F_\phi = 12$; $\alpha_p = \frac{A}{A_n}$ – угол, отработанный валом двигателя; $A_n = \frac{T_{m,n}}{60}$ – угловая постоянно-

го привода.

Разделив вышеприведенное выражение на $\tau_p + \tau_0$ и исследовав полученную функцию на условный экстремум, можно получить оптимальную по нагреву программу работы механизма:

$$\tau_{px}^0 = \frac{\tau_p}{\sum_{r=1}^R \sqrt{\alpha_{pr}}} \sqrt{\alpha_{px}},$$

где $x = 1, 2, 3 \dots R$ – номер перемещения, который для рассматриваемого механизма определяется числом порывов и ветровых пауз в сутки, при коррекции на время года для данной местности.

При этом установки регуляторов:

$$v_{mx}^0 = \frac{F_c}{\tau_p} \left[\sum_{r=1}^R \sqrt{\alpha_{pr}} \right] \sqrt{\alpha_{px}};$$

$$i_m^0 = \frac{F_t}{\tau_p^2} \left[\sum_{r=1}^R \sqrt{\alpha_{pr}} \right]^2 + i_c,$$

где $F_c = 1,6$; $F_t = 5,0$.

При этом в именованных единицах:

$$\omega_{mx}^v = \frac{\pi F_c i}{30 t_p K_{cn}} \left[\sum_{r=1}^R \sqrt{S_{pr}} \right] \sqrt{S_{px}};$$

$$I_m^0 = \frac{\pi F_t i T_m I_n}{30 t_p^2 k_{cn} \omega} \left[\sum_{r=1}^R \sqrt{S_{pr}} \right]^2 + I_c.$$

Здесь:

S_p – перемещение рабочего органа, мм;

T_p – суммарное время работы, сек.;

i – передаточное число редуктора;

K_{cn} – спрямляющее число, мм/об., то есть отношение перемещения рабочего органа (в на-

шем случае – крайней точки статорного элемента) к углу поворота тихоходного вала редуктора.

Поскольку рабочий цикл (имеется в виду один подвод или один отвод) не реверсивный, то $r = 1$.

Подставляя в вышеприведенную формулу выражение для ω° , имеем:

$$I_m^0 = \frac{T_m I_H}{i_p} + I_c.$$

Отсюда явно видна роль момента инерции, входящего в выражение для T_m .

Кроме того, момент инерции входит в коэффициент $K_m = \frac{\gamma}{\gamma_{II}}$ входящий в состав передаточной функции двигателя по моменту:

$$\omega_m(p) = \frac{k_m P}{T_m P + 1}.$$

Рассмотрим уравнения движения объекта. Пусть приведенный момент инерции равен. Координату (угол поворота сегмента статора) обозначим через x' . При движении сегмента x' меняется со временем. Угловая скорость сегмента будет производной \dot{x}' . На сегмент действуют два внешних момента: трения – в \dot{x}' и рабочий момент двигателя M_∂ , причем в зависимости от знака \dot{x}' с этим моментом может складываться или вычитаться радиальное воздействие от ротора M_r .

Таким образом, имеем два уравнения:

$$\gamma_{II} \ddot{x}' = -b \dot{x}' + M_\partial = \pm M_r.$$

Положив $\dot{x}' = x^2$, закон движения запишем в виде системы дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} \dot{x} = x^2 \\ \dot{x}^2 = -\frac{b}{\gamma_{II}} x^2 + M_\partial + M_r, \text{ при } x' > 0. \\ \ddot{x} x \end{cases}$$

Величины x' и x^2 суть фазовые координаты, а M_∂ – управляющий параметр, при этом в первом приближении можно пренебречь зависимостью трения от скорости (вязким трением), тогда при условии наличия среднего момента (независимости его от направления движения) система принимает вид:

$$\begin{cases} \dot{x}' = x^2 \\ \dot{x}^2 = M_\partial \\ -1 \leq M_\partial \leq 1. \end{cases}$$

Рассмотрим задачу о быстродействии, когда конечным положением служит точка $x = (0, 0)$.

Функция Гамильтона в соответствии с принципом максимума имеет вид:

$$H = \phi_1 x^2 + \phi_2 M_\partial,$$

причем для вспомогательных переменных ϕ_1 и ϕ_2 получаем:

$$\dot{\phi}_1 = 0, \dot{\phi}_2 = -\phi_1$$

Отсюда:

$\phi_1 = d_1; \phi_2 = -d_1 t + d_2$, где d_1, d_2 – постоянные интегрирования.

Далее, учитывая знак при , имеем:

$$M_\partial(t) = +1 \text{ при } \phi_2(t) > 0$$

$$M_\partial(t) = -1 \text{ при } \phi_2(t) < 0.$$

То есть:

$$M_\partial(t) = \text{sign} \phi_2(t) = \text{sign}(-d_1 t + d_2).$$

Для временного интервала при котором M_∂ тождественно равен единице, имеем:

$$x^2(t) = t + c^2, x'(t) = \int x^2(t) dt = \frac{1}{2}(t + c^2)^2 + c',$$

где c' и c^2 – постоянные интегрирования, следовательно:

$$x' = \frac{1}{2}(x^2)^2 + c'.$$

Это значит, что отрезок фазовой траектории для данного случая представляется дугой параболы, по которой изображающие точки движутся снизу вверх, то есть $\dot{x}^2 > 0$.

Аналогично для случая, когда M_∂ тождественно равен минус единице:

$$x^2(t) = -t + c'^2;$$

$$x^1 = -\frac{1}{2}(x^2)^2 + c'^1.$$

По этим параболам точки движутся сверху вниз.

Фактически же при отсутствии оптимального управления (прямой пуск) фазовые траектории будут иметь другой вид – любой из лежащих выше оптимальной траектории. Конкретный вид оптимальной траектории определяется постоянными времени привода и параметрами передаточной функции по моменту. Для данного привода механическая постоянная – 0,05 сек., электромагнитная – $T_\partial = 0,005$ сек. Следовательно, при такой разности постоянных времени T_∂ можно пренебречь и считать, что привод предоставляет собой реальное интегрирующее звено.

Поскольку отрезок параболы для оптимального управления проходит через начало координат, его уравнение будет (при $u = -1$):

$$x_1 = 0,5x_2^2.$$

При $u = +1$ процесс пойдет из четвертого квадранта в начало координат:

$$x_1 = -0,5x_2^2.$$

Таким образом, оптимальный процесс фактически происходит по линии переключения, совпадающей с отрезками парабол [8, 9].

Важным фактором, влияющим на организацию алгоритма работы привода, является информация о степени заряженности аккумуляторной батареи (АБ).

Так, при полной зарядке АБ на продолжительность включения (ПВ) не накладывается никаких ограничений генератор может работать напрямую на какую-либо нагрузку (например, нагревательный элемент). При ограничении мощности АБ период безветрия может оказаться столь значительным, что энергии может не хватить для функционирования привода.

Это возможно при фактическом увеличении по сравнению с расчетным, то есть при ограничении ПВ (числа пусков).

Исходя из этого, можно предложить следующий алгоритм функционирования привода.

1. Анализ исходных данных: неизменных параметров и метеорологической информации – времени года с наиболее вероятной в это время года длительности ветрового порыва, статор в начальном состоянии отведен.

2. Анализ текущей скорости ветра и включение привода на сближение со статором по заданной тахограмме.

3. Определение дозы выработанной энергии и состояния АБ.

4. Отведение статора по тахограмме отведения.

5. Корректировка времени включения с учетом запаса энергии в АБ.

6. Вычисление нагрузки двигателя.

7. Формирование закона регулирования с учетом состояния АБ и реализации оптимального управления.

Таким образом, существуют две ветви функционирования алгоритма управления:

– максимального оптимального быстродействия,

– максимального оптимального энергосбережения.

Первая ветвь функционирует лишь при полном заряде АБ, но зато обеспечивает относительно быстрое реагирование на изменение порывов ветра.

Вторая ветвь обеспечивает минимальное энергопотребление за счет оптимального управления, но при этом темп слежения за скоростью ветра минимален.

Как известно, реализация линейной токовой диаграммы практически требует специальных и зачастую не дешевых схемных решений [4]. Поэтому с целью уменьшения затрат в данном случае было принято решение ограничиться простым «оптимальным» регулятором, реализованном на принципе подключения к входу преобразователя предварительно заряженного конденсатора, разряд которого по экспоненте приблизительно соответствует линейной токовой диаграмме. Поскольку величина перемещения статорного элемента является постоянной, организовано лишь подключение двух конденсаторов – на подведение и отведение статорного элемента. Реализация рассмотренного алгоритма проведена с помощью математической среды Matlab-Simulink и проверена на действующем макете установки с четырехлопастным колесом бипланного типа диаметром 1,2 м и быстроходным двухлопастным колесом такого же диаметра.

Система управления реализует рассмотренный выше алгоритм с помощью программируемого микроконтроллера FNVTF32 [10], осуществляющего необходимые переключения.

Сигнал по частоте вращения организован с помощью специально организованного тахометрического моста.

В заключение нужно отметить, что по результатам испытаний с учетом реальной ветровой обстановки (сентябрь-октябрь 2019 года, полигон в районе населенного пункта «Медовка» Воронежской обл.) выявлено, что квазиоптимальное управление в зависимости от длительности ветровых порывов может обеспечить от 18 до 35 % снижения энергопотребления, что весьма актуально для ветроэлектродвигателей, работающих на заряд аккумуляторной батареи.

Библиографический список

1. Литвиненко А. М. Исследование перспективы использования безредукторных ветроэлектродвигателей сегментного типа. Известия академии электротехнических наук РФ, 2018. Вып. 20. С. 113–121.
2. Литвиненко А. М. Патент РФ № 2571996. Заявка: 201350777/06 от 14.11.2013. Опубл. 27.12.2015. Бюл. № 36 – статор сегментного генератора.
3. Литвиненко А. М. Патент РФ № 2272174. Заявка: 2004129524/06 от 06.10.2004. Опубл. 20.02.2006. Бюл. № 8 – система управления ветроэлектродвигателем.
4. Петров Ю. П. Оптимальное управление электрическим приводом с учетом ограничений по нагреву. Л.: Энергия, 1971.

5. *Чистов В. П., Бондаренко В. И., Святославский В. А.* Оптимальное управление электрическими приводами постоянного тока. М.: Энергия, 1968.

6. *Кожевников К. И.* Экстремальное управление позиционным механизмом во времени электричеств. М., 1978. № 2. С. 44–48.

7. *Бычков М. Г.* Оптимальное и квазиоптимальное управление позиционным электроприводом постоянного тока по критерию минимума электрических потерь при ослаблении магнитного потока. М.: МЭИ, 2018. С. 17–39.

8. *Болтянский В. Г.* Математические методы оптимального управления. М.: Наука, 1966.

9. *Куропаткин П. В.* Оптимальные и адаптивные системы. М.: Высшая школа, 1980.

10. *Афанасьев В. Н., Колмановский В. Б., Носов В. Р.* Математическая теория конструирования систем управления. М.: Высшая школа, 1989.

11. *Бурковский В. Л., Данилов А. Д., Ливиненко А. М.* Физическая модель устройств силовой электроники на базе статических преобразователей напряжения. Электротехника. 2018. № 6. С. 44–47.

УДК. 681.5

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-106-109

А. Л. Ляшенко*

кандидат технических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

МОДЕЛИРОВАНИЕ ОБЪЕКТОВ УПРАВЛЕНИЯ С ПОДВИЖНЫМ ТЕПЛОНОСИТЕЛЕМ С ПОМОЩЬЮ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ФУНКЦИЙ

Рассмотрена методика моделирования распределенных объектов с подвижным источником воздействия. В качестве примера приведено распространение тепла в стержне. Изложены результаты моделирования методом конечно-разностной аппроксимации уравнения теплопроводности и моделирования с помощью передаточной функции, записанной для распределенного объекта. Рассмотрено применение разработанной методики для моделирования тепловых процессов в защитном термокожухе видеокамеры охранного телевидения.

Ключевые слова: дифференциальное управление, объекты с распределенными параметрами, переходная характеристика, контроль, диагностика, передаточная функция, моделирование, системный анализ, управление.

A. L. Lyashenko*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

MODELING CONTROL OBJECTS WITH A MOVING COOLANT USING DISTRIBUTED TRANSFER FUNCTIONS

The technique of modeling distributed objects with a moving source of influence is considered. As an example, heat propagation in a moving rod is considered. The results of modeling by the method of finite-difference approximation of the heat equation and modeling using the transfer function written for a distributed object are presented. The application of the developed methodology for modeling thermal processes in a protective thermal casing of a CCTV camera is considered.

Keywords: objects with distributed parameters, transfer function, modeling, transient response, differential control, system analysis, control, monitoring, diagnostics.

Толчком к развитию теории систем с распределенными параметрами стали актуальные практические задачи, в числе первых из которых были сложные проблемы управления нестационарными температурными полями.

Для моделирования тепловых процессов в твердом теле используются дифференциальные уравнения второго порядка в частных производных, известным под названием *уравнения теплопроводности* [1].

В общем случае температурное поле $Q(x, y, z, t)$ описывается многомерным, нелинейным и неоднородным уравнением Фурье следующего вида:

$$c\rho \frac{\partial Q(x, y, z, t)}{\partial t} = \operatorname{div}(\lambda \operatorname{grad} Q(x, y, z, t)) - c\rho V \operatorname{grad} Q(x, y, z, t) + F(x, y, z, t, Q).$$

Уравнение получается исходя из рассмотренных условий теплового баланса в элементарном объеме нагреваемого тела [2]. Здесь F – функ-

ция, характеризующая удельную мощность внутренних источников тепла; V – вектор скорости перемещения объекта в нагревательном агрегате; c, ρ, λ – теплофизические параметры нагреваемого материала, соответственно, удельная теплоемкость, плотность и коэффициент теплопроводности, которые, вообще говоря, зависят от температуры.

При синтезе замкнутых систем управления часто возникает необходимость анализа и моделирования рассматриваемого объекта управления, для чего используют разные методы. Наиболее часто применяют метод «сеток» с использованием конечно-разностной аппроксимации уравнения теплопроводности.

Рассмотрим случай, когда у объекта имеется подвижный источник воздействия.

Математическая модель имеет вид:

$$\frac{\partial Q(x, t)}{\partial t} = a \frac{\partial^2 Q(x, t)}{\partial x^2} - V \frac{\partial Q(x, t)}{\partial x} \quad (1)$$

$$0 < x < L_x$$

с начальными и граничными условиями:

$$Q(x, 0) = Q_0(x); \quad Q(0, t) = Q(L_x, t) = 0.$$

Заменим выражение (1) его дискретным аналогом и произведем моделирование с применением метода «сеток»:

$$\frac{Q(i, t+1) - Q(i, t)}{\Delta t} = \frac{Q(i+1, t) - 2Q(i, t) + Q(i-1, t)}{\Delta x^2} - V \frac{Q(i, t) - Q(i-1, t)}{\Delta x} \quad (2)$$

Рассмотрим процесс моделирования с применением передаточных функций (ПФ). Это наиболее распространенный способ моделирования в теории автоматического управления. Но в теории систем с распределенными параметрами данный метод изучен не в полном объеме.

Для объекта, записанного с помощью выражения (1) ПФ, согласно [2] и [3] будет иметь вид:

$$W(x, \xi, p) = \frac{2}{l} \exp \left[\frac{V}{2a} (x - \xi) \right] \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \frac{\pi n}{l} x \sin \frac{\pi n}{l} \xi}{p + \frac{V^2}{4a} + \frac{a \pi^2 n^2}{l^2}}. \quad (3)$$

При постоянных значениях ξ_0 – точки входного воздействия; x_0 – точки наблюдения; $V = \text{const}$ и $n=1$, получим:

$$\begin{aligned} W(p) &= \frac{2}{l} \exp \left[\frac{V}{2a} (x - \xi) \right] \cdot \frac{\sin \frac{\pi}{l} x_0 \sin \frac{\pi}{l} \xi_0}{p + \frac{V^2}{4a} + \frac{a \pi^2}{l^2}} = \\ &= \exp \left[\frac{V}{2a} (x - \xi) \right] \cdot \frac{2 \sin \frac{\pi}{l} x_0 \sin \frac{\pi}{l} \xi_0}{l \left(\frac{p 4 a l^2 + V^2 l^2 + 4 a^2 \pi^2}{4 a l^2} \right)} = \\ &= \exp \left[\frac{V}{2a} (x - \xi) \right] \cdot \frac{8 a l \sin \frac{\pi}{l} x_0 \sin \frac{\pi}{l} \xi_0}{p 4 a l^2 + (V^2 l^2 + 4 a^2 \pi^2)}. \end{aligned}$$

Разделив числитель и знаменатель правой части равенства на $(V^2 l^2 + 4 a^2 \pi^2)$, приведем выражение к виду:

$$\begin{aligned} W(p) &= \exp \left[\frac{V}{2a} (x - \xi) \right] \times \\ &\times \frac{\frac{8 a l}{(V^2 l^2 + 4 a^2 \pi^2)} \sin \frac{\pi}{l} x_0 \sin \frac{\pi}{l} \xi_0}{\frac{4 a l^2}{V^2 l^2 + 4 a^2 \pi^2} p + 1}. \end{aligned} \quad (4)$$

Введем обозначения:

$$K = \exp \left[\frac{V}{2a} (x - \xi) \right] \times$$

$$\times \frac{8 a l}{(V^2 l^2 + 4 a^2 \pi^2)} \sin \frac{\pi}{l} x_0 \sin \frac{\pi}{l} \xi_0;$$

$$T = \frac{4 a l^2}{V^2 l^2 + 4 a^2 \pi^2}. \quad (5)$$

Далее рассмотрим случай, когда математическая модель объекта имеет вид:

$$\frac{\partial Q(x, t)}{\partial t} = a \frac{\partial^2 Q(x, t)}{\partial x^2} \quad (6)$$

$$0 < x < L_x$$

с начальными и граничными условиями:

$$Q(x, 0) = Q_0(x); \quad Q(0, t) = Q(L_x, t) = 0.$$

Для объекта, записанного с помощью выражения (6) ПФ, согласно [2] и [3] будет иметь вид:

$$W(x, \xi, p) = \frac{2}{l} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \frac{\pi n}{l} x \sin \frac{\pi n}{l} \xi}{p + \frac{a \pi^2 n^2}{l^2}}. \quad (7)$$

При постоянных значениях ξ_0 – точки входного воздействия; x_0 – точки наблюдения; $n=1$ получим:

$$\begin{aligned} W(p) &= \frac{2}{l} \sin \frac{\pi}{l} x_0 \sin \frac{\pi}{l} \xi_0 = \frac{2 \sin \frac{\pi}{l} x_0 \sin \frac{\pi}{l} \xi_0}{p + \frac{a \pi^2}{l^2}} = \\ &= \frac{2 \sin \frac{\pi}{l} x_0 \sin \frac{\pi}{l} \xi_0}{l \left(\frac{p l^2 + a \pi^2}{l^2} \right)} = \\ &= \frac{2 l \sin \frac{\pi}{l} x_0 \sin \frac{\pi}{l} \xi_0}{p l^2 + a \pi^2}. \end{aligned}$$

Разделив числитель и знаменатель правой части равенства на $a \pi^2$, приведем выражение к виду:

$$W(p) = \frac{\frac{2 l}{a \pi^2} \sin \frac{\pi}{l} x_0 \sin \frac{\pi}{l} \xi_0}{\frac{l^2}{a \pi^2} p + 1}. \quad (8)$$

Введем обозначения:

$$K = \frac{2 l}{a \pi^2} \sin \frac{\pi}{l} x_0 \sin \frac{\pi}{l} \xi_0; \quad T = \frac{l^2}{a \pi^2}. \quad (9)$$

Рассмотрим применение разработанной методики на примере защитного термокожуха видеокамеры охранного телевидения, установленных на улице.



Рис. 1. Защитный термокожух видеокамеры охранного телевидения

Внутри термокожуха должна поддерживаться заданная температура, а также должно быть исключено обледенение стекла, независимо от температуры окружающей среды [4].

Стекло защитного термокожуха по периметру окружено кольцом, заполненным жидкий теплоносителем. Внутри кольца расположен нагревательный элемент, который нагревает теплоноситель.

Запишем дифференциальное уравнение теплопроводности применительно к обогреваемому стеклу:

$$\frac{\partial T(x, \phi, R, t)}{\partial t} = a \left[\frac{\partial^2 T(x, \phi, R, t)}{\partial R^2} + \frac{1}{R} \frac{\partial T(x, \phi, R, t)}{\partial R} + \frac{1}{R^2} \frac{\partial^2 T(x, \phi, R, t)}{\partial \phi^2} + \frac{\partial^2 T(x, \phi, R, t)}{\partial x^2} \right]. \quad (10)$$

Запишем дифференциальное уравнение теплопроводности применительно к жидкому теплоносителю и циркулирующему внутри энергоблока:

$$\frac{\partial T(x, \phi, R, t)}{\partial t} = a_g \left[\frac{\partial^2 T(x, \phi, R, t)}{\partial R^2} + \frac{1}{R} \frac{\partial T(x, \phi, R, t)}{\partial R} + \frac{1}{R^2} \frac{\partial^2 T(x, \phi, R, t)}{\partial \phi^2} + \frac{\partial^2 T(x, \phi, R, t)}{\partial x^2} \right] - \vartheta(R, t) \frac{\partial T(x, \phi, R, t)}{\partial l}. \quad (11)$$

Полная математическая модель представлена в [4].

Так называемый энергоблок состоит из кольца, заполненного теплоносителем, и нагрева-

тельного элемента, с помощью которого осуществляется нагрев теплоносителя.

В результате нагрева теплоносителя возникает разности давлений на входе в канал и на выходе ($P_1 - P_2 = \Delta P$), вследствие чего движется теплоноситель со скоростью $V(R, t)$.

Произведем расчет скорости движения теплоносителя.

Скорость движения определяется по формуле:

$$\vartheta = \sqrt{\frac{2 \cdot \Delta P}{\eta_{\omega} \cdot \rho}}. \quad (12)$$

где η_{ω} – потери напора в канале; ΔP – разность давлений на входе и на выходе канала; ρ – плотность теплоносителя;

Рассчитаем значение потери напора в канале по формуле:

$$\eta_{\omega} = 1 + \xi M, \quad (13)$$

где $\xi M = 0,15$ – потери напора при повороте потока.

В процессе движения по каналу теплоноситель соприкасается с нагревательным элементом и нагревается. Вследствие этого наблюдается объемное расширение теплоносительной жидкости на входе в канал. В результате объемного расширения возникает выталкивающая сила F , которая выталкивает более холодные слои теплоносителя по направлению к выходу из канала. Значение силы F рассчитаем по формуле:

$$F = \Delta V \cdot \rho \cdot g, \quad (14)$$

где ρ – плотность теплоносителя; $g = 9,81 \text{ м/с}^2$.

Разность давлений ΔP рассчитаем по формуле:

$$\Delta P = \frac{F}{S_n}. \quad (15)$$

В выражение (15) подставим уравнение (14):

$$\Delta P = (\gamma_2 - \gamma_1) \frac{\Delta T}{2} \mu \cdot g \cdot \rho = \frac{\pi \cdot R \cdot \alpha}{180} \cdot \frac{\Delta T}{2} \mu \cdot g \cdot \rho. \quad (16)$$

Выражение (16) вставляем в уравнение (12):

$$\vartheta = \sqrt{\frac{2 \cdot \frac{\pi \cdot R \cdot \alpha}{180} \cdot \frac{\Delta T}{2} \mu \cdot g \cdot \rho}{(1 + \xi M) \cdot \rho}} = \sqrt{\frac{\pi \cdot R \cdot \alpha \cdot \Delta T \cdot \mu \cdot g}{(1 + 0,15) 180}}. \quad (17)$$

В полученном выражении выведена зависимость скорости движения теплоносителя V от изменения температуры ΔT , показывающая, что при увеличении температуры увеличивается и скорость движения теплоносителя.

Проведем численный эксперимент. Значение входного воздействия примем $P = 40 \text{ Вт}$. В ре-

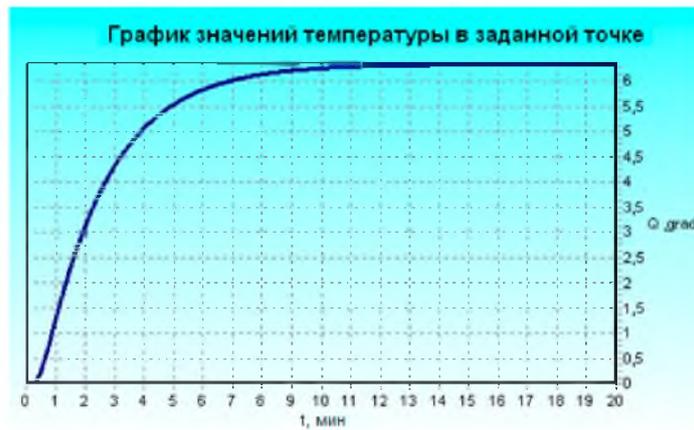
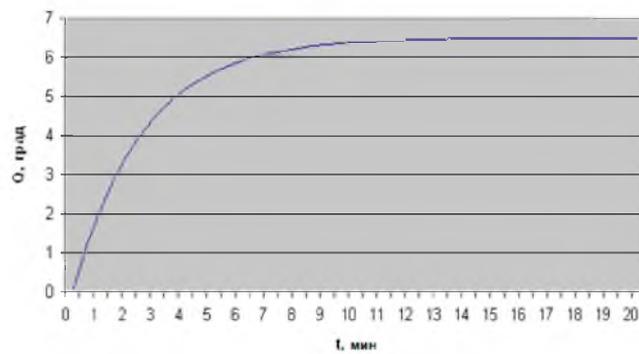


Рис. 2. График переходного процесса

Рис. 3. График переходного процесса в точке x_1

зультате расчетов получим данные, на основе которых строим график переходных процессов. Полученный график представлен на рис. 2.

Далее произведем моделирование с помощью передаточных функций. С помощью специально написанной программы в Delphi, используя выражения (3)–(9), построим переходную характеристику для контрольной точки x_0 при подаче на вход в точке ξ_0 – единичного ступенчатого воздействия.

В итоге можно сделать вывод, что результаты, полученные путем моделирования с применением уравнения теплопроводности, и результаты, полученные с помощью передаточных функций для распределенного одномерного объекта, идентичны. При этом следует отметить, что процесс моделирования с помощью передаточных функций менее трудоемок, но применим только в тех случаях, когда объекты имеют простую геометрическую форму и одномерны, но на практике приходится работать с трехмерными объектами. Для объектов со сложной геометрической формой необходимо применять другие методы, связанные с применением дифференциальных уравнений, решение которых сопряже-

но с применением средств вычислительной техники и написанием специальных программ. Это связано с тем, что передаточная функция многомерного объекта имеет достаточно сложную форму записи для применения ее в расчетах, а для объектов со сложной геометрической формой вывод передаточной функции вообще не всегда представляется возможным.

Библиографический список

1. Цветков Ф. Ф., Григорьев Б. А. Теплообмен. М.: МЭИ, 2005. 550 с.
2. Бутковский А. Г. Характеристики систем с распределенными параметрами. М.: Наука, 1979. 224 с.
3. Рапопорт Э. Я. Структурное моделирование объектов и систем управления с распределенными параметрами. М.: Высшая школа, 2003. 299 с.
4. Ляшенко А. Л. Проектирование системы терморегулирования стекла термокожуха для видеокamеры охранного телевидения // Сб. научных трудов Всерос. научной конф. «Управление и информационные технологии». 2003. С. 116–121.

УДК. 681.5

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-110-116

А. Л. Ляшенко*

кандидат технических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ТЕПЛОВЫХ ПОЛЕЙ ИНКУБАТОРА

Рассмотрена необходимость разработки систем контроля за технологическими процессами в инкубаторе. Представлено описание конструкции инкубатора на 300 яиц. Инкубатор рассматривается как объект с распределенными параметрами. Изложены основные принципы составления математических моделей для объектов данного класса. Произведена разработка математической модели тепловых процессов, записанная с применением уравнений теплопроводности.

Ключевые слова: объекты с распределенными параметрами, инкубатор, моделирование, дифференциальное управление, системный анализ, управление, контроль, диагностика.

A. L. Lyashenko*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

DEVELOPMENT OF A MATHEMATICAL MODEL OF INCUBATOR THERMAL FIELDS

The need for the development of control systems for technological processes in an incubator is considered. A description of the design of an incubator for 300 eggs is presented. The presented incubator is considered as an object with distributed parameters. The basic principles of compiling mathematical models for objects of this class are described. The development of a mathematical model of thermal processes, written using the heat equation.

Keywords: objects with distributed parameters, incubator, modeling, differential control, system analysis, control, monitoring, diagnostics.

Получение высококачественного потомства сельскохозяйственной птицы является одной из важнейших задач современного птицеводства. Процесс инкубации и вывода птенцов сельскохозяйственной птицы имеет важнейшее значение в современном промышленном птицеводстве. От его эффективности во многом зависит эффективность всей отрасли. Она является одним из определяющих факторов повышения продуктивности работы как крупных птицефабрик, так и личных подсобных хозяйств.

Получение качественного потомства птицы предполагает строгое поддержание всех параметров технологического процесса инкубации на заданном уровне, что в свою очередь невозможно осуществить без системы автоматического управления.

Система автоматического управления (САУ) инкубатором должна удовлетворять ряду требований. Необходимо поддерживать все управляемые величины объекта управления на уровне, заданном оператором системы, отключать нагревательные элементы при превышении допустимого значения температуры и включать при

этом звуковую сигнализацию, периодически включать механизм поворота лотков с яйцами и т. п. При этом она должна быть безопасной, надежной, удобной в эксплуатации и ремонте [1]. Эти требования являются основополагающими при выборе технических решений в ходе проектировании САУ. Поэтому построение системы, автоматически управляющей процессом инкубации, является весьма актуальным вопросом.

Проектирование системы управления любым техническим устройством требует наличия как можно более полных сведений об объекте управления. Инкубатор является довольно сложным объектом ввиду разнородности протекающих в нем процессов. Поэтому важнейшим этапом проектирования является изучение технической документации на инкубатор и технологического процесса инкубации и вывода. На основе этих данных строится математическая модель объекта управления. В дальнейшем на реальном объекте проводятся экспериментальные исследования с целью уточнения полученной модели [2].

В данной работе объектом исследования является инкубатор на 300 яиц (рис. 1).



Рис. 1. Инкубатор

Инкубатор состоит из следующих частей:

- корпуса;
- барабана для инкубационных лотков;
- лотков инкубационных;
- лотков выводных;
- механизма поворота лотков;
- нагревательных элементов;
- вентилятора с электроприводом;
- системы увлажнения воздуха;
- системы автоматического управления;

психрометра для визуального контроля температуры и влажности в зоне инкубации.

Корпус инкубатора (рис. 1) представляет собой конструкцию, обеспечивающую поддер-

жание нужного микроклиматического режима внутри инкубатора и установку его составных частей. Он состоит из пяти панелей и двери. Каждая панель представляет собой жесткую деревянную раму-каркас, облицованную внутри и снаружи оцинкованным стальным листом. Для теплоизоляции внутри панелей между стальными листами проложен лист пенопласта (рис. 2). Дверь устроена аналогично. На двери имеется застекленное окошко с кронштейном для установки контрольного психрометра.

Инкубатор имеет лотки для инкубации и для вывода. Для обеспечения требуемой температуры и циркуляции воздуха в камере инкубатора применяются блок обогрева с вентилятором.

Чистый воздух поступает в инкубатор из окружающей среды, через отверстия 4 диаметром 20 мм в основании блока обогрева. Воздух с продуктами жизнедеятельности зародышей и молодняка удаляется из камеры через выхлопное отверстие диаметром 20 мм в задней стенке инкубатора. Для поддержания необходимой влажности воздуха в инкубаторе имеется система увлажнения.

Рассмотрим процесс распространения тепла в стенках корпуса инкубатора. Математически перенос тепла внутри твердого тела описывается дифференциальным уравнением теплопроводности.

Рассмотрим процесс распространения тепла в стенках корпуса инкубатора, кроме задней. Так как задняя стенка имеет более сложную конфигурацию, она рассматривается позднее. Поясняющий чертеж корпуса инкубатора без задней стенки и зоны инкубации представлен на рис. 3.

Перенос тепла в наружной стальной облицовке корпуса описывается уравнениями:

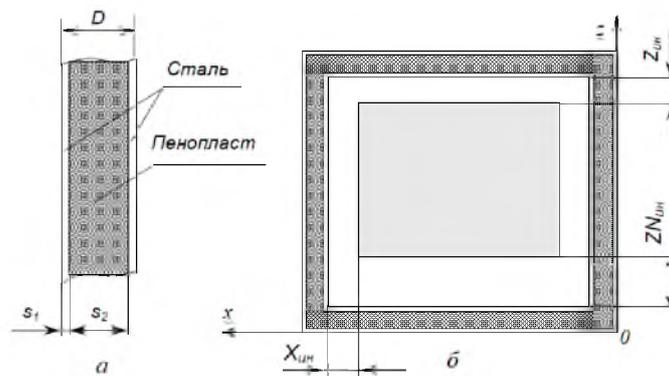


Рис. 2. Устройство стенки (а) и разрез корпуса (б)

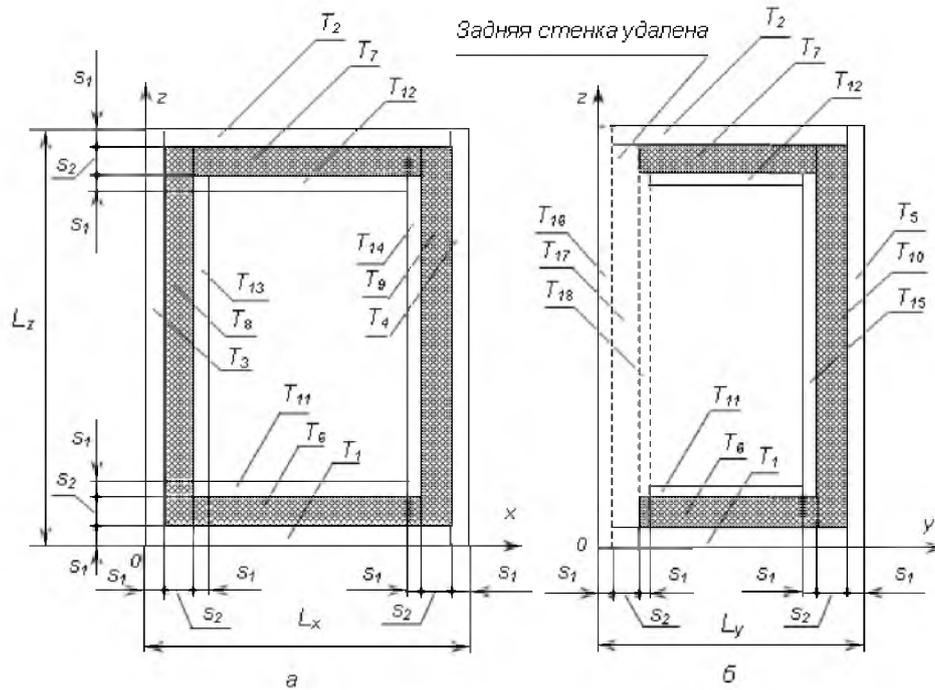


Рис. 3. Поясняющий чертеж корпуса с удаленной задней стенкой:
а – вид сзади; б – профильный разрез корпуса

$$\frac{\partial T_1(x,y,z,\tau)}{\partial \tau} = a_1 \left(\frac{\partial^2 T_1(x,y,z,\tau)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_1(x,y,z,\tau)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_1(x,y,z,\tau)}{\partial z^2} \right),$$

$$0 < x < s_1, \quad s_1 \leq y \leq L_y - s_1, \quad 0 < z < L_z, \quad \tau > 0; \quad (3)$$

$$\frac{\partial T_2(x,y,z,\tau)}{\partial \tau} = a_1 \left(\frac{\partial^2 T_2(x,y,z,\tau)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_2(x,y,z,\tau)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_2(x,y,z,\tau)}{\partial z^2} \right),$$

$$s_1 \leq x \leq L_x - s_1, \quad s_1 \leq y \leq L_y - s_1, \quad 0 < z < s_1, \quad \tau > 0; \quad (1)$$

$$\frac{\partial T_4(x,y,z,\tau)}{\partial \tau} = a_1 \left(\frac{\partial^2 T_4(x,y,z,\tau)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_4(x,y,z,\tau)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_4(x,y,z,\tau)}{\partial z^2} \right),$$

$$L_x - s_1 < x < L_x, \quad s_1 \leq y \leq L_y - s_1, \quad 0 < z < L_z, \quad \tau > 0; \quad (4)$$

$$\frac{\partial T_3(x,y,z,\tau)}{\partial \tau} = a_1 \left(\frac{\partial^2 T_3(x,y,z,\tau)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_3(x,y,z,\tau)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_3(x,y,z,\tau)}{\partial z^2} \right),$$

$$s_1 \leq x \leq L_x - s_1, \quad s_1 \leq y \leq L_y - s_1, \quad L_z - s_1 < z < L_z, \quad \tau > 0; \quad (2)$$

$$\frac{\partial T_5(x,y,z,\tau)}{\partial \tau} = a_1 \left(\frac{\partial^2 T_5(x,y,z,\tau)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_5(x,y,z,\tau)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_5(x,y,z,\tau)}{\partial z^2} \right),$$

$$0 < x < L_x, \quad L_y - s_1 < y < L_y, \quad 0 < z < L_z, \quad \tau > 0 \quad (5)$$

где $T_1(x, y, z, \tau)$, $T_2(x, y, z, \tau)$, $T_3(x, y, z, \tau)$, $T_4(x, y, z, \tau)$, $T_5(x, y, z, \tau)$ – температура в наружной стальной облицовке стенок корпуса, °С;

a_1 – коэффициент температуропроводности стали, м²/с;

x, y, z – декартовы координаты точки тела;

τ – время.

Перенос тепла в пенопластовом наполнителе стенок корпуса описывается следующими уравнениями:

$$\begin{aligned} & \frac{\partial T_6(x, y, z, \tau)}{\partial \tau} = \\ & = a_2 \left(\frac{\partial^2 T_6(x, y, z, \tau)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_6(x, y, z, \tau)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_6(x, y, z, \tau)}{\partial z^2} \right), \\ & s_1 + s_2 \leq x \leq L_x - s_1 - s_2, \\ & s_1 + s_2 \leq y \leq L_y - s_1 - s_2, \\ & s_1 < z < s_1 + s_2, \quad \tau > 0; \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} & \frac{\partial T_7(x, y, z, \tau)}{\partial \tau} = \\ & a_2 \left(\frac{\partial^2 T_7(x, y, z, \tau)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_7(x, y, z, \tau)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_7(x, y, z, \tau)}{\partial z^2} \right), \\ & s_1 + s_2 \leq x \leq L_x - s_1 - s_2, \\ & s_1 + s_2 \leq y \leq L_y - s_1 - s_2, \\ & L_z - s_1 - s_2 < z < L_z - s_1, \quad \tau > 0; \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} & \frac{\partial T_8(x, y, z, \tau)}{\partial \tau} = \\ & a_2 \left(\frac{\partial^2 T_8(x, y, z, \tau)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_8(x, y, z, \tau)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_8(x, y, z, \tau)}{\partial z^2} \right), \\ & s_1 < x < s_1 + s_2, \quad s_1 + s_2 \leq y \leq L_y - s_1 - s_2, \\ & s_1 < z < L_z - s_1, \quad \tau > 0; \end{aligned} \quad (8)$$

$$\frac{\partial T_9(x, y, z, \tau)}{\partial \tau} =$$

$$\begin{aligned} & = a_2 \left(\frac{\partial^2 T_9(x, y, z, \tau)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_9(x, y, z, \tau)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_9(x, y, z, \tau)}{\partial z^2} \right), \\ & L_x - s_1 - s_2 < x < L_x - s_1, \\ & s_1 + s_2 \leq y \leq L_y - s_1 - s_2, \\ & s_1 < z < L_z - s_1, \quad \tau > 0; \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} & \frac{\partial T_{10}(x, y, z, \tau)}{\partial \tau} = \\ & a_2 \left(\frac{\partial^2 T_{10}(x, y, z, \tau)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_{10}(x, y, z, \tau)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_{10}(x, y, z, \tau)}{\partial z^2} \right), \\ & s_1 < x < L_x - s_1, \quad L_y - s_1 - s_2 < y < L_y - s_1, \\ & s_1 < z < L_z - s_1, \quad \tau > 0 \end{aligned} \quad (10)$$

где $T_6(x, y, z, \tau)$, $T_7(x, y, z, \tau)$, $T_8(x, y, z, \tau)$, $T_9(x, y, z, \tau)$, $T_{10}(x, y, z, \tau)$ – температура в пенопластовом наполнителе стенок корпуса, °С;

a_2 – коэффициент температуропроводности пенопласта, м²/с;

x, y, z – декартовы координаты точки тела;

τ – время.

Опишем процесс переноса тепла во внутренней стальной облицовке корпуса инкубатора с помощью следующих уравнений:

$$\begin{aligned} & \frac{\partial T_{11}(x, y, z, \tau)}{\partial \tau} = \\ & a_1 \left(\frac{\partial^2 T_{11}(x, y, z, \tau)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_{11}(x, y, z, \tau)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_{11}(x, y, z, \tau)}{\partial z^2} \right), \\ & D \leq x \leq L_x - D, \quad D \leq y \leq L_y - D, \\ & s_1 + s_2 < z < D, \quad \tau > 0; \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} & \frac{\partial T_{12}(x, y, z, \tau)}{\partial \tau} = \\ & = a_1 \left(\frac{\partial^2 T_{12}(x, y, z, \tau)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_{12}(x, y, z, \tau)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_{12}(x, y, z, \tau)}{\partial z^2} \right), \\ & D \leq x \leq L_x - D, \quad D \leq y \leq L_y - D, \end{aligned}$$

$$L_z - D < z < L_z - s_1 - s_2, \quad \tau > 0; \quad (12)$$

$$\frac{\partial T_{13}(x, y, z, \tau)}{\partial \tau} = a_1 \left(\frac{\partial^2 T_{13}(x, y, z, \tau)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_{13}(x, y, z, \tau)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_{13}(x, y, z, \tau)}{\partial z^2} \right),$$

$$s_1 + s_2 < x < D, \quad D \leq y \leq L_y - D,$$

$$s_1 + s_2 < z < L_z - s_1 - s_2, \quad \tau > 0; \quad (13)$$

$$\frac{\partial T_{14}(x, y, z, \tau)}{\partial \tau} = a_1 \left(\frac{\partial^2 T_{14}(x, y, z, \tau)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_{14}(x, y, z, \tau)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_{14}(x, y, z, \tau)}{\partial z^2} \right),$$

$$L_x - D < x < L_x - s_1 - s_2, \quad D \leq y \leq L_y - D,$$

$$s_1 + s_2 < z < L_z - s_1 - s_2, \quad \tau > 0; \quad (14)$$

$$\frac{\partial T_{15}(x, y, z, \tau)}{\partial \tau} = a_1 \left(\frac{\partial^2 T_{15}(x, y, z, \tau)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_{15}(x, y, z, \tau)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_{15}(x, y, z, \tau)}{\partial z^2} \right),$$

$$s_1 + s_2 < x < L_x - s_1 - s_2,$$

$$L_y - D < y < L_y - s_1 - s_2,$$

$$s_1 + s_2 < z < L_z - s_1 - s_2, \quad \tau > 0, \quad (15)$$

где $T_{11}(x, y, z, \tau)$, $T_{12}(x, y, z, \tau)$, $T_{13}(x, y, z, \tau)$, $T_{14}(x, y, z, \tau)$, $T_{15}(x, y, z, \tau)$ – температура во внутренней стальной облицовке стенок корпуса, °С; a_1 – коэффициент температуропроводности стали, м²/с; x, y, z – декартовы координаты точки тела; D – толщина стенки корпуса инкубатора, $D = 2s_1 + s_2$, м; τ – время.

Опишем процесс распространения тепла в задней стенке инкубатора. Поясняющий чертеж этой стенки приведен на рис. 4. Задняя стенка корпуса имеет такую же трехслойную структуру, как и все и остальные. Но на ней крепятся основные узлы системы управления и поддержания микроклимата в инкубаторе.

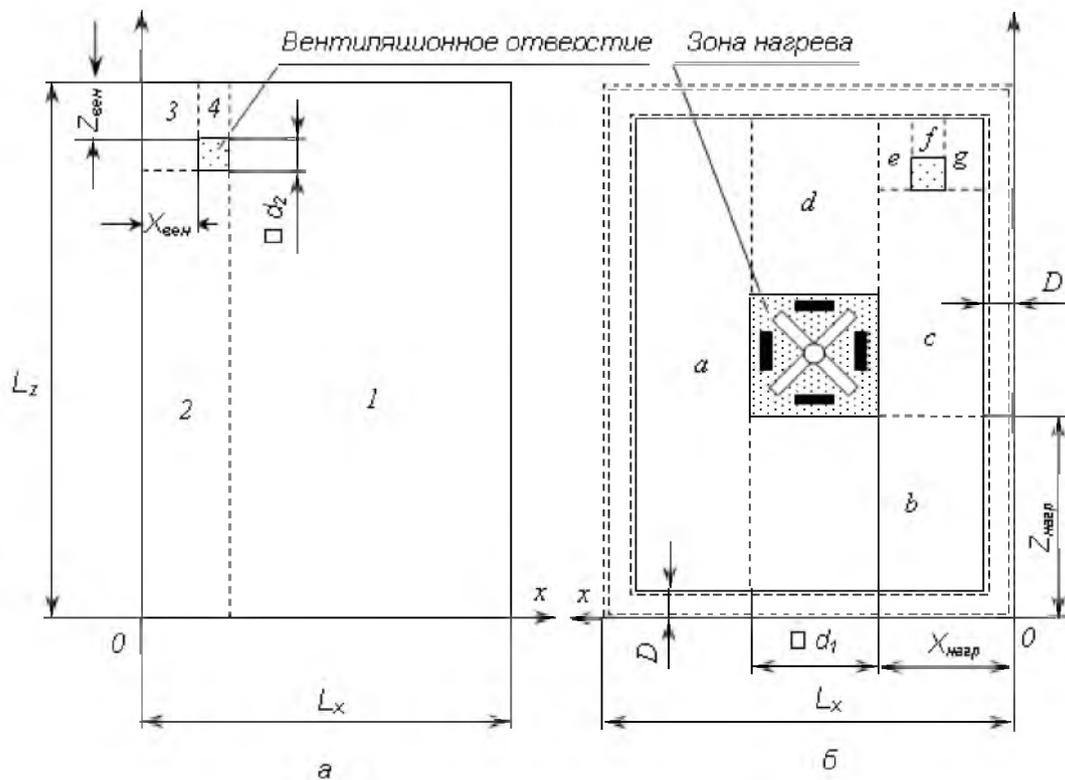


Рис. 4. Поясняющий чертеж задней стенки корпуса: а – вид снаружи корпуса; б – вид изнутри корпуса

Перенос тепла в наружной стальной облицовке задней стенки корпуса (см. рис. 3 и 4) описывается следующими уравнениями:

а) в зоне 1:

$$\frac{\partial T_{16}(x,y,z,\tau)}{\partial \tau} = a_1 \left(\frac{\partial^2 T_{16}(x,y,z,\tau)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_{16}(x,y,z,\tau)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_{16}(x,y,z,\tau)}{\partial z^2} \right),$$

$$X_{вен} + d_2 < x < L_x, \quad 0 < y < s_1, \\ 0 < z < L_z, \quad \tau > 0; \quad (16)$$

б) в зоне 2:

$$\frac{\partial T_{16}(x,y,z,\tau)}{\partial \tau} = a_1 \left(\frac{\partial^2 T_{16}(x,y,z,\tau)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_{16}(x,y,z,\tau)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_{16}(x,y,z,\tau)}{\partial z^2} \right),$$

$$0 < x \leq X_{вен} + d_2, \quad 0 < y < s_1, \\ 0 < z < L_z - Z_{вен} - d_2, \quad \tau > 0; \quad (17)$$

в) в зоне 3:

$$\frac{\partial T_{16}(x,y,z,\tau)}{\partial \tau} = a_1 \left(\frac{\partial^2 T_{16}(x,y,z,\tau)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_{16}(x,y,z,\tau)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_{16}(x,y,z,\tau)}{\partial z^2} \right),$$

$$0 < x < X_{вен}, \quad 0 < y < s_1, \\ L_z - Z_{вен} - d_2 \leq z < L_z, \quad \tau > 0; \quad (18)$$

г) в зоне 4:

$$\frac{\partial T_{16}(x,y,z,\tau)}{\partial \tau} = a_1 \left(\frac{\partial^2 T_{16}(x,y,z,\tau)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_{16}(x,y,z,\tau)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_{16}(x,y,z,\tau)}{\partial z^2} \right),$$

$$X_{вен} \leq x \leq X_{вен} + d_2, \quad 0 < y < s_1, \\ L_z - Z_{вен} < z < L_z, \quad \tau > 0, \quad (19)$$

где $T_{16}(x, y, z, \tau)$ – температура в наружной стальной облицовке задней стенки корпуса, °С; a_1 – коэффициент температуропроводности ста-

ли, м²/с; x, y, z – декартовы координаты точки тела; τ – время.

Тепловые процессы в пенопластовом наполнителе задней стенки описываются уравнениями:

а) в зоне 1:

$$\frac{\partial T_{17}(x,y,z,\tau)}{\partial \tau} = a_2 \left(\frac{\partial^2 T_{17}(x,y,z,\tau)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_{17}(x,y,z,\tau)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_{17}(x,y,z,\tau)}{\partial z^2} \right),$$

$$X_{вен} + d_2 < x < L_x - s_1, \\ s_1 < y < s_1 + s_2, \quad s_1 < z < L_z - s_1, \quad \tau > 0; \quad (20)$$

б) в зоне 2:

$$\frac{\partial T_{17}(x,y,z,\tau)}{\partial \tau} = a_2 \left(\frac{\partial^2 T_{17}(x,y,z,\tau)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_{17}(x,y,z,\tau)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_{17}(x,y,z,\tau)}{\partial z^2} \right),$$

$$s_1 < x \leq X_{вен} + d_2, \quad s_1 < y < s_1 + s_2, \\ s_1 < z < L_z - Z_{вен} - d_2, \quad \tau > 0; \quad (21)$$

в) в зоне 3:

$$\frac{\partial T_{17}(x,y,z,\tau)}{\partial \tau} = a_2 \left(\frac{\partial^2 T_{17}(x,y,z,\tau)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_{17}(x,y,z,\tau)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_{17}(x,y,z,\tau)}{\partial z^2} \right),$$

$$s_1 < x < X_{вен}, \quad s_1 < y < s_1 + s_2, \\ L_z - Z_{вен} - d_2 \leq z < L_z - s_1, \quad \tau > 0; \quad (22)$$

г) в зоне 4:

$$\frac{\partial T_{17}(x,y,z,\tau)}{\partial \tau} = a_2 \left(\frac{\partial^2 T_{17}(x,y,z,\tau)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_{17}(x,y,z,\tau)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_{17}(x,y,z,\tau)}{\partial z^2} \right),$$

$$X_{вен} \leq x \leq X_{вен} + d_2, \quad s_1 < y < s_1 + s_2, \\ L_z - Z_{вен} < z < L_z - s_1, \quad \tau > 0, \quad (23)$$

где $T_{17}(x, y, z, \tau)$ – температура в пенопластовом наполнителе задней стенки корпуса, °С; a_2 – коэффициент температуропроводности пенопласта, м²/с; x, y, z – декартовы координаты точки тела; τ – время.

Совершенно аналогично перенос тепла во внутренней стальной облицовке задней стенки описывается уравнениями:

$$\frac{\partial T_{18}(x, y, z, \tau)}{\partial \tau} = a_1 \left(\frac{\partial^2 T_{18}(x, y, z, \tau)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_{18}(x, y, z, \tau)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_{18}(x, y, z, \tau)}{\partial z^2} \right),$$

$$X_{вен} + d_2 < x < L_x - s_1 - s_2,$$

$$s_1 + s_2 < y < D,$$

$$s_1 + s_2 < z < L_z - s_1 - s_2, \quad \tau > 0; \quad (24)$$

$$\frac{\partial T_{18}(x, y, z, \tau)}{\partial \tau} = a_1 \left(\frac{\partial^2 T_{18}(x, y, z, \tau)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_{18}(x, y, z, \tau)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_{18}(x, y, z, \tau)}{\partial z^2} \right),$$

$$s_1 + s_2 < x \leq X_{вен} + d_2, \quad s_1 + s_2 < y < D,$$

$$s_1 + s_2 < z < L_z - Z_{вен} - d_2, \quad \tau > 0; \quad (25)$$

$$\frac{\partial T_{18}(x, y, z, \tau)}{\partial \tau} = a_1 \left(\frac{\partial^2 T_{18}(x, y, z, \tau)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_{18}(x, y, z, \tau)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_{18}(x, y, z, \tau)}{\partial z^2} \right),$$

$$s_1 + s_2 < x < X_{вен}, \quad s_1 + s_2 < y < D,$$

$$L_z - Z_{вен} - d_2 \leq z < L_z - s_1 - s_2, \quad \tau > 0; \quad (26)$$

$$\frac{\partial T_{18}(x, y, z, \tau)}{\partial \tau} = a_1 \left(\frac{\partial^2 T_{18}(x, y, z, \tau)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_{18}(x, y, z, \tau)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_{18}(x, y, z, \tau)}{\partial z^2} \right),$$

$$X_{вен} \leq x \leq X_{вен} + d_2, \quad s_1 + s_2 < y < D,$$

$$L_z - Z_{вен} < z < L_z - s_1 - s_2, \quad \tau > 0, \quad (27)$$

где $T_{18}(x, y, z, \tau)$ – температура во внутренней стальной облицовке задней стенки корпуса, °С; a_1 – коэффициент температуропроводности стали, м²/с; x, y, z – декартовы координаты точки тела; τ – время.

Опишем тепловые процессы внутри корпуса инкубатора.

Тепловой процесс в зоне инкубации описывается уравнением:

$$\frac{\partial T_{19}(x, y, z, \tau)}{\partial \tau} = a_{ун} \left(\frac{\partial^2 T_{19}(x, y, z, \tau)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_{19}(x, y, z, \tau)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_{19}(x, y, z, \tau)}{\partial z^2} \right) - v \cdot \frac{\partial T_{19}(x, y, z, \tau)}{\partial y},$$

$$D + X_{ун} < x < L_{ун} + D + X_{ун},$$

$$D + Y_{ун} < y < D + Y_{ун} + B_{ун},$$

$$ZN_{ун} + D < x < ZN_{ун} + D + H_{ун}, \quad \tau > 0, \quad (28)$$

где $T_{19}(x, y, z, \tau)$ – температура в зоне инкубации, °С; $a_{ун}$ – коэффициент температуропроводности зоны инкубации, м²/с; v – скорость движения воздуха в инкубаторе, м/с.

Далее необходимо записать уравнения, описывающие процессы на границах раздела сред, то есть задать граничные условия.

Полученная математическая модель вместе с граничными и начальными условиями описывает тепловые процессы внутри камеры инкубатора. Модель объекта записана в виде дифференциальных уравнений в частных производных второго порядка. Точное аналитическое решение таких уравнений получить довольно сложно. В основном это делается лишь для одномерных задач в областях простой формы. Задачи для областей сложной формы решаются с использованием численных методов. Для этого необходимо построить дискретную модель объекта [3]. Полученная дискретная модель является основой для разработки программы моделирования температурных полей инкубатора на ЭВМ.

Библиографический список

1. *Сергеев А. Л.* Птицеводство. М.: Агротехника, 1990. 292 с.
2. *Цветков Ф. Ф., Григорьев Б. А.* Тепломассообмен. М.: МЭИ, 2005. 550 с.
3. *Ерофеев А. А.* Теория автоматического управления. СПб.: Политехника, 2002. 302 с.

УДК 681.5

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-117-121

А. Л. Ляшенко*

кандидат технических наук, доцент

С. Л. Морева*

кандидат технических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ УРОВНЕМ ВОДЫ В БАРАБАНЕ ПАРОВОГО КОТЛА

Рассмотрены вопросы поддержания технологических параметров барабан-сепараторов на заданном уровне и связанные с этим проблемы. В качестве примера приведена система управления уровнем воды в барабане парового котла теплоэлектростанции. Представлена математическая модель технологических процессов, протекающих в барабане парового котла. Рассмотрена возможность реализации системы управления в SCADA-системе Trace Mode.

Ключевые слова: барабан-сепаратор (БС), паровой котел, система управления, контроль, диагностика, системный анализ, регулятор, SCADA-система, моделирование, передаточная функция (ПФ).

A. L. Lyashenko*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

S. L. Moreva*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

DEVELOPMENT OF A WATER LEVEL CONTROL SYSTEM IN THE DRUM OF A STEAM BOILER

The issues of maintaining the technological parameters of drum separators at a given level and related problems are considered. As an example, a water level control system in the drum of a steam boiler of a thermal power plant is considered. A mathematical model of technological processes occurring in the drum of a steam boiler is presented. The possibility of implementing a control system in the SCADA-system Trace Mode is considered.

Keywords: drum-separator, steam boiler, control system, control, diagnostics, system analysis, regulator, SCADA system, modeling, transfer function.

Главная проблема всех парогенераторов – высокое содержание влаги в производимом паре, приводящее к снижению качества теплоносителя. Однако это не единственное неприятное последствие: к наличию воды в паровой среде также чувствительны и большинство элементов системы, которые разрушаются и выходят из строя под ее действием. Поэтому практически в каждой паровой системе устанавливается БС для осушения пара, который снижает его влажность до уровня, требуемого для нормальной работы системы.

Чтобы получить сухой пар, его необходимо осушить. Такая осушка осуществляется в различных сепарационных устройствах [1]. Например, для судовых паровых котлов по регламенту при нормальной эксплуатации влажность пара на выходе из парового коллектора должна быть не более 0,5 %. Если рассматривать парогенераторы атомных установок, то требования к этим параметрам еще больше – от 0,001 до 0,01 %.

Это связано с тем, что наличие в паре примесей может привести к разному радиоактивных веществ с большими периодами полураспада в машинные отделения реактора.

В паровых котлах барабан представляет собой емкость, которая разделяет пароводяной тракт на экономайзерный, испарительный и перегревательный участки. Это устройство для сепарации влаги от пара. Барабан-сепаратор является элементом контура естественной или принудительной циркуляции (рис. 1).

Корпус барабана имеет цилиндрическую форму и выполнен из стали толщиной до 90–110 мм. С обоих концов корпус барабана заканчивается крышками выпуклой формы. Как уже отмечалось, главное назначение барабана заключается в разделении пароводяной смеси на пар и воду с последующим их отдельным выводом по трубам соответственно к пароперегревателю или в опускные трубы контуров циркуляции [2]. Внутри БС размещается конструкция,



Рис. 1. Барабан-сепаратор

состоящая из технических устройств, обеспечивающих заданное движение пароводяной смеси, воды и пара, сепарационные устройства, а также нагревательные элементы.

Одними из основных параметров барабана-сепаратора являются: паропроизводительность, расход пароводяной смеси, рабочее давление, температура питательной воды, влажность пара на выходе из БС, расход питательной воды и номинальный уровень.

Процесс поддержания количества воды в барабане котла на заданном уровне является одной из основных задач безопасной работы ТЭС. Критические значения уровня определяются из технической документации завода-изготовителя и основаны на специальных расчетах. Данные значения являются уставками по срабатыванию защит при понижении и повышении уровня.

Для организации контроля за уровнем воды в барабане используется система автоматического регулирования (САР). Данная система независимо от нагрузки котла и прочих возмущающих воздействий должна поддерживать постоянство заданного уровня. В некоторых режимах, особенно в переходных, изменение уровня может происходить достаточно быстро, вследствие этого регулятор питания для формирования малых изменений уровня обязан обеспечи-

вать постоянство соотношения расходов питательной воды и пара. Эту функцию выполняет трехимпульсный регулятор (рис. 2).

При появлении сигнала рассогласования между расходами пара и питательной воды регулятор 3 вырабатывает управляющее воздействие, направленное на изменение положения клапана 4. Кроме того, при отклонениях уровня от заданного значения регулятор 3 изменяет по-

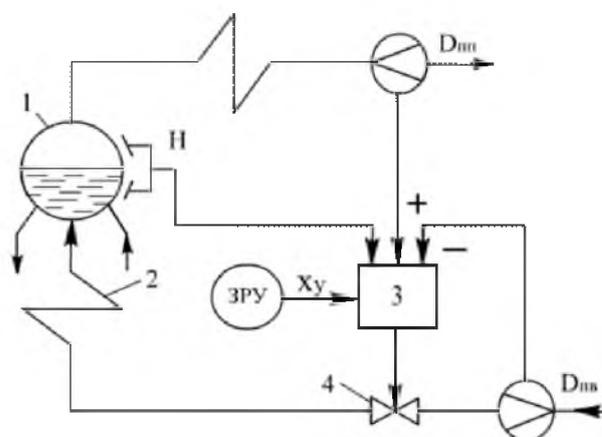


Рис. 2. Схема САР парогенератора:
1 – барабан; 2 – водяной экономайзер;
3 – регулятор питания; 4 – регулирующий клапан
питательной воды

ложение питательного клапана. Выбранная система регулирования, совмещающая принципы регулирования по отклонению и возмущению, получила широкое применение на мощных котлах барабанного типа.

В уравновешенном состоянии БС характеризуется равенством между количеством поступающей воды и расходом пара. Если данное условие соблюдается, то уровень воды будет постоянным. Изменение уровня возможно по следующим причинам: изменение нагрузки потребителя $G_{п.п}$, изменение расхода топлива, изменение подачи питательной воды $D_{п.в}$ и температуры этой воды $t_{п.в}$, теплонапряжения топки и давления пара в барабане. При регулировании уровня его изменения от заданного не должны превышать $\pm 20-30$ мм, так как в случае отказа САР достаточно 3–4 мин. до упуска воды из БС или его перепитки [3]. Перепитка барабана котла приводит к повышению давления пара, к забросу воды в паропровод, гидравлическим ударам и возможным разрывам паропроводов. Упуск воды приводит к разрыву экранных труб и выходу котла из строя.

Для синтеза САР была разработана математическая модель. Для этого были использованы дифференциальные уравнения, описывающие технологические процессы, протекающие в рассмотренном барабане-сепараторе [4]. На основе полученных дифференциальных уравнений были выведены ПФ, которые и были использованы при расчете регулятора.

На рис. 3 приведена структурная схема трехимпульсной АСР питания.

На схеме (рис. 2) приняты обозначения:

$W_{HD}(p)$ – ПФ объекта регулирования «расход пара – уровень воды в барабане»;

$W_{po}(p)$ – ПФ органа регулирующего;

$W_{HB}(p)$ – ПФ объекта регулирования «расход топлива – уровень воды в барабане»;

$W_{py}(p)$ – ПФ устройства регулирующего;

$W_H(p)$ – ПФ измерительного преобразователя уровня;

$W_W(p)$ – ПФ измерительного преобразователя расхода воды;

$W_{HW}(p)$ – ПФ объекта регулирования «уровень воды в барабане – расход питательной воды»;

$W_{дм}(p)$ – ПФ устройства демпфирующего;

$W_{им}(p)$ – ПФ механизма исполнительного;

$W_D(p)$ – ПФ измерительного преобразователя расхода пара;

$W_{тр}(p)$ – ПФ объекта «участок трубопровода между точкой отбора импульса к датчику расхода и регулирующим воздействием»;

H_0 – уровень воды в барабане парогенератора;

f_D – воздействие возмущающее расходом пара;

f_W – воздействие возмущающее расходом воды;

$S(t)$ – сигнал задания;

f_B – воздействие возмущающее расходом топлива;

$W_{ч1}(p), W_{ч2}(p), W_{ч3}(p)$ – ПФ масштабирования сигналов по измерительным каналам.

Далее осуществим визуализацию технологического процесса, то есть проведем меропр-

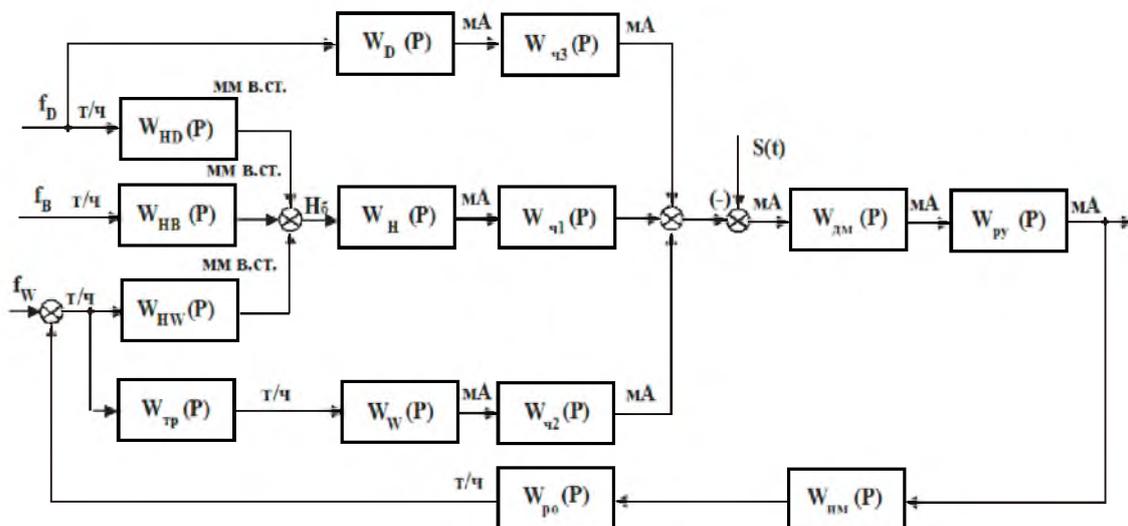


Рис. 3. Структурная схема трехимпульсной АСР питания

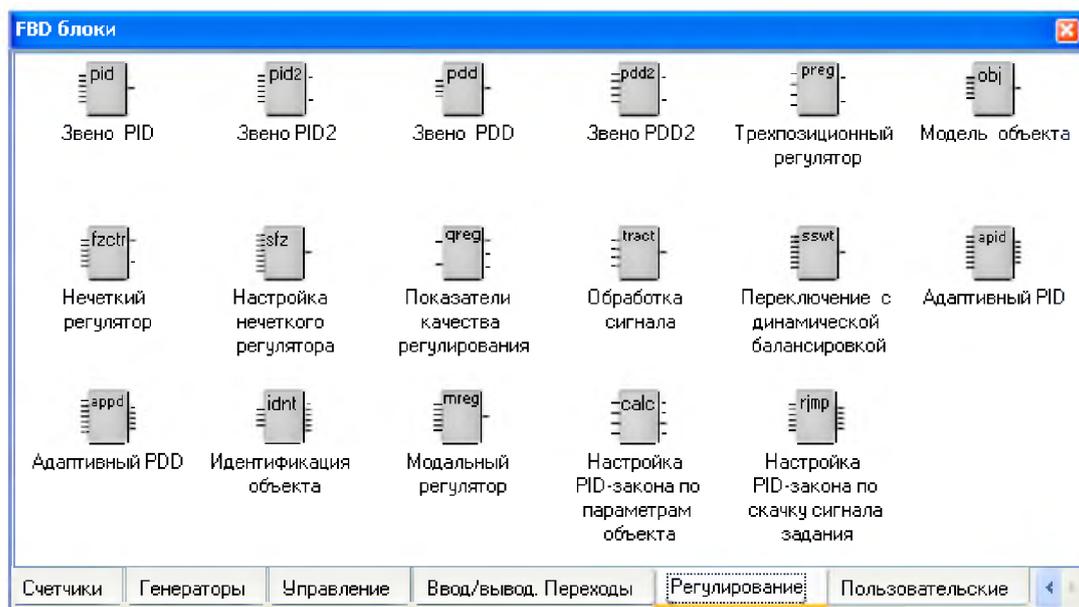


Рис. 4. Палитра FBD-блоков

ятия по отображению информации о состоянии технологического оборудования и ходе технологического процесса на мониторе компьютера.

Визуализация технологического процесса осуществляется с помощью SCADA-систем.

В качестве SCADA-системы будем использовать программу SCADA TRACE MODE. Данная SCADA-система обладает простым и понятным русскоязычным интерфейсом, также ее отличает отличное взаимодействие с другими программными компонентами с помощью современных технологий.

Для создания системы управления в SCADA-системе выберем язык FBD.

В палитре FBD-блоков (рис. 4) необходимо выбрать те, которые позволяют реализовать проектируемую систему.

Из палитры выбираем следующие блоки: из вкладки Регулирование FBD блоки модель объекта (OBJ) и звенья PID (PID); из вкладки Арифметические Функции FBD блоки вычитание (X-Y). После размещения всех блоков программа будет выглядеть следующим образом (рис. 5, 6).

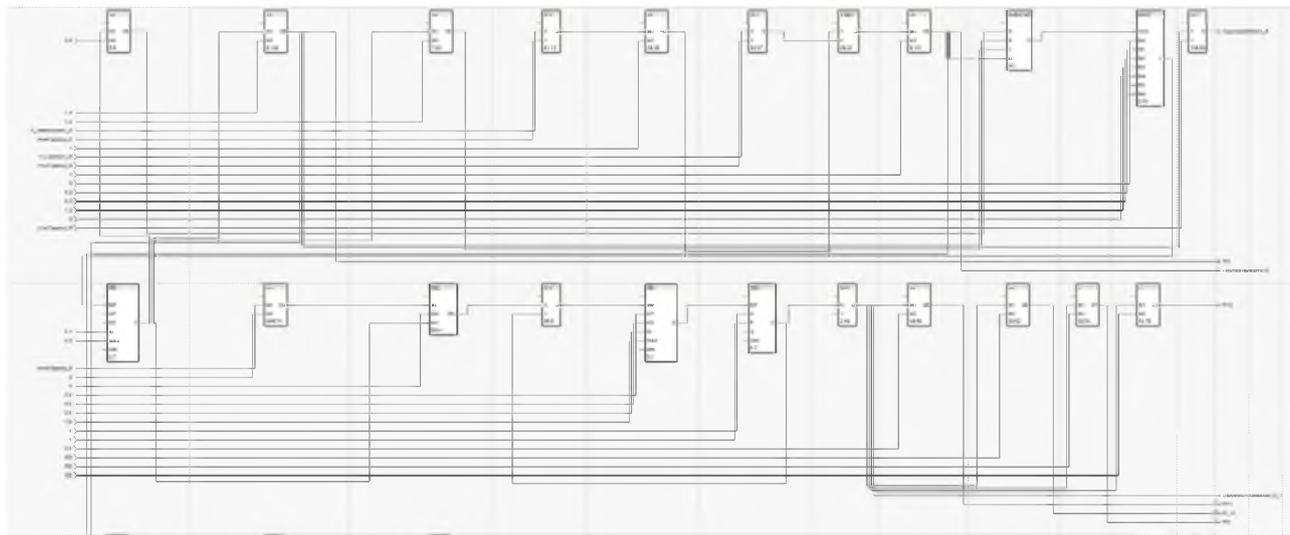


Рис. 5. Схема САР давления в барабане реализована на языке FBD

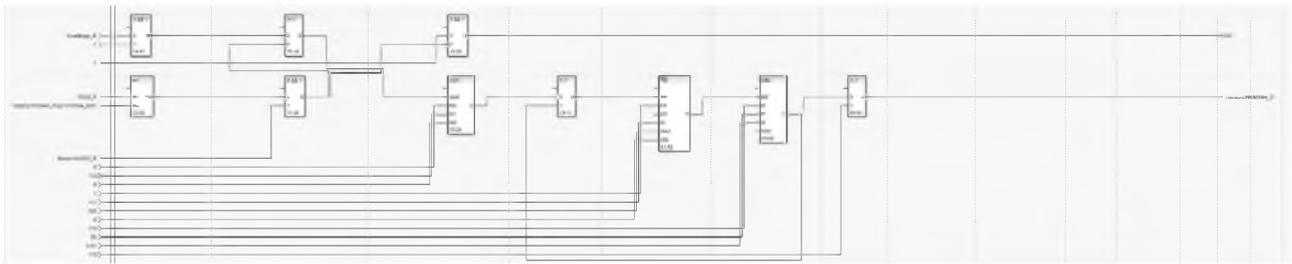


Рис. 6. Схема САР уровня в барабанах реализована на языке FBD

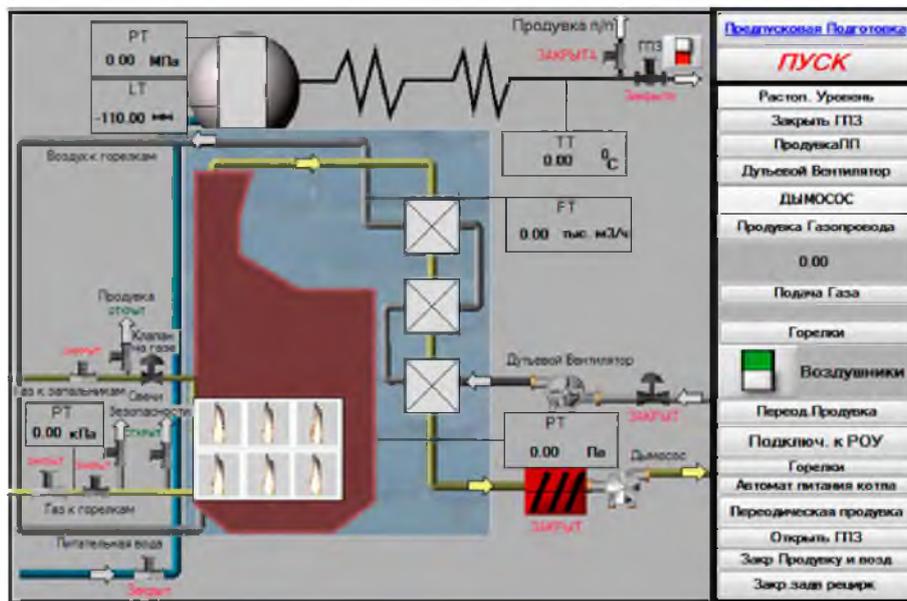


Рис. 7. Мнемотабло

На основе разработанной программы было создано мнемотабло, обеспечивающие визуализацию технологического процесса.

Разработанная система управления позволяет осуществлять управление уровнем воды в барабанах котла в соответствии с заданными требованиями и выполняет следующие такие функции, как:

- сигнализация и управление тревожными сообщениями;
- ведение базы данных реального времени с технологической информацией;
- обмен данными в реальном времени с УСО (устройством связи с контролируемым объектом);
- отображение информации на экране монитора;
- связь с внешними приложениями.

Библиографический список

1. Ривкин С. Л., Александров А. А. Теплофизические свойства воды и водяного пара. М.: Энергия, 1980.
2. Тепловой расчет промышленных парогенераторов: учеб. пособие для вузов / Под ред. В. И. Частухина. Киев, 1980. 184 с.
3. Тепловой расчет котельных агрегатов (нормативный метод) / Под ред. Н. В. Кузнецова и др. М.: Энергия, 1993.
4. Ключев А. С., Лебедев А. Т., Новиков С. И. Настройка автоматического регулирования барабанных паровых котлов. М.: Энергоатомиздат, 1985. 280 с.

УДК 681.532.5, 621.38

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-122-128

А. Р. Мкртычян*

генеральный директор, главный конструктор

А. А. Николаенко*

начальник отделения, заместитель главного конструктора

Д. С. Положенцев **

начальник сектора, ассистент

Ю. К. Филатов*

инженер 2 категории

Е. П. Казаков*

лаборант

*АО «Научно-исследовательский институт командных приборов», Санкт-Петербург

**Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПЕРСПЕКТИВНОГО УПРАВЛЯЮЩЕГО ДВИГАТЕЛЯ-МАХОВИКА

Рассмотрены вопросы проектирования электропривода перспективного управляющего двигателя-маховика с повышенными требованиями к погрешности реализации управляющего момента и необходимости оптимизации его габаритно-массовых характеристик. Представлены структурные схемы электропривода управляющего двигателя-маховика и блока управления двигателем. Описана возможность построения блока управления на основе аналого-цифрового базового матричного кристалла. Дано описание макета электропривода и приведены результаты макетирования его отдельных составных частей.

Ключевые слова: управляющий двигатель-маховик (УДМ), двигатель-маховик (ДМ), электропривод, система ориентации (СО) космического аппарата (КА), исполнительные органы (ИО), блок управления двигателем (БУД), аналого-цифровой базовый матричный кристалл (АЦ БМК), датчик положения ротора (ДПР), бортовая система управления (БСУ), габаритно-массовые характеристики (ГМХ), микроконтроллер (МК).

A.R. Mkrtychyan*

General Director, Chief designer

A. A. Nikolaenko*

Head of Department, Deputy chief designer

D. S. Polozhentsev**

Head of Section, Senior Lecturer

Y. K. Filatov*

Engineer of the 2nd Category

E. P. Kazakov*

Laboratory Assistant

*Joint-stock Company "Command Devices Reseach Institute", St. Peterburg

**St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ISSUES OF DESIGN OF REACTION FLYWHEEL ELECTRIC DRIVE

The article deals with the issues of designing a reaction flywheel electric drive with strict requirements for control moment implementation error and the need to optimize its overall mass characteristics. The article presents a block diagram for an electric drive with velocity feedback, a mathematical description of the main components of the electric drive. The possibility of constructing a control unit based on an analog-to-digital gate array is described. A description of the layout of the electric drive is given, and the results of prototyping its individual components are presented.

Keywords: reaction flywheel, engine-flywheel, electric drive, space satellite attitude control system, executive board, digital engine control unit, analog-to-digital gate array, position sensor rotor, on-Board control system, dimensions and mass characteristics, micro controller.

Космический аппарат при выполнении своего функционального назначения должен занимать определенное угловое положение в орбитальной системе координат, что достигается с помощью системы ориентации. Важными эле-

ментами СО являются ИО, которые создают моменты, прикладываемые к корпусу КА. В настоящее время наибольшее распространение в СО КА получили гироскопы с одной степенью свободы УДМ [1], которые обеспечивают дозиро-

вание выходного воздействия в широком диапазоне без использования невозобновляемых источников энергии.

Электропривод УДМ предназначен для создания управляющего момента, воздействующего на КА по сигналам, поступающим из БСУ, и поддержания его с заданной точностью.

Электропривод УДМ включает две основные части:

– ДМ на базе бесконтактного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов с ДПР, предназначенный для создания управляющих моментов в соответствии с задаваемым кодом момента;

– БУД, обеспечивающий прием сигналов и команд управления, формирование тока двигателя и диагностической информации о скорости вращения ротора, величине тока двигателя.

ДМ создает управляющий момент при изменении кинетического момента путем изменения скорости вращения своего ротора:

$$M_y = J \frac{d\omega}{dt} = \frac{dH}{dt},$$

где M_y – управляющий момент ротора ДМ; J – момент инерции ротора ДМ; ω – угловая скорость вращения ротора ДМ; H – кинетический момент ротора ДМ.

В настоящее время одним из основных направлений развития космической техники является миниатюризация КА и их подсистем с одновременным увеличением сроков эксплуатации и повышению требований к устойчивости к внешним воздействующим факторам космического пространства. При проектировании КА одними из определяющих критериев при выборе его составных частей являются надежность и ГМХ. Как правило, цикл создания изделия (проектирование, изготовление, обработ-

ка, комплексные испытания) имеет значительный срок (3–5 лет). В связи с этим уже в начале проектирования необходимо стремиться закладывать только современные схемотехнические решения.

Одной из основных характеристик УДМ является погрешность реализации управляющего момента. На сегодняшний день актуальна необходимость снижения этого параметра, что возможно за счет введения новых алгоритмов работы электропривода УДМ [2, 3]. На рис. 1 представлена структурная схема перспективного электропривода УДМ, содержащего контур регулирования угловой скорости вращения ротора ДМ, где И – интегратор задаваемого момента; БКТ – блок компенсации трения; РС – регулятор скорости; КТ – контур регулирования тока; Д – двигатель; КА – космический аппарат; М – маховик; ДПР – датчик положения ротора; ПУ – преобразователь угла; ВС – вычислитель скорости; $N_{УМ}$ – код задаваемого управляющего момента; $N_{\omega}^{зад}$ – код задаваемой угловой скорости вращения ДМ; N_{ω} – код рассчитанного значения угловой скорости вращения ДМ; ΔN_{ω} – сигнал рассогласования контура угловой скорости вращения ДМ; N_I – код тока, подаваемого на обмотки двигателя; I – ток, подаваемый на обмотки двигателя; $M_{ЭМ}$ – электромагнитный момент двигателя; M_T – момент трения; M_y – управляющий момент; $\alpha_{ДМ}$ – угловое положение ротора ДМ; $U_{ДПР}$ – выходные напряжения ДПР двигателя; N_{α} – код углового положения ротора ДМ.

ГМХ ДМ зависят в первую очередь от величины максимально требуемого кинетического момента, создаваемого УДМ (то есть момента инерции ротора ДМ). ГМХ БУД в свою очередь определяются применяемыми схемотехническими решениями, закладываемыми при его проек-

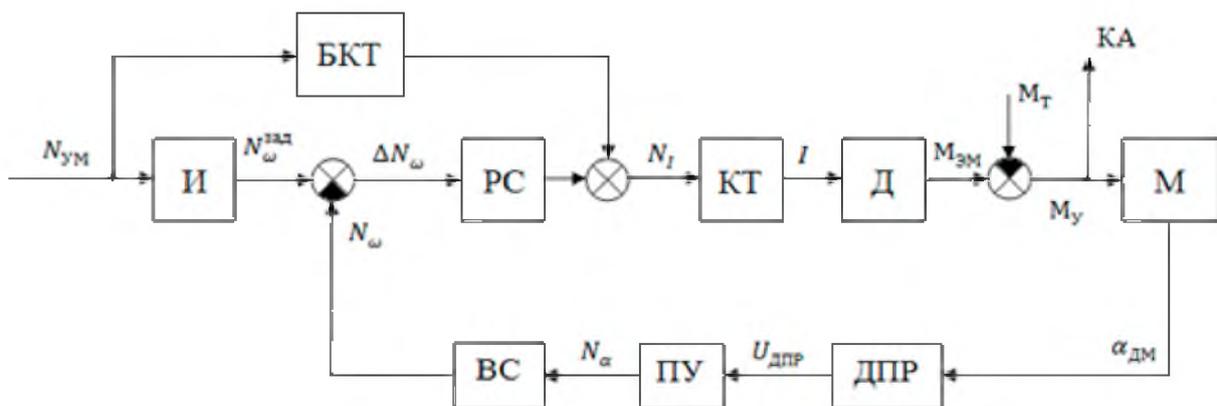


Рис. 1. Структурная схема электропривода УДМ

тировании. Таким образом, совершенствование ГМХ УДМ связано с улучшением ГМХ БУД, которое становится возможным благодаря внедрению новейших разработок в области электронно-вычислительной техники.

Начальной точкой при проектировании БУД являются:

- анализ технических требований, предъявляемых к электроприводу УДМ, и условий его функционирования;
- определение набора целевых алгоритмов и их проработка с помощью имитационного моделирования;
- учет конкретных особенностей составных частей, входящих в электропривод УДМ (характеристики датчика, двигателя, преобразователей сигналов датчиков, элементов силовой электроники).

В общих чертах целевой алгоритм управления электроприводом УДМ можно разделить на несколько подзадач:

- вычисление требуемой угловой скорости вращения ДМ на текущем такте регулирования;
- определение необходимого значения тока для обеспечения требуемой скорости вращения ДМ;
- вычисление текущего углового положения ротора ДМ по информации ДПР;

– расчет текущей угловой скорости вращения ротора ДМ;

– создание и поддержание требуемого тока в обмотках двигателя.

Также БУД должен обеспечивать информационный обмен с БСУ по магистральному последовательному интерфейсу в соответствии с ГОСТ Р 52070-2003 (МПИ).

На основе вышеперечисленных задач и входящих в УДМ частей была разработана структурная схема БУД, представленная на рис. 2, где ПП МПИ – приемопередатчик МПИ; ВИП – вторичные источники питания; ВУ – вычислительное устройство; К – коммутатор; КСТД – ключевой стабилизатор тока двигателя; ИТ – измеритель тока; ДПР – датчик положения ротора; ОВ – обмотка возбуждения; ПС ДПР – преобразователь сигналов ДПР; Г – генератор, У – усилитель.

Одним из подходов при проектировании БУД может быть его исполнение на основе МК с имеющимися в его составе периферийными блоками – АЦП, ЦАП, компараторами и формирователями ШИМ-сигналов. Однако при такой концепции в связи со сложностью реализации специфических воспроизводительных математических вычислений для обработки информации

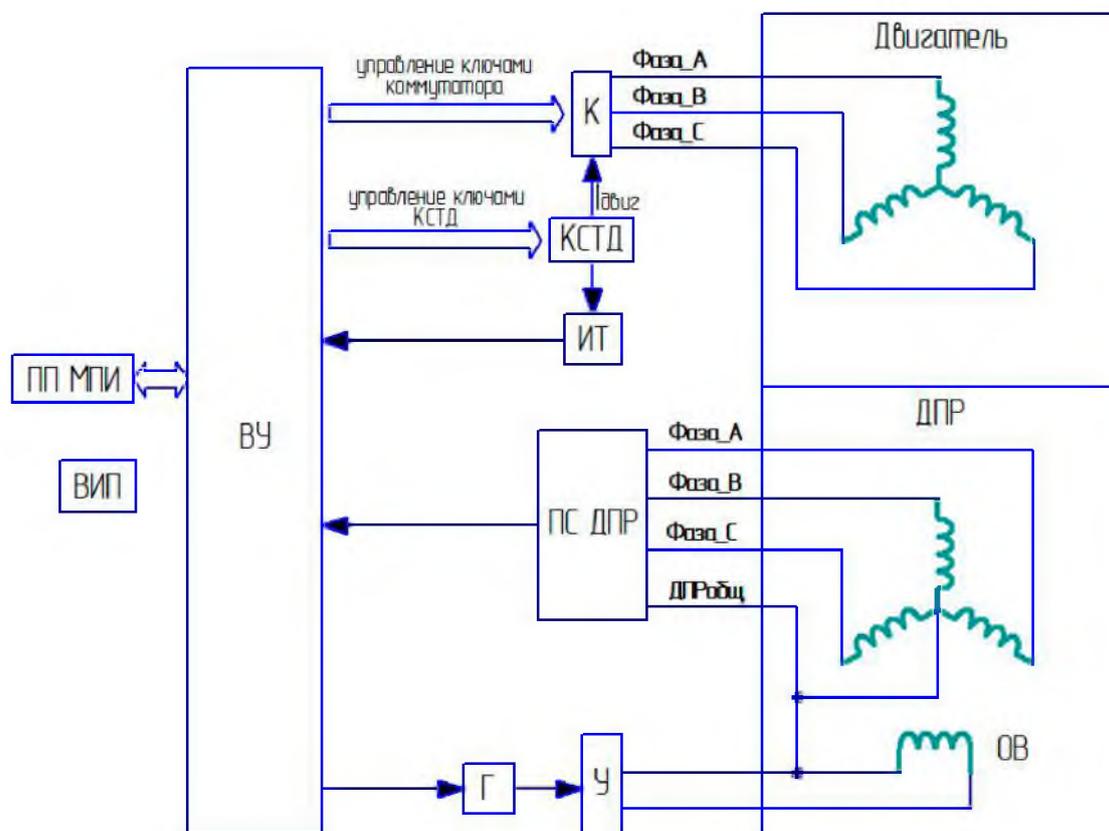


Рис. 2. Структурная схема БУД

(с циклом до 1 МГц), в БУД необходимо размещение аналоговых схмотехнических устройств для реализации контура тока и преобразователя сигналов ДПР в цифровой код (выполненный на основе микросхемы 1310НМ025). При таком построении БУД не будет иметь оптимальных ГМХ ввиду наличия нескольких «дополнительных» микросхем, значительной площади МК и его обвязки.

Более оптимального результата представляется возможным достичь с помощью использования в составе БУД АЦ БМК. Данные микросхемы обладают высокими показателями надежности, стойкости к внешним воздействующим факторам космического пространства и готовы к применению в космической промышленности и разработке специальной аппаратуры. АЦ БМК представляет собой набор собранных на одном кристалле функциональных узлов, таких как АЦП, ЦАП, операционные усилители, компараторы, мультиплексоры, регуляторы напряжения. Также кристалл содержит наборы согласованных резисторов, конденсаторов и транзисторов для построения электрических схем.

Таким образом, кристалл АЦ БМК может вписать в себя почти все элементы БУД, за исключением вторичных источников питания, силовых ключей коммутатора, приемопередатчиков МПИ, а также выходного усилителя возбуждения ДПР.

Одним из аргументов в пользу АЦ БМК является использование в его структуре последних

технологий АЦП (по производительности, разрядности и точности) вместе с внедрением параллельных специализированных структур, реализующих задачи по фильтрации и математической обработке информации с циклами до 10 МГц. Создание такой связки (аналоговое преобразование, АЦП и цифровая обработка), ориентированной под конкретные характеристики применяемых датчиков и потребности целевой задачи, сможет дать результаты, превосходящие классический подход построения БУД, базирующийся на МК.

АЦ БМК это микросхема, цикл изготовления которой составляет несколько месяцев (от последней правки «прошивки» до фактического получения микросхемы). При скорости изготовления эта технология сохраняет свойства обычной микросхемы – жесткость структуры, которую невозможно изменить после окончания проектирования и изготовления фотошаблонов. Для обеспечения необходимой гибкости при применении микросхемы разработана технология специализированных вычислителей, ориентированных на решение задач управления приводом, преобразования информации с датчиков и взаимодействия с БСУ.

Таким образом, АЦ БМК выполняет функции специализированного МК и обладает возможностью перезаписи памяти программ и данных во внешней микросхеме постоянного запоминающего устройства (ПЗУ). Программирование ПЗУ и изменение действующих в АЦ БМК

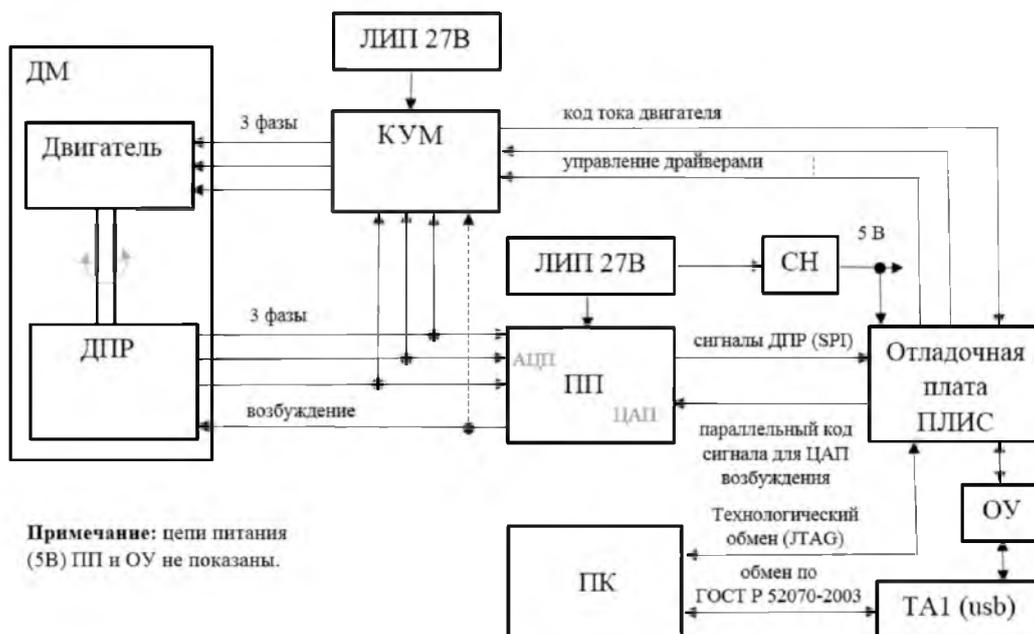


Рис. 3. Структурная схема макета электропривода УДМ

программного обеспечения (ПО) и коэффициентов осуществляется через основной интерфейс связи со стороны БСУ. Это позволяет корректировать и вводить ПО без применения дополнительного оборудования и каналов связи уже при работе УДМ в составе КА.

Остальную часть БУД (источник питания, силовой каскад) планируется выполнить в виде одной или нескольких конструктивных единиц с микросхемами в бескорпусном исполнении.

Для отработки основных схмотехнических и программных решений, отладки отдельных функциональных узлов для их последующего конфигурирования в составе АЦ БМК, а также отладки силовых каскадов для их последующей реализации в виде микросборки было организовано и проведено макетирование электропривода УДМ.

Структурная схема макета электропривода УДМ представлена на рис. 3, где ДМ – дви-

гатель маховик, ДПР – датчик положения ротора, КУМ – ключевой усилитель мощности, ПП – предварительный преобразователь ДПР, ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема, ПК – персональный компьютер, ЛИП – лабораторный источник питания, СН – стабилизатор напряжения 5В, ОУ – оконечное устройство по ГОСТ Р 52070-2003, ТА1-USB – модуль сопряжения с мультиплексным каналом по ГОСТ Р 52070-2003.

В ходе макетирования производилась отработка основных функциональных узлов на соответствие перспективным техническим требованиям:

- ПК в части разработки ПО для выдачи сигналов управления и получения диагностической информации с по мультиплексному каналу обмена;
- ПЛИС (является аналогом АЦ БМК) в части приема сигналов управления с ПК, их пре-

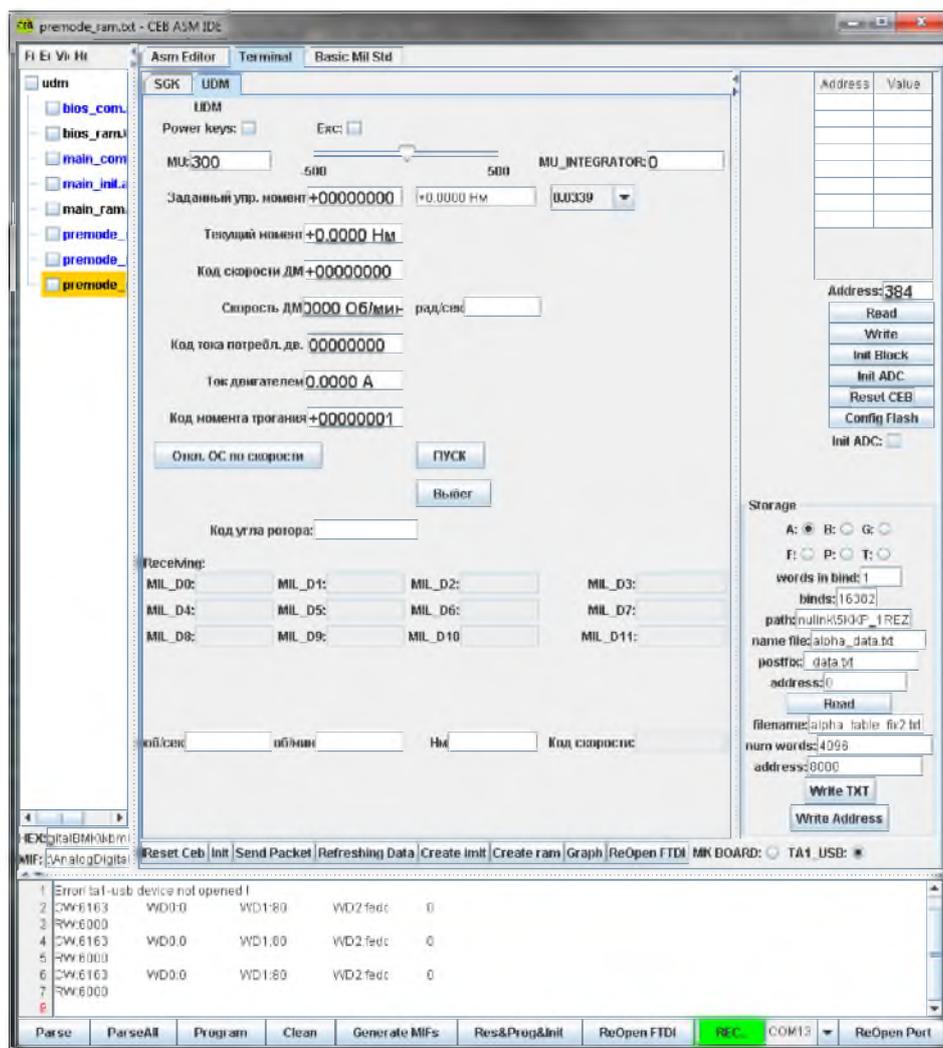


Рис. 4. Внешний вид программы управления макетом электропривода УДМ

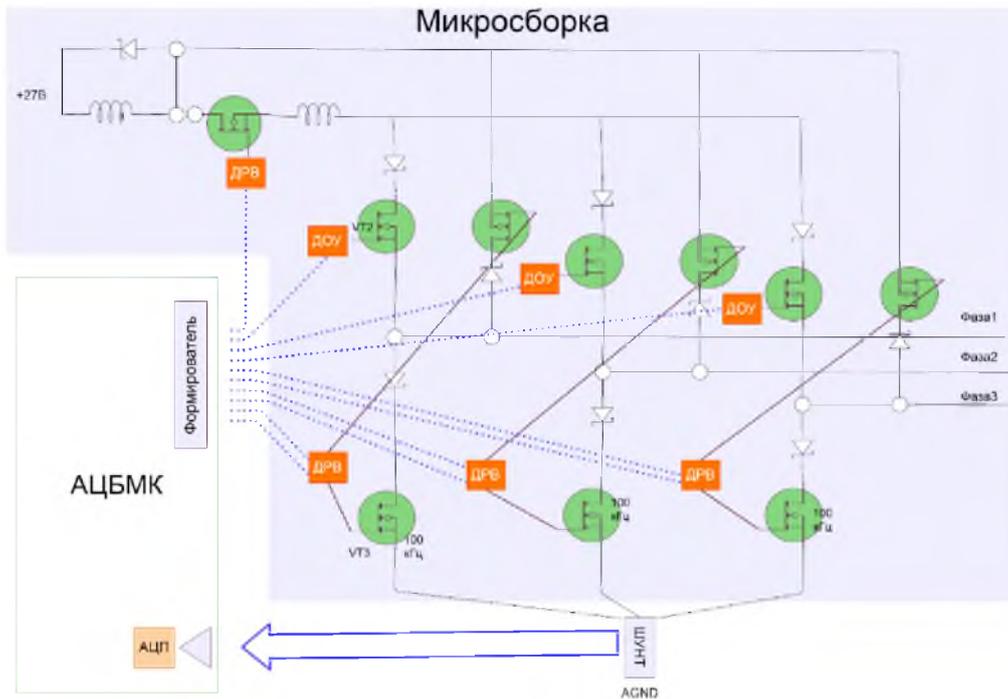


Рис. 5. Структурная схема КУМ БУД

образования в аналоговый вид для управления силовыми каскадами КУМ, приема аналоговых диагностических сигналов, их последующего преобразования в цифровой вид и передачу в ПК по мультиплексному каналу обмена, а также реализации алгоритмов управления электропривода УДМ;

- КУМ в части отладки силовых каскадов управления ДМ и работы контура тока;
- ПП в части получения оцифрованных выходных напряжения ДПР.

В ходе макетирования было разработано ПО, с помощью которого происходит выдача кода задаваемого управляющего момента в макет электропривода УДМ и визуализация диагностической информации о работе УДМ. Внешний вид программы управления электроприводом УДМ представлен на рис. 4. Разработанное ПО позволяет вводить в цифровую систему коэффициенты, корректировать алгоритмы цифровой системы АЦ БМК, запускать различные режимы его

работы и имитировать команды, подаваемые БСУ на УДМ.

В ходе макетирования были отработаны режимы работы ДМ при задании минимальных и максимальных управляющих моментов, а также работа электропривода УДМ в режиме рекуперации. Для вращения ДМ с требуемыми ускорениями в нужных направлениях требуется формировать управление 10 силовыми ключами с частотой 100 кГц. Сигналы управления – 10 выводов микросхемы, подключенные к драйверам силовых ключей, как показано на рис. 5.

По результатам отработки КУМ в настоящий момент составляются технические требования к микросборке силовых каскадов, объединяющей все драйверы и полевые транзисторы на одной керамической пластине.

В ходе проведенного макетирования был реализован вычислитель углового положения по первичным сигналам ДПР [4, 5] (математическая модель вычислителя приведена на рис. 6).

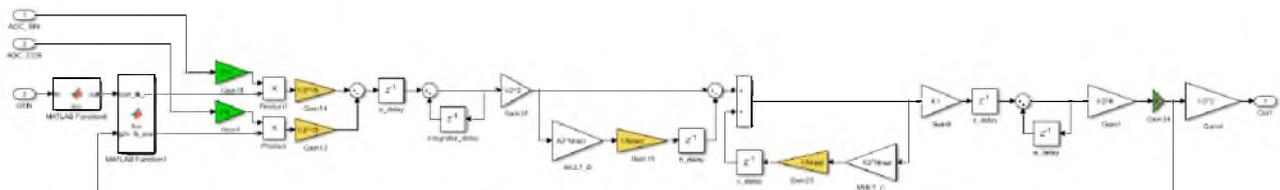


Рис. 6. Математическая модель вычислителя углового положения

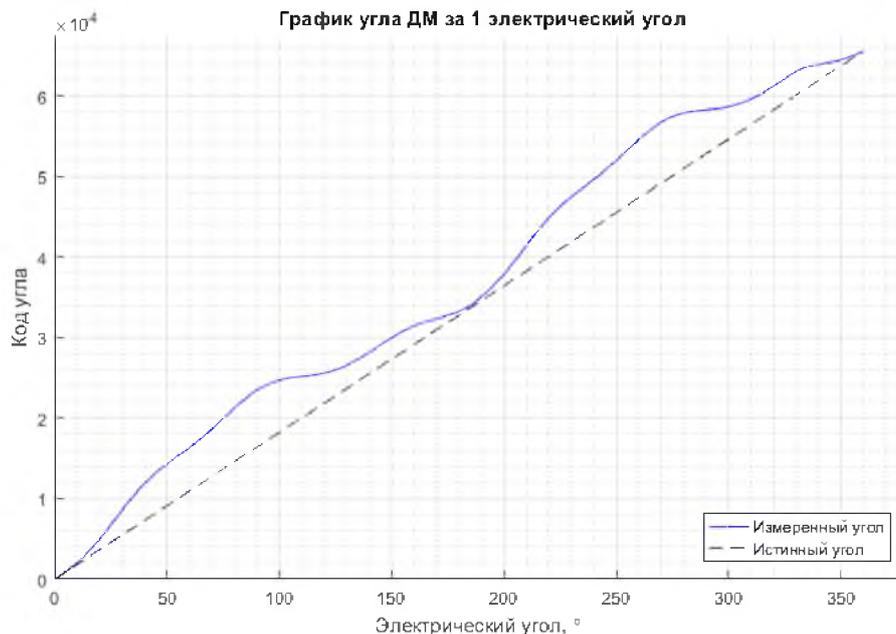


Рис. 7. Характеристика преобразователя угол-код

При относительной сложности данных вычислений требуется высокая скорость их выполнения (1–2 мкс), что представляется возможным реализовать только на цифровой логике, для чего так же рационально использовать АЦ БМК.

При отладке вычислителя была получена характеристика углового положения (на выбегавшем ДМ), показанная на рис. 7, где за истинный угол принимается спрогнозированное угловое положение ротора ДМ. Предположительно, представленные нелинейности связаны с несинусоидальностью модуляции первичных сигналов ДПР, а также с неравномерным торможением ДМ во время выбега.

Учитывая, что качество получаемого кода углового положения ротора ДМ имеет значительное влияние на создаваемый электроприводом УДМ управляющий момент, требуется проведение дополнительных исследований причин возникновения погрешности кода углового положения ротора ДМ, а также разработка методики ее снижения, что в свою очередь требует введения дополнительных механизмов обработки информации.

По результатам макетирования была подтверждена работоспособность отдельных функциональных узлов электропривода УДМ. Проработана и подтверждена возможность создания и реализации универсального БУД для ДМ

с различными значениями кинетического момента в зависимости от конкретной версии переменного ПО и сопутствующих коэффициентов. На данный момент для подготовки окончательной версии «прошивки» структуры АЦ БМК изготовлен опытный образец, объединяющий все наработки этапа макетирования.

Библиографический список

1. Якимовский Д. О., Бураков М. В., Коновалов А. С. Управление ускорением двигателя-маховика космического аппарата: монография. СПб.: ГУАП, 2018. 152 с.
2. Якимовский Д. О. Повышение точности управления моментом двигателя-маховика // Гироскопия и навигация. СПб., 2008. С. 46–52.
3. Положенцев Д. С. Проектирование и моделирование работы электропривода управляющего двигателя-маховика // Завалишинские чтения'19. СПб.: ГУАП, 2019 С. 103–107.
4. AD2S1210, Variable Resolution, 10-Bit to 16-Bit R/D Converter with Reference Oscillator, Analog Devices.
5. Precision Resolver-to-Digital Converter Measures Angular Position and Velocity / J. Szymczak, S. O'Meara, J. Gealon, C. Nelson. De La Rama // Analog Dialogue 48–03, March (2014).

УДК 004.932.7, 004.4, 004.021

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-129-135

К. Ф. Муравьев*, **

магистрант

А. В. Боковой*, ***

аспирант, младший научный сотрудник

К. С. Яковлев*, **

кандидат физико-математических наук, ведущий научный сотрудник

*Федеральный исследовательский центр «Информатика и управление» Российской академии наук

**Московский физико-технический институт

***Российский университет дружбы народов

ОЦЕНКА КАЧЕСТВА АЛГОРИТМОВ КАРТИРОВАНИЯ И ЛОКАЛИЗАЦИИ НА ОСНОВЕ ВИДЕОДАНЫХ В СИМУЛЯЦИОННЫХ СРЕДАХ

Рассматривается задача оценки качества работы алгоритмов одновременного картирования и локализации по видеоданным (vSLAM). Для достижения этой цели предлагается методика, основанная на использовании современных симуляционных сред, в частности – среды Habitat, в которой имеется возможность следования по произвольной траектории в фотореалистичной 3D-модели помещения, полученной по реальным данным. Предлагается новая функция сопоставления полученной алгоритмом карты и эталонной модели, которая учитывает особенности итерационного процесса картирования по видеоданным. Приводится пример применения описанных методик для оценки алгоритма RTAB-Map в симуляторе Habitat.

Ключевые слова: одновременное картирование и локализация по видео, vSLAM, Gazebo, Habitat.

K. F. Muravyev*, **

Postgraduate Student

A. V. Bokovoy*, ***

PhD Student, Junior Researcher

K. S. Yakovlev*, **

PhD Sc. Phys.-Math., Senior Researcher

*Federal Research Center "Computer Science and Control" of Russian Academy of Sciences

**Moscow Institute of Physics and Technology

***RUDN University

THE EVALUATION ON VISION-BASED SIMULTANEOUS LOCALIZATION AND MAPPING ALGORITHM IN SIMULATED ENVIRONMENT

In this paper we study the problem of quality estimation for vision-based simultaneous localization and mapping (vSLAM). We introduce the methodology based on Habitat simulator usage, that allows the arbitrary pathfollowing in photorealistic real-world based 3D model of indoor environment. We introduce new function for matching the resultant and the ground-truth maps, that takes into account the factor of vSLAM iterating process. Empirical evaluation based on the suggested methodology is carried out.

Keywords: vision-based simultaneous localization and mapping, vSLAM, Gazebo, Habitat

Задача одновременного картирования и локализации по видеоданным (vSLAM) весьма актуальна для современной мобильной робототехники, особенно в контексте построения автономных систем: сервисных роботов, беспилотных автомобилей, сельскохозяйственных роботов и др. В настоящее время известно множество алгоритмов vSLAM, использующих разные подходы к построению карты и локализации. Как правило, выходом этих алгоритмов является траектория перемещения камеры в виде последовательности ее позиций в каждый момент времени в некоторой глобальной системе коор-

динат и карта окружающей среды в формате облака точек (Point cloud) или OctoMap [1]. Очевидно, что для анализа эффективности алгоритмов картирования и локализации требуется оценка качества работы этих алгоритмов, то есть оценка того, насколько вычисленные траектория и карта отличаются от действительных (эталонных). Это нетривиальная техническая задача, так как получение эталонных траектории и карты может быть весьма затруднительно. Сложность решения этой задачи зависит от того, какая методика тестирования используется. Можно выделить три класса подобных мето-

дик с использованием реальных робототехнических систем в реальных средах; заранее подготовленных и общедоступных коллекций данных; специальных симуляционных сред.

При тестировании алгоритмов vSLAM на реальных робототехнических системах количество возможных повторений эксперимента обычно ограничено. Такие эксперименты сложно воспроизводимы. Более того, из полученных по результатам экспериментов данных не вполне ясно, насколько рассматриваемый алгоритм применим на других роботах и/или в других условиях.

Для решения проблемы воспроизводимости могут быть использованы открытые коллекции данных, в которых представлены траектории робота в определенном помещении с показаниями сенсоров, например коллекция EuRoC [2]. Зачастую в таких коллекциях помимо показаний сенсоров в каждый момент времени представлены также эталонные траектории и карты, что позволяет проводить сравнительный анализ нескольких алгоритмов. Недостатком использования подобных коллекций является их ограниченность: сравнение возможно только по имеющимся в коллекции траекториям.

С развитием вычислительной техники получили распространение различные симуляторы, подходящие для проведения экспериментов и сравнения разрабатываемых методов и алгоритмов vSLAM. Наиболее известным из них является Gazebo [3]. Подобные симуляторы обычно поддерживают возможность создания собственных моделей помещений и роботов, получения данных с установленных на роботе сенсоров и истинных координат всех объектов. К недостаткам использования симуляторов можно отнести тот факт, что в них неизбежно присутствуют искажения, связанные с невозможностью точного моделирования физических процессов (распространение света, движение робота, работа сенсоров и т. д.). Однако несмотря на подобные искажения, симуляционные среды являются важным инструментом для оценки качества алгоритмов vSLAM, поскольку только в симуляторе можно провести эксперименты на большом количестве произвольных помещений с известными истинными траекториями и картами.

В данной работе рассматривается задача оценки качества алгоритмов картирования и локализации в симуляционных средах. Описывается симулятор Habitat [4], который, в отличие от аналогов (например, Gazebo), характеризуется высокой фотореалистичностью модельной среды. Поскольку в данном симуляторе у пользователя изначально нет доступа к эталонной модели помещения, описывается процесс получения такого

эталона. Предлагается новая метрика качества картирования и локализации, пригодная для использования в симуляционной среде и учитывающая не только ошибку восстановления карт и траекторий, но и порядок построения карты алгоритмами vSLAM. Приводится пример применения предложенной методики экспериментального исследования для оценки качества алгоритма RTAB-Map [5].

Симуляторы

Современные робототехнические симуляторы дают возможность проводить эксперименты на большом количестве разнообразных помещений с произвольной геометрией и интерьером. В отличие от коллекций данных, созданных по реальным помещениям, в симуляционной среде можно выбрать произвольную сцену и траекторию для тестирования. Большое число экспериментов позволяет точнее оценить качество алгоритмов. В данной работе рассматривается два робототехнических симулятора – Gazebo и Habitat.

Симулятор Gazebo является одним из самых популярных в робототехническом сообществе. Он интегрирован с системой ROS [6], и в нем есть множество моделей помещений и роботов, находящихся в открытом доступе. В Gazebo смоделированы многие физические процессы, включающие инерцию и гравитацию, влияние атмосферы и распространение света. Также Gazebo предоставляет возможность создания моделей помещений из готовых объектов. Пример такой модели представлен на рис. 1.

Существенным недостатком тестирования алгоритмов vSLAM в симуляторе Gazebo является однообразие текстур в помещении, затрудняющая извлечение особых точек из изображений. Еще одним недостатком данного симулятора являются искажения распространения света, например, прохождение света сквозь непрозрачные объекты (рис. 2). Эти недостатки приводят к существенным затруднениям или невозможности исследования качества работы алгоритмов одновременного картирования и локализации по видеопотоку в симуляционной среде Gazebo. В связи с этим целесообразным является использование симулятора, в котором перечисленные недостатки отсутствуют.

Таким симулятором является Habitat, который был разработан в 2018 году для исследования алгоритмов обучения с подкреплением. В этом симуляторе поддерживаются коллекции Gibson [7] и Matterport3D [8], в которых пред-



Рис. 1. Пример модели помещения в симуляторе Gazebo

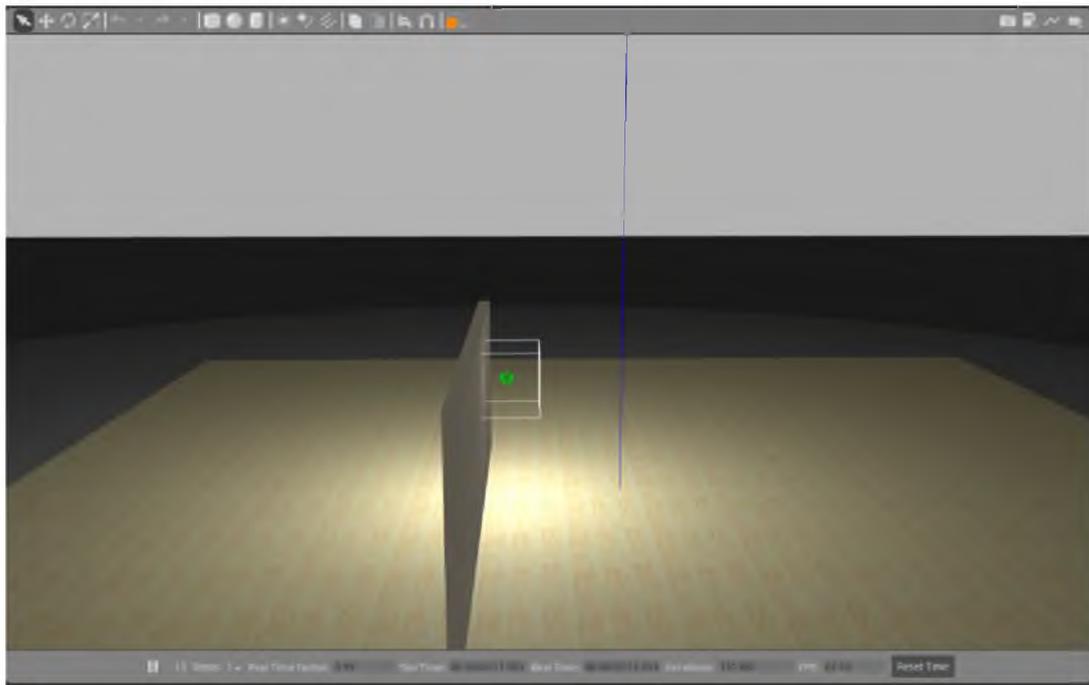


Рис. 2. Прохождение света сквозь стену в симуляторе Gazebo

ставлены реалистичные модели помещений (рис. 3), созданные по реальным помещениям с помощью датчиков глубины и motion-capture систем.

В симуляторе Habitat многие физические процессы смоделированы не полностью. В частности, движение робота дискретно, недоступны показания инерциальных навигационных си-

стем. Это позволяет экономить вычислительные ресурсы, затрачиваемые на симуляцию, сохраняя возможность тестирования алгоритмов одновременного картирования и локализации по видеоданным.

В этой работе для тестирования алгоритмов картирования и локализации используется си-



Рис. 3. Примеры модели помещения из коллекции Matterport 3D в симуляторе Habitat

мулятор Habitat. Поскольку в данном симуляторе не представлен функционал для прямого получения точных координат объектов помещения, в работе был реализован метод восстановления этих координат по полученным из симулятора позициям камеры и картам глубины.

Восстановление истинной карты помещения в симуляторе Habitat

Трехмерная модель помещения восстанавливается последовательно по картам глубин изображений и позициям камеры. По каждому пикселю (h, w) в каждый момент времени t на карту наносится точка, проекция которой попала на изображение в пикселе (h, w) :

$$M_{h,w,t} = p_t + d_{h,w,t} * r_{h,w,t},$$

где p_t – положение камеры в пространстве в момент времени t ; $d_{h,w,t}$ – глубина пикселя (h, w) изображения, полученного в момент времени t ;

$$r_{h,w,t} = T * \left(1, \frac{w - W/2}{W/2}, \frac{h - H/2}{W/2}\right) - \text{направление,}$$

соответствующее пикселю (h, w) матрицы камеры в момент времени t ;

T – оператор вращения, переводящий вектор $(1, 0, 0)$ в направление оптической оси камеры в момент времени t .

В целях экономии памяти, необходимой для хранения карты, координаты всех точек округляются до 5 см.

Методики оценки качества алгоритмов картирования и локализации

Большинство алгоритмов SLAM содержит модуль картирования, который строит двумерную или трехмерную карту окружающей местности, и модуль локализации, который вычисляет траекторию перемещения камеры в пространстве.

Карта представляется в виде набора точек:

$$M_i = \{(x_i, y_i, z_i), i = 1 \dots n\},$$

или сетки заполненности (occupancy grid):

$$M \in \{0, 1\}^{A*B*C},$$

где $M_{i,j,k}$ задает заполненность соответствующей ячейки карты: $M_{i,j,k} = 1$, если в области пространства, соответствующей ячейке (i, j, k) , содержится точка карты, и 0 в противном случае.

Траектория представляется в виде набора поз, состоящих из пространственных координат и ориентации:

$$T = \{(p_t, q_t), t = 1 \dots m\},$$

где $p_t = (p_t^x, p_t^y, p_t^z)$ – позиция робота; $q_t = (q_t^x, q_t^y, q_t^z, q_t^w)$ – кватернион, задающий ориентацию робота (в контексте vSLAM – направление главной оптической оси камеры)

Для оценки применимости алгоритма vSLAM при планировании траектории и автономной навигации требуется оценка как качества локализации, так и качества картирования.

Для оценки качества локализации в данной работе используются следующие метрики.

Относительная ошибка позиции (Relative Pose Error, RPE) [9] – сумма расстояний между истинным и предсказанным смещением на каждом шаге:

$$L(T, T') = \sum_{t=2}^m \| Q_t^{-1} \otimes (p_t - p_{t-1}) - (Q'_t)^{-1} \otimes (p'_t - p'_{t-1}) \|^2,$$

где q_t^{-1} – кватернион, задающий вращение, переводящее направление оптической оси камеры в момент t в вектор $(1, 0, 0)$; Q_t, Q'_t – операции вращения вектора по кватернионам q_t и q'_t соответственно; \otimes – применение операции вращения к вектору.

Абсолютная ошибка траектории (Absolute Trajectory Error, АТЕ) – сумма квадратов расстояний между истинной и предсказанной позицией на каждом шаге:

$$L(T, T') = \sum_{t=1}^m \| p_t - p'_t \|^2.$$

Оценка качества картирования является более сложной задачей, чем оценка качества локализации, так как соответствие между точками истинной и предсказанной карты неизвестно. В литературе наиболее распространен следующий способ восстановления соответствия: каждой точке предсказанной карты сопоставляется ближайшая к ней точка истинной карты. В частности, такой метод восстановления соответствий используется в работах [10] и [11], а также в программном пакете CloudCompare. Заметим, однако, что такой метод восстановления соответствия не учитывает специфику vSLAM задач, поскольку соответствие построенной и эталонной карт (облаков точек) устанавливается лишь исходя из близости конкретных точек. Рассмотрим конкретный пример, изображенный на рис. 4.

На рис. 4 представлена одна из часто возникающих проблем при картировании – на карту нанесено препятствие (показано красным) там, где его быть не должно (эталонная карта отмечена зеленым, желтым и синим цветом). На практике это может произойти при картировании

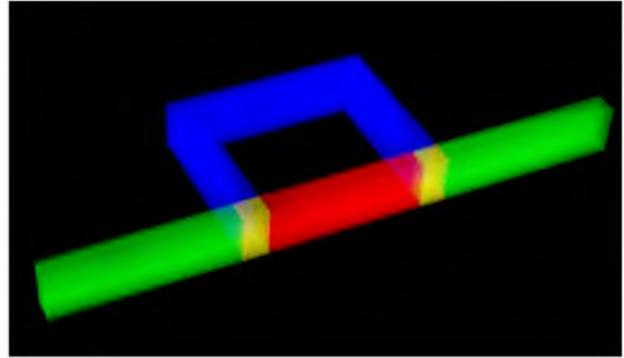


Рис. 4. Визуализация типичной ситуации, которая возникает при построении карты методами vSLAM: красные точки – построенное методом vSLAM «препятствие»; желтые точки – область поиска соответствия точек препятствия между красным фрагментом и истинной картой; синие точки – истинный фрагмент карты

в закрытом помещении, представляющем коридор с открытой нишей (именно она по ошибке может быть «закрыта» алгоритмом картирования). При прямом способе восстановления соответствия между эталонной картой и картой, построенной алгоритмом vSLAM, красные точки (ложное препятствие) будут сопоставлены желтым, поскольку они являются ближайшими, в то время как представляется разумным, чтобы эти точки сопоставлялись с областью эталонной карты, отмеченной синим, ведь именно эта область должна быть нанесена на карту алгоритмом vSLAM вместо красных точек.

Опишем теперь функцию соответствия (между точками эталонной и построенной картой), которая устраняет вышеописанный недостаток, то есть такую функцию, сопоставляющую точку истинной карты каждой точке построенной карты, которая была видна под таким же углом к оптической оси камеры с истинного ее положения.

Формально используемое в данной работе соответствие описывается следующим образом:

Пусть m^*_i – точка на построенной карте, попадающая в поле зрения камеры в момент времени t ; p^*_t, q^*_t – предсказанные положение и ориентация камеры в момент времени t ; p_t, q_t – истинные положение и ориентация камеры в момент времени t .

Обозначим через Q_t^{-1} и Q_t матрицы вращения, заданные кватернионами q^*_t и q_t соответственно. Направление в истинной карте, заданное вектором $r_t = (Q^*_t)^{-1} Q_t (m^*_i - p^*_t)$, соответствует направлению на точку m^*_i в предсказанной карте. Точке m^*_i ставится в соответствие точка $m^*_i = p_t + \alpha r_t$, где α – минимальное поло-

жительное число, такое, что точка $p_t + \alpha r_t$ относится к какому-либо объекту истинной карты:

$$\alpha = \min\{\alpha : p_t + \alpha r_t \in M\}.$$

В данной работе используются следующие метрики, учитывающие сопоставление точек:

Абсолютная ошибка картирования (Absolute mapping error, AME):

$$\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \|m_i^t - m_i^*\|^2}.$$

Относительная ошибка картирования (Relative mapping error, RME):

$$\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \|Q_t(m_i^t - p_t), Q_t^*(m_i^* - p_t^*)\|^2}.$$

Одна точка предсказанной карты m_i^* может попасть в поле зрения камеры в несколько разных моментов времени t , и ей может быть поставлено в соответствие несколько разных точек истинной карты m_i^t . От способа выбора момента t для каждой точки m_i^* зависит значение метрик AME и RME. Ниже представлены некоторые возможные варианты выбора t : первый момент времени, в который точка на карте попала в поле зрения камеры; последний момент времени, в который точка на карте видна с позиции камеры; момент времени, в который точка на карте находится ближе всего к позиции камеры и попадает в ее поле зрения.

Выбираются все моменты времени, в которые точка попадает в поле зрения камеры. При подсчете метрик AME и RME усреднение прово-

дится по расстояниям между точками m_i^* и m_i^t для всех i и t .

В первых трех способах выбора t точка на карте может быть видна с большого расстояния или под большим углом к главной оптической оси камеры, что может привести к возросшим значениям метрик AME и RME. Последний способ выбора t лишен такого недостатка, но ведет к большему количеству вычислений. В данной работе при практическом применении предложенных метрик использовался последний способ выбора t .

Представленные метрики учитывают не только схожесть построенной и истинной карты, но и порядок построения карты алгоритмом vSLAM, поэтому они могут давать более информативную оценку качества алгоритмов vSLAM в контексте их использования в автономных робототехнических системах.

Практическое применение методик оценки качества

Методики оценки качества алгоритмов vSLAM, описанные в данной работе, были протестированы в симуляторе Habitat на одной из сцен коллекции Matterport3D. Истинная карта помещения восстанавливалась с помощью проекции изображений в трехмерное пространство по картам глубин и позициям камеры, описанной в предыдущем разделе. Для подсчета метрик AME и RME использовались все позиции, с которых были видны точки на карте.

Была проведена оценка качества двух алгоритмов:

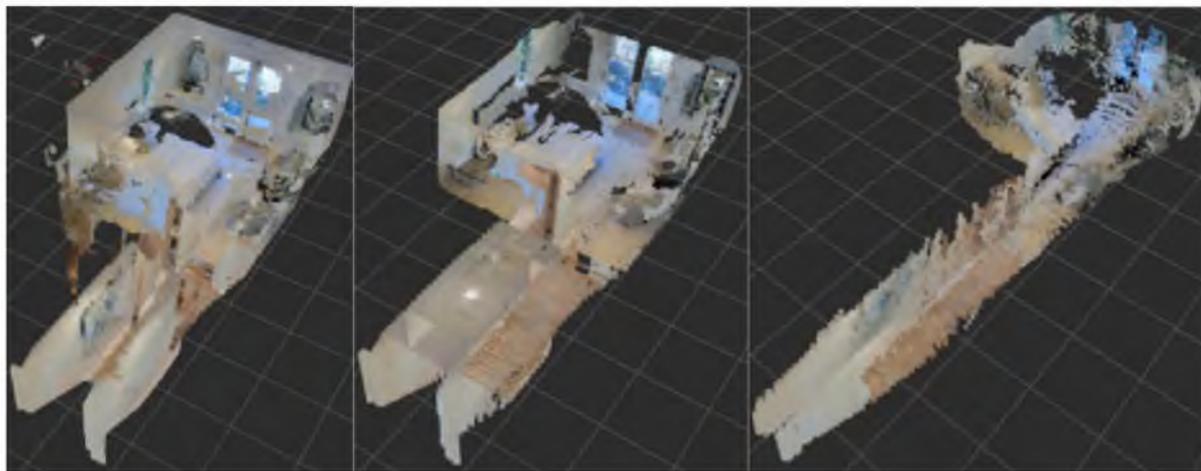


Рис. 5. Карты помещения, на котором оценивалось качество алгоритмов vSLAM. Слева направо: истинная карта помещения (восстановлена методом, описанным в разделе 3), карта, построенная алгоритмом RTAB-Map по изображениям и глубинам из Habitat; карта, построенная алгоритмом RTAB-Map + FCNN

Таблица 1

Значения метрик качества для двух алгоритмов vSLAM, полученные в симуляторе Habitat

Name	ATE	RPE	CloudCompare	[OURS] AME	[OURS] RME
RTAB-Map (Habitat depths)	0,165	0,038	0,041	0,722	0,693
RTAB-Map + FCNN	0,667	0,068	0,361	1,935	1,891

RTAB-Map с картами глубины из симулятора;

RTAB-Map + FCNN [12].

Истинная модель помещения и построенные алгоритмами карты представлены на рис. 5. Значения метрик качества алгоритмов – в табл. 1.

Здесь RPE – относительная ошибка позиции; ATE – абсолютная ошибка траектории; CloudCompare – метрика схожести двух облаков точек, реализованная в программном пакете CloudCompare; AME и RME – абсолютная и относительная ошибки картирования.

В ходе эксперимента качество алгоритма RTAB-Map + FCNN получилось хуже по всем метрикам, чем качество алгоритма RTAB-Map с картами глубин из Habitat. При этом ошибка картирования по метрике CloudCompare у алгоритма RTAB-Map + FCNN в 9 раз больше, чем у RTAB-Map с известными картами глубин, а по метрикам AME и RME примерно в 2,7 раза больше. То есть разница в качестве построенных карт в контексте задачи vSLAM не настолько существенна, как при прямом сравнении облаков точек. Это же подтверждает разница в ошибках локализации в построенной карте: отношение между абсолютными ошибками траектории двух алгоритмов примерно равно 4, между относительными ошибками позиции примерно 1,8.

Заключение

В работе описаны преимущества и недостатки использования симуляционных сред для тестирования алгоритмов vSLAM, а также представлены методы оценки качества алгоритмов vSLAM в симуляционных средах. Приведены примеры использования представленных методов в симуляторе Habitat. В дальнейшем планируется полноценное экспериментальное исследование различных алгоритмов vSLAM в симуляционных средах.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (проект № 16-011-0048).

Библиографический список

1. *Wurm K.* OctoMap: A probabilistic, flexible, and compact 3D map representation for robotic systems // Proc. of the ICRA 2010 workshop on best practice in 3D perception and modeling for mobile manipulation. 2010. Vol. 2.
2. *Burri M.* The EuRoC micro aerial vehicle datasets // The International Journal of Robotics Research. 2016. Vol. 35. N 10. P. 1157–1163.
3. *Koenig N., Howard A.* Design and use paradigms for gazebo, an open-source multi-robot simulator // 2004 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS) (IEEE Cat. N 04CH37566). IEEE. 2004. Vol. 3. P. 2149–2154.
4. *Savva M.* Habitat: A platform for embodied ai research // arXiv preprint arXiv: 1904.01201. 2019.
5. *Labb M., Michaud F.* Memory management for real-time appearance-based loop closure detection // RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems. IEEE. 2011. P. 1271–1276.
6. *Quigley M.* ROS: an open-source Robot Operating System // ICRA workshop on open source software. 2009. Vol. 3. N 3. 2. P. 5.
7. *Xia F.* Gibson env: Real-world perception for embodied agents // Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. 2018. P. 9068–9079.
8. *Chang A.* Matterport3d: Learning from rgb-d data in indoor environments // arXiv preprint arXiv:1709.06158. 2017.
9. *Sturm J.* Towards a benchmark for RGB-D SLAM evaluation. 2011.
10. *Handa A.* A benchmark for RGB-D visual odometry, 3D reconstruction and SLAM // 2014 IEEE international conference on Robotics and automation (ICRA). IEEE. 2014. P. 1524–1531.
11. *Santos J., Portugal D., Rocha R.* An evaluation of 2D SLAM techniques available in robot operating system // 2013 IEEE International Symposium on Safety, Security, and Rescue Robotics (SSRR). IEEE. 2013. P. 1–6.
12. *Bokovoy A., Muravyev K., Yakovlev K.* Real-time Vision-based Depth Reconstruction with Nvidia Jetson // 2019 European Conference on Mobile Robots (ECMR). IEEE. 2019. P. 1–6.

УДК 629.735.45:629.7.05.67

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-136-141

А. В. Никитин*

кандидат технических наук

В. В. Солдаткин*

доктор технических наук, доцент

В. М. Солдаткин*

доктор технических наук, профессор

*Казанский национальный исследовательский технический университет им. А. Н. Туполева-КАИ

ТЕХНОЛОГИЯ ПОСТРОЕНИЯ МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ И УПРАВЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЕМ БЕСПИЛОТНОГО ОДНОВИНТОВОГО ВЕРТОЛЕТА*

Раскрывается технология построения сенсорной системы контроля и управления беспилотного одновинтового вертолета по информации о положении вектора результирующей скорости набегающего потока вихревой колонны несущего винта с использованием оригинального неподвижного многофункционального приемника первичной информации. Преобразование информативных сигналов предложено обеспечить по двухканальной схеме с ионно-меточным и аэрометрическим каналами. Приведены алгоритмы обработки информативных сигналов и определения воздушных параметров движения беспилотного одновинтового вертолета в каналах многофункциональной сенсорной системы, построенной на основе одного неподвижного приемника с ионно-меточным и аэрометрическим каналами.

Ключевые слова: беспилотный вертолет, управление, воздушные сигналы, контроль, система, неподвижный приемник, построение.

*Работа выполнена по гранту РФФИ №18-08-00264.

A. V. Nikitin*

PhD Sc. Tech.

V. V. Soldatkin*

Dr. Sc. Tech., Associate Professor

V. M. Soldatkin*

Dr. Sc. Tech., Professor

*Kazan National Research Technical University named after A. N. Tupolev-KAI

TECHNOLOGY OF CONSTRUCTION OF THE MULTIFUNCTIONAL CONTROLLING SYSTEM AND CONTROLLING MOTION OF UNMANNED SINGLE-ROTOR HELICOPTER**

The article views the technology of construction of the controlling sensor system and operate of unmanned single-rotor helicopter based on the using of the information about position of resulting velocity vector of incoming flow of the vortex column of rotor with use original fixed multifunctional receiver of primary information. The transformation of informative signals is proposed to provide according with two-channel scheme with ion-mark and aerometric channels. The algorithms of processing of informative signals and determination of air parameters of movement of an unmanned single-rotor helicopter in the channels of a multi-functional sensor system built according to the one fixed receiver with ion-mark and aerometric channels are presented.

Keywords: unmanned helicopter, operate, air signals, control, system, fixed receiver, construction.

**Work performed under grant of the Russian Foundation for Basic Research № 18-08-00264.

В последние годы для гражданских и военных целей находят применение беспилотные вертолеты одновинтовой схемы различного класса и назначения [1, 2]. Полет одновинтового беспилотного вертолета происходит в приземном возмущенном слое атмосферы. Для обеспечения безопасного управления, выполнения по-

летных задач беспилотных одновинтовых вертолетов необходимо контролировать высотные параметры движения и состояния окружающей воздушной среды, влияющих на безопасность полета беспилотного вертолета [3].

Достоверность контроля воздушных параметров и качество управления движением пилоти-

руемых и беспилотных одновинтовых вертолетов, особенно на стартовых и взлетно-посадочных режимах традиционными сенсорными системами, построенными на основе аэрометрического, аэродинамического и флюгерного методов контроля параметров набегающего из-за значительных возмущений, вносимых вихревой колонной несущего винта. Изменение положения продольной оси беспилотного вертолета в азимуте в диапазоне $\pm 180^\circ$ из-за возможности совершать пространственное движение также затрудняют контроль [3, 4]. Это определяет актуальность разработки новой технологии построения сенсорных систем контроля и управления движением с учетом влияния аэродинамического поля вихревой колонны несущего винта беспилотного одновинтового вертолета.

Для обеспечения помехоустойчивости контроля параметров движения одновинтового вертолета предлагается нетрадиционный подход использования для целей измерения возмущений, сносимых аэродинамическим полем вихревой колонны несущего винта, которое является помехой для традиционных сенсорных систем [5, 6].

При реализации нетрадиционного подхода для контроля воздушных параметров на борту беспилотного одновинтового вертолета в качестве информативных параметров аэродинамического поля предлагается использовать вектор скорости V_Σ результирующего воздушного потока, создаваемого вихревой колонной несущего винта в виде величины и углового положения вектора скорости V_Σ относительно осей связанной с вертолетом системы координат.

При допущении о симметричности индуктивного потока вихревой колонны одновинтового вертолета относительно оси вращения несущего винта на режиме висения при отсутствии поступательного движения вертолета относительно земной поверхности вектор скорости V_Σ движения вихревой колонны несущего винта можно представить в виде следующей математической модели:

$$V_\Sigma = V + V_i + V_\Phi, \quad (1)$$

где V – стационарная составляющая скорости поступательного движения беспилотного вертолета относительно воздушной среды; V_i – стационарная составляющая скорости движения индуктивного потока несущего винта и движения воздушного потока за счет тяги несущего винта; V_Φ – флуктуационная составляющая из-за маховых движений лопастей, работы автомата перекоса и других факторов.

Круговые частоты пульсаций вектора скорости V_Φ для одновинтовых вертолетов кратны угловой скорости вращения несущего винта,

что позволяет их существенно уменьшить, используя технологии цифровой фильтрации [7].

Тогда в качестве информативных сигналов сенсорной системы контроля и управления движением беспилотного одновинтового вертолета можно использовать отфильтрованный от флуктуационной составляющей вектор V_Σ вида:

$$V_\Sigma = V + V_i = V_i - V_B, \quad (2)$$

где $V_B = -V$ – вектор истинной воздушной скорости движения беспилотного одновинтового вертолета относительно окружающей воздушной среды.

Важным аспектом технологии контроля воздушных параметров на борту беспилотного одновинтового вертолета является построение сенсорной системы контроля на основе одного (интегрированного) неподвижного приемника первичной информации.

В работах [6, 8] предложен оригинальный неподвижный аэрометрический приемник информативных параметров аэродинамического поля вихревой колонны несущего винта беспилотного одновинтового вертолета (рис. 1).

В основу построения приемника положен многоканальный проточный аэрометрический приемник 1, установленный на фюзеляже беспилотного одновинтового вертолета. В проточном канале между экранирующими дисками 2 и 3 расположенные трубки полного давления 4, воспринима-

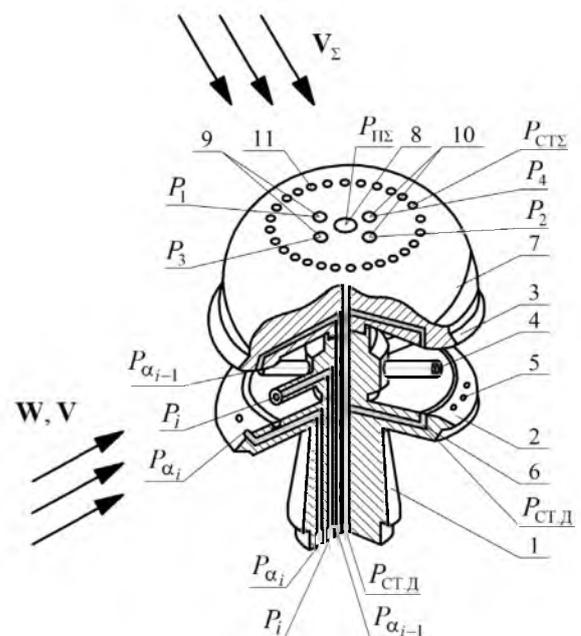


Рис. 1. Конструктивная схема неподвижного пространственно-распределенного комбинированного аэрометрического приемника

ющие давления P_i по которым по разработанным алгоритмам определяются величина скорости V и угол ψ направления набегающего воздушного потока в азимутальной плоскости [9]. По давлениям P_i , P_{i-1} и $P_{ст.д.}$ воспринимаемым многоканальным проточным приемником с помощью отверстий 5 и канавок 6, определяются угол α набегающего воздушного потока в вертикальной плоскости при неработающей силовой установке беспилотного одновинтового вертолета.

При нахождении многоканального проточного приемника в зоне вихревой колонны несущего винта беспилотного одновинтового вертолета предложено на наружной поверхности верхнего экранирующего диска 3 установить дополнительный неподвижный приемник 7 в виде полусферы с диаметром, равным диаметру верхнего экранирующего диска [10]. Полное $P_{П\Sigma}$, статическое $P_{ст\Sigma}$ давления результирующего воздушного потока вихревой колонны несущего винта и давления P_1 , P_2 и P_3 и P_4 воспринимаются с помощью отверстий 8–11 на верхней поверхности полусферы. По воспринимаемым давлениям, разработанным алгоритмам [10] определяются воздушные параметры при запуске силовой установки, при рулении и маневрировании по земной поверхности (стартовые режимы), при взлете и наборе высоты, снижении, висении и посадке (взлетно-посадочные ре-

жимы) беспилотного одновинтового вертолета, когда неподвижный комбинированный аэроматрический приемник находится в зоне вихревой колонны несущего винта.

Как показывает анализ, наличие большого числа трубок полного давления, установленных встречно набегающему воздушному потоку, требует защиты от обледенения, попадания пыли и влаги, что снижает надежность работы в реальных условиях эксплуатации беспилотного одновинтового вертолета. Большое число каналов преобразования воспринимаемых давлений обуславливает жесткие требования к идентичности и стабильности их характеристик, что усложняет конструкцию, снижает технологичность, увеличивает стоимость и сдерживает практическое применение сенсорной системы контроля и управления движением беспилотного одновинтового вертолета на основе неподвижного комбинированного аэроматрического приемника.

Как показали исследования [11], одним из направлений устранения недостатков сенсорной системы контроля воздушных параметров с использованием неподвижного комбинированного аэроматрического приемника является построение сенсорной системы по двухканальной схеме с ионно-меточным и аэроматрическим каналами, как показано на рис. 2.

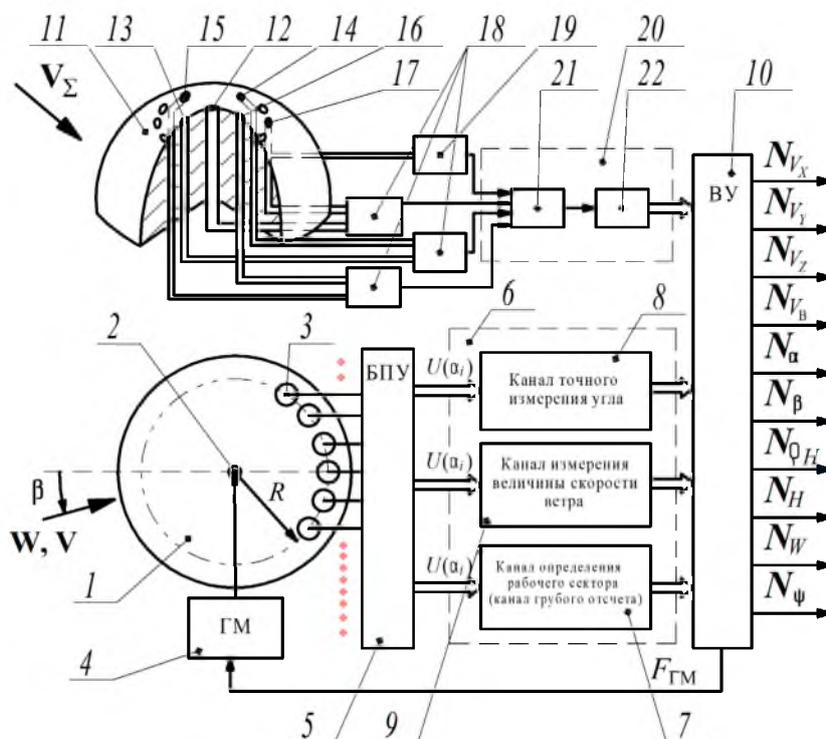


Рис. 2. Функциональная схема сенсорной системы контроля воздушных параметров на борту беспилотного одновинтового вертолета, построенной по двухканальной схеме с ионно-меточным и аэроматрическими каналами

Для обеспечения контроля воздушных параметров беспилотного одновинтового вертолета при изменении положения его продольной оси в азимуте в диапазоне $\pm 180^\circ$ ионно-меточный измерительный канал предложено [12] выполнить на основе оригинального комбинированного ионно-меточного датчика аэродинамического угла и истинной воздушной скорости [13]. Датчик обеспечивает регистрацию параметров вектора скорости \mathbf{V} набегающего воздушного потока и включает плату 1, в центре которой расположен искровой разрядник 2, при работе которого создаются ионные метки с положительным или отрицательным электростатическим зарядом. Движущиеся метки регистрируются приемными электродами 3, расположенными по окружности радиуса R . При подаче высоковольтного импульса от генератора меток (ГМ) 4 на искровой разрядник 2 создает в набегающем воздушном потоке ионные метки с заданным электростатическим зарядом. Метки движутся совместно с потоком, приобретая его скорость V и угол направления β . При нахождении заряженной ионной метки над приемными электродами на них наводятся электрические заряды, величина которых зависит от времени пролета ионной метки расстояния R со скоростью V и от углового положения β траектории движения метки относительно продольной оси беспилотного одновинтового вертолета. Приемные электроды соединены со входами блока предварительных усилителей (БПУ) 5, выходные сигналы $U(\beta_i)$ которого регистрируются схемой 6, включающей канал 7 грубого отсчета угла направления набегающего потока, канал 8 контроля величины скорости V набегающего потока, канал 9 точного отсчета контролируемого угла β . Выходы схемы 6 подключены к вычислительному устройству 10.

Аэрметрический канал обеспечивает восприятие вектора скорости результирующего воздушного потока вихревой колонны несущего винта беспилотного одновинтового вертолета. Аэрметрический канал содержит установленный над платой 1 полусферический аэрметрический приемник 11, на поверхности которого установлены отверстия 12–16 для восприятия полного давления $P_{\Pi\Sigma}$ результирующего воздушного потока вихревой колонны несущего винта и давлений P_1, P_2 и P_3, P_4 , определяющих углы α_1 и α_2 положения вектора скорости \mathbf{V}_Σ результирующего воздушного потока вихревой колонны несущего винта относительно осей вертолета. На полусферическом приемнике также установлены серия отверстий 17 для восприятия осредненного значения статического давления $P_{\text{СТ}\Sigma}$ результирующего воздушного потока вихревой колонны несущего винта.

С помощью пневмоэлектрических преобразователей перепада давлений 18 и абсолютного давления 19 давления $P_{\Pi\Sigma}, P_1, P_2$ и $P_3, P_4, P_{\text{СТ}\Sigma}$ преобразуются в электрические сигналы, которые через мультиплексор 21 и АЦП 22 канала 20 аналого-цифрового преобразования подаются на вход вычислительного устройства 10. Вычислительное устройство по разработанным алгоритмам вычисляет и выдает цифровые сигналы по контролируемым параметрам контроля и управления движением беспилотного одновинтового вертолета на всех режимах эксплуатации.

Для предотвращения опрокидывания беспилотного одновинтового вертолета до запуска силовой установки необходимо измерять скорость W_Γ и угол направления ψ вектора скорости \mathbf{W}_Γ горизонтального ветра, которые определяются по выходным сигналам ионно-меточного канала в соответствии с алгоритмами

$$W_\Gamma = \frac{R}{\tau_W}; \psi = i\alpha_0 + \alpha_{pi}, \quad (3)$$

где τ_W – время движения ионной метки, внесенной в набегающий воздушный поток расстояния R до окружности с приемными электродами; α_0 – угол, характеризующий величину рабочего сектора грубого канала отсчета угла ψ ; $i=1, 4$ – номер рабочего сектора грубого канала отсчета; α_{pi} – значение угла в пределах i -го рабочего сектора канала точного отсчета, определяемого по напряжениям, регистрируемым БПУ:

$$\alpha_{pi} = \arctg \frac{U \sin \alpha_i}{U \cos \alpha_i}, \quad (4)$$

где α_i – положение траектории ионной метки в i -м рабочем секторе.

При работе силовой установки на режимах руления и маневрирования по земной поверхности и на взлетно-посадочных режимах беспилотного одновинтового вертолета в работу включается аэрметрический канал.

Под давлением $P_{\Pi\Sigma}$ и $P_{\text{СТ}\Sigma}$, воспринимаемым полусферическим приемником, определяется величина скорости V_Σ результирующего воздушного потока вихревой колонны несущего винта, используя соотношение вида [10]:

$$V_\Sigma = 44,826 \times \sqrt{T_{\text{Т}\Sigma} \left[\left(\frac{P_{\Pi\Sigma} - P_{\text{СТ}\Sigma}}{P_{\text{СТ}\Sigma}} + 1 \right)^{0,2857143} - 1 \right]} \times \sqrt{\left(\frac{P_{\Pi\Sigma} - P_{\text{СТ}\Sigma}}{P_{\text{СТ}\Sigma}} + 1 \right)^{0,2857143}}, \quad (5)$$

где $T_{T\Sigma}$ – температура торможения результирующего воздушного потока вихревой колонны несущего винта, которая воспринимается приемником температуры торможения, установленным на фюзеляже беспилотного одновинтового вертолета в зоне вихревой колонны несущего винта.

По давлениям $P_{\Pi\Sigma}$, P_1 , P_2 , P_3 , P_4 , $P_{CT\Sigma}$ определяются воздушные параметры движения беспилотного одновинтового вертолета, используя выражения вида [10]:

$$V_x = V_\Sigma \sin \left[\frac{1}{2} \arcsin \left(\frac{4}{9 \sin 2\phi_{01}} \frac{P_1 - P_2}{P_{\Pi\Sigma} - P_{CT\Sigma}} \right) \right] \times \\ \times \cos \left[\frac{1}{2} \arcsin \left(\frac{4}{9 \sin 2\phi_{02}} \frac{P_3 - P_4}{P_{\Pi\Sigma} - P_{CT\Sigma}} \right) \right] - \\ - K_{ix} V_{i0} - (\omega_y z - \omega_x y); \\ V_z = V_\Sigma \sin \left[\frac{1}{2} \arcsin \left(\frac{4}{9 \sin 2\phi_{02}} \frac{P_3 - P_4}{P_{\Pi\Sigma} - P_{CT\Sigma}} \right) \right] - \\ - K_{iz} V_{i0} - (\omega_x y - \omega_y x); \quad (6)$$

$$V_B = V_{\Pi\Pi} = \sqrt{V_x^2 + V_y^2 + V_z^2}; \\ \alpha = \arctg \frac{V_y}{V_x}; \quad \beta = \arcsin \frac{V_z}{V_B}; \quad (7)$$

$$P_H = P_{CT\Sigma} - K_p \frac{\rho_\Sigma V_\Sigma^2}{2}; \quad (8)$$

$$H = \frac{T_0}{\tau} \left[1 - \left(\frac{P_H}{P_0} \right)^{\tau R} \right], \quad (9)$$

где $V_B = V_{\Pi\Pi}$ – истинная воздушная и приборная скорости полета; K_p , K_{ix} , K_{iy} и K_{iz} – безразмерные коэффициенты, которые определяются при летных испытаниях для конкретного типа беспилотного одновинтового вертолета и места установки на фюзеляже неподвижного многофункционального приемника; P_0 и T_0 – статическое давление и температура наружного воздуха на высоте $H=0$; R – удельная газовая постоянная воздуха; τ – градиент изменения температуры наружного воздуха при изменении высоты H .

Составляющие горизонтального вектора ветра W_Γ и угол направления ψ на взлетно-посадочных режимах беспилотного одновинтового вертолета будут определяться как [14]:

$$W_x = |V_x| - V_\Pi \cos \psi_c; \\ W_z = |V_z| - V_\Pi \sin \psi_c; \quad \psi = \beta + \psi_c; \\ W_\Gamma = \sqrt{W_x^2 + W_z^2}; \quad (10)$$

где путевая скорость V_Π и угол сноса ψ_c измеряются доплеровским измерителем скорости и угла сноса (ДИСС).

При выходе неподвижного многофункционального приемника из зоны вихревой колонны несущего винта воздушные параметры определяются по информации ионно-меточного канала, в частности, приборная $V_{\Pi\Pi}$ и истинная воздушная скорость V_B и угол скольжения β – по соотношениям:

$$V_{\Pi\Pi} = V_B = \frac{R}{\tau_V}; \quad \beta = i\alpha_0 + \alpha_{pi}; \\ \alpha_{pi} = \arctg \frac{U \sin \alpha_i}{U \cos \alpha_i}, \quad (11)$$

где τ_V – время движения метки до окружности с приемными электродами ионно-меточного канала.

На полетных режимах, когда неподвижный многофункциональный приемник выходит из зоны вихревой колонны несущего винта одновинтового беспилотного вертолета, для определения барометрической высоты H на наружной поверхности платы с приемными электродами ионно-меточного датчика устанавливается приемник для восприятия статического давления P_H набегающего воздушного потока и барометрическая высота H будет определяться, используя соотношение (8).

Как показали результаты исследования экспериментальных образцов в аэродинамической трубе [10, 14], инструментальные погрешности сенсорной системы контроля воздушных параметров на борту одновинтового вертолета с одним неподвижным многофункциональным приемником, ионно-меточным и аэрометрическим каналами можно оценить следующими значениями: среднеквадратические погрешности канала скорости ветра не превышают 0, 55...0, 83 м/с, угла направление ветра – 1, 5...2 угл. град.; среднеквадратические погрешности канала приборной скорости находятся в интервале 3,6±1, 1 км/ч, канала угла скольжения в диапазоне от 0 до 360 угл. град. 0,25±1 угл. град.; канала абсолютной барометрической высоты – 3,5±0,15 м, которые соответствуют современным требованиям к точности сенсорных систем контроля воздушных параметров беспилотного одновинтового вертолета.

В заключение необходимо отметить, что предлагаемое построение сенсорной системы на основе одного неподвижного многофункционального приемника с ионно-меточным и аэрометрическим каналами и разработанные алгоритмы обеспечивают достоверный контроль

воздушных параметров на борту беспилотного одновинтового вертолета на всех режимах эксплуатации. Использование сенсорной системы контроля и управления движением с одним неподвижным многофункциональным приемником и двухканальной измерительной схемой позволяет обеспечить безопасную эксплуатацию беспилотного одновинтового вертолета на стоянке, стартовых, взлетно-посадочных и полетных режимах в условиях значительных возмущений вихревой колонны несущего винта.

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, грант № 18-08-00264.

Библиографический список

1. Беспилотные авиационные комплексы. Классификация, основные принципы создания и применения / В. С. Моисеев, Д. С. Гущина, Г. В. Моисеев, А. В. Салеев // Известия вузов. Авиационная техника. 2006. № 3. С. 3–5.
2. *Moiseev V., Gushchina D., Shafigullin R.* Rational placement and required number of information unmanned aerial systems for on-line monitoring of large territories // Russian Aeronautics. 2012. Vol. 55. N 3. P. 223–229.
3. Анализ принципов построения систем измерения воздушных сигналов вертолета / В. К. Козицин, Н. Н. Макаров, А. А. Порунов, В. М. Солдаткин // Авиакосмическое приборостроение. 2003. № 10. С. 2–13.
4. *Nikitin A., Soldatkin V.* A starting system for measuring low airspeeds of a single-rotor helicopter // Russian Aeronautics. 2012. Vol. 55. N 1. P. 68–75.
5. *Soldatkin V.* Aerometric system for measuring low helicopter airspeeds based on the data of the vortex column position // Russian Aeronautics. 2009. Vol. 52. N 4. P. 455–462.
6. *Soldatkin V.* Methodological foundations for helicopter altitude-speed parameter measurement using aerometric information from the main rotor vortex column // Russian Aeronautics. 2010. Vol. 53. N 3. P. 320–327.
7. *Emaletdinova L., Lyasheva S., Shleimovich M.* Wavelet filtering of measurement information in unmanned aerial vehicle control system // Russian Aeronautics. 2012. Vol. 55. N 3. P. 158–163.
8. Патент РФ на изобретение № 2427844, МПК G01P5/14. Система воздушных сигналов вертолета / В. В. Солдаткин, В. М. Солдаткин, А. А. Порунов, А. В. Никитин, Н. Н. Макаров, В. И. Кожевников, В. П. Белов, Д. А. Истомин. Заявл. 09.03.2010. Опубл. 27.08.2011. Бюл. № 24.
9. *Порунов А. А., Солдаткин В. В., Солдаткин В. М.* Методология построения и модели информативных сигналов неподвижного многоканального проточного аэрометрического приемника системы воздушных сигналов вертолета // Известия вузов. Авиационная техника. 2010. № 4. С. 58–63.
10. *Солдаткин В. В.* Система воздушных сигналов вертолета на основе неподвижного аэрометрического приемника и информации аэродинамического поля вихревой колонны несущего винта: монография. Казань, 2012. 264 с.
11. *Солдаткин В. М.* Система измерения воздушных параметров вертолета с неподвижным приемником, ионно-меточными и аэрометрическими измерительными каналами // Мехатроника, автоматизация, управление. 2018. Т. 19. № 11. С. 744–752.
12. Патент РФ на изобретение № 2587389, МПК G01P5/14. Бортовая система измерения параметров вектора скорости ветра на стоянке, стартовых и взлетно-посадочных режимах / В. М. Солдаткин, В. В. Солдаткин, Ф. А. Ганеев, Е. О. Арискин, Н. Н. Макаров, В. П. Деревянкин, О. И. Кузнецов, Д. А. Истомин. Заявл. 10.12.2014. Опубл. 15.04.2016. Бюл. № 17.
13. *Ganeev F., Soldatkin V.* Ion-marking aerodynamic angle and airspeed sensor with logometric informative signals and interpolation processing scheme // Russian Aeronautics. 2010. Vol. 53. N 3. P. 312–319.
14. *Никитин А. В., Солдаткин В. М.* Система измерения параметров ветра и истинной воздушной скорости на борту вертолета // Датчики и системы. 2015. № 4. С. 48–54.

УДК 681.5.08

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-142-147

Д. С. Положенцев***

начальник сектора, ассистент

Е. П. Казаков****

лаборант, магистрант

*АО «Научно-исследовательский институт командных приборов», Санкт-Петербург

**Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

***Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ УГОЛ-КОД НА БАЗЕ МИКРОСХЕМЫ 1310HM025

Представлено описание и сравнение отечественной интегральной микросхемы 1310HM025 «угол-код» с зарубежными аналогами. Микросхема способна генерировать возбуждающее напряжение, считывать выходные сигналы с датчика и выдавать двоичный код углового положения на их основе. Рассмотрен вопрос разработки макетных плат и программного обеспечения преобразователя угол-код на базе микросхемы 1310HM025 с датчиком угла типа синусно-косинусный вращающийся трансформатор. Проведена оценка погрешности преобразования угла. **Ключевые слова:** синусно-косинусный вращающийся трансформатор, микросхема 1310HM025, преобразователь углового положения, микроконтроллер, датчик угла.

D. S. Polozhentcev**

Head of Section, Assistant

E. P. Kazakov****

Laboratory Assistant, Postgraduate Student

*Joint-Stock Company «Research institute of command devices»

**St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

***St. Petersburg National Research University of Information Technologies

TRANSDUCER OF ANGLE-CODE BASED ON CHIP 1310HM025

The article provides a description and comparison of the domestic chip 1310HM025 "angle-code" with foreign analogues. The chip can generate an exciting voltage, read the output signals from the sensor and issue a binary code of the angular position based on them. The issue of developing breadboards and software for the angle-code converter based on the 1310HM025 chip with an angle sensor such as a sine-cosine rotating transformer is considered. An estimation of the angle conversion error was carried out.

Keywords: resolver, chip 1310HM025, angular position transducer, microcontroller, angular sensor.

Современные исполнительные органы систем ориентации космических аппаратов требуют применения преобразователей угол-код высокого качества. Разработка таких преобразователей осложняется жесткими требованиями к габаритно-массовым характеристикам и неблагоприятной помеховой обстановке.

Из-за высокой потребности преобразователей угол-код в различных системах управления (от морской и наземной техники до космических аппаратов), в мире выпускается широкая номенклатура микросхем для обработки сигналов угол-код и модулей на их основе. Для сравнения в табл. 1 показаны основные технические характеристики наиболее распространенных микросхем преобразователей угол-код: RD-19220 и RD-19230, производимые Data Device Corporation [1], AD2S1210 от Analog Devices [2] и АСТ5028 от Aeroflex [3].

Микросхемы интегральные 1310HM025 предназначены для преобразования угла поворота вала датчиков типа сельсин и СКВТ (синусно-косинусный вращающийся трансформатор) и координат датчиков линейного перемещения – ЛРДТ (линейный регулируемый дифференциальный трансформатор) в цифровой код. Микросхема 1310HM025 включает в себя программируемый генератор возбуждающего напряжения и два следящих контура, производящих вычисление угла поворота вала или перемещения сердечника ЛРДТ.

Для преобразователей угол-код необходимо различать понятия разрядности преобразования и точности преобразования. Точность преобразования обусловлена как погрешностями изготовления датчика, такими как различие усиления по каналам, смещение центра вра-

Таблица 1

Основные характеристики микросхем преобразователей угол-код

Параметр	1310НМ025 ЗАО «ПКК Миландр», Россия	RD-19230 DDC, США	AD2S1210 AnalogDevices, США	ACT5028 AeroFlex, США
Питание, В	Однополярное, 3,0...5,5	Двухполярное, ± 5	Однополярное, 4,75...5,25	Однополярное, 4,5...5,5
Ток потребления, мА	40	25	35	20
Опорная частота, Гц	0...20000	0...10000	3000...20000	45...30000
Максимальная скорость вращения, об./сек.	5000	1152	3125	1024
Максимальная дискретность, бит	16	16	16	16
Полоса пропускания сигнала, Гц	25...6400	300...1200	125...6500	2...7500
Способ	Цифровой	Аналоговый	Цифровой	Цифровой

щения, эксцентриситет датчика и другими, так и погрешностью, вносимой аналоговой частью преобразователя угла. Сама микросхема практически не вносит погрешности в преобразование угла за счет использования при вычислениях мантиссы длиной не менее 20 разрядов. Для устранения систематических погрешностей датчика и погрешностей, обусловленных электрической схемой, микросхема 1310НМ025 позволяет выполнять компенсацию этих погрешностей путем записи корректирующих коэффициентов в регистры преобразователя [4].

По основным параметрам микросхема 1310НМ025, разрабатываемая ЗАО «ПКК МИЛАНДР», не уступает лучшим зарубежным аналогам и позволяет реализовать на ее основе

преобразователи угол-код, соответствующие современным требованиям.

Разработка макетных плат

Для отработки программного обеспечения (ПО) управляющего микроконтроллера микросхемы 1310НМ025 была разработана и изготовлена макетная плата преобразователя электронного (ПЭ). Разработка была проведена с учетом рекомендательной информации, представленной в спецификации на микросхему 1310НМ025.

Схема подключения входов ПЭ для датчиков типа СКВТ с развязкой по постоянному напряжению и дополнительным делителем на входах представлена на рис. 1.

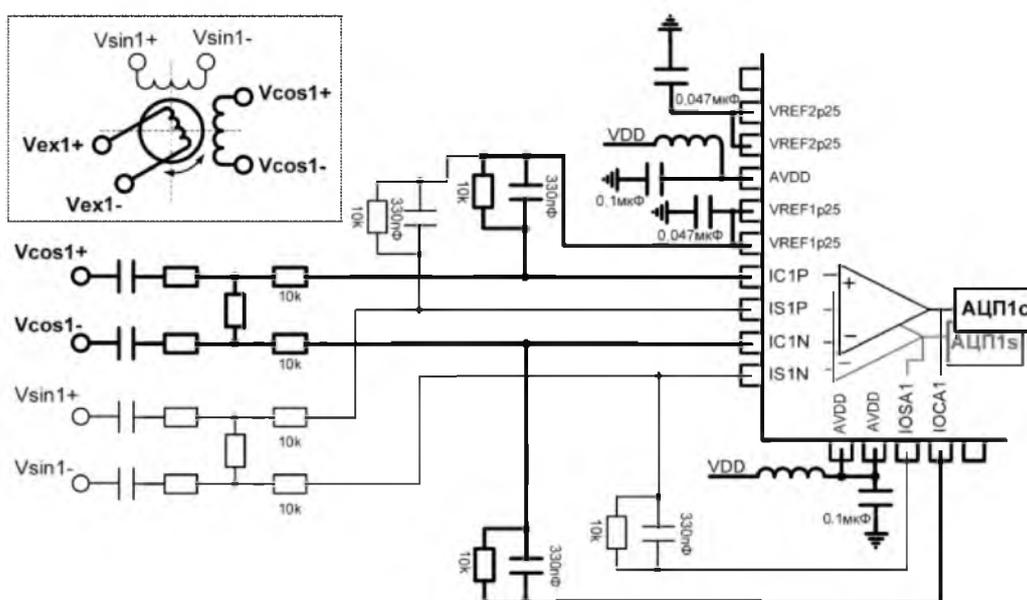


Рис. 1. Схема подключения каналов СКВТ

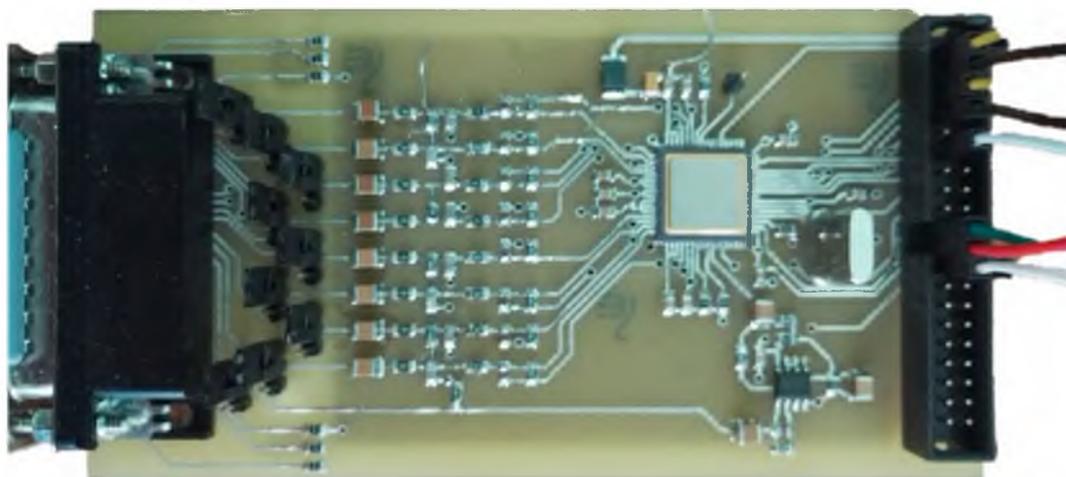


Рис. 2. Общий вид макетной платы ПЭ для датчика угла типа СКВТ

Общий вид макета ПЭ для датчика угла типа СКВТ показан на рис. 2.

В качестве датчика угла типа СКВТ был использован датчик, изготавливаемый и широко применяемый в АО «НИИ командных приборов» для изделий космической техники. Его основные технические характеристики:

- количество отсчетов – 2: грубый и точный;
- коэффициенты редукции: грубого отсчета – 1; точного отсчета – 64;
- угловая погрешность: грубого отсчета – не более 2° ; точного – не более 30° .

Для отладки ПО была использована отладочная плата K1986BE92QI с МК K1986BE92U. Микросхема 1310NM025 была подключена к питанию (+3,3 В) отладочной платы [5].

Для контроля качества преобразования угла результат сравнивался с показаниями эталонного датчика, в качестве которого был выбран абсолютный преобразователь угловых перемещений ЛИР-ДА190А. ЛИР-ДА190А осуществляет выдачу кода углового положения по логическому интерфейсу SPI, физическому RS-485 [6].

Разработка программного обеспечения

Для задания параметров работы микросхемы 1310NM025 данные в ее регистры заносятся с управляющего МК посредством интерфейса SPI. Запись происходит в 2 этапа: первым кадром надо записать адрес желаемого регистра, а во втором кадре – данные.

В регистре настройки аналоговых блоков AFE_config были настроены следующие режимы работы микросхемы:

- источник опорного напряжения включен;

- опорный ток задается внешним резистором на выводе iref10u;

- напряжение на выходе VREF1p25 = 1,25 В;
- используется только р-канальная дифференциальная пара операционных усилителей;
- входные операционные усилители преобразователей 1 и 2 включены;
- цифрово-аналоговые преобразователи обоих каналов включены;
- сигнал тактовой частоты подается с генератора;
- частота возбуждения датчика подается.

Далее были настроены регистры режимов работы преобразователей C1Cntrl и C2Cntrl, данные в них одинаковые:

- полоса пропускания следящего контура была сделана равной 507 Гц, что соответствует длительности переходного процесса при изменении угла скачком с 0 на 10 градусов 8 мс;
- режим СКВТ или сельсин;
- компенсация среднего уровня сигнала для АЦП включена;
- входные сигналы модулированы;
- источник сигнала Ex_ref для блока восстановления сигнала опорной частоты генератор опорной частоты;
- блок восстановления сигнала опорной частоты включен;
- амплитуда на выходе EXO1/EXO2 равна $U_{Vdd} - Gnd$;
- блок генератора сигнала возбуждения датчика включен.

В регистрах C1ExInc и C2ExInc была задана частота возбуждающего сигнала 3 кГц.

Сигнал возбуждения на выходе усилителя ПЭ представлен на рис. 3, сигнал соответствует требуемому для используемого датчика угла.

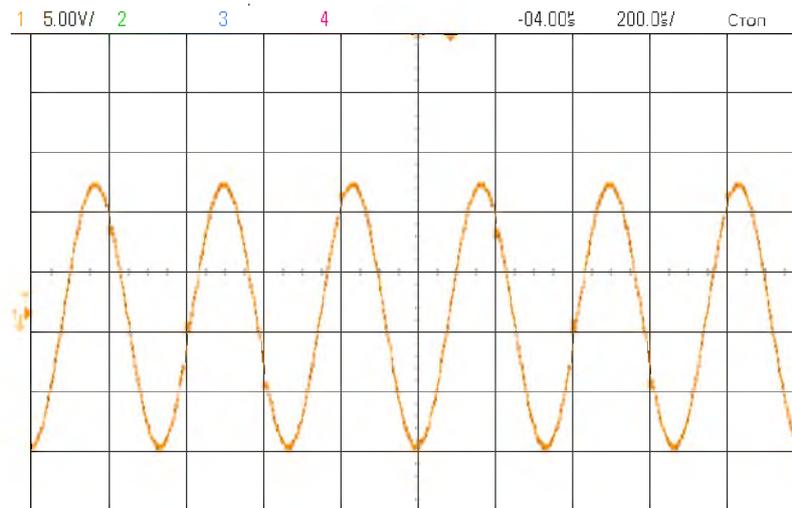


Рис. 3. Сигнал возбуждения на выходе усилителя ПЭ

Согласно методике подключения датчика параметры сигнала на входах АЦП IOSA1, IOCA1 должны быть следующими: максимальная амплитуда сигналов $2 \text{ В} \pm 10 \%$; средний уровень (синфазное напряжение) $1,25 \text{ В} \pm 10 \%$. Форма сигналов с синусоидальной и косинусоидальной обмоток, подаваемых на АЦП микросхемы 1310HM025, представлена на рис. 4.

Для получения высокого качества преобразования угла необходимо произвести фазовую подстройку опорного сигнала микросхемы 1310HM025 по отношению к сигналам на входе ее АЦП, а именно добиться разности фаз 180° между сигналами на выводе EXI1 и входе АЦП IOSA1/IOCA1.

Необходимо было повернуть ротор датчика угла на угол 45 градусов, чтобы сигналы IOSA1/IOCA1 совпадали. Сигналы на выводах EXI1 (меандр опорной частоты) и IOSA1/IOCA1 микросхемы 1310HM025 показаны на рис. 5.

Для настройки соотношения фаз этих сигналов используются регистр C1ExPhShift. Методом грубой оптимизации был найден нужный коэффициент сдвига фаз. Результат совпадает с требуемым, что показано на рис. 6.

После чего была проведена аналогичная настройка для регистра C2ExPhShift, используя сигналы выводов EXI2 и IOSA2/IOCA2.

Были настроены данные регистра общей настройки микросхемы Mode_stat:

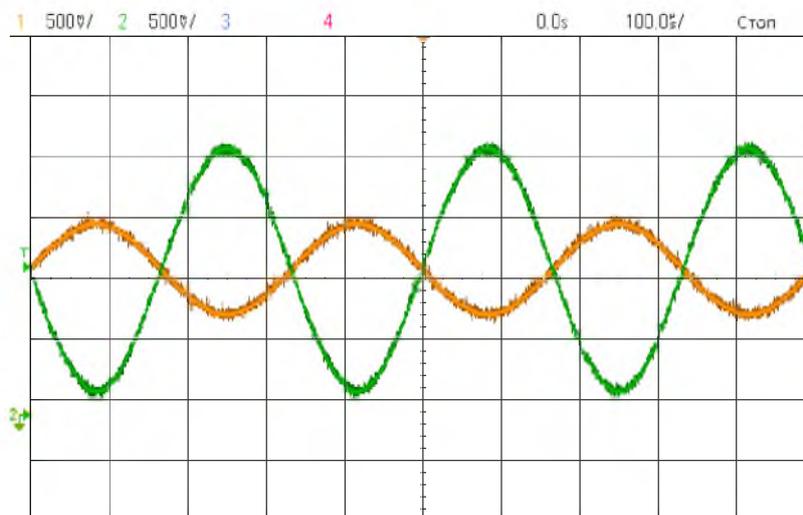


Рис. 4. Сигналы на входах АЦП

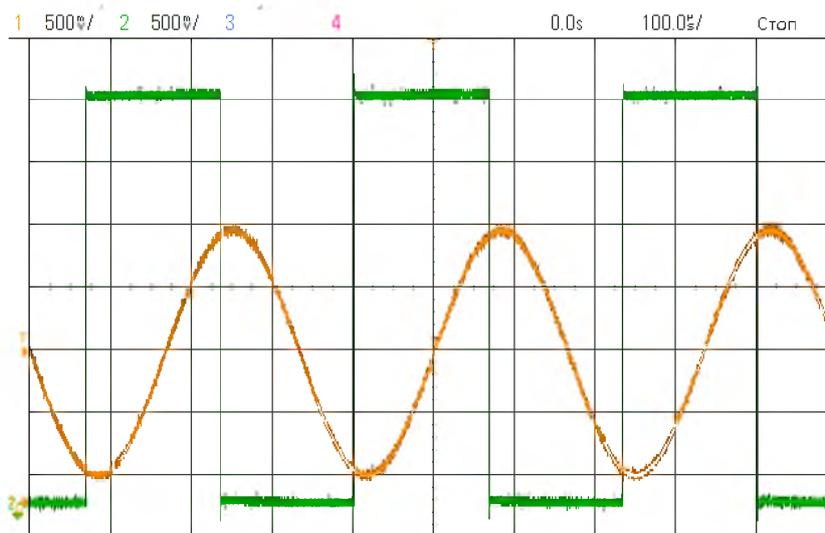


Рис. 5. Сигналы на выводах EX11 и IOSA1/IOCA1 без настройки фазового сдвига

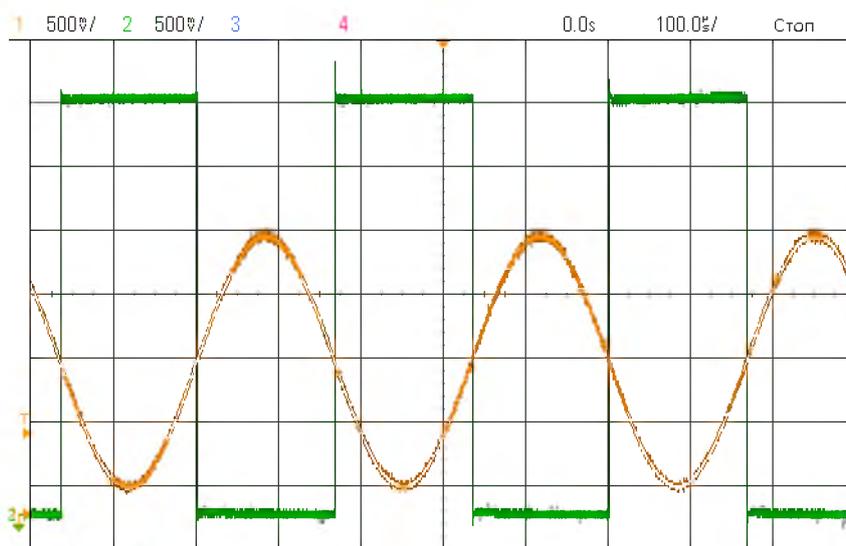


Рис. 6. Сигналы на выводах EX11 и IOSA1/IOCA1 после фазовой подстройки

– выбор строга для выборки данных в SPI. Выборка производится сигналами SPI в момент чтения регистров;

- преобразователь 1 включен;
- преобразователь 2 включен;
- каналы преобразователя работают независимо.

Были настроены данные регистров C1ResCntl и C2ResCntl:

- выходной код координаты имеет 16 бит, что соответствует 65536 отчетам на оборот;
- выходы Dir1/Dir2 микросхемы, служащие для выдачи направления вращения датчика, отключены;

– режим прямой параллельной передачи результата отключен;

- гистерезис включен;
- максимальная скорость вращения датчика ± 976 Гц, при этом значение младшего регистра равно 0,0298 Гц;
- блок эмуляции квадратурного энкодера отключен.

Результаты

В результате работы микросхема 1310HM025 через SPI на МК передавала код углового поло-



Рис. 7. Разница показаний эталонного датчика и преобразователя угол-код

жения грубого и точного отсчета датчика угла типа СКВТ. Использование двухотсчетного датчика позволило объединить результаты и получить 22-разрядный код углового положения, который затем посредством UART передавался на персональный компьютер.

Обеспечив совпадение показаний эталонного датчика и показаний микросхемы 1310НМ025, была вычислена ошибка преобразования угол-код. Для этого, вращая датчик с помощью двигателя со скоростью равной ≈ 5 °/сек. каждые 0,02 сек., производилась запись обоих кодов углового положения.

В результате была получена разница показаний эталонного датчика и преобразователя угол-код на основе микросхемы 1310НМ025, результат представлен на рис. 7.

Как видно из графика, максимальная погрешность кода углового положения преобразователя на основе микросхемы 1310НМ025 составила 22 сек.

По результатам проделанной работы можно сделать следующий вывод: микросхема 1310НМ025 способна обеспечивать высокое качество питания обмотки возбуждения и детектирования выходных сигналов датчиков угла

типа СКВТ, не уступает импортным аналогам и может быть применена для создания высокоразрядных преобразователей угла.

Библиографический список

1. 16-BIT Monolithic Tracking Resolver-to-Digital Converter. URL: <https://www.datasheets360.com/pdf/4788772621589615093> (дата обращения: 20.12.2019).
2. Variable Resolution, 10-Bit to 16-Bit R/D Converter with Reference Oscillator. URL: <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/240400/AD//AD2S1210.html> (дата обращения: 20.12.2019).
3. ACT5028B 16-Bit Monolithic Tracking Standard Products Rad Tolerant Resolver-To-Digital Converter. URL: <https://www.cobhamaes.com/pagesproduct//datasheets/ACT5028.pdf> (дата обращения: 20.12.2019).
4. Микросхема преобразователя сигналов датчиков перемещения 1310НМ025. Версия 1.1.0 от 22.08.2017.
5. Методика подключения датчика и настройки микросхемы 1310НМ025.
6. ЛИР – ДА190. URL: <https://skbis.ru/catalog/rotary/absolute-rotary-encoders/lir-da190a> (дата обращения: 20.12.2019).

УДК 681.5.013

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-148-151

Н. В. Решетникова*

старший преподаватель

Е. Ю. Ватаева*

ассистент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

МЕТОДЫ ИССЛЕДОВАНИЯ САУ В УСЛОВИЯХ НЕСТАЦИОНАРНОСТИ

Рассматриваются особенности синтеза нестационарных систем управления, подходы к оценке показателей качества регулирования систем, состояние которых является зависимостью от времени.

Ключевые слова: системы автоматического управления, нестационарные системы, синтез САУ.

N. V. Reshetnikova*

Senior Lecturer

E. Y. Vataeva*

Assistant

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

METHODS OF ACS RESEARCH UNDER NON-STATIONARY CONDITIONS

The article discusses the features of the synthesis of non-stationary control systems, approaches to assessing indicators of the quality of regulation of systems whose state is dependent on time.

Keywords: automatic control system, non-stationary systems, ACS synthesis.

Как правило, любая реальная система в той или иной степени зависит от времени, то есть является нестационарной. Эта зависимость может быть обусловлена наличием в системе звеньев, работа которых напрямую зависит от времени, а может, например, являться причиной нагрева или эксплуатационного износа элементов, входящих в состав САУ. Наличие нестационарности в системах усложняет методы их анализа, синтеза и моделирования [1].

Для линейных нестационарных систем справедлив принцип суперпозиции и их поведение описывается или системой линейных дифференциальных уравнений, или одним уравнением, к которому после исключения переменных сводится система уравнений:

$$\begin{aligned} a_n(t) \frac{d^n x}{dt^n} + a_{n-1}(t) \frac{d^{n-1} x}{dt^{n-1}} + \dots + a_1(t) \frac{dx}{dt} + a_0(t) x = \\ = b_0(t) g(t) + b_1(t) \frac{dg}{dt} + \dots + b_m(t) \frac{d^m g}{dt^m}, \quad (1) \end{aligned}$$

где x – выходная величина системы; $g(t)$ – входное воздействие или возмущение; $a_i(t)$ при $(i=0, 1, 2, \dots, n)$ – коэффициенты дифференциального уравнения, $b_i(t)$ при $(i=0, 1, 2, \dots, m)$ – коэффициенты правой части дифференциального уравнения при заданной функции $g(t)$ и ее производных.

Реальные объекты управления являются нелинейными, однако в большинстве случаев при рассмотрении систем в линейном приближении можно добиться необходимой точности.

В рассматриваемых системах можно выделить два вида нестационарности – структурную и параметрическую. К САУ, имеющим структурную нестационарность, относятся системы с переменной структурой (СПС) – системы, в которых связи между функциональными элементами меняются тем или иным образом в зависимости от состояния системы [3]. Параметры, определяющие характеристики системы, могут быть детерминированными или случайными. Однако отнести те или иные физические процессы к детерминированному либо случайному типу зачастую не получается столь очевидно. Причиной тому является то, что невозможно исключить вероятность происхождения событий, порождающий процесс, который не получится заранее предсказать.

Прежде чем приступить к исследованию нестационарных САУ, необходимо оценить их устойчивость. Наличие в системах зависимости от времени определяет специфику анализа устойчивости.

Если предположить, что входная величина систем $g(t) = g_0 = \text{const}$ и к моменту времени t_1 переходные процессы в системе закончились,

то есть если принять $\frac{d}{dt} = 0$, то из (1) для $t > t_1$ имеем:

$$x(t) = \frac{b_m(t)}{a_n(t)} g_0. \quad (2)$$

Из (2) видно, что в зависимости от характера изменения коэффициентов $a_n(t)$ и $b_m(t)$ даже при постоянной входной величине выходная величина может изменяться неограниченно долго. Поскольку время работы реальных систем ограничено, установившегося значения в нестационарной системе не наблюдается и поэтому понятие асимптотической устойчивости отчасти теряет свой смысл [4].

Существуют точные методы исследования устойчивости нестационарных САУ, но их применение на практике затруднительно, и чаще используются приближенные методы.

Метод замороженных коэффициентов

Данный метод заключается в том, что в фиксированный момент времени $t = \vartheta$ происходит замораживание переменных во времени параметров. Таким образом, нестационарная САУ сводится к системе с постоянными параметрами. Однако существует допущение – исследование системы должно последовательно проводиться для различных моментов времени $t = \vartheta, 0 < \vartheta < T$, где T – время работы системы [5]. Рассматривая полученную данным методом стационарную систему можно сделать вывод об устойчивости в заданном интервале времени T .

Использование понятия *технической устойчивости* (устойчивости на конечном интервале времени). Систему считают устойчивой на данном интервале времени работы системы T , если выходная величина $x(t)$ не превосходит некоторой заданной величины $x_{\text{доп}}$ при $0 \leq t \leq T$. Допустимое значение величины $x_{\text{доп}}$ задается для каждого случая исходя из технических соображений и требований к работе системы.

На рис. 1 изображены примеры изменения выходной величины $x(t)$ для различных вариантов устойчивости нестационарных САУ.

Основываясь на вышесказанном, можно сделать вывод о том, что кривые 3 и 4 соответствуют технически устойчивой САУ, а 1 и 2 – технически неустойчивой. Особенностью кривой 3 является то, что система может быть одновременно устойчивой технически и неустойчивой асимптотически и, наоборот, система может быть неустойчивой технически и устойчивой асимптотически (как на кривой 1). Данный спо-

соб возможен также в случае, когда коэффициенты выражения (1) значительно изменяются.

Также оценка устойчивости линейных нестационарных САУ может быть выполнена известными методами исследования стационарных систем применительно для исследуемого класса [6].

Оценка устойчивости по функции Ляпунова

Многим системам управления может быть поставлена в соответствие математическая модель

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{F}(t, \mathbf{X}). \quad (3)$$

Если в качестве желаемого движения рассматривается решение $\mathbf{X}g$ системы управления (3), то модель, которая получается из (3) заменой переменных $\mathbf{X} = \mathbf{X}g + \hat{\mathbf{X}}$, по терминологии А. М. Ляпунова, называется моделью возмущенного движения:

$$\frac{d\hat{\mathbf{X}}}{dt} = \mathbf{F}(t, \mathbf{X}g + \hat{\mathbf{X}}) - \mathbf{F}(t, \mathbf{X}g) = \hat{\mathbf{F}}(t, \hat{\mathbf{X}}), \quad (4)$$

где $\mathbf{X}g$ – вектор координат желаемого движения; $\hat{\mathbf{X}}(t)$ – вектор координат возмущенного движения.

Если при $t \rightarrow \infty$ возмущенное движение стремится к нулю, то есть $\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{\mathbf{X}}(t) = 0$, то невозму-

щенное движение и исходная система (4), по Ляпунову, называются асимптотически устойчивыми по отношению к переменной $\hat{\mathbf{X}}(t)$.

Оценка устойчивости нестационарных систем по характеристическим показателям Ляпунова [7].

Данный метод используется для оценки устойчивости нестационарных САУ без особых точек.

– Устойчивость систем с особой точкой [8].

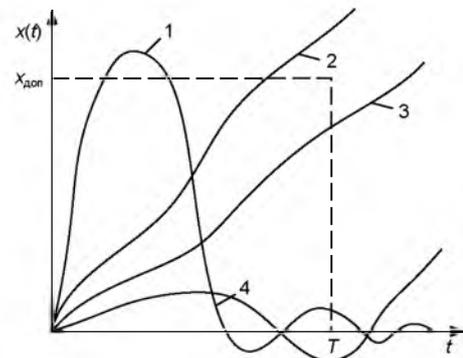


Рис. 1. Примеры изменения выходной величины $x(t)$ для нестационарных САУ

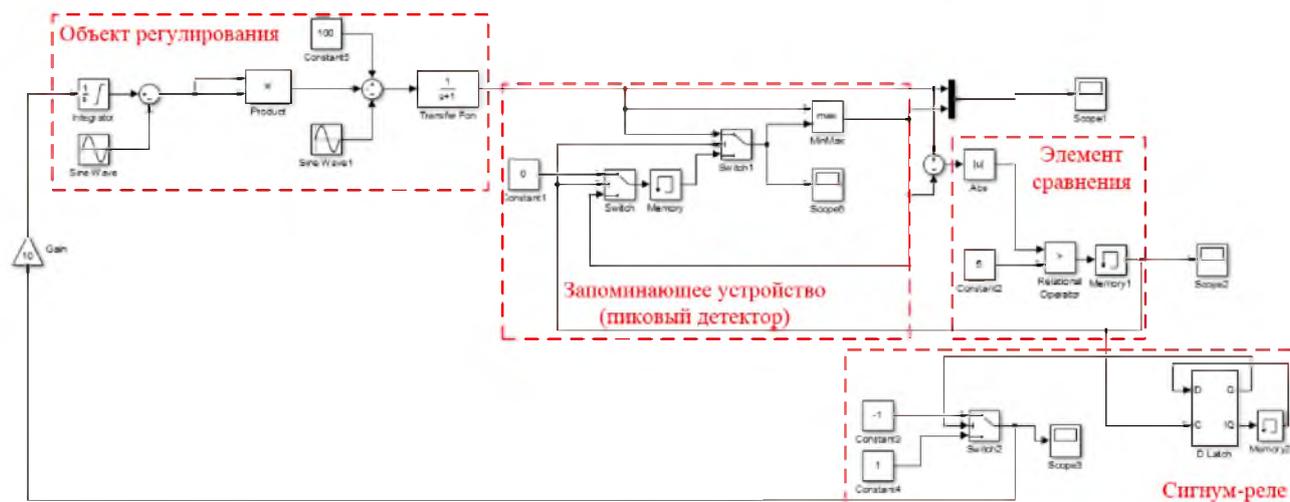


Рис. 2. СЭР с запоминанием экстремума с нестационарной нелинейной характеристикой

– Анализ устойчивости методом фазовых траекторий.

Для того чтобы применить данный метод для оценки устойчивости нестационарных САУ, необходимо вычислить значения переходных процессов по различным координатам вектора состояния и их производным и построить траекторию двух-трех наиболее интересных для исследования фазовых координат.

Для решения задачи синтеза нестационарных САУ в настоящее время можно применять следующие подходы [8]:

– аналитические или графоаналитические методы исследования, применимые лишь к определенным классам систем;

– методы математического моделирования и экспериментального исследования при помощи средств вычислительной техники, основанные на воспроизведении или структурных преобразованиях исходных уравнений системы, если они известны, или на их экспериментальном получении, если, например, объект представляет собой «черный ящик», а также создание интеллектуальных систем управления на базе экспертных оценок;

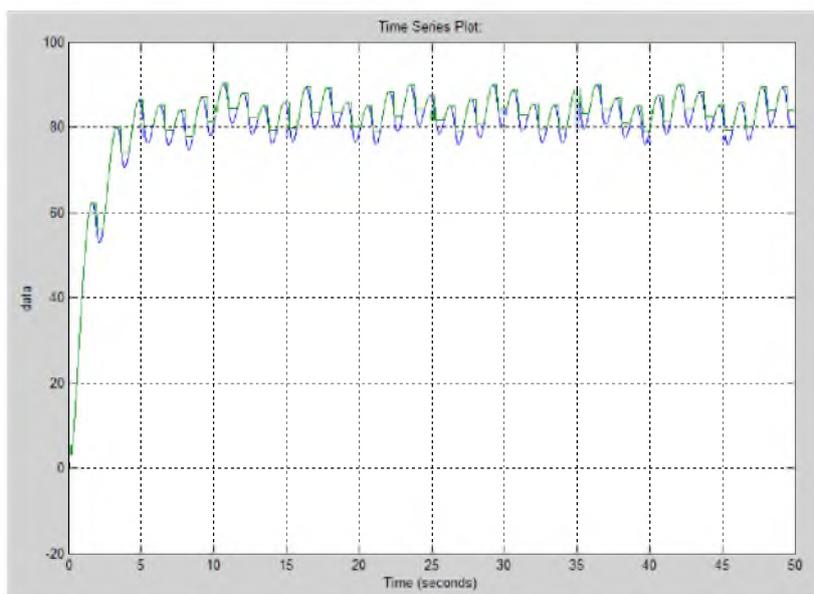


Рис. 3. Переходный процесс системы экстремального регулирования с запоминанием экстремума с нестационарной нелинейной характеристикой при изменении координаты x

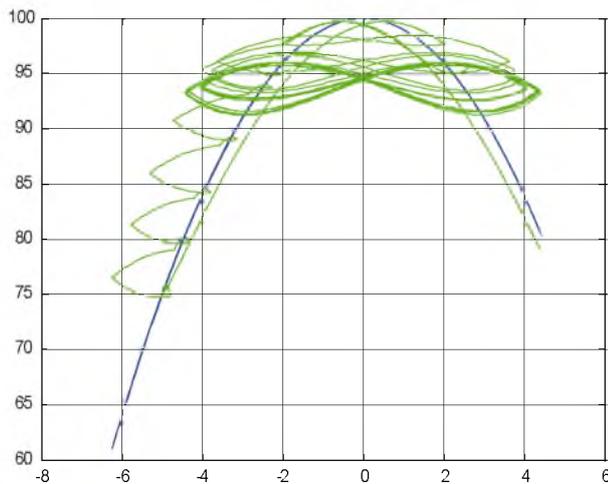


Рис. 4. Фазовые траектории при выходе системы к экстремуму

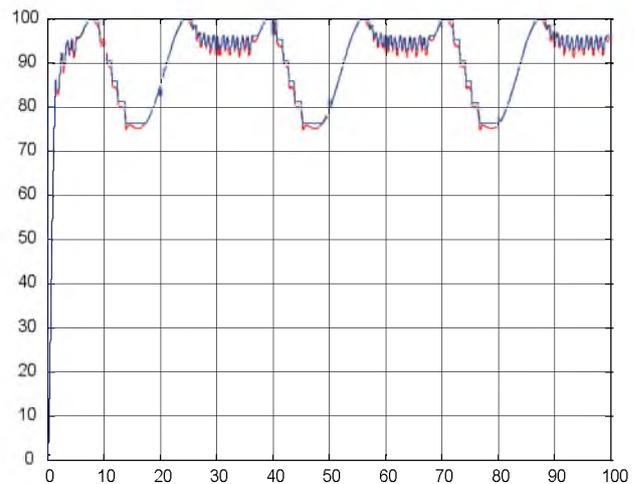


Рис. 5. Переходный процесс системы с запоминанием экстремума

– общие методы исследования, представляющие собой обобщение и дальнейшее развитие классических методов математического анализа, которые также требуют применения вычислительной техники.

В качестве примера моделирования рассмотрим систему экстремального регулирования с запоминанием экстремума с нестационарной нелинейной характеристикой (рис. 2), построенную в среде Matlab/Simulink. Сигнал, выходящий с объекта управления, поступает на запоминающее устройство (ЗУ), которое фиксирует увеличение сигнала, далее с ЗУ на элемент сравнения непрерывно поступает сигнал $x_{ЗУ}(t)$, который сравнивается с текущим значением $x(t)$. Когда разность между сигналами $x-x_{ЗУ}$ достигает значения δ , то происходит срабатывание сигнала-реле. Для изменения положения параболы относительной осей x и y в схему были добавлены блоки синусоидального воздействия.

На естественные автоколебания регулятора накладываются колебания характеристики. В реальных системах девиация характеристики носят случайный характер. Если заранее известна заданная ошибка, то система будет обрабатывать процесс успешно. Если же отклонение по вертикали будет превышать заданную ошибку, то возникнут резкие переходы, то есть появление нового переходного процесса, который связан с поиском нового положения экстремума [10].

Библиографический список

1. Решетникова Н. В., Ватаева Е. Ю. Особенности исследования нестационарных САУ // Волновая

электроника и инфокоммуникационные системы: Двадцать вторая междунар. науч. конф.: в 2 ч. Ч. 2. СПб.: ГУАП, 2019. С. 287–291.

2. Анхимюк В. Л., Опейко О. Ф., Михеев Н. Н. Теория автоматического управления. Мн.: Дизайн ПРО, 2000. 352 с.

3. Емельянов С. В. Системы автоматического управления с переменной структурой. М.: Наука, 1967. 336 с.

4. Теория автоматического управления: учебник для вузов по спец. «Автоматика и телемеханика»: в 2 ч. Ч. 1: Теория линейных систем автоматического управления / Н. А. Бабаков, А. А. Воронов, А. А. Воронова и др.; под ред. А. А. Воронова. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Высш. шк., 1986. 367 с.

5. Радиоавтоматика: учеб. пособие для студ. вузов спец. «Радиотехника» / В. А. Бесекерский, А. А. Елисеев, А. В. Небылов и др.; под ред. В. А. Бесекерского. М.: Высш. шк., 1985. 271 с.

6. Богословский С. В., Богословский В. С. Теория нестационарного управления: учебник. СПб.: ГУАП, 2005. 380 с.

7. Теория показателей Ляпунова и ее приложения к вопросам устойчивости / Б. Ф. Былов., Р. Э. Виноград, Д. М. Гробман., В. В. Немыцкий. М.: Наука, 1966. 576 с.

8. Барбанов А. Т. Теория линейных нестационарных систем с особой точкой. Устойчивость систем // Автоматика и телемеханика. М.: АН СССР, 1969. № 6. С. 5–15.

9. Никитин А. В., Шишлаков В. Ф. Параметрический синтез нелинейных систем автоматического управления: монография / Под ред. В. Ф. Шишлакова. СПб.: ГУАП, 2003. 358 с.

10. Ватаева Е. Ю. Моделирование динамики работы системы экстремального регулирования с запоминанием экстремума // Тр. МАИ. 2018. Вып. 104.

УДК 519.873

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-152-158

А. С. Савельев*

кандидат технических наук, доцент

Е. С. Неретин*

кандидат технических наук, доцент

*Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)

ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ БЕЗОПАСНОСТИ АКТИВНЫХ САЙДСТИКОВ ПРИ РАБОТЕ АВТОПИЛОТА

На текущий момент основным способом решения проблемы отсутствия тактильной обратной связи сайдстиком при управлении под автопилотом является разработка и внедрение активных сайдстиком. Целью данной работы является исследование безопасности функционирования активных сайдстиком при работе автопилота. В рамках работы выполнены оценка функциональной опасности и предварительный анализ дерева отказов. В результате были определены требуемый уровень гарантии разработки функции и уровень гарантии разработки компонентов (которые выполняют данную функцию), а также определены количественные требования по вероятности возникновения нарушений.

Ключевые слова: активные органы управления, безопасность полета, комплексные системы управления, уровень гарантии разработки (УГР), система дистанционного управления (СДУ), система автоматического управления (САУ).

A. S. Savelev*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

E. S. Neretin*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*Moscow Aviation Institute (National Research University)

PRELIMINARY SAFETY ANALYSIS OF ACTIVE SIDE STICKS DURING AUTOPILOT OPERATION

At the moment, the main way to solve the problem of the tactile feedback lack of sidesticks when operating with autopilot is the development and implementation of active sidesticks. The purpose of this work is to research the safety of active sidesticks during autopilot operation. As part of the work, a Functional Hazard Assessment and a preliminary Failure Tree Analysis were performed. As a result, the required level Functional Development Assurance Level and the Item Development Assurance Level (which perform this function) were determined, and quantitative requirements for the likelihood of failure conditions were determined.

Keywords: active pilot controls, safety of flight, flight control systems, determination of the level of development guarantee, remote control systems, automatic control systems.

Основной целью разработки современной гражданской авиационной техники является обеспечение безопасности полетов. Несмотря на все повышающиеся методы автоматизации процесса управления самолетом, конечное принятие решений остается за летным составом на особенно опасных участках полета – взлете и посадке.

Традиционно экипаж имеет возможность управления основными аэродинамическими поверхностями (рулями высоты в продольном канале и элеронами в боковом канале управления) с помощью таких органов управления, как ручки управления (side stick) или штурвалы. Отдельно от каналов управления креном и тангажом вынесены педали управления рулем направления, которые не являются предметом исследования данной статьи.

В современном мире процесс эволюции органов управления в погоне за массогабаритными характеристиками вытесняет штурвалы при проектировании современных магистральных самолетов [1].

Применяющиеся на современных пассажирских лайнерах ручки управления (например, на самолетах компаний Airbus, Sukhoi, Irkut [2–4]), в отличие от штурвалов (компании Boeing, Tupolev, Ильюшин [5–7]), не имеют жесткой связи с отклоняемыми поверхностями и друг другом. Это влечет за собой увеличение времени на прием управления летным составом в случае отказов системы автоматического управления и при передаче приоритета с одной рукоятки на другую. Промедление в передаче управления в случае наличия отказов может усугубить ситуацию вплоть до катастрофической.

Одно из перспективных направлений развития систем управления следует ожидать в использовании активных боковых ручек управления, что обеспечит тактильное взаимодействие пилотов и позволит реализовать на ручках функции предупреждения и ограничения [8].

Работа посвящена анализу предпосылок к переходу на активные органы управления, а также предварительному анализу безопасности: оценка функциональных отказов активных сайдстиков, проведению предварительного анализа дерева отказов. Результатам являются производные требования по безопасности в обеспечение процесса анализа безопасности самолета и самолетной системы и включают в себя перечень отказов с классификацией их критичности, определение уровня гарантии разработки функции, УГР компонентов, выполняющих данную функцию, и количественные требования по вероятности возникновения отказов как на уровне системы, так и на уровне компонентов.

Проблемы классической архитектуры системы управления с пассивным сайдстиком

В ручном режиме управления классические системы дистанционного управления полетом с сайдстиком позволяют пилотам управлять поверхностями через вычислительные устройства, обеспечивающих улучшение устойчиво-

сти и управляемости. Оба пилота при этом имеют обратная связь о поведении самолета с помощью пространственным положением самолета, но только пилотирующий пилот обладает полным набором информации – отклонении сайдстика. В автоматическом режиме управления (при работе системы автоматического управления) классические системы управления полета с сайдстиком не дают обоим пилотам обратной связи в виде положения сайдстиков. Классическая архитектура взаимодействия показана на рис. 1.

Увеличение автоматизации в гражданской авиации приводит к все более частому использованию посадок в категориях ИКАО IIIa и IIIb. Различия между категориями показаны на рис. 2.

В соответствии с требованиями АП 25.671 (с), оценка задержки в действиях летного экипажа при отказах должна составлять не менее 4 сек. до вмешательства в управление (1 сек. для обнаружения отказа + 3 сек. для вмешательства в управление). Возможны отказы САУ типа ошибочного захода на посадку ниже 100 футов и выше 50 футов с автоматическим заходом на посадку категории IIIb со средней вертикальной скоростью 700–800 фут/мин. В этом случае высота повышенного внимания будет пересекаться (аналог высоты принятия решения при заходах по категории III).

Чтобы избежать этой ситуации, требуется сокращение времени задержки. Активный сайдстик позволит летному экипажу находиться непо-

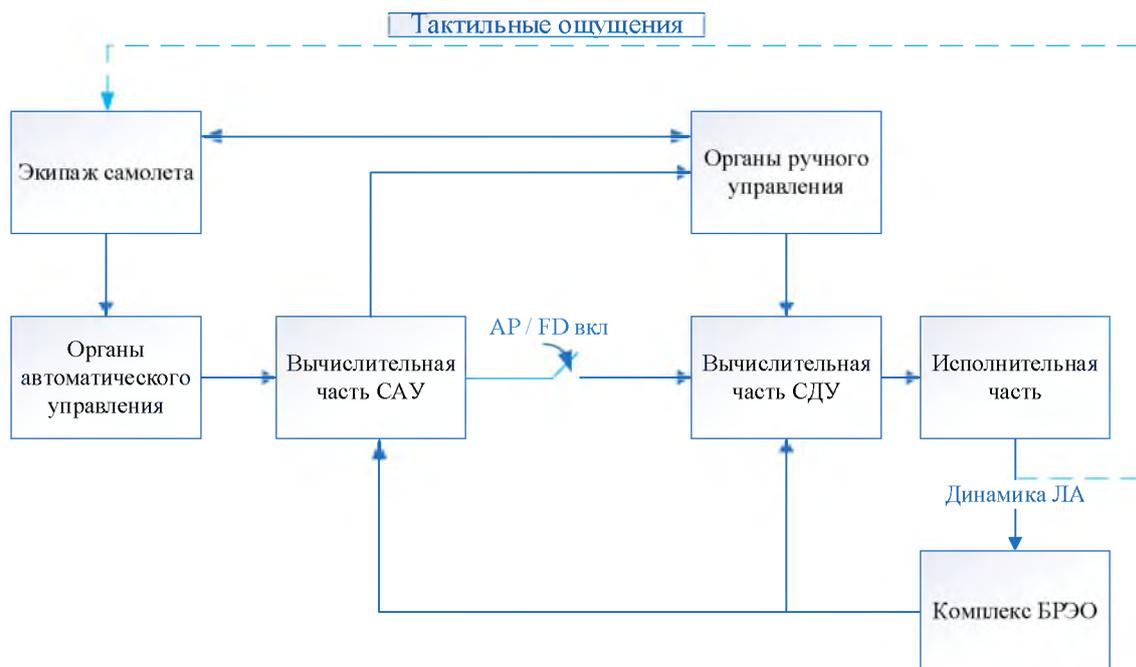


Рис. 1. Классическая архитектура КСУ

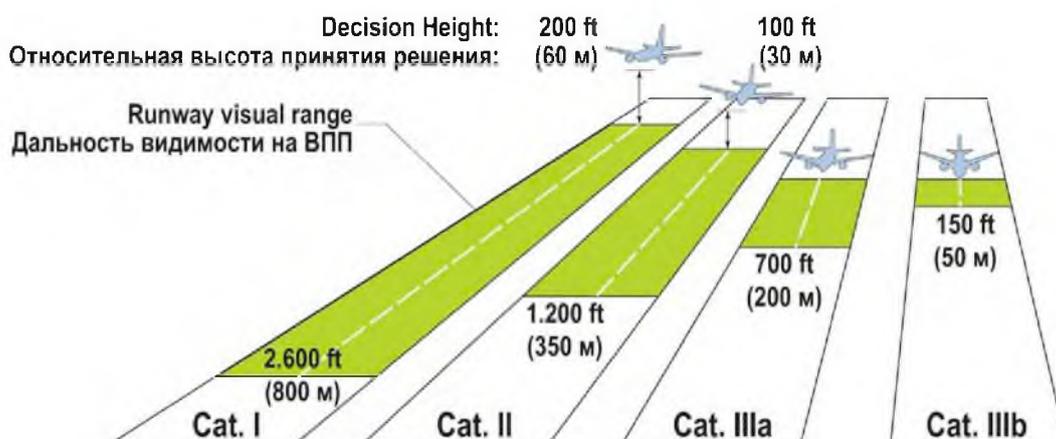


Рис. 2. Категории заходов на посадку ICAO

средственно в контуре управления самолетом, не пилотируя самостоятельно. Таким образом, время задержки перед вмешательством в управление может быть уменьшено до 2 сек. (1 сек. для обнаружения отказа + 1 сек. для вмешательства в управление). В течение этого времени летный экипаж сможет определить некорректное поведение САУ и принять решение ухода на второй круг, не пересекая высоту повышенного внимания.

Такие методы с использованием вычислительных возможностей современных СДУ и САУ обеспечат основную цель гражданских полетов – безопасность пассажиров, летного экипажа и самолетов.

Архитектура системы управления с активным сайдстиком

Архитектура перспективной системы управления подразумевает введение активных сайдстиков в интерфейс взаимодействия пилотирующего и мониторящего пилотов, а также перемещение активных сайдстиков по сигналам от САУ. Архитектура этого взаимодействия показана на рис. 3.

Такая архитектура системы позволяет выдвинуть основную гипотезу данной статьи. Действительно, при таком взаимодействии летный экипаж будет находиться непосредственно в контуре

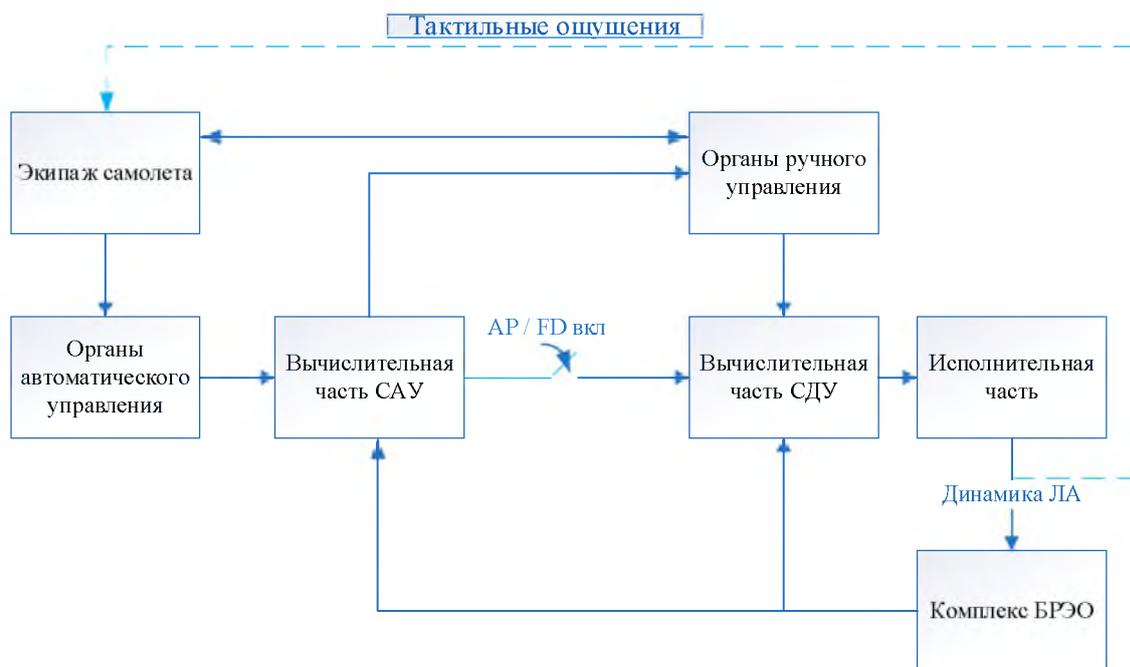


Рис. 3. Архитектура КСУ с активными органами управления

управления самолетом, даже при управлении под автопилотом. Это должно помочь сократить время до вмешательства в управление в случае отказов САУ вдвое – вместо 4 сек. оно должно составить 2 сек. В дальнейшем будем называть это функцией «Перемещение сайдстика по сигналам САУ».

Оценка опасностей функции «Перемещение сайдстика по сигналам САУ»

Помимо новых функциональных требований к программно-аппаратному обеспечению, требующих комплекса мер в соответствии с нормативными документами [9–11], также должен быть проведен процесс анализа безопасности для внедряемой функции «Перемещение сайдстика по сигналам САУ» [12, 13].

Первым шагом в проектировании новых функций в функциональных самолетных системах в процессе оценки безопасности является оценка функциональных опасностей (ОФО/ФНА) [14]. Целью данной оценки является определение каждого вида нарушения рассматриваемой функции, их влияния на самолет, экипаж и пассажиров, а также определение критичности данных нарушений.

Оценка нарушений функции «Перемещение сайдстика по сигналам САУ» представлена в табл. 1.

Применимым допущением к ОФО данной функции – исключение оценки влияния нарушения на пассажиров самолета, так как не имеется прямого интерфейса между активными органами управления и пассажирами.

Оценка опасности функции «Отслеживание активной ручкой сигналов от САУ» показывает, что ее нарушение является КС. Из этого следует, что уровнем гарантии разработки данной функции (FDAL) является уровень А, что требует определенной независимости в процессах проектирования (валидация, разработка, верификация).

Анализ дерева отказов «Ошибочное отслеживание активной ручкой сигналов от САУ»

Для формирования требований по безопасности к функции «Ошибочное отслеживание активной ручкой сигналов от САУ» в рамках данной статьи примем допущение, что будет рассмотрено только нарушение, приводящее к ка-

Таблица 1

Оценка опасностей функции «Перемещение сайдстика по сигналам САУ»

Функция	Нарушение функции	Влияние на: самолет; экипаж	Критичность	Требуемая вероятность на час полета
Перемещение сайдстика по сигналам САУ	Отсутствие отслеживания активной ручкой сигналов от САУ	1. Отсутствует влияние на самолет, так как на магистральных самолетах на текущий момент не реализована данная функция. 2. Экипаж теряет часть информации об управлении самолетом. Продолжение полета осуществляется по имеющимся исправными приборам	УУП (усложнение условий полета, вызванное потерей части информации)	УУП классифицируется как незначительная особая ситуация. Допустимая вероятность (качественная оценка): вероятное событие. Допустимая вероятность (количественная оценка): $\leq 10^{-3}$
	Ошибочное отслеживание активной ручкой сигналов САУ	1а. При вмешательстве экипажем в управление значительная эволюция динамики самолета, возможно столкновение с землей; 1б. При игнорировании экипажем некорректного поведения ручки управления нет влияния на безопасность самолета; 2а. Экипаж вмешивается в управление самолетом, создавая значительное управляющее воздействие от некорректно отклоненной ручки управления. Предотвращение гибели людей практически невозможно 2б. Экипаж игнорирует некорректное поведение ручки управления. При возникновении необходимости и возможности берет управление на себя или отключает данную функцию	А. КС (катастрофическая ситуация, вызванная практической невозможностью предотвращения гибели людей); Б. УУП (вызвано вводящим в заблуждение поведением ручки управления)	КС классифицируется как катастрофическая особая ситуация. Допустимая вероятность (качественная оценка): практически невероятное событие. Допустимая вероятность (количественная оценка): $\leq 10^{-9}$

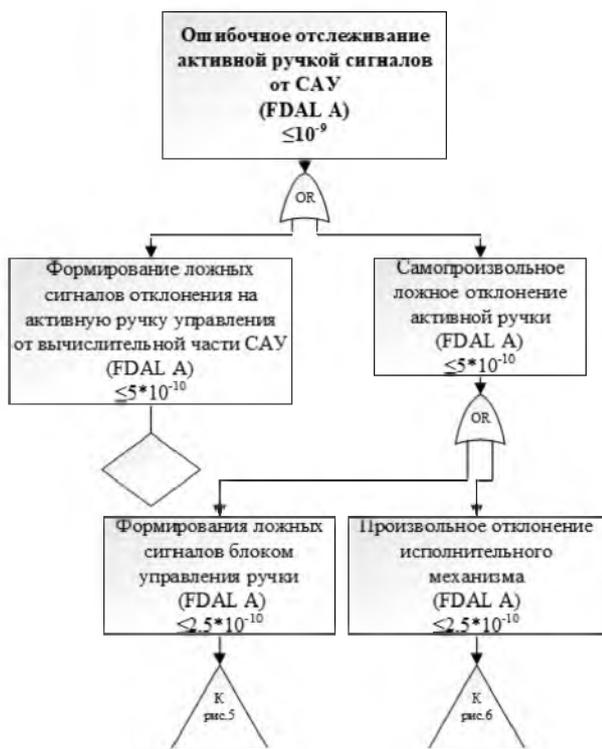


Рис. 4. Анализ дерева отказов (часть 1/3)



Рис. 5. Анализ дерева отказов (часть 2/3)

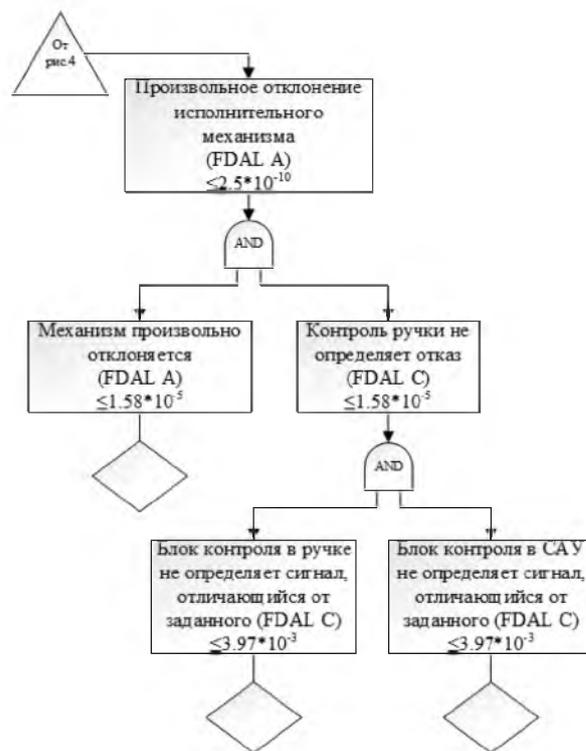


Рис. 6. Анализ дерева отказов (часть 3/3)

тастрофической ситуации (КС). Для данного нарушения должен быть проведен анализ дерева отказов с целью определения бюджета требований по уровню гарантии разработки (переход от УГР функции к УГР компонента) и количественной оценки безопасности.

Основной целью анализа дерева отказов на этапе формирования требований по безопасности служит оценка предполагаемой архитектуры функции и задействованных компонентов «сверху-вниз» [15].

Анализ дерева отказов этапа формирования требований по безопасности представлен на рис. 4–6.

На рис. 4–6 применяются стандартные символы, используемые при построении дерева отказов [13]. В табл. 3 представлено описание данных символов.

Анализ дерева отказов «Ошибочное отслеживание активной ручкой сигналов от САУ» позволяет сформулировать требования по безопасности к функции «Отслеживание активной ручкой сигналов от САУ», представленные в табл. 4.

В зависимости от конкретных архитектур требования могут меняться и уточняться.

Выводы

В статье рассмотрена проблема классических архитектур систем управления с пассивными сайдстиками. С целью повышения информированности экипажа в случае отказов САУ и

Таблица 3

Обозначение символов дерева отказов

Символ	Математический смысл	Описание
Ошибка! Объект не может быть создан из кодов полей редактирования	Операнд	Описание выхода логического символа или события
Ошибка! Объект не может быть создан из кодов полей редактирования	Конъюнкция: $a \wedge b$	Событие может произойти, когда все условия нижнего уровня истинны. События, рассматриваемые через оператор «И», называются также «И-событиями». В тех случаях, когда «И-событие» может привести к КС, должен быть проведен анализ общей причины отказа, цель которого – сформировать требования для подтверждения независимости событий [13]
Ошибка! Объект не может быть создан из кодов полей редактирования	Дизъюнкция: $a \vee b$	Событие может произойти, если истинно любое одно или несколько из условий нижнего уровня
Ошибка! Объект не может быть создан из кодов полей редактирования	Отсутствует	Перемещение информации – символ перехода от одной подветви к другой
Ошибка! Объект не может быть создан из кодов полей редактирования	Отсутствует	Событие, которое далее не раскрывается, потому что оно имеет незначительное влияние на события верхнего уровня или потому что подробности, необходимые для дальнейшего раскрытия события, труднодоступны. Применяется на этапе разработки и предварительной оценки безопасности. Дальнейшее развитие дерева отказов возможно при получении данных о конкретных видах отказов, которые могут вызвать рассматриваемое событие (то есть после проведения анализа видов и последствий отказов – АВПО/ФМЕА) [13].

Таблица 4

Требования по безопасности к функции «Отслеживание активной ручкой сигналов от САУ» из Анализа дерева отказов

Компонент	Требование
Вычислительная часть САУ	Вычислительная часть САУ должна быть спроектирована по уровню гарантии разработки компонента (IDAL) «А»
Вычислительная часть САУ	Вид отказа «Формирование ложных сигналов отклонения на активную ручку управления» должен иметь вероятность на часть полета $\leq 5 \cdot 10^{-10}$
Блок контроля в САУ	Блок контроля в САУ должен быть спроектирован по уровню гарантии разработки компонента (IDAL) не ниже «С»
Блок контроля в САУ	Вид отказа «Блок контроля в САУ не определяет сигнал, отличающийся от заданного» должен иметь вероятность на часть полета $\leq 1,58 \cdot 10^{-5}$
Блок управления ручки	Блок управления ручки должен быть спроектирован по уровню гарантии разработки компонента (IDAL) «А»
Блок управления ручки	Вид отказа «Блок управления ручки формирует ложный сигнал» должен иметь вероятность на часть полета $\leq 1,58 \cdot 10^{-5}$
Исполнительный механизм ручки	Исполнительный механизм ручки должен быть спроектирован по уровню гарантии разработки компонента (IDAL) «А»
Исполнительный механизм ручки	Вид отказа «Механизм произвольно отклоняется» должен иметь вероятность на часть полета $\leq 1,58 \cdot 10^{-5}$

уменьшение времени на распознавание отказа была предложена архитектура системы управления с активными сайдстиком с функцией «Перемещение сайдстика по сигналам САУ».

Учитывая, что внедрение функции на самолет влечет за собой необходимость проведения анализов для обеспечения процесса безопасности, оценены потенциальные опасности функ-

ции «Отслеживание активной ручкой сигналов от САУ». По результатам ОФО выявлено, что требуемый УГР функции для данной функции – «А».

В соответствии с нарушением функции «Ошибочное отслеживание активной ручкой сигналов от САУ», приводящей к катастрофической ситуации, проведен предварительный анализ дерева отказов. Его результатом стали требования по УГР компонентов, участвующих в рассмотренной функции, – вычислительная часть САУ, блок контроля в САУ, блок управления ручки, исполнительный механизм ручки.

В рамках дальнейшего развития темы требуется также проведение анализа общей причины, с помощью которого будут сформированы требования по безопасности в части подтверждения независимости каждого «И-события» в анализе дерева отказов, приводящего к рассматриваемому нарушению функции.

Активные органы управления планируются к сертификации на российском самолете компании ПАО «Корпорация «Иркут» MC-21 [16]. Вторая сессия сертификационных полетов самолета MC-21 испытателями EASA завершилась в июне 2019 года [17]. Принятые в ходе проектирования комплексной системы управления решения в части использования активных ручек управления были положительно оценены в том числе на минимальных скоростях взлета и посадки, а также с имитацией отказа критического двигателя.

По результатам стендовых и летных испытаний самолета MC-21 можно будет сделать вывод о гипотезах, выдвинутых в данной статье, о сокращении времени на распознавание отказа и принятии управления пилотами при выполнении функции автопилота системы автоматического управления с использованием активных органов управления.

Библиографический список

1. Шумилов И. С. Возможные пути снижения массы систем управления рулями самолета // Наука и образование. 2013. № 2. С. 111–147.
2. Pilot-preferred cockpits. URL: <https://www.airbus.com/aircraft/passenger-aircraft/cockpits.html> (дата обращения: 28.09.2019).
3. Система управления. URL: <http://superjet.wikidot.com/wiki:aircraft-control> (дата обращения: 03.06.2012).
4. Irkut MC-21 Specs, Interior, Cockpit, and Price. URL: <https://www.airplaneupdate.com/2019/06/irkut-mc-21.html> (дата обращения: 15.06.2019).
5. Bartley, Gregg F. Boeing B-777: Fly-By-Wire Flight Controls // The Avionics Handbook. Williamsburg. 2001. ch.11.
6. Баичев А. Л. Модернизация системы управления самолетов семейства ТУ-204 // Известия Самарского научного центра Российской академии наук. 2013. № 4. С. 897–900.
7. Ил-96-400М – дальнемагистральный широкофюзеляжный самолет. URL: <https://aviation21.ru/il-96-400m/> (дата обращения: 15.01.2017).
8. Алешин Б. С., Баженов С. Г., Диденко Ю. И. Системы дистанционного управления магистральных самолетов. М.: Наука, 2013. 292 с.
9. Aerospace Recommended Practice ARP4754A. Guidelines for Development of Civil Aircraft and Systems. The USA: SAE International. 2010. 115 p.
10. Software Considerations in Airborne Systems and Equipment Certification DO-178C. Washington, 2011. 144 p.
11. Design Assurance Guidance for Airborne Electronic Hardware DO-254. The Washington, 2000. 137 p.
12. Рекомендательный циркуляр РЦ25.1309. Конструкция и анализ систем. М.: АР МАК, 2015. 43 с.
13. Руководство и методы реализации процесса оценки безопасности бортовых систем и оборудования гражданских самолетов Р4761. М.: ФГУП «НИИСУ», 2009. 301 с.
14. Wilkinson. P. Functional hazard analysis for highly integrated aerospace systems // IEEE Certification of Ground / Air Systems Seminar. 1998. 1998 p.
15. Fussell J. Fault tree analysis: concepts and techniques // Pressure vessels and piping: design and analysis. New York, 1976. N 4. P. 417–431.
16. Активная боковая ручка управления – «изюминка» MC-21. URL: <https://aviation21.ru/aktivnaya-bokovaya-ruchka-upravleniya-izyuminka-ms-21> (дата обращения: 08.02.2019).
17. Испытатели EASA завершили вторую сессию сертификационных полетов 21. URL: <http://mc21.irkut.com/presscenter/news/522.html> (дата обращения: 17.06.2019).

УДК 621.313

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-159-162

И. А. Салова*

кандидат технических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ГЛУБИНЫ ПАЗА ПРИ ДВУХСТОРОННЕЙ ЗУБЧАТОСТИ НА ГАРМОНИЧЕСКИЙ СОСТАВ МАГНИТНОЙ ПРОВОДИМОСТИ ВОЗДУШНОГО ЗАЗОРА

Исследовано влияние глубины паза на магнитную проводимость воздушного зазора и ее гармонический состав для двухсторонней зубчатой зоны. Приведены результаты моделирования с посредством метода конечных элементов в программном комплексе ELCUT.

Ключевые слова: двухсторонняя зубчатость, магнитная проводимость воздушного зазора, гармонический состав.

I. A. Salova*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

INFLUENCE INVESTIGATION OF THE GROOVES DEPTH OF THE AIR GAP WITH DOUBLE-SIDED TOOTH ZONE ON THE HARMONIC COMPOSITION OF MAGNETIC CONDUCTIVITY

The article investigates the effect of the groove depth on the magnetic conductivity of the air gap and its harmonic composition for a double-sided tooth zone. The results of modeling using the finite element method in THE ELCUT software package are presented.

Keywords: double-sided teeth of the air gap, magnetic conductivity, harmonic composition.

Двухсторонняя зубчатая зона имеет место в большинстве принципиальных решений моментных электродвигателей для достижения высоких значений коэффициента электромагнитной редукции частоты вращения ротора. Одним из важнейших параметров таких электродвигателей являются его пусковой момент, зависящий от гармонического состава магнитной проводимости воздушного зазора между зубчатыми магнитопроводами ротора и полюсами статора. [1, 2]. При аналитическом расчете электродвигателей для определения магнитной проводимости воздушного зазора используется метод зубцовых проводимостей и, в частности, метод Р. Поля [3]. Согласно этому методу между зубцами силовые магнитные линии поля проходят прямолинейно, а за пределами зазора в пазах – по дугам окружностей, центром которых являются крайние точки (края) зубцов.

Для примера на рис. 1 и 2 приведены пути распределения силовых линий магнитного поля между статором и ротором для двух крайних положений зубцов ротора относительно зубцов статора. За исходное положение ротора относительно статора ($\alpha=0$) принимается их взаимное

расположение, указанное на рис. 1, когда зубцы обоих магнитопроводов расположены строго напротив друг друга. В общем случае зубец ротора может быть больше зубца статора с каждой из сторон на величину $\Delta_0 = (k_{zr} - k_{zs})/2$, где $k_{zr} = b_{zr} / t_{zr}$; $k_{zs} = b_{zs} / t_{zs}$; t_{zs}, t_{zr} – зубцовые

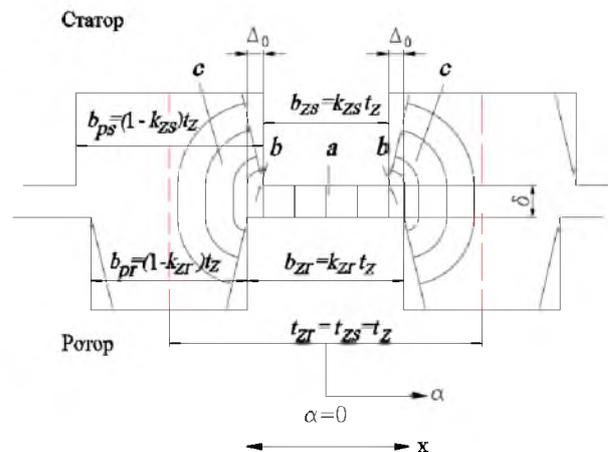


Рис. 1. Исходное расположение зубчатой зоны ($\alpha=0$)

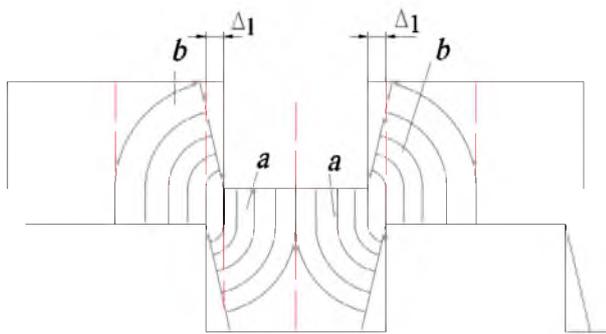


Рис. 2. Расположение зубцовой зоны ($\alpha=\pi$)

деления статора и ротора по дуге ($t_{zs} = t_{zr} = t_z$); b_{zr}, b_{zs} – ширина зубца ротора и статора по дуге. Смещение ротора на величину t_z соответствует электрических радиан (Δ). Таким образом, задавая дискретно значение угла в диапазоне $[0, 2\pi]$, мож-

но вычислить смещение ротора $\Delta = \frac{\alpha t_z}{2\pi}$. Однако

учитывая, что значения проводимости на интервалах и в идеальной модели будут зеркально повторяться, следует ограничиться рассмотрением только интервала $[0, \pi]$. Угол будет соответствовать такому взаимному расположению ротора и статора, когда зубец статора будет находиться строго напротив паза ротора, что соответствует изображенному на рис. 2.

Далее, как показано в работе [4], для рис. 1 суммарная магнитная проводимость воздушного зазора на единицу длины ротора λ_{Σ} составит:

$$\lambda_{\Sigma} = \mu_0 (\lambda_a + 2\lambda_b + 2\lambda_c),$$

$$\text{где } \lambda_a = \frac{b_{zs}}{\delta} = \frac{t_z k_{zs}}{\delta}, \quad \lambda_b = \int_0^{\Delta_1} \frac{dx}{\delta + \beta x} = \frac{1}{\beta} \ln \left(1 + \frac{\beta \Delta_1}{\delta} \right) = \frac{1}{\beta} \ln \left[1 + \frac{\beta t_z}{2\delta} (k_{zr} - k_{zs}) \right],$$

$$\lambda_c = \int_0^{\frac{b_{ps}}{2} - \Delta_0} \frac{dx}{\delta + \beta x + \beta(x + \Delta_0)} = \frac{1}{2\beta} \ln \left[\frac{\delta + \beta t_{zs} (1 - k_{zs}) - \beta \Delta_0}{\delta + \beta \Delta_0} \right].$$

Для рис. 2 суммарная магнитная проводимость воздушного зазора на единицу длины ротора λ_{Σ} составит:

$$\lambda_{\Sigma} = \mu_0 (\lambda_a + 2\lambda_b),$$

$$\lambda_a = \int_0^{\frac{b_{zr}}{2}} \frac{dx}{\delta + \beta(x + \Delta_1)} = \frac{1}{\beta} \ln \left[\frac{\delta + \beta \left(\frac{k_{zr} t_{zs}}{2} + \Delta_1 \right)}{\delta + \beta \Delta_1} \right],$$

$$\Delta_1 = t_{zs} \frac{1 - k_{zr} - k_{zs}}{2},$$

$$\lambda_b = \int_0^{\frac{b_{zs}}{2}} \frac{dx}{\delta + \beta(x + \Delta_1)} = \frac{1}{\beta} \ln \left[\frac{\delta + \beta \left(\frac{k_{zs} t_{zs}}{2} + \Delta_1 \right)}{\delta + \beta \Delta_1} \right].$$

Для каждого угла α_i в диапазоне $[0-2\pi]$ вычисляется значение λ_{Σ} и формируется одномерный массив $\lambda [i]$, который раскладывается в ряд Фурье. Таким образом, аналитически получается гармонический состав магнитной проводимости воздушного зазора.

Применение этого метода предполагает следующие допущения:

- воздушный зазор между статором и ротором δ значительно меньше ширины пазов;
- зубцовые деления на полюсах статора и магнитопроводе ротора одинаковы;
- пазы имеют прямоугольную форму;
- относительные магнитные проницаемости магнитомягкого материала магнитопроводов принимаются равными бесконечности;
- высота пазов не учитывается.

Последнее допущение и послужило причиной исследовать влияние глубины паза на величину и гармонический состав магнитной проводимости.

Исследование проводилось с использованием метода конечных элементов в программном комплексе ELCUT v. 6.3 [5] на модели, представленной на рис. 3. Здесь 1 – обмотка с током; 2 – магнитопровод с магнитной проводимостью $\mu = 100000$; 3 – воздух; 4 – контур для задания граничного условия отсутствия магнитного поля. На границах раздела с воздухом заданы граничные условия отсутствия нормальной составляющей магнитного потока. В данной модели зубцовое деление $t_z = 10$ мм, ширина зубца $b_{zs} = 4$ мм, ширина паза $b_{ps} = 6$ мм, коэффициент зубцового деления $k_{zs} = 0.4$, величина воздушного зазора $\delta = 1$ мм.

Обмотка с током создает магнитный поток, при этом в силу большой магнитной проводимости магнитопровода 99,7 % МДС обмотки падает на воздушном зазоре. Поэтому в данной модели исследовалась зависимость магнитного потока Φ через одно зубцовое деление при смещении нижней части зубцовой зоны относительно неподвижной верхней части. Удельная магнитная

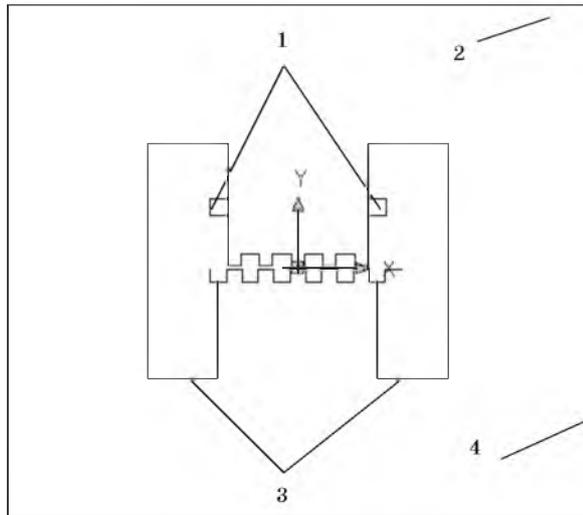


Рис. 3. Модель для ELCUT

проводимость определялась как $\lambda_{\Sigma} = \Phi / \text{МДС}$. Далее последовательность значений магнитного потока, полученная по 73 точкам (0–360 эл. градусов) раскладывалась в ряд Фурье. Для исследования использовались 3 варианта зубцовой зоны с параметрами:

- высота паза равна половине ширины зубца $h = 2$ мм;
- высота паза равна ширине зубца $h = 4$ мм;
- высота паза в 2,5 раза больше ширины зубца $h = 10$ мм.

На рис. 4 показаны зависимости удельной магнитной проводимости воздушного зазора (на 1 м) от эл. угла смещения нижней части зубцовой деления.

Поскольку разложение проводилось по 72 интервалам (73 точки), то значимыми можно считать гармоники до 6 включительно [6]. Интерес представляют отношение первой гармоники λ_1 к постоянной составляющей магнитной про-

№ гармоники и отношения	Аналитический расчет по Р Полю	Результат моделирования в ELCUT		
		$h = 2$ мм	$h = 4$ мм	$h = 10$ мм
$\lambda_0, \text{Гн/м}$	3,317E-05	3,407E-05	3,252E-05	3,226E-05
λ_1/λ_0	0,178	0,155	0,184	0,191
λ_3/λ_0	0,00533	0,00559	0,00669	0,00718
λ_6/λ_0	-0,000565	-0,000616	-0,000726	-0,000865

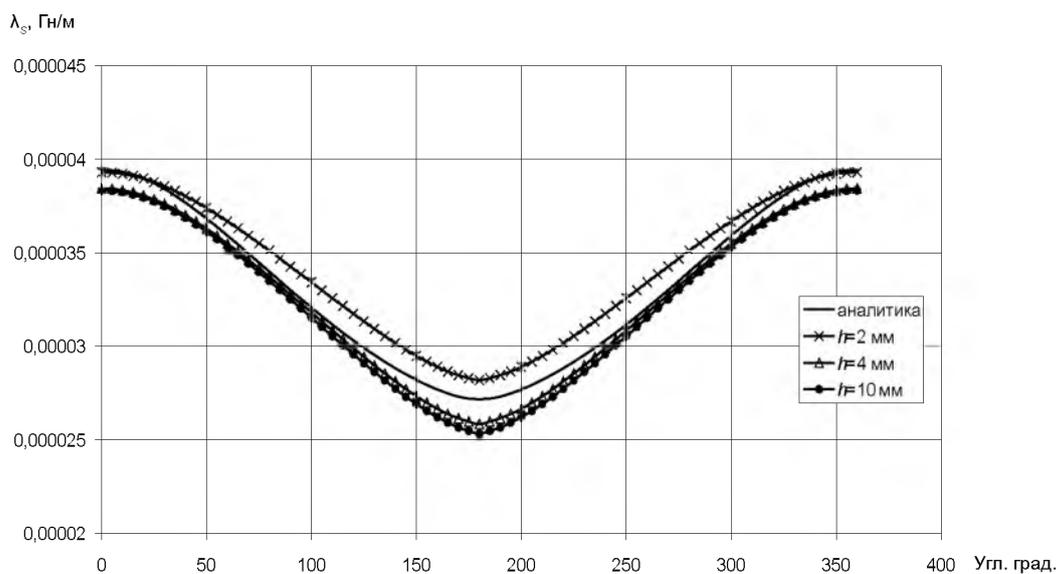


Рис. 4. Зависимость удельной магнитной проводимости воздушного зазора при различной глубине паза

димости λ_0 , а также 3-я и 6-я гармоники. Ниже в таблице представлены результаты расчетов.

Выводы

1. С увеличением высоты паза постоянная составляющая магнитной проводимости незначительно падает, однако близка к значению, полученному аналитически. Погрешность не превышает 2,7 %.

2. Отношения 1-й, 3-й и 6-й гармоник к постоянной составляющей магнитной проводимости воздушного зазора также увеличиваются по абсолютному значению с ростом высоты паза.

Библиографический список

1. *Епифанов О. К., Салова И. А., Хрущев В. В.* Трехфазные бесконтактные индукторные двигатели

с подмагничиванием постоянным магнитным полем // *Электротехника*. 2005. № 1. С. 21–32.

2. *Епифанов О. К., Оськин А. Б., Хрущев В. В.* Особенности проектирования униполярного индукторного моментного двигателя с осевым магнитным потоком постоянных магнитов // *Электротехника*. 2007. № 1. С. 43–51.

3. *Алексеева М. М.* Машинные генераторы повышенной частоты. Л.: Энергия, 1967. 240 с.

4. *Епифанов О. К., Салова И. А., Хрущев В. В.* Анализ и расчет магнитной проводимости воздушного зазора в бесконтактных моментных двигателях модульного типа с электромагнитной редукцией частоты вращения // *Электрофорум*. 2003. № 6. С. 8–14.

5. ELCUT v. 6. 3. Комплекс программ для моделирования электромагнитных, тепловых и механических задач. Руководство пользователя. СПб.: Производственный кооператив ТОР, 2015.

6. Хемминг Р. В. Численные методы для научных работников и инженеров. М.: Наука, 197. 400 с.

УДК 621.926

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-163-167

Л. Л. Сотник*

старший преподаватель, руководитель секции

Л. А. Сиваченко**

доктор технических наук, профессор

*Барановичский государственный университет

**Межгосударственное образовательное учреждение высшего образования Белорусско-Российский университет

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ДЕФОРМИРОВАНИЯ МАТЕРИАЛА В ВИБРОВАЛКОВОМ ИЗМЕЛЬЧИТЕЛЕ

Приведено моделирование процесса деформирования материала в вибровалковом измельчителе. Проведен анализ воздействия усилий от раздавливающе-сдвигового и от вибрационного (ударного) деформирования. Представлена модель колебательного движения вала.

Ключевые слова: деформации, усилие, сопротивление, вибровалковый измельчитель, эксцентриковый валок, вибрации.

L. L. Sotnik*

Senior Lecturer, Section Leader

L. A. Sivachenko**

Dr. Sc. Tech., Professor

*Educational Institution Baranavichy State University

**Interstate Higher Education Institution Belarusian-Russian University

MODELING OF THE MATERIAL DEFORMATION PROCESS IN A VIBRAROLL GRINDER

The article presents a simulation of the process of deformation of a material in a vibraroll grinder. The analysis of the impact of forces from crushing-shear and from vibration (shock) deformation is carried out. A model of the oscillatory motion of the roll is presented.

Keywords: deformations, force, resistance, vibraroll grinder, eccentric roll, vibration.

Измельчению подвергаются материалы, имеющие различную, прочность, твердость и абразивность. Процесс разделения исходного куска материала на отдельные части происходит, когда внешние механические силы превышают внутренние силы молекулярного взаимодействия. При этом процесс измельчения происходит с образованием новых поверхностей [1].

Согласно имеющимся в литературе данным [2–8] реальная прочность измельчаемых материалов на несколько порядков ниже теоретической прочности. Поверхностные слои материала являются потенциально возможными местами зарождения трещин.

Одной из важнейших характеристик, определяющих эффективность работы вибровалкового измельчителя является усилие воздействия валков на измельчаемый материал, которое напрямую влияет на энергозатраты процесса измельчения и зависит от многих параметров.

Для того чтобы разрушить тело, его необходимо деформировать на такую величину, при которой в материале возникнет разрушающее напряжение.

В вибровалковом измельчителе на материал действуют раздавливающе-сдвиговые и вибрационные (ударные) деформации [9–11]. Суммарное усилие, приходящееся на материал:

$$P_{\Sigma} = \bar{P}_p + \bar{P}_{\text{виб}}, \quad (1)$$

где P_p – усилие от раздавливающе-сдвигового воздействия; $P_{\text{виб}}$ – усилие от вибрационного воздействия.

Рассмотрим процесс разрушения материала раздавливающе-сдвиговым усилием в вибровалковой измельчителе при условии, что:

– нормальные напряжения действуют равномерно в рассматриваемом материале и распределяются по дуге валков;

– максимальное усилие возникает в зоне нейтрального угла;

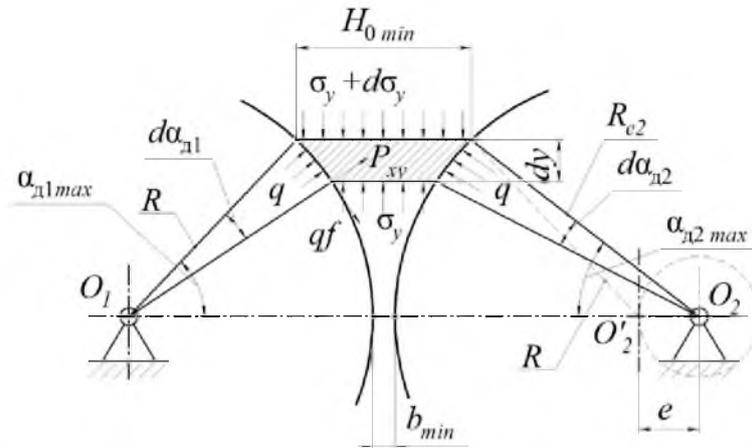


Рис. 1. Схема нагружения элементарного слоя материала при минимальном зазоре

– максимальное усилие возникает при минимальном значении межвалкового пространства.

Выделим элементарный слой материала толщиной dy , на который действуют осевые нормальные напряжения σ_y , распределенное нормальное усилие на поверхности вала q и касательная от распределенных усилий $f q$ (рис. 1).

Рассмотрим половину элементарного слоя и его нагружение (рис. 2).

Составим уравнения равновесия данного элементарного слоя в проекциях на оси x и y :

$$\sum F_x = 0;$$

$$q R d\alpha_d \cos\alpha_d + \tau_f R d\alpha_d \sin\alpha_d - \sigma_x dy = 0. \quad (2)$$

$$\sum F_y = 0; \quad \sigma_y h_x - (\sigma_y + d\sigma_y)(h_x + dh_x) + q R d\alpha_d \sin\alpha_d - \tau_f R d\alpha_d \cos\alpha_d = 0. \quad (3)$$

Согласно рисункам 1 и 2 имеем:

$$\sin\alpha_d = \frac{dh_x}{R d\alpha_d}; \quad dy = R d\alpha_d \cos\alpha_d.$$

Подставим эти соотношения в уравнения (2) и (3) с учетом, что $f q = F_{тр}$, получаем:

$$q R d\alpha_d \cos\alpha_d + f q R d\alpha_d \sin\alpha_d - \sigma_x R d\alpha_d \cos\alpha_d = 0; \quad (3)$$

$$\sigma_y dh_x + d\sigma_y h_x - q R d\alpha_d \sin\alpha_d + f q R d\alpha_d \cos\alpha_d = 0. \quad (4)$$

Приведем соотношение к виду:

$$q (\cos\alpha_d + f \sin\alpha_d) - \sigma_x \cos\alpha_d = 0. \quad (5)$$

Тогда:

$$q = \frac{\sigma_x \cos\alpha_d}{\cos\alpha_d + f \sin\alpha_d}. \quad (5)$$

Согласно рис. 2 имеем $q = Pxy$, $dh_x = R \sin\alpha_d d\alpha_d$, тогда:

$$\sigma_y dh_x + d\sigma_y h_x - P dh_x + F_{тр} \frac{dh_x}{\tan\alpha_d} = 0. \quad (6)$$

Текущее сопротивление слоя частиц можно определить по формуле, выведенной для ПВИ [12] с учетом преобразований для вибровалкового измельчителя:

$$P_i = \frac{0,71 f L \alpha_k \sigma_{сж}}{k_{ан}} \left(\frac{\xi f L b_{ср}}{S_r} \right) \times \frac{H_0 \tan\alpha_d}{\Delta h f_T (f_T + \tan\alpha_d)} \left(1 + \frac{f_T}{\tan\alpha_d} \left(1 - \frac{2(H_0 - b_{ср})}{H_0} \right) - \frac{(\tan\alpha_d - f_T) \left(\frac{H_0}{h_x} \right)^{\frac{f_T}{\tan\alpha_d}}}{\tan\alpha_d} \right), \quad (7)$$

где f и f_T – коэффициенты внутреннего и внешнего трения; L – периметр деформации, $L = 2(B + b_{ср})$, мм; α_k – относительная величина проекций суммарной контактной поверхности разрушаемых тел; $k_{ан}$ – коэффициент анизотропии; $\tan\gamma$ – среднестатистическая величина угла наклона площадки контакта анизотропных частиц к трем взаимно перпендикулярным осям координат; ξ – коэффициент бокового распора; S_r – площадь вала, м²; Δh – деформация слоя материала при его разрушении, м; h_x – толщина слоя частиц в начале деформации, м.

Анализ выражения (7) показывает, что величина усилия измельчения зависит от физико-механических свойств материалов и геометрии валков.

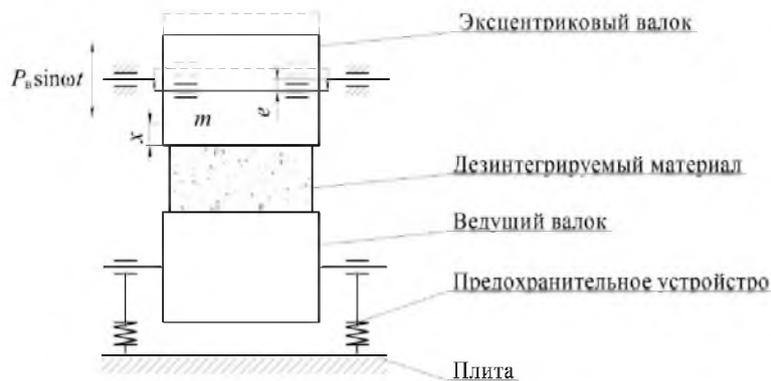


Рис. 3. Модель колебательного движения в горизонтальной плоскости

С другой стороны, усилие от вибрационного воздействия является силой инерции [1]:

$$P_{\text{виб}} = P_B \sin \omega_{\text{эв}} t, \quad (8)$$

где P_B – возбуждающее усилие, Н; $\omega_{\text{эв}}$ – угловая скорость эксцентрикового вала, об./мин.; t – время вибрирования, сек.

$$P_B = m \omega_{\text{эв}}^2, \quad (9)$$

где m – масса рабочего органа машины (валка), кг; $\omega_{\text{эв}}$ – угловая скорость колебательного движения эксцентрикового вала, сек.⁻¹.

Для анализа процесса уплотнения и деформирования измельчаемого материала эксцентриковым валком вибровалкового измельчителя была составлена модель, отражающая динамику колебательного движения эксцентрикового вала (рис. 3).

При этом при составлении модели принимаются во внимание следующие допущения:

– разрушаемый материал является упруго-вязко-пластичной, однородной средой;

– деформация материала происходит в результате воздействия нормальных нагрузок, возникающих от валка (касательные напряжения не учитываются);

– ведущий валок подпружинен, однако жесткость пружин больше жесткости деформируемого материала.

Дифференциальные уравнения данной колебательной системы:

$$m \ddot{x} = P_B \sin \omega_{\text{эв}} t - P_M(t), \quad (10)$$

где x – горизонтальное перемещение эксцентрикового вала, м; $P_M(t)$ – реакция на валок со стороны материала, Н.

Выразим реакцию на валок:

$$P_M(t) = P_B \sin \omega_{\text{эв}} t - m \ddot{x}.$$

Так как данная величина должна быть постоянной на протяжении всего процесса, определим возникающие контактные напряжения:

$$\sigma_K(t) = \frac{P_M(t)}{S_K(t)}, \quad (11)$$

где $S_K(t)$ – площадь пятна контакта валка с материалом, м².

$$S_K(t) = \frac{D(\alpha_d + \alpha_y)}{2} B = RB(\alpha_d + \alpha_y), \quad (12)$$

где α_d и α_y в радианах.

Тогда напряжение можно определить как:

$$\sigma_K(t) = \frac{P_B}{RB(\alpha_d + \alpha_y)} \cdot \sin \omega_{\text{эв}} t - \frac{m}{RB(\alpha_d + \alpha_y)} \cdot \frac{d^2 x}{dt^2}, \quad (13)$$

где x – абсолютная деформация материала, м или

$$\sigma_K(t) = \frac{P_B}{RB(\alpha_d + \alpha_y)} \cdot \sin \omega_{\text{эв}} t - \frac{m}{RB(\alpha_d + \alpha_y)} \cdot \int_{H_{0\text{деф}}}^{b_{\text{ср}}} H_i dH \cdot \frac{d^2 \varepsilon}{dt^2}, \quad (14)$$

где ε – относительная деформация материала, м.

Согласно проведенному теоретическому исследованию график зависимости изменения контактного напряжения при продвижении материала через рабочее пространство (рис. 4).

Наращение напряжений зависит от выбора конструктивных и технологических параметров вибровалкового измельчителя, в частно-

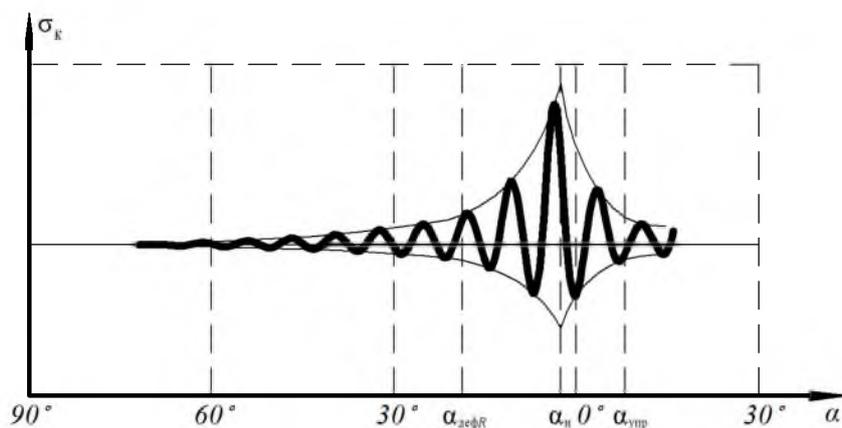


Рис. 4. Изменение контактного напряжения эксцентрикового вала за время его контакта с материалом в рабочем пространстве

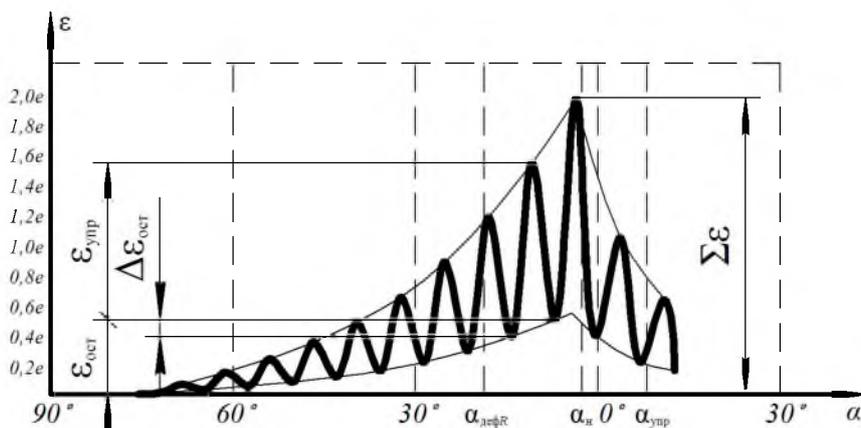


Рис. 5. Изменение деформации материал за время контакта эксцентрикового вала с деформируемым материалом

сти, величины эксцентриситета и частоты вращения эксцентрикового вала.

График, отображающий изменение остаточных деформаций измельчаемого материала за время контакта с эксцентриковым валком (рис. 5), где $\Sigma\varepsilon$ – полная деформация, мм; $\varepsilon_{упр}$ – упругая деформация, мм; $\varepsilon_{ост}$ – остаточная деформация, мм; $\Delta\varepsilon_{ост}$ – прирост остаточных деформаций материала после каждого силового импульса эксцентрикового вала, мм.

Согласно проведенному теоретическому анализу можно сказать, что с каждым силовым импульсом эксцентрикового вала происходит незначительное увеличение контактного напряжения (рис. 4), а также прирост остаточной деформации (рис. 5). Полная деформация от вибрационного воздействия состоит из упругой и остаточной составляющей деформаций. Прирост остаточной составляющей деформации приводит к увеличению коэффициента уплотне-

ния и служит показателем эффективности процесса деформирования.

Таким образом, совмещение вибрационного и вращательного движения вала вибровалкового измельчителя позволяет увеличить усилие, приходящееся на измельчаемый материал, что интенсифицирует его движение и способствует увеличению производительности измельчителя и степени измельчения материала [1].

Библиографический список

1. Дешко Ю. И., Креймер М. Б., Крыхтин Г. С. Измельчение материалов в цементной промышленности. М.: Стройиздат, 1966. 270 с.
2. Griffiths A. The Phenomena of Rupture and Flow in Solids // Philosophical Transactions of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences. 1921. Vol. 221. A 587. P. 163–198.

3. *Моргулис М. Л.* Вибрационное измельчение материалов. М.: Промстройиздат, 1957. 105 с.
4. *Ходаков Г. С.* Тонкое измельчение строительных материалов. М.: Стройиздат, 1972. 238 с.
5. *Акерман Ю. Э.* Справочник по обогащению. М.: Недра, 1982. 387 с.
6. *Колмогоров В. П.* Напряжения, деформации, разрушение. М.: Металлургия, 1970. 229 с.
7. *Зайцев Ю. В., Леонович С. Н.* Прочность и долговечность конструкционных материалов с трещиной. Минск: БНТУ, 2010. 362 с.
8. *Эберхардштайнер Й., Леонович С. Н., Зайцев Ю. В.* Прочность и трещиностойкость конструкционных строительных материалов при сложном напряженном состоянии. Минск: БНТУ, 2013. 522 с.
9. *Сиваченко Л. А., Сотник Л. Л.* Анализ работы подшипниковых узлов эксцентрикового вала вибровалкового измельчителя // Вестн. БарГУ. Сер. Технические науки. 2017. Вып. 5. С. 87–92.
10. *Сотник Л. Л., Сиваченко Л. А.* Исследование влияния отдельных факторов на степень измельченности в вибровалковом измельчителе методом математического планирования эксперимента // Горная механика и машиностроение. 2018. № 1. С. 30–36.
11. *Сиваченко Л. А., Сотник Л. Л., Богданович И. А.* Основы проектирования вибровалкового агрегата для дезинтеграторной обработки минеральных материалов // Научные технологии и инновации: сб. докладов междунар. науч.-практ. конф.: в 12 ч. Ч. 4: Энергосберегающие технологические комплексы и оборудование для производства строительных материалов. Белгород, 2016. С.179–185.
12. *Романович А. А.* Энергосберегающие агрегаты для измельчения материалов цементного производства с анизотропной текстурой: дисс. ... д-ра техн. наук. Белгород, 2014. 398 с.

УДК 615.453.43

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-168-169

Т. И. Фомичева*

кандидат технических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПОЛУЧЕНИЯ БИОЛОГИЧЕСКИ АКТИВНОЙ ДОБАВКИ ПУСТЫРНИК В ВИДЕ КАПСУЛ

Приведены сведения о биологически активной добавке, содержащей экстракт пустырника и другие полезные компоненты. Описано получение масляного экстракта пустырника для капсулирования.

Ключевые слова: биологически активная добавка, капсулы, пустырник.

T. I. Fomicheva*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

POSSIBILITY OF BIOLOGICALLY ACTIVE ADDITIVE PRODUCTION IN CAPSULES WITH MOTHERWORT

Biologically Active Additive with Motherwort Extract and other Useful Components was investigated. Oil Extract of Motherwort Obtaining for Capsulation is described

Keywords: biologically active additive, capsules, motherwort.

Сравнительно недавно в России появились форма выпуска лекарственных средств и биологически активных добавок в виде капсул.

Биологически активные добавки изготавливают в различных формах выпуска: капсул различных видов, экстрактов, настоек, сиропов, порошков, таблеток, концентратов. Сырьем для производства являются материалы природного происхождения: растительное, животное или минеральное сырье, переработанное химическими и биотехнологическими способами.

Капсулированная форма выпуска отличается от иных видов следующими преимуществами.

Капсула может быть заполнена субстанцией как твердого, так и жидкого агрегатного состояния.

Обычно используются капсулы из желатина. Оболочка подобной капсулы легко растворяется в пищеварительной системе человека, в результате ускоряется воздействие препарата на организм.

В настоящее время имеется большой выбор желатиновых капсул, которые могут быть получены на различных капсуляторных устройствах.

Мягкие и шовные желатиновые капсулы обычно заполняют жирами, маслами, растворами. Твердые капсулы заполняют в основном порошками и гранулированными веществами, но возможно и заполнение маслами.

Пустырник известен как успокоительное средство, одновременно оказывающее лечебное действие на сердечно-сосудистую систему [1, 2].

В настоящее время в реестр лекарственных средств России включены трава пустырника, настойка пустырника и таблетки с экстрактом пустырника. Сухой экстракт зарегистрирован как растительное сырье. Настойку пустырника получают путем экстракции травы 79 % этиловым спиртом. Вследствие наличия спирта настойка противопоказана при беременности и детям до 12 лет [3].

В состав таблеток с экстрактом входит лактоза, что накладывает определенные ограничения на их использование [4], известно также изготовление твердых желатиновых капсул с сухим экстрактом.

В народной медицине пустырник применяется в виде настоя [5].

Описанные формы пустырника не обеспечивают достаточного эффекта.

Получение масляного экстракта пустырника для дальнейшего капсулирования возможно при помощи роторно-пульсационного аппарата.

Иридоиды рассматривают как одни из основных действующих веществ в траве пустырника. Известный препарат иридол – масляный экстракт этого лекарственного растительного сырья – стандартизирован по иридоидам [7], проявляет анксиолитическое действие в экспери-

менте. Капсулирование в мягкую желатиновую капсулу масляного экстракта пустырника с добавлением витамина Е дает хороший результат [8].

Представляет интерес получение биологически активной добавки к пище, содержащей сухой экстракт пустырника и масляный экстракт одновременно. Пустырник содержится в капсуле в виде масляного раствора во внутреннем наполнении, сухой экстракт входит в состав оболочки мягкой желатиновой капсулы.

Масляный экстракт получали путем масляной экстракции с предварительным замачиванием растительного сырья этиловым спиртом оптимальной концентрации. Обработка в роторно-пульсационном аппарате позволяет исключить разрывания растительных клеток, в результате достигается быстрая экстракция сырья с диффузией биологически-активных веществ в весь объем экстрагента. Коэффициент использования сырья повышается. Капсулирование может быть осуществлено как в мягкую желатиновую капсулу, так и в шовную желатиновую капсулу [9].

В качестве дополнительных компонентов используют масляный экстракт зверобоя, витамины В1, В6 и витамин Е.

Сухой экстракт зверобоя содержит гиперин, как основное вещество, а сухой экстракт пустырника – иридоиды. Зверобой известен, как эффективный антидепрессант, применяемый для снятия тревожных состояний, нормализует центральную нервную систему.

Витамин Е стабилизирует мембранный обмен клеток головного мозга.

Витамины В1 и В6 благоприятно воздействуют на ЦНС.

В1 обеспечивает нормальное функционирование нейрональных мембран, энергетических процессов в клетке, снимает беспокойство, депрессию, утомляемость, бессонницу.

В6, или пиридоксин, участвует в синтезе нейромедиаторов и отвечает за интеллект и память, снимает раздражительность и тревогу.

Дополнительные компоненты – масляный экстракт зверобоя, витамины В1, В6 и витамин Е.

В оболочку капсул добавлены сухие экстракты трав. Сухой экстракт зверобоя содержит гиперин как основное вещество, а сухой экстракт пустырника – иридоиды.

Примером биологически активной добавки к пище могут служить капсулы массой 270 мг.

Мягкая желатиновая капсула содержит в качестве наполнителя пустырника масляный экстракт 100 мг, зверобоя масляный экстракт 90 мг и витамин Е в количестве 1,24 мг.

Желатиновая оболочка капсулы содержит пустырника экстракт сухой (мг) – 0,67, (иридоиды), зверобоя экстракт сухой (гиперин) 0,025, тиамин гидрохлорид (витамин В1), пиридоксин гидрохлорид (витамин В6).

Суточная доза приема для детей старше 14 лет и взрослых составляет по 3 капсулы 2 раза в день. Для взрослых: гиперин 0,15 мг – 50 % от АУП, витамин Е 5 мг – 50 % от ДСД (допустимая суточная доза), витамин В1 0,75 мг – 50 % от ДСД, витамин В6 1 мг – 50 % от ДСД.

Шовная капсула имеет массу 1400 мг, содержит 523 мг экстракта пустырника; 470,5 мг зверобоя и 6,5 мг витамина Е. Шовная капсула удобна в применении, имеет удлиненную форму.

Подобный состав обеспечивает как повышенное содержание иридоидов, так и дополнительные компоненты для усиления действия пустырника.

Библиографический список

1. Евдокимова Н. И., Пулатова Т. П., Исамухамедова М. А. Иридоиды растений семейства яснотковых как фармакологически активные вещества // Организация и экономика фармации, технология и фармакология некоторых лекарственных препаратов. Ташкент, 1990. С. 50–53.
2. Министерство здравоохранения Российской Федерации. Фармакопейная статья. Пустырника трава. ФС.2.5.0034.15; Leonuri herba взамен ГФ XI. Вып. 2, ст. 54 (изм. № 5 от 16.06.1999).
3. Пастушенко Л. В. Растения – друзья здоровья. Л.: Лениздат, 1989. 191 с.
4. ОПР 64-46245913-001-01. Опытнo-промышленный регламент на производство препарата «Иридол капсулы 0,3 г».
5. Макаров В. Г., Александрова А. Е., Шиков А. Н. Экспериментальное и клиническое изучение влияния препарата иридол на центральную нервную систему // Эксперим. и клинич. фармакология. 2006. Т. 69. № 3. С. 23–25.
6. Fomicheva T., Nuzhdov P. New Motherwort in Soft Gelatin capsule Reviews of clinical pharmacology and drug therapy. 2019. Vol. 17, Suppl. 201919-20.
7. Мнацакян В. А. Иридоидные гликозиды. Ереван, 1986. 187 с.

УДК 62-50

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-170-174

Д. В. Шишлаков*

кандидат технических наук, доцент

В. И. Гончарова*

студентка

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЗВЕНА С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Рассматривается математическая модель звена с распределенными параметрами. Получены результаты для длинной электрической линии, которые могут быть в полной мере использованы для синтеза систем автоматического управления, содержащих гидравлические трубопроводные линии.

Ключевые слова: параметрический синтез, линеаризация, САУ с распределенными параметрами, нелинейные системы, гидравлические трубопроводные линии (ТЛ).

D. V. Shishlakov*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

V. I. Goncharova*

Student

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

MATHEMATICAL MODEL OF A LINK WITH DISTRIBUTED PARAMETERS

The article considers a mathematical model of a link with distributed parameters. Results are obtained for a long electric line, which can be fully used by the synthesis of automatic control systems containing hydraulic pipeline lines.

Keywords: parametric synthesis, linearization, ACS with distributed parameters, nonlinear systems, hydraulic pipeline lines.

В качестве звена с распределенными параметрами рассмотрена длинная линия без потерь, разомкнутая на конце. Полагаем, что нагрузкой рассматриваемой САУ является устройство с бесконечно большим выходным сопротивлением. Это дает возможность учитывать волновые явления гидравлического удара в трубопроводах и волновые процессы в длинных электрических линиях при передаче по ним воздействий от одного звена системы автоматического управления к другому или же при регулировании процессов в самих трубопроводах, или длинных линиях.

Уравнение электрической линии без потерь имеет вид [1]:

$$\begin{cases} -\frac{\partial u}{\partial x} = L \frac{\partial i}{\partial t}, \\ -\frac{\partial i}{\partial x} = C \frac{\partial u}{\partial t}, \end{cases} \quad (1)$$

где u – напряжение; i – ток в произвольных точках, определенных координатой x вдоль линии; L и C – индуктивность и емкость единицы длины линии.

Уравнение трубопровода без учета потерь имеет вид:

$$\begin{cases} -\frac{\partial P}{\partial x} = \rho_* \cdot \frac{\partial \vartheta}{\partial t}, \\ -\frac{\partial \vartheta}{\partial x} = \frac{1}{\rho_* \cdot g_0^2} \cdot \frac{\partial P}{\partial t}, \end{cases} \quad (2)$$

где P – давление в сечении трубопроводной линии (ТЛ) в момент времени t ; ϑ – скорость жидкости в сечении ТЛ в момент времени t ; ρ_* – плотность жидкости; g_0 – скорость звука в жидкости ТЛ.

Вид уравнений (1) и (2) показывает, что процессы в гидравлической ТЛ могут быть исследованы с помощью аналоговой модели четырехполюсника электрической линии.

При этом необходимо учитывать следующую аналогию: характер изменения давления P и скорости жидкости ϑ (уравнения (2)) соответствует изменению напряжения u и тока i в четырехполюснике. Кроме того, индуктивность электрической цепи модели L пропорциональна плотности жидкости ρ_* , поскольку как с увеличением индуктивности замедляется пе-

реходный процесс по току i , так и с увеличением плотности жидкости ρ замедляется скорость течения жидкости в ТЛ. Емкость длинной электрической линии C обратно пропорциональна величине $\rho \vartheta_0^2$, поскольку увеличение емкости замедляется рост напряжения на выходе линии, что аналогично замедлению передачи давления со выхода на выход ТЛ при уменьшении скорости распространения звука в жидкости ТЛ.

Таким образом, исходя из приведенной аналогии результаты, полученные ниже для длинной электрической линии, могут быть в полной мере использованы при построении математической модели для решения задачи синтеза содержащих гидравлические ТЛ.

Для длинной электрической линии без потерь справедливы следующее уравнения:

$$\begin{cases} u(x,s) = u_{ex}(s) \cdot \frac{ch \cdot \vartheta(l-x)}{ch \vartheta l}, \\ i(x,s) = u_{ex}(s) \cdot \frac{sh \cdot \vartheta(l-x)}{\rho ch \vartheta l}, \end{cases} \quad (3)$$

где $u_{ex}(s)$ – изображение по Лапласу напряжения на входе линии;

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}; \quad v = s\sqrt{LC}. \quad (4)$$

Для решения задачи параметрического синтеза нелинейных САУ, содержащих звенья с распределенными параметрами, необходимо рассмотреть следующие вопросы:

– определение краевых условий средних по длинной линии;

– определение оригиналов $u_{вых}(t)$ и $i_{вых}(t)$ для использования последних в уравнениях состояния, описывающих динамику САУ с распределенными параметрами;

– определение граничных значений моментов коммутации t_p нелинейного элемента.

Определим оригиналы $u_{вых}(t)$ и $i_{вых}(t)$ средние по длине линии в случае воздействия произвольного вида $u_{ex}(t)$ на выходе линии.

Для входного воздействия произвольного вида $u_{ex}(t)$, прикладываемого в момент $t=0$, переходный процесс на выходе звена при нулевых начальных условиях может быть определен на основании интеграла Дюамеля-Карсона по переходной функции:

$$u_{вых}(t) = u_{ex}(0)h(t) + \int_0^t u_{ex}(\lambda)h(t-\lambda)d\lambda, \quad (5)$$

где λ – вспомогательное время интегрирования, изменяющихся в пределах от нуля до рассматриваемого текущего момента t , $h(t)$ – переходная характеристика звена.

В случае звена с распределенными параметрами выражение (5) будет иметь вид:

$$u_{вых}(t,x) = u_{ex}(0)h(t,x) + \int_0^t u_{ex}(\lambda)h(t-\lambda,x)d\lambda. \quad (6)$$

Используя соотношение (6), определим среднее по длине значение координат выхода звена с распределенными параметрами, которое совпадает с выходом системы. В результате имеем:

$$\begin{aligned} \theta_{cp}(t) &= \frac{1}{l} \int_0^l \theta(t,x) dx = \\ &= \frac{1}{l} \int_0^l dx \left[u_{ex}(0)h(t,x) + \int_0^t u_{ex}(\lambda)h(t-\lambda,x)d\lambda \right] \end{aligned} \quad (7)$$

либо после простых преобразований получаем:

$$\begin{aligned} \theta_{cp}(t) &= \frac{1}{l} u_{ex}(0) \int_0^l h(t,x) dx + \\ &+ \frac{1}{l} \int_0^l dx \int_0^t u_{ex}(\lambda)h(t-\lambda,x)d\lambda. \end{aligned} \quad (8)$$

Изменим порядок интегрирования во втором интеграле соотношения (8):

$$\begin{aligned} \theta_{cp}(t) &= \frac{1}{l} u_{ex}(0) \int_0^l h(t,x) dx + \\ &+ \frac{1}{l} \int_0^t u_{ex}(\lambda) d\lambda \int_0^l h(t-\lambda,x) dx. \end{aligned} \quad (9)$$

Обозначим:

$$h_{cp}(t-\lambda) = \frac{1}{l} \int_0^l h(t-\lambda,x) dx \quad (10)$$

либо при $\lambda=0$

$$h_{cp}(t) = \frac{1}{l} \int_0^l h(t,x) dx. \quad (11)$$

С учетом принятых обозначений (10), (11) окончательно имеем:

$$\begin{aligned} \theta_{cp}(t) &= u_{ex}(0)h_{cp}(t) + \\ &+ \int_0^t u_{ex}(\lambda)h_{cp}(t) + \int_0^t u_{ex}(\lambda)h_{cp}(t-\lambda)d\lambda. \end{aligned} \quad (12)$$

Используя соотношения (10), (11), можно определить оригиналы средних по длине линии значений передаточных функции звена с распределенными параметрами по направлению и току.

Изображениям $u(x,s)$ и $i(x,s)$ при включении линии на постоянный сигнал соответствуют следующие оригиналы:

$$u(t,x) = 1 - \frac{4}{\pi} \sum_{K=0}^{\infty} (-1)^K \frac{\left(\cos\left(\frac{2K+1}{2} \cdot \frac{l-x}{l} \pi\right) \times \cos\left(\frac{2\pi+1}{2} \pi \frac{t}{\sqrt{LC}}\right) \right)}{2K+1} \quad (13)$$

$$i(t,x) = \frac{4}{\pi\rho} \sum_{K=0}^{\infty} (-1)^K \frac{\left(\sin\left(\frac{2K+1}{2} \cdot \frac{l-x}{l} \pi\right) \times \sin\left(\frac{2\pi+1}{2} \pi \frac{t}{\sqrt{LC}}\right) \right)}{2K+1} \quad (14)$$

Используя уравнения (11), (10) и (13), найдем среднее по длине значение оригинала передаточной функции длинной линии по напряжению при $\lambda=0$ и $\lambda \neq 0$:

$$h_{ucp}(t) = \frac{1}{l} \int_0^l u(t,x) dx \quad (15)$$

При $\lambda=0$ получаем следующее:

$$h_{ucp}(t) = \frac{1}{l} \int_0^l dx - \frac{4}{\pi} \sum_{K=0}^{\infty} (-1)^K \frac{\cos\left(\frac{2K+1}{2}\right)}{K+1} \times \frac{1}{l} \int_0^l \cos\left(\frac{2K+1}{2} \cdot \frac{l-x}{l} \pi\right) dx, \quad (16)$$

где

$$\tau = \frac{t}{\sqrt{LC}} \quad (17)$$

После интегрирования уравнения (16) получаем следующее:

$$h_{ucp}(t) = 1 - \frac{8}{\pi^2} \sum_{K=0}^{\infty} (-1)^K \frac{\left(\sin\left[(2K+1)\frac{\pi}{2}\right] \times \cos\left[(2K+1)\frac{\pi}{2}\tau\right] \right)}{(2K+1)^2} \quad (18)$$

Далее после простых преобразований приводим выражение (18) к виду:

$$h_{ucp}(t) = 1 - \frac{4}{\pi^2} \left[\sum_{K=0}^{\infty} (-1)^K \frac{\sin\left[(2K+1)\frac{\pi}{2}(1-\tau)\right]}{(2K+1)^2} + \sum_{K=0}^{\infty} (-1)^K \frac{\sin\left[(2K+1)\frac{\pi}{2}(1+\tau)\right]}{(2K+1)^2} \right], \quad (19)$$

где

$$\sum_{K=1}^{\infty} (-1)^K \frac{\sin[(2K+1)z]}{(2K+1)^2} = \frac{\pi}{4}(\pi-z), \text{ при } -\frac{\pi}{2} \leq z \leq \frac{\pi}{2} \\ = \frac{\pi}{4}(\pi-z), \text{ при } \frac{\pi}{2} \leq z \leq \frac{3\pi}{2}. \quad (20)$$

С учетом (20) формула (19) приобретает вид:

$$h_{ucp}(t) = 1 - \frac{4}{\pi^2} \times \left[\sin\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2}\tau\right) + \frac{\pi^2}{8}(1-\tau) + \sin\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2}\tau\right) + \frac{\pi^2}{8}(1+\tau) \right]$$

либо после простых преобразований с учетом (19) окончательно получаем:

$$h_{ucp}(t) = \frac{8}{\pi^2} \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{t}{\sqrt{LC}}\right) \quad (21)$$

Аналогично (21) найдем среднее по длине значение оригинала передаточной функции длинной линии по току при $\lambda=0$:

$$h_{icp}(t) = \frac{1}{l} \int_0^l i(t,x) dx \quad (22)$$

С учетом (14) получаем:

$$h_{icp}(t) = \frac{4}{\pi\rho} \sum_{K=0}^{\infty} (-1)^K \frac{\sin\left[(2K+1)\frac{\pi}{2}\tau\right]}{2K+1} \times \frac{1}{l} \int_0^l \sin\left(\frac{2K+1}{2} \cdot \frac{l-x}{l} \pi\right) dx \quad (23)$$

Интегрируя выражение (23) получаем:

$$h_{icp}(t) = \frac{8}{\pi^2\rho} \left[\sum_{K=0}^{\infty} (-1)^K \frac{\sin(2K+1)\frac{\pi}{2}\tau}{(2K+1)^2} - \sum_{K=0}^{\infty} (-1)^K \frac{\sin\left[(2K+1)\frac{\pi}{2}\tau\right] \cos\left[(2K+1)\frac{\pi}{2}\right]}{(2K+1)^2} \right] \quad (24)$$

После простых преобразований приводим выражение (24) к виду:

$$h_{icp}(t) = \frac{8}{\pi^2 \rho} \times \left[\begin{aligned} & \sum_{K=0}^{\infty} (-1)^K \frac{\sin \left[(2K+1) \frac{\pi}{2} \tau \right]}{(2K+1)^2} + \\ & + \frac{1}{2} \sum_{K=0}^{\infty} (-1)^K \frac{\sin \left[(2K+1) \frac{\pi}{2} (\tau-1) \right]}{(2K+1)^2} - \\ & - \frac{1}{2} \sum_{K=0}^{\infty} (-1)^K \frac{\sin \left[(2K+1) \frac{\pi}{2} (1+\tau) \right]}{(2K+1)^2} \end{aligned} \right]. \quad (25)$$

Затем используя формулу (20), приводим соотношение (25) к виду:

$$h_{icp}(t) = \frac{8}{\pi^2 \rho} \times \left[\begin{aligned} & \sin \left(\frac{\pi}{2} \tau \right) + \frac{\pi^2}{8} \tau + \\ & + \frac{1}{2} \left[\cos \left(\frac{\pi}{2} \tau \right) + \frac{\pi^2}{2} (1-\tau) - \cos \left(\frac{\pi}{2} \tau \right) - \frac{\pi^2}{8} (1+\tau) \right] \end{aligned} \right]$$

либо после простых преобразований с учетом (18) окончательно получаем:

$$h_{icp}(t) = \frac{8}{\pi^2 \rho} \sin \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{t}{l\sqrt{LC}} \right). \quad (26)$$

Аналогично (21) и (26) можно получить соотношения $h_{ucp}(t-\lambda)$ и $h_{icp}(t-\lambda)$ (то есть $\lambda \neq 0$)

$$h_{ucp}(t-\lambda) = -\frac{8}{\pi^2} \cos \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{t-\lambda}{l\sqrt{LC}} \right) \quad (27)$$

$$h_{icp}(t-\lambda) = \frac{8}{\pi^2} \sin \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{t-\lambda}{l\sqrt{LC}} \right). \quad (28)$$

Таким образом, используя соотношения (14), (21), (26)÷(28), можно определить среднее по длине значение координаты выхода звена с распределенными параметрами в момент времени t_p при входном сигнале произвольного вида.

В [2] показано, что период собственных колебаний T определяется как:

$$T = 4l\sqrt{LC}, \quad (29)$$

а если бы индуктивность и емкость длинной линии были сосредоточены, то период собствен-

ных колебаний T_0 такого контура из катушки с индуктивностью Ll и емкости Cl был бы:

$$T_0 = 4l\sqrt{LC}. \quad (30)$$

Тогда выражения (21), (26) можно представить в виде:

$$h_{ucp}(t) = -\frac{8}{\pi^2} \cos \left(\frac{2\pi t}{T} \right), \quad (31)$$

$$h_{icp}(t) = \frac{8}{\pi^2} \sin \left(\frac{2\pi t}{T} \right) \quad (32)$$

либо

$$h_{ucp}(t) = -\frac{8}{\pi^2} \cos \left(\frac{\pi^2 t}{T_0} \right), \quad (33)$$

$$h_{icp}(t) = \frac{8}{\pi^2} \sin \left(\frac{\pi^2 t}{T_0} \right). \quad (34)$$

Необходимо отметить, что выражения $h_{ucp}(t)$ и $h_{icp}(t)$ были получены исходя из того,

что аргумент ряда (20) изменяется от $\frac{\pi}{2}$ до $\frac{3\pi}{2}$.

Поэтому необходимо определить пределы изменения величины t , в которых полученные соотношения $h_{ucp}(t)$ и $h_{icp}(t)$ будут справедливы.

Если $-\frac{\pi}{2} \leq z \leq \frac{3\pi}{2}$, то можно записать:

$$-\frac{\pi}{2} \leq \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{t}{l\sqrt{LC}} \right) \leq \frac{3\pi}{2},$$

$$-\frac{\pi}{2} \leq \frac{\pi}{2} \left(1 + \frac{t}{l\sqrt{LC}} \right) \leq \frac{3\pi}{2}.$$

Откуда получим, что

$$-2l\sqrt{LC} \leq t \leq 2l\sqrt{LC}.$$

Очевидно, что физический смысл имеют лишь положительные значения координаты времени. Следовательно, формулы, определяющие $h_{ucp}(t)$ и $h_{icp}(t)$, будут справедливы лишь в случае изменения t в пределах:

$$0 \leq t \leq 2l\sqrt{LC}. \quad (35)$$

Используя выражение (36), можно оценить порядок величины t_{max} для различных электрических длинных линий и гидравлических трубопроводных линий.

Так как для линий связи важным является создание условий, при которых отсутствовали бы искажения формы передаваемого сигнала (тока и напряжения), то необходимо, чтобы вол-

новое сопротивление, коэффициент затухания и фазовая скорость не зависели от частоты, что достигается, когда коэффициент фазы пропорционален частоте [3–6].

При этом фазовая скорость принимает максимальное значение:

$$\vartheta_{max} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (36)$$

и равна скорости распространения электромагнитных волн в диэлектриках, окружающих провода линии.

С учетом (36) получаем:

$$t \leq \frac{2l}{\vartheta_{max}}. \quad (37)$$

Для воздушных линий $\vartheta_{max} \approx 3 \cdot 10^8 \frac{м}{с}$, а для кабельных линий $\vartheta_{max} < 3 \cdot 10^8 \frac{м}{с}$, поскольку

диэлектрическая проницаемость изоляции в кабеле больше диэлектрической проницаемости воздуха. С учетом того, что обычно длина линий связи составляет сотни и тысячи километров, получаем $t_{max} \approx 0,01 \div 0,11 с$.

Для трубопроводных линий t_{max} зависит от скорости распространения звука в жидкости ТЛ:

$$t_{max} \leq \frac{2l}{\vartheta_0}. \quad (38)$$

Из формулы (38) следует, что при $\vartheta_0 \approx 1000 \frac{м}{с}$ и длине равной десяткам метров – $t_{max} \approx 0,02 \div 0,2 с$.

Библиографический список

1. Теоретические основы электротехники: учебник для вузов: в 3 т. 5-е изд. / К. С. Демирчян, Л. Р. Нейман, Н. В. Коровкин, В. Л. Чечурин. СПб.: Питер, 2009. 512 с.
2. Базаров А. А. Синтез системы автоматического регулирования для объектов с распределенными параметрами, содержащих звенья запаздывания. Самара, 2011.
3. Moore C., Smith C., Murril P. Instruments and Control Systems, 43 (1), 70, 1970.
4. Демиденко Н. Д., Терещенко Ю. А., Мельник И. Н. Математическое моделирование и оптимизация систем с распределенными параметрами // Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета имени академика М. Ф. Решетнева. С. 29–34.
5. Егоров А. И., Знаменская Л. Н. Введение в теорию управления системами с распределенными параметрами: учеб. пособие. СПб.: Лань, 2017. 292 с.
6. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория автоматического управления: изд. 4-е, перераб. и доп. СПб.: Профессия, 2003. 752 с.

УДК 621.8

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-175-180

Е. Л. Шошин*

кандидат технических наук, доцент

*Сургутский государственный университет ХМАО-Югры

УПРАВЛЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫМ СКАНИРОВАНИЕМ ПРОМЫШЛЕННЫХ СТРОИТЕЛЬНЫХ КОНСТРУКЦИЙ

Рассмотрены функциональные возможности устройства радиолокационного сканирования строительных конструкций. Раскрыты решения по схематехническому проектированию блока позиционирования антенн подповерхностного радиолокационного зондирования. Описаны режимы управления позиционированием антенн в программе HarvestGPR. Приведены результаты радиолокационного сканирования бетонных и деревянных конструкций.

Ключевые слова: шаговые двигатели, контроллер, радиолокационное сканирование, позиционирование антенн.

E. L. Shoshin*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*Surgut state University of KHMAO-Yugra

CONTROL OF RADAR SCANNING OF INDUSTRIAL BUILDING STRUCTURES

The article describes the functionality of the device radar scanning of building structures. The solutions for the schematic design of the antenna positioning unit of subsurface radar sensing are disclosed. The modes of antenna positioning control in HarvestGPR program are described. The results of radar scanning of concrete and wooden structures are presented.

Keywords: stepper motors, controller, radar scanning, antenna positioning.

При промышленном производстве бетонных блоков, плит, деревянных конструкций актуальной является задача контроля качества выпускаемой продукции [1]. Одним из методов неинвазивного контроля выступает георадарное обследование [2–3], позволяющее по результатам радиолокационного сканирования определить типоразмер изделия, параметры вмещающей среды, выявить металлические включения, дефекты, при необходимости составить технический паспорт.

В сложившейся практике радиолокационного обследования строительных конструкций георадарное профилирование выполняет оператор ручным перемещением приемопередающих антенн по намеченным линиям с последующим построением радиолокационных изображений конструкций [2]. В таких условиях трудно обеспечить одинаковые условия сканирования однотипных строительных блоков, и формируемые радиолокационные изображения строительных конструкций содержат ошибки оператора. Георадарный контроль характеристик строительных конструкций при их промышленном изготовлении предполагает автоматизацию процессов радиолокационного зондирования и последующей обработки полученных дан-

ных с помощью устройства радиолокационного сканирования [4].

Радиолокационное сканирование строительных конструкций

При работе георадара происходит излучение сверхширокополосных наносекундных импульсов, прием сигналов, отраженных от границ раздела изучаемой среды, стробоскопическая обработка принятых сигналов, измерение временных интервалов между отраженными импульсами. Формирование зондирующих сигналов осуществляется методом ударного возбуждения антенн перепадом напряжения с фронтом наносекундной длительности. Стробоскопическое приемное устройство включает в себя широкополосный усилитель с временной автоматической регулировкой усиления, используемый при приеме рассеянных сигналов, получивших ослабление пропорциональное глубине залегания исследуемого объекта в подповерхностной среде.

Процессом зондирования, заданием интервала времени развертки, коэффициента усиления и фильтрации стробоскопического сигнала управляет блок управления и обработки (БУО).

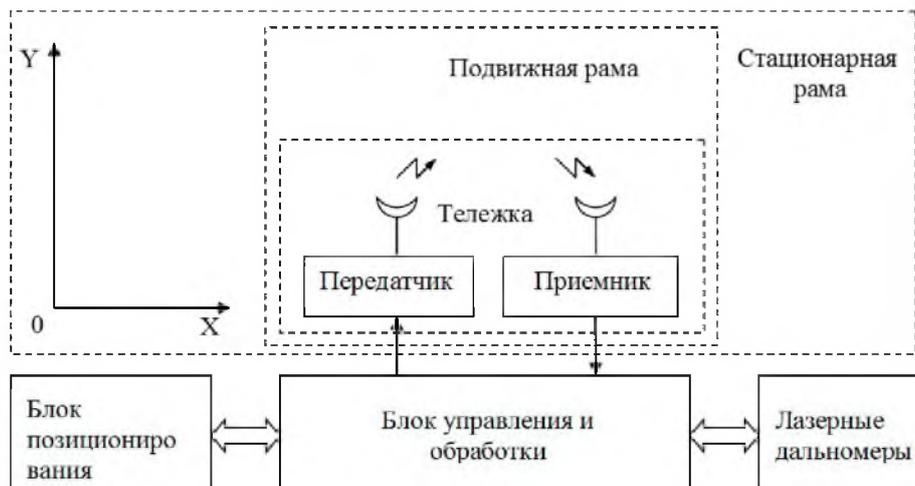


Рис. 1. Структурная схема устройства радиолокационного сканирования

Обработка данных радиолокационного зондирования может осуществляться как в режиме реального времени, так и в режиме постобработки. В последнем случае можно детально проработать выявленные в ходе зондирования неоднородности, выполнить интерпретацию обнаруженных локальных объектов и представить информацию в удобной для пользователя форме.

На рис. 1 приведена структурная схема устройства радиолокационного сканирования.

Блок управления и обработки подключается непосредственно к приемному и передающему антенному блокам. Вывод данных радиолокационного зондирования производится на цветной жидкокристаллический индикатор, имеющий повышенную контрастность и работающий в диапазоне значений температуры окружающей среды $-20...50^{\circ}\text{C}$. В качестве антенных блоков могут быть использованы АБ-1200, АБ-1700 от георадара ОКО, способные с помощью встроенных передатчиков и приемников формировать радиолокационные изображения строительных конструкций с пространственным разрешением 3–5 см при глубине зондирования 1,0–1,5 м. Блок позиционирования (БП) выполняет сканирование приемо-передающих антенн по поверхности строительной конструкции с использованием тележки и подвижной рамы в пределах границ стационарной рамы (рис. 1). Размер стационарной рамы должен быть выбран таким, чтобы позволял осуществить сканирование промышленных конструкций и измерение габаритных размеров. Блок позиционирования конструктивно состоит из контроллера шаговых двигателей и пуль-

та дистанционного управления (ПДУ), которые взаимодействуют между собой при помощи радиointерфейса. С помощью USB-портов БУО посылает управляющие сигналы и принимает данные измерений от ПДУ и лазерных дальномеров. Погрешность измерения расстояния лазерных дальномеров фирмы Bosch при длине волны 635 нм составляет 1,5 мм. Два лазерных дальномера GLM 100 при запуске управляющими сигналами БУО выполняют измерения длины и ширины строительной конструкции. Профили сканирования строительной конструкции и значения габаритов записываются на дисковый накопитель БУО.

Схемотехническое проектирование

Радиолокационное изображение строительной конструкции формируется при перемещении приемо-передающего антенного блока вдоль (по оси OX) или поперек (по оси OY) сканирующего поля (рис. 1), при этом исследуемый объект должен находиться в ближнем поле излучения. При формировании 3D-изображения БП выполняет перемещение антенного блока по траектории «змейка» с пошаговым позиционированием последовательно по осям OX и OY соответственно. Стационарная рама является несущим элементом и обеспечивает возвратно-поступательные перемещения подвижной рамы. Подвижная рама служит для перемещения антенны георадара по оси OX , а тележка обеспечивает перемещение антенны георадара по оси OY .

Раскроем техническую реализацию блока позиционирования антенн. Функции управления электроприводами реализованы в контроллере шаговых двигателей. В качестве шаговых двигателей были выбраны двигатели серии FL57STH51, обладающие крутящимся моментом в 7,2 кГ·см и способные осуществлять позиционирование с точностью не хуже 2 мм.

Технические характеристики FL57STH51:

- угловой шаг 1,8°;
- ток фазы 1 А;
- момент инерции ротора 275 г·см².

Работа шаговых двигателей происходит под управлением модуля SMD-15 (производство НПФ «Электропривод»), который формирует логические сигналы «разрешение», «шаг» и «направление». Поворот ротора шаговых двигателей на один шаг осуществляется по фронту сигнала «шаг» в сторону, заданную сигналом «направление». Установка максимального тока фаз двигателя и величина дробления шага осуществ-

ляется микропереключателями на корпусе блока.

Пульт дистанционного управления позволяет задавать следующие параметры позиционирования:

- «Speed» – скорость сканирования;
- «Size-X» – размер шага сканирования по оси X;
- «Size-Y» – размер шага сканирования по оси Y;
- «Home-X» – начальная точка сканирования по оси X;
- «Home-Y» – начальная точка сканирования по оси Y;
- «End-X» – конечная точка сканирования по оси X;
- «End-Y» – конечная точка сканирования по оси Y.

На рис. 2 приведена схема электрическая принципиальная дистанционного пульта управления. Выбор 8-разрядного микроконтроллера

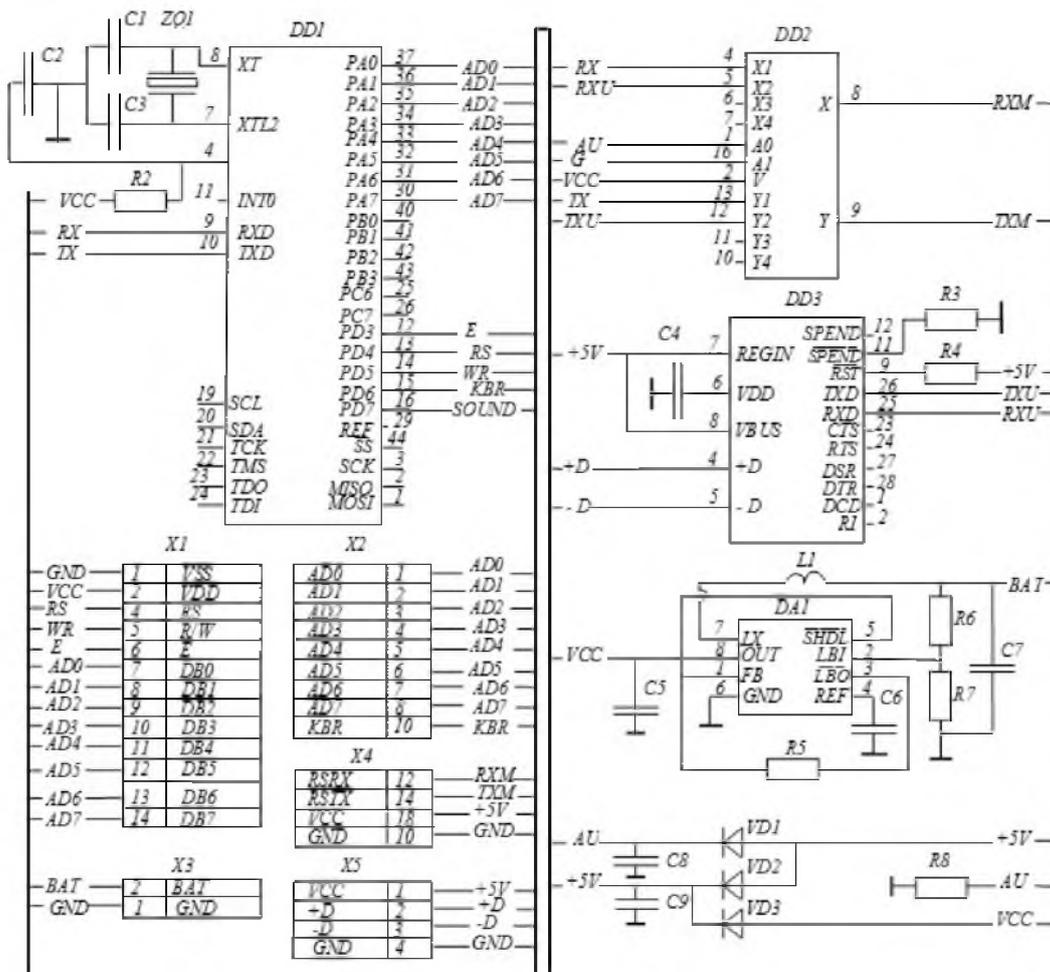


Рис. 2. Схема электрическая принципиальная пульта дистанционного управления

ра ATMEGA16 объясняется его высокой производительностью, RISC-архитектурой, низким энергопотреблением, энергонезависимостью памяти программ и памяти данных. Источник электропитания ПДУ реализован на двух пальчиковых батареях AA номинальным напряжением 1,5 В каждая. На микросхеме MAX1674 (DA1) собран преобразователь DC-DC, формирующий питающее напряжение 5 В, необходимое для работы микроконтроллера.

Взаимодействие между контроллером шаговых двигателей и пультом дистанционного управления реализовано при помощи радиомодема РМД-400 OEM, выполненного в виде печатной платы на микросхеме CC1020 и подключенного к контактной группе разъема X4. Радиомодем РМД-400 OEM работает на частоте 433 МГц, при этом способен передавать данные со скоростью до 115200 Бод, обладает способностью к обнаружению и исправлению ошибок и имеет выходную мощность передатчика 10 мВт, что позволяет его применять на безлицензионной основе.

Предусмотрены два режима управления позиционированием – ПДУ и БУО.

В режиме управления ПДУ все установки и контроль за позиционированием антенн выполняет оператор, используя встроенную в ATMEGA16 программу управления. Предусмотрена возможность обновления программы управления (разъем X2). В режиме управления БУО пульт дистанционного управления вы-

полняет функцию коммутации потока команд управления и результатов позиционирования. Для этого в состав ПДУ введен коммутатор сигналов, собранный на микросхеме ADG609BR (DD2). При выборе режима позиционирования внешним устройством используется интерфейс, реализованный на микросхеме CP102 (DD3), выполняющей преобразование формата данных интерфейса передачи данных микроконтроллера VART в формат USB и наоборот.

Индикация режимов управления и результатов позиционирования реализована с помощью жидкокристаллической панели WH1602B, подключенная к контактной группе разъема X1.

Натурные испытания устройства радиолокационного сканирования

Процесс управления радиолокационным сканированием внешним устройством выполняется в окне программы HarvestGPR (рис. 3).

С помощью меню программы оператор задается транзакция, включающая в себя последовательность операций для перемещения приемо-передающих антенн из начальной точки в конечную, скорость и шаг сканирования. Запуск транзакции приводит к радиолокационному сканированию изучаемого объекта и измерению его габаритов, при этом положение антенн в текущий момент времени помечается марке-

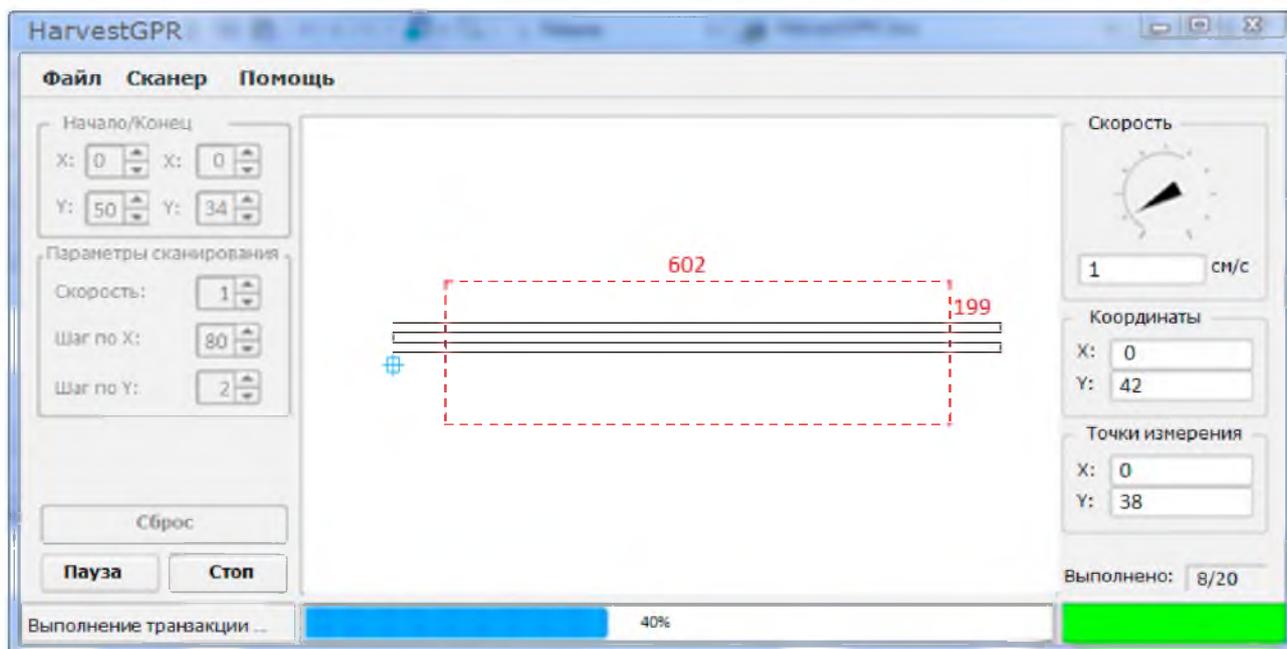


Рис. 3. Окно программы HarvestGPR

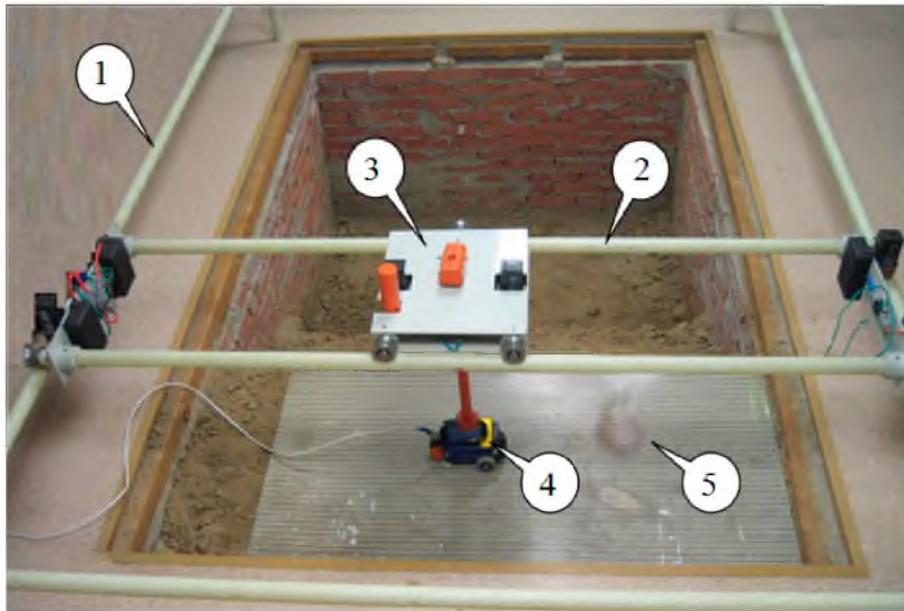


Рис. 4. Лабораторный образец устройства радиолокационного сканирования:
1 – стационарная рама; 2 – подвижная рама; 3 – тележка; 4 – антенный блок; 5 – деревянная конструкция

ром. В окне программы отображаются результаты текущего позиционирования антенн и габаритные размеры строительной конструкции. На рис. 3 в качестве примера приведена траектория «змейка» радиолокационного сканирования деревянного бруса типоразмера $600 \times 200 \times 200$ мм. Текущие координаты, шаг и скорость сканирования отображаются в окне программы. По окончании радиолокационного сканирования программа предложит сохранить данные реализованного сеанса сканирования. Приостановка и отмена транзакции выполняются нажатием кнопок Пауза и Стоп.

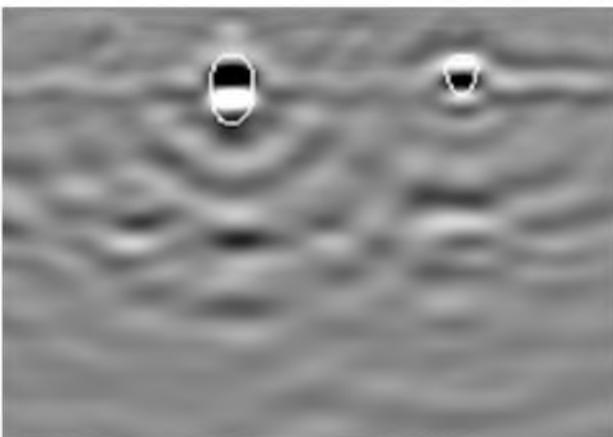
На рис. 4 приведена конструкция лабораторного образца устройства радиолокационного сканирования,

Технические характеристики лабораторного образца устройства радиолокационного сканирования:

размер сканирующего поля $3,0 \times 1,5$ м;
точность позиционирования. не хуже 5 мм;
несущая способность тележки 20 кг;
рабочая частота зондирующего сигнала 1700 МГц;

Пространственное разрешение не хуже 3 см.

а)



б)

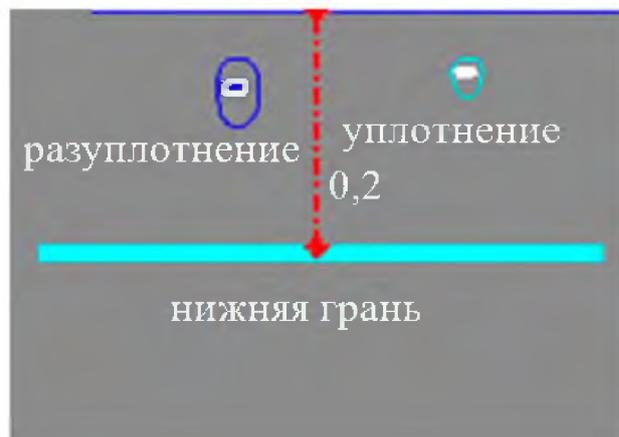


Рис. 5. Изображения деревянного бруса: а – радиолокационное изображение; б – результат реконструкции

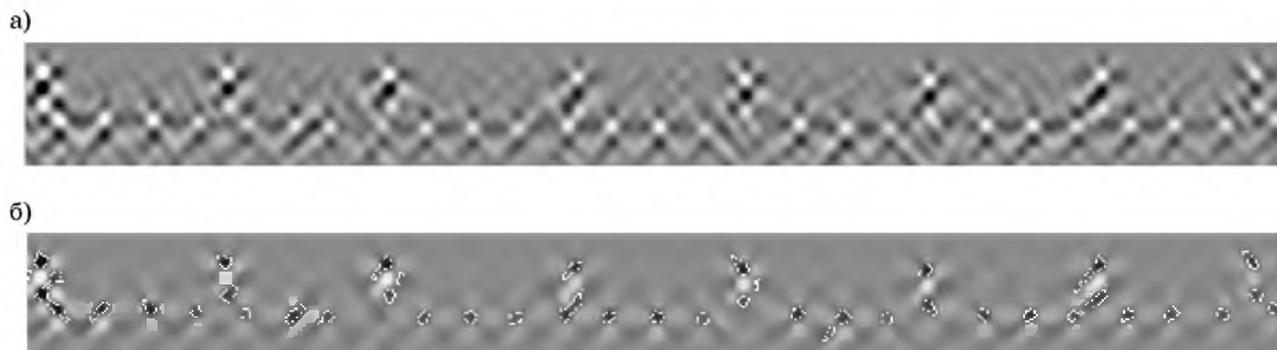


Рис. 6. Изображения железобетонной плиты:
а – радиолокационное изображение; б – результат винеровской фильтрации

На рис. 5а приведен пример обнаружения зон уплотнения и разуплотнения при радиолокационном сканировании деревянного бруса. Отличительным признаком обнаруженных неоднородностей служат оси синфазности, образуемые рассеянными сигналами. Применение гильберт-преобразования [5] с последующей пороговой обработкой позволяет локализовать неоднородности и получить фазовые характеристики рассеянных неоднородностями сигналов. На рис. 5б приведен результат реконструкции изображения деревянного бруса, согласно которому выделены следующие локальные области:

- нижняя грань бруса, отстоящая от передней грани на расстоянии 0,2 м;
- область разуплотнения в форме квадратного отверстия 20×20 мм;
- область уплотнения в форме нагельного гнезда, возникающая в результате проникновения в древесину гвоздя типоразмером 3×60 мм.

На рис. 6а приведено радиолокационное изображение железобетонной плиты, на рис. 6б представлен результат адаптивной винеровской фильтрации. Винеровская фильтрация основана на статистических оценках фрагментов изображения в пределах скользящего окна 16×16 пикселей и получена в программе расчета характеристик арматуры бетонных плит [6]. Согласно результатам реконструкции плита содержит 38 железных прутков со средней площадью поперечного сечения 60 мм^2 .

Заключение

Автоматизация процессов сверхширокополосного зондирования и последующей обработки полученных данных с помощью устройства радиолокационного сканирования позволяет реализовать контроль качества строительных

конструкций при их промышленном изготовлении. Микропроцессорное управление радиолокационным сканированием обладает широкими возможностями по реализации различных режимов позиционирования антенн при построении радиолокационных изображений с высокой разрешающей способностью. При управлении радиолокационным сканированием в программе HarvestGPR с помощью оптических дальномеров выполняются измерения габаритных размеров строительных конструкций. Результаты натурных испытаний свидетельствуют о способности устройства радиолокационного сканирования обнаруживать неоднородности в бетонных и деревянных конструкциях.

Библиографический список

1. Бортников В. М., Абрамчук М. В. Разработка программного компонента модуля съемки протяженных объектов для сканера пиломатериалов // Изв. вузов. Приборостроение. 2018. Т. 61. № 2. С.167–173.
2. Андриянов А. В. Вопросы подповерхностной радиолокации: монография / Под ред. А. Ю. Гринева. М.: Радиотехника, 2005. 413 с.
3. Annan P., Arcone S. Ground Penetrating Radar: Theory and Applications / Editor Harry M. Jol. Kidlington, 2009. 508 p.
4. Шошин Е. Л. Георадарный контроль характеристик промышленных бетонных и деревянных конструкций // Измерительная техника. 2019. № 2, 10. С. 47–51.
5. Бендат Д., Пирсол А. Прикладной анализ случайных данных. М.: Мир, 1989. 540 с.
6. Шошин Е. Л. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2013660323. Программа расчета характеристик арматуры бетонных плит. Зарегистрирована в Реестре программ для ЭВМ 30.10.2013.

УДК 621.317.44

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-181-185

Д. О. Якимовский***

кандидат технических наук, доцент

Д. И. Джукич*

инженер 1 категории

С. А. Киселев*

инженер 2 категории

А. С. Мещанова*

инженер

*Научно-исследовательский институт командных приборов

**Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ

Рассмотрена и решена задача коррекции значений, снимаемых с измерителя магнитного поля магнитной системы сброса кинетического момента, компенсирующая систематические погрешности измерителя.

Ключевые слова: магнитное поле Земли (МПЗ), дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ), измеритель магнитного поля (ИМП), датчик феррозондовый (ДФ), создание магнитного поля, кольца (катушки) Гельмгольца (КГ), магнитная система сброса кинетического момента (МССКМ), линейная интерполяция, космический аппарат (КА), силовые электромагниты (СЭМ).

D. O. Yakimovsky***

PhD Sc.Tech., Associate Professor

D. J. Dzhukich*

Engineer of the 1st category

S. A. Kiselev*

Engineer of the 2st category

A. S. Meshchanova*

Engineer

*Command Devices Research Institute

**St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

INCREASING ACCURACY OF MAGNETIC FIELD GAUGE

This article considers and solves the issue of adjusting readings from the magnetic field gauge of the angular momentum magnetic relief system to compensate for gauge systematic errors.

Keywords: earth's magnetic field, remote sensing, magnetic field gauge, ferroprobe sensor, creation of magnetic field, Helmholtz coil, angular momentum magnetic relief system, linear interpolation, spacecraft, power electromagnets.

Магнитные системы сброса кинетического момента используются для ограничения в требуемых пределах накопленного кинетического момента космического аппарата на рабочих орбитах [1]. Принцип работы МССКМ основан на магнитном взаимодействии силовых элементов системы – силовых электромагнитов с магнитным полем Земли. При поступлении от системы управления КА команды на снижение (сброс) кинетического момента блок управления по определенному алгоритму с использованием данных о внешнем магнитном поле определяет, какой СЭМ требуется включить. Таким образом, для эффективной работы МССКМ требуется достоверная информация о магнитном поле Земли в точке расположения КА.

Известно, что модуль магнитной индукции МПЗ на поверхности Земли не превышает 60 мкТл. Вследствие чего в МССКМ, разработанной АО «НИИ командных приборов» для КА дистанционного зондирования Земли, определение индукции внешнего магнитного поля осуществляется в диапазоне от – 60 мкТл до 60 мкТл, посредством ИМП, который состоит из:

- трехкомпонентного датчика феррозондового [2, 3],

- электронной части измерения и обработки напряжения с сигнальных обмоток ДФ (условное наименование – электронный измеритель ДФ, который является частью электронного прибора (ЭП) МССКМ). ЭП и ДФ представлены на рис. 1.

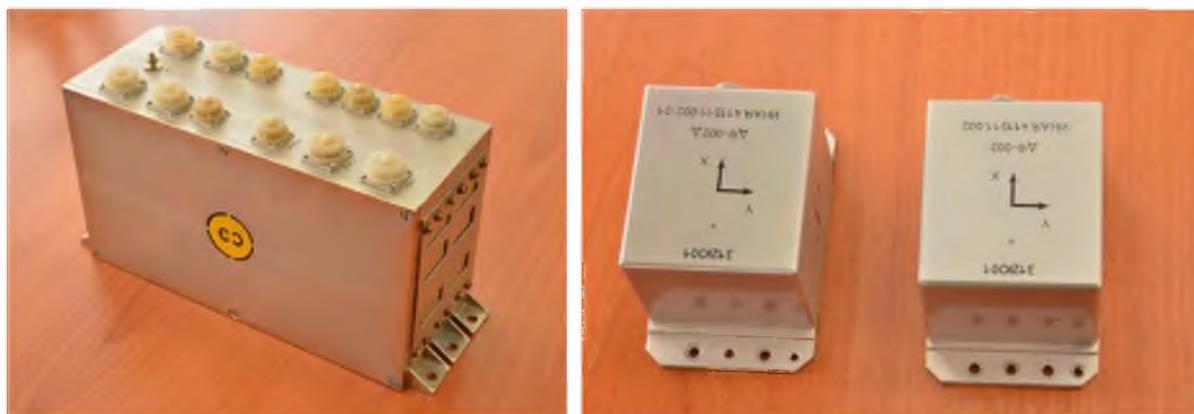


Рис. 1. Электронный прибор (слева) и датчики феррозондовые (справа)

Выходным сигналом ИМП является 12-разрядный код – результат оцифровки выходного напряжения с сигнальной обмотки ДФ, амплитуда которого пропорциональна величине измеренной магнитной индукции. Сложность в определении характеристик ИМП связана, в частности, с тем, что величина изменения (дрейфа) МПЗ в месте проведения испытаний (3–5 мкТл) может быть соизмеримой с полезным сигналом.

Для испытания ИМП было создано рабочее место на основе колец Гельмгольца, обеспечивающее создание магнитного поля в необходимом диапазоне (рис. 2) [4]. Стабильность магнитного поля в КГ поддерживается электронным блоком управления, в контур управления которо-

го подключен контрольный магнитометр. Таким образом, в месте расположения испытуемого ДФ обеспечивался заданный уровень магнитного поля с погрешностью менее 0,5 мкТл и автоматической компенсацией внешнего магнитного поля в зоне рабочего места.

Испытания первых образцов ДФ в составе МССКМ показали, что выходной сигнал ИМП пропорционален величине магнитной индукции, но имеет место большая систематическая ошибка различная «от прибора к прибору» – до 20 мкТл (рис. 3).

Поскольку погрешность носит систематический характер, то ее можно компенсировать в тракте ИМП, например, программным мето-



Рис. 2. Рабочее место испытаний ИМП

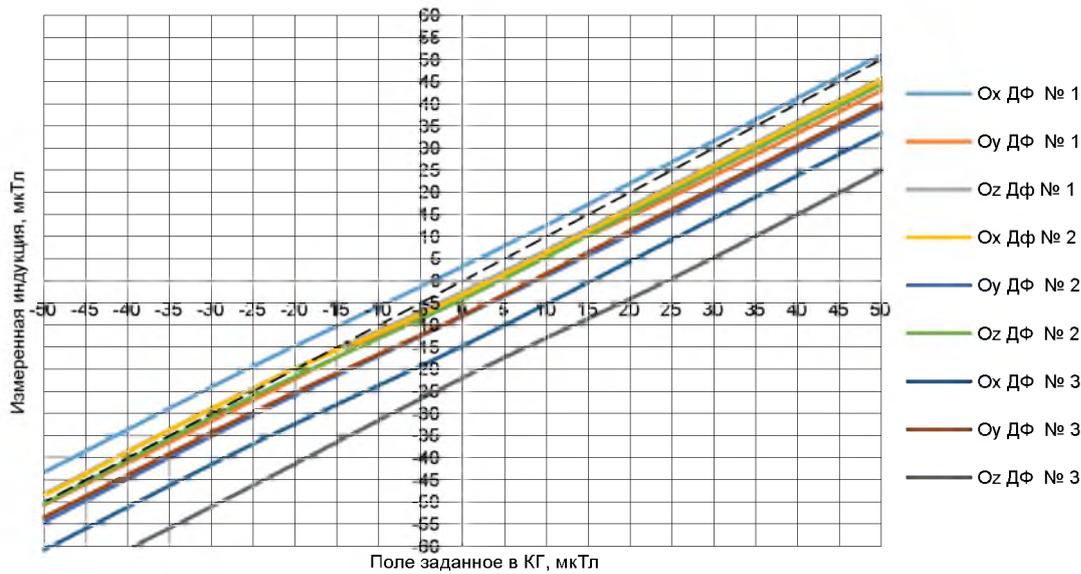


Рис. 3. Экспериментальные данные, полученные при испытании первых трех ДФ

дом введя некоторую корректирующую функцию (КФ) [5] в программу микроконтроллера ЭП МССКМ.

По внешнему виду можно сделать вывод о том, что для описания (и коррекции) зависимости показаний ИМП от внешнего магнитного поля можно использовать линейную интерполяцию. Разбив весь диапазон измерений на участки, функцию можно представить в кусочно-линейном виде. Уравнение каждого участка можно представить в виде:

$$B_{изм} = K_j \cdot B + b_j, \quad (1)$$

где j – номер участка; B – измеренное ИМП значение магнитной индукции; b_j – откорректированное значение измеренной индукции; K_j – коэффициенты наклона и смещения соответствующего участка.

Например, для случая разбиения на 4 участка КФ можно описать следующим образом:

Участки разбиения:

1 участок: $B_{изм} < B_{изм2}$,

2 участок: $B_{изм2} \leq B_{изм} < B_{изм0}$,

3 участок: $B_{изм0} \leq B_{изм} < B_{изм3}$,

4 участок: $B_{изм3} \leq B_{изм}$,

где $B_{изм0}, B_{изм1}, B_{изм2}, B_{изм3}, B_{изм4}$ – показания ИМП до корректировки в 5 точках, по которым будут определяться коэффициенты КФ.

Определить значение индукции соответствующей оси датчика на каждом участке можно по формуле (1):

$$B = (B_{изм} - b_j) / K_j. \quad (2)$$

Коэффициенты и определяются из рис. 4:

$$K_1 = \frac{B_{изм1} - B_{изм2}}{B_{\partial 1} - B_{\partial 2}}; \quad K_2 = \frac{B_{изм2} - B_{изм0}}{B_{\partial 2} - B_{\partial 0}};$$

$$K_3 = \frac{B_{изм3} - B_{изм0}}{B_{\partial 3} - B_{\partial 0}}; \quad K_4 = \frac{B_{изм4} - B_{изм3}}{B_{\partial 4} - B_{\partial 3}},$$

где $B_{\partial 0}, B_{\partial 1}, B_{\partial 2}, B_{\partial 3}, B_{\partial 4}$ – заданное магнитное поле в точках, по которым будет определяться КФ.

Коэффициент b_j на каждом участке равен соответствующему $B_{изм1}, B_{изм2}, B_{изм3}, B_{изм4}$.

Тогда КФ выглядит следующим образом:

$$B_j = \begin{cases} (B_{изм} - B_{изм2i}) \cdot K_{1i} - B_{\partial 2}, & B_{изм} < B_{изм2i}; \\ (B_{изм} - B_{изм0i}) \cdot K_{2i}, & B_{изм2i} \leq B_{изм} < B_{изм0i}; \\ (B_{изм} - B_{изм0i}) \cdot K_{3i}, & B_{изм0i} \leq B_{изм} < B_{изм3i}; \\ (B_{изм} - B_{изм3i}) \cdot K_{4i} + B_{\partial 3}, & B_{изм3i} \leq B_{изм}, \end{cases} \quad (3)$$

где i – ось датчика ДФ (X, Y, Z).

На рис. 4 представлены результаты корректировки каждой из осей ИМП. Видно, что КФ компенсирует различные по величине измеренные значения индукции.

Предложенная методика коррекции показаний измерителя магнитного поля нашла отражение в конструкторской документации на МССКМ. Вычисление параметров КФ происходит на этапе регулировки МССКМ. В контрольно-проверочной аппаратуре, обеспечивающей управление ЭП в лабораторных (наземных) ус-

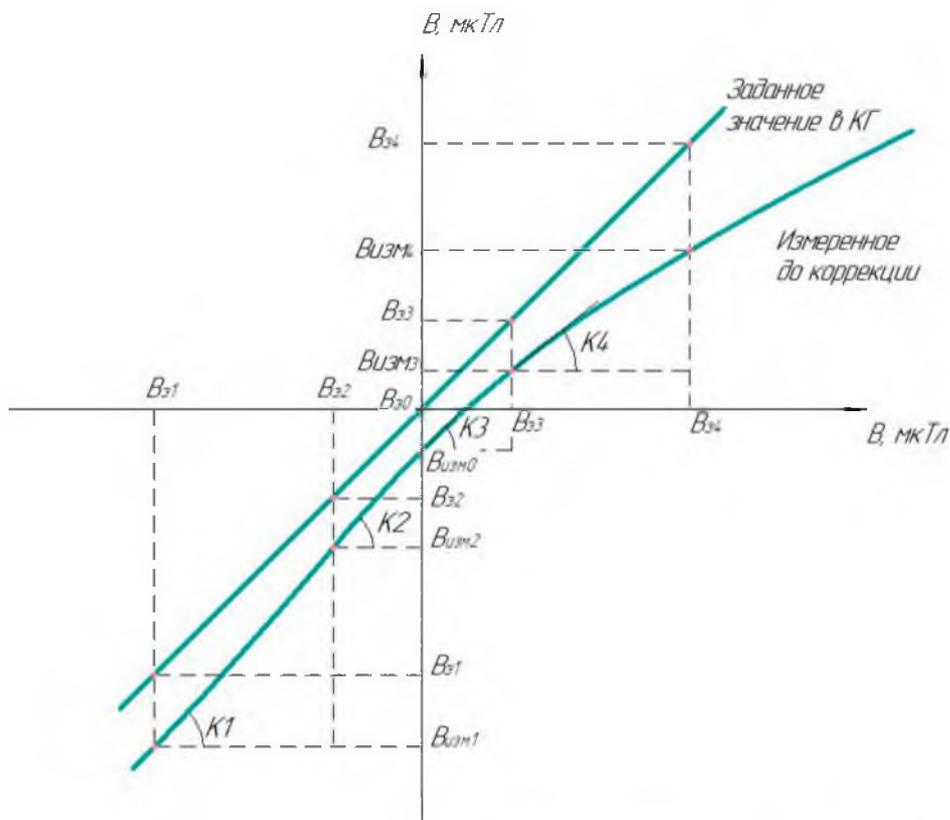


Рис. 4. Графическое представление математического описания КΦ

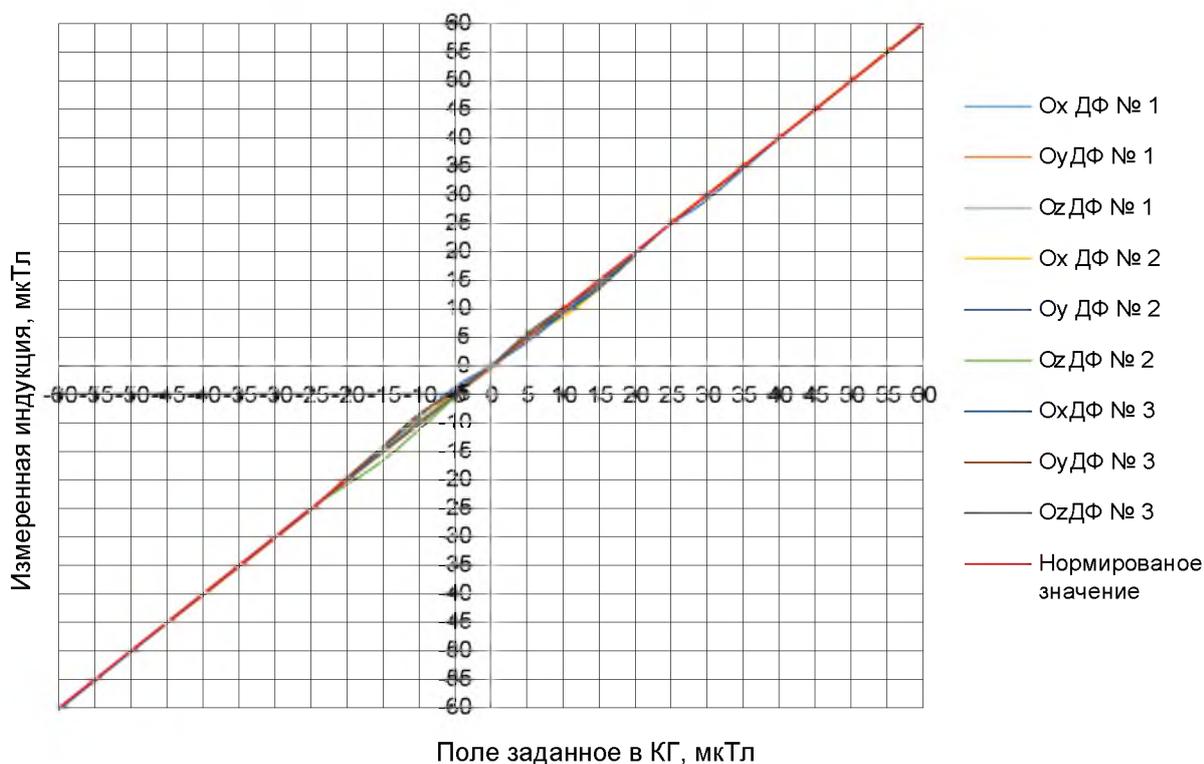


Рис. 5. Экспериментальные данные, полученные при испытании первых трех ДФ после введения КΦ

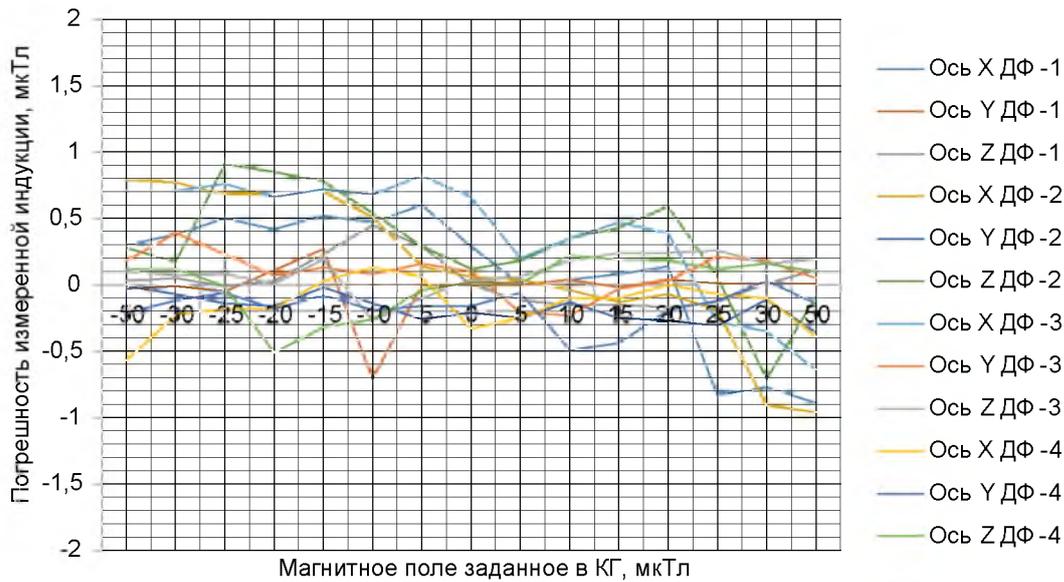


Рис. 6. Экспериментальные данные погрешности, полученные при испытании четырех ИМП

ловиях, реализован протокол обмена, в котором происходит автоматическая передача и запись K_{ji} и b_{ji} в постоянную память микроконтроллера ЭП.

В 2019 году по разработанной документации производством АО «НИИ командных приборов» изготовлено две МССКМ для проведения на-

земной отработки. В состав МССКМ входят два ИМП: основной и резервный. Результаты испытаний ИМП приведены на рис. 6.

Погрешность измерения магнитной индукции по результатам испытаний не превысила 1 мкТл, что является достаточным для обеспечения корректной работы МССКМ.

Библиографический список

1. Башкеев Н. И., Мкртычян А. Р., Цыбин Ю. Н. Результаты разработки магнитной системы сброса кинетического момента для малого космического аппарата // Материалы II Всероссийской научно-технической конференции «Актуальные проблемы ракетно-космической техники». Самара, 2011. 392 с.
2. Афанасьев Ю. В. Средства измерения параметров магнитного поля. Л.: Энергия, 1979. 320 с.

3. Афанасьев Ю. В. Феррозонды. Л.: Энергия, 1969. 168 с.
4. Коваленко А. П. Магнитные системы управления космическими летательными аппаратами. М.: Машиностроение, 1975. 248 с.
5. Цыбин Ю. Н., Киселев С. А. Контроль параметров и коррекция погрешности магнитометра космических аппаратов // Контроль. Диагностика. 2017. № 10. С. 56–63.

УДК 004.91

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-186-188

В. В. Булатов*

кандидат технических наук, доцент

Ф. А. Назаренко*

магистрант

М. В. Белоусова**

аспирант

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

**Санкт-Петербургский государственный университет

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА ВВОДА ДАННЫХ О ВЫПОЛНЕННЫХ РАБОТАХ ПО ГАРАНТИЙНЫМ ОБЯЗАТЕЛЬСТВАМ

Представлен подход к автоматизации ввода данных сервисной службой предприятия-изготовителя при осуществлении гарантийного ремонта оборудования. Предлагается использовать программу-приложение, которая сокращает время на заполнение актов выполненных работ и дает возможность унифицировать вводимую информацию в систему ТОиР предприятия.

Ключевые слова: обработка данных, восстановление оборудования, автоматизированная форма, программа-приложение.

V. V. Bulatov*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

F. A. Nazarenko*

Postgraduate Student

M. V. Belousova**

PhD Student

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

**St. Petersburg State University

AUTOMATED DATA ENTRY SYSTEM OF THE WORK PERFORMED UNDER WARRANTY

The article presents an approach to automating data input by the manufacturer's service department during warranty repair of equipment. It is proposed to use an application program that reduces the time it takes to fill out acts of completed work and makes it possible to unify the information entered into the enterprise's maintenance and repair system.

Keywords: data processing, repair of equipment, automated form, application program.

Постоянный мониторинг оборудования в эксплуатации необходим для обеспечения интегрированной логистической поддержки изделий на всех этапах жизненного цикла и контроля от преднамеренного вмешательства сторонних лиц с целью замены оборудования на несоответствующее заявленным в технической документации требованиям.

В настоящее время на рынке существует ряд программных комплексов, которые позволяют управлять жизненным циклом продукции. Как правило, это интегрированные среды, которые обладают множеством инструментов для автоматизи-

зации процессов на предприятии. Из отечественных продуктов можно выделить 1С ТОиР, из зарубежных PTC Windchill. Подробный обзор данных программ представлен в [1]. Однако несмотря на большую функциональность, ни одна из них не предназначена для работы «в поле», когда требуется сформировать отчет о проведенной работе на месте ремонта за короткий промежуток времени.

При выходе из строя оборудования эксплуатирующая организация направляет рекламационное письмо на завод-изготовитель. Алгоритм проведения рекламационной работы предприятием-изготовителем подробно расписан в [1].



Рис. 1. Блок-схема алгоритма работы с приложением

```

"Question1": {
  "type": "Поле для хранения типа вопроса,
  "question": "Поле для хранения вопроса,
  "answer": "Поле для хранения ответа
}
  
```

Рис. 2. Типовая структура вопроса для теста

Следует отметить, что с точки зрения оценки параметров надежности (наработки и времени восстановления) рекламация является первоисточником. Однако не всегда предъявленная претензия отражает реальную ситуацию по состоянию оборудования (например, заявлено оборудование других предприятий, характеристика неисправности не соответствует действительности и т. д.). Отсюда следует необходимость подтверждения несоответствия, которое формируется после осмотра сервисной службой предприятия-изготовителя и отображается в акте.

Примером является составление актов осмотра выполненных работ по гарантийному техническому сервису для пассажирских вагонов. Данный акт подразумевает оценку состояния оборудования по предъявленной претензии эксплуатирующей организацией к изготовителю.

Акт осмотра выполненных работ имеет установленную форму, заполняется вручную и подтверждается подписями эксплуатирующих организаций и изготовителей.

Представим основные графы акта, необходимые для заполнения (на примере восстановления оборудования пассажирских вагонов):

- модель вагона;
- приписной/заводской номер;
- дата постройки;
- приписка (депо);
- начало/завершение работ (дата/время);
- общая характеристика неисправности;

- установленная причина неисправности;
- выполненные работы;
- выводы комиссии.

Одним из решений автоматизации ввода данных являются Google Формы [2]. Каждая отдельная форма представляет собой веб-страницу, на которой можно разместить опросный лист. Формы просты в оформлении, доступны онлайн 24/7, бесплатны и адаптированы под мобильные устройства [3]. Однако основным недостатком данного инструмента является конфиденциальность информации. К примеру, 4 июля 2018 года поисковая система «Яндекс» проиндексировала документы Google Docs, не защищенные настройками приватности [4].

Поэтому для автоматизации процесса ввода данных по выполненным работам авторами разработана независимая программа-приложение. Использование кроссплатформенного фреймворка позволяет развернуть приложение на платформах (IOS/Android), что придает мобильность и возможность использовать приложение непосредственно во время технического осмотра изделия.

Рассмотрим общую структуру приложения (рис. 1):

Создание шаблона теста можно производить из любого текстового редактора. Шаблон задается согласно стандарту: ECMA-404 The JSON Data Interchange Standard (рис. 2).

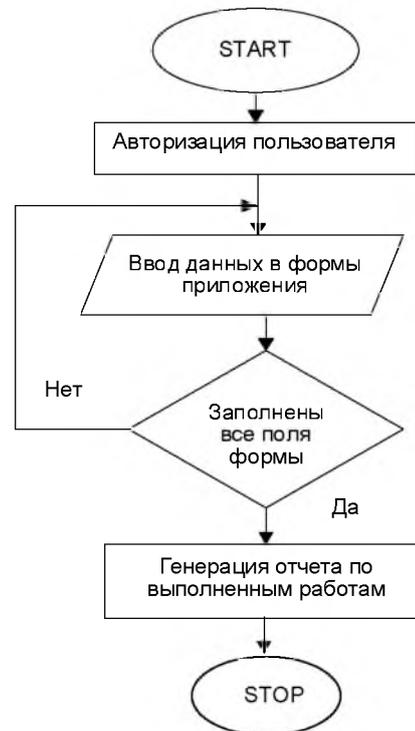


Рис. 3. Алгоритм работы программы

Рис. 4. Формы ввода данных акта выполненных работ

Представленная структура практически не накладывает ограничений на хранение и передачу информации между платформами, что позволяет масштабировать форму, добавляя новые данные (вопросы, списки, таблицы). Блок-схема работы программы представлена на рис. 3.

Мобильное приложение включает в себя электронные формы для пошагового ввода информации по пунктам акта (рис. 4).

После ввода всей необходимой информации в формы приложения можно осуществить генерацию отчета в формате, удобном для передачи в систему технического обслуживания и ремонта (ТОиР). Для создания отчета в формате PDF требуется сформировать акт в виде HTML документа. Это необходимо для сохранения оформления акта.

Выводы

Разработанный программный продукт обеспечивает унификацию вводимых типов данных, необходимую для ТОиР. Данная технология предназначена для внедрения в сервисные

службы предприятий-изготовителей компонентов для транспортного машиностроения. Она способствует сокращению времени ввода данных при составлении актов выполненных работ и унифицирует информацию об отказах ремонтируемого оборудования.

Библиографический список

1. Белоусова М. В., Булатов В. В. Автоматизация процесса обработки данных рекламаций на предприятиях машиностроения // Завалишинские чтения'19: сб. докл. СПб.: ГУАП, 2019. С. 135–140.
2. Google Формы. URL: <https://docs.google.com/forms/u/0> (дата обращения: 15.01.2020).
3. Соловьева Е. Польза Google Форм. URL: <https://netology.ru/blog/google-formy> (дата обращения: 15.01.2020).
4. Комиссаров Д. В. По следам Google Docs: как избежать утечки корпоративных документов. URL: <https://www.forbes.ru/tehnologii/364325-po-sledam-google-docs-kak-izbezhat-utechki-korporativnyh-dokumentov> (дата обращения: 15.01.2020).

УДК 65-522.7

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-189-192

В. В. Булатов*

кандидат технических наук, доцент

С. В. Соленьий*

кандидат технических наук, доцент

Александр С. Лопаткин*,**Алексей С. Лопаткин***

магистранты

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ИССЛЕДОВАНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ВОЗМОЖНОСТЕЙ СОВРЕМЕННЫХ ПНЕВМОПРИВОДОВ

Представлен опыт внедрения лабораторного стенда Camozzi DID-BASE в учебный процесс. Рассмотрена реализация пневмосхемы подачи заготовок под пресс на базе четырех пневмоцилиндров.

Ключевые слова: проектирование, пневмопривод, Camozzi DID-BASE, пресс.

V. V. Bulatov*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

S. V. Solyonyj*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

Alexander S. Lopatkin*,**Alexey S. Lopatkin***

Postgraduate Students

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

THE MODERN PNEUMATIC DRIVE FUNCTIONALITY RESEARCHING

The article presents the experience of implementing the Camozzi DID-BASE laboratory bench in the educational process. The implementation of a pneumatic circuit for feeding blanks under a press based on four pneumatic cylinders is considered.

Keywords: design, pneumatic drive, Camozzi DID-BASE, press.

В современных системах автоматизации производственных процессов наряду с гидроприводом находят широкое применение пневматические приводы. Последние особенно широко применяют в устройствах управления транспортными машинами, в тормозных системах и металлорежущих станках.

Пневмоустройства используют в качестве приводов зажимных и транспортных механизмов, для дистанционного управления и регулирования, в контрольно-измерительных приборах. Такие масштабы применения пневматических приводов обусловлены рядом преимуществ:

1. Простота конструкции и технического обслуживания.
2. Пожаро- и взрывобезопасность.
3. Надежность работы (ресурс может достигать 20 млн циклов, что больше, чем у гидропривода в 2 раза, а и у электропривода в 10 раз [1]).
4. Передача энергии на большие расстояния.

5. Высокая скорость движения исполнительных звеньев.

Компанией Camozzi разработан стенд DID-BASE, который предназначен для обучения схемотехнике пневматических и электрических систем, релейной логике, программированию промышленных контроллеров и основам мехатроники [2].

На центральной панели располагается профильная плита с Т-образными пазами, в которые можно установить на пластиковом креплении DID-FIX-R элементы пневмосхемы (цилиндры, распределители, элементы логики, датчики положения и т. д.). Левая (пневматическая) панель предназначена для подачи и распределения сжатого воздуха. Правая (электрическая) панель содержит выходы источника питания постоянного тока 24 В, кнопки, сигнальные лампы, реле и контроллер Siemens Simatic S7-1200 [3]. Подробное описание всех элементов стенда представлено в [4].

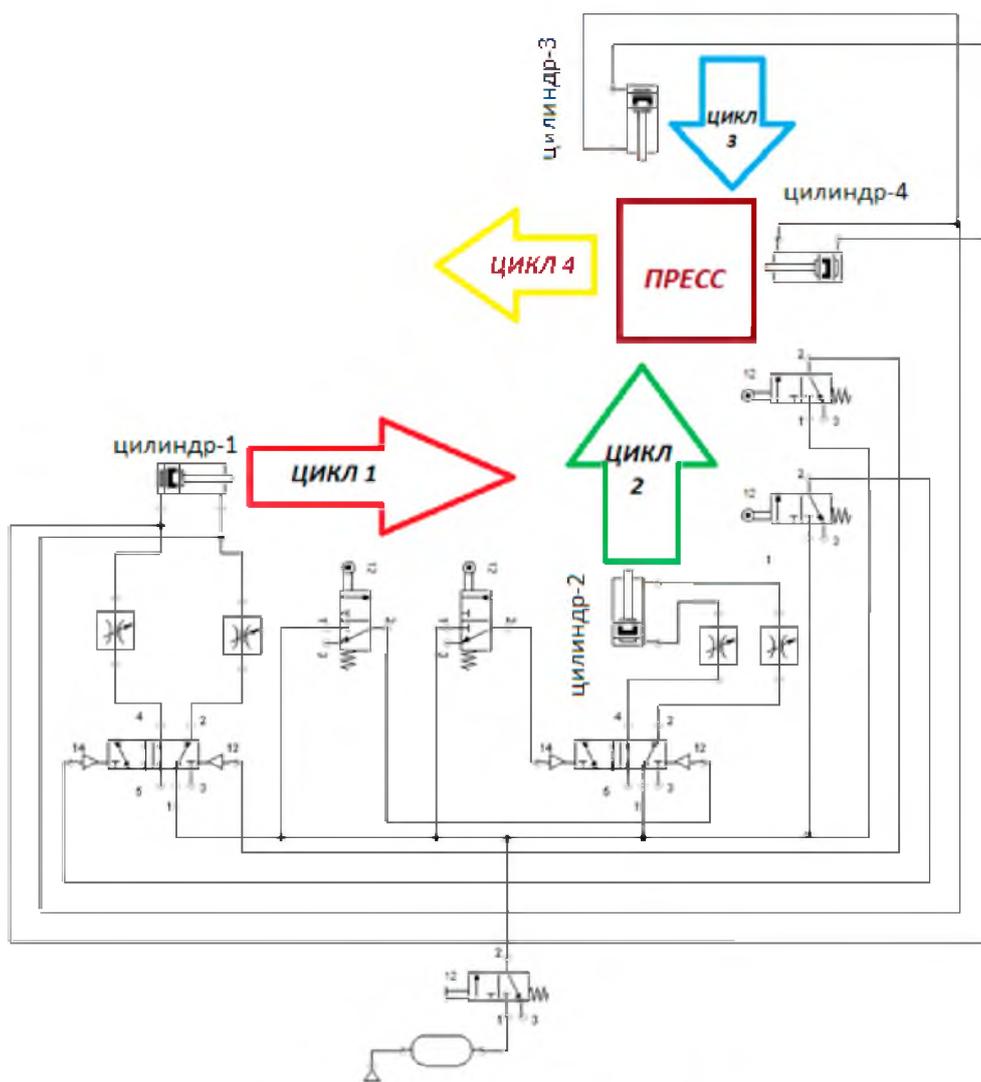


Рис. 1. Система подачи заготовок под пресс

Данный лабораторный стенд дает возможность отработать все востребованные на производстве операции, основанные на применении пневмооборудования:

- 1) прямое и не прямое управление пневмоцилиндром;
- 2) применение логических функций при управлении пневмоприводом;
- 3) организация одиночного и непрерывного цикла;
- 4) реализация выдержки времени;
- 5) синхронизация работы нескольких пневмоприводов;
- 6) последовательная работа нескольких пневмоцилиндров.

Рассмотрим функциональные возможности стенда на примере системы подачи заготовок под пресс. Вся работу установки можно разделить на 4 цикла, включающих перемещение:

заготовки пневмоцилиндром № 1 с ленточного конвейера в рабочую зону пневмоцилиндра № 2;

заготовки пневмоцилиндром № 2 в рабочую зону пресса;

готовой детали пневмоцилиндром № 3 из-под пресса в рабочую зону пневмоцилиндра № 4;

готовой детали пневмоцилиндром № 4 на ленточный конвейер.

Принцип работы данной системы представлен на рис. 1.

Схема соединения и назначение каждого элемента представлены на рис. 2 и в табл. 1.

Все необходимые элементы рассматриваемой системы есть в комплекте учебного стенда. Реализация системы подачи заготовок представлена на рис. 3.

Следует отметить, что представленную пневмосхему можно реализовать с применением эле-

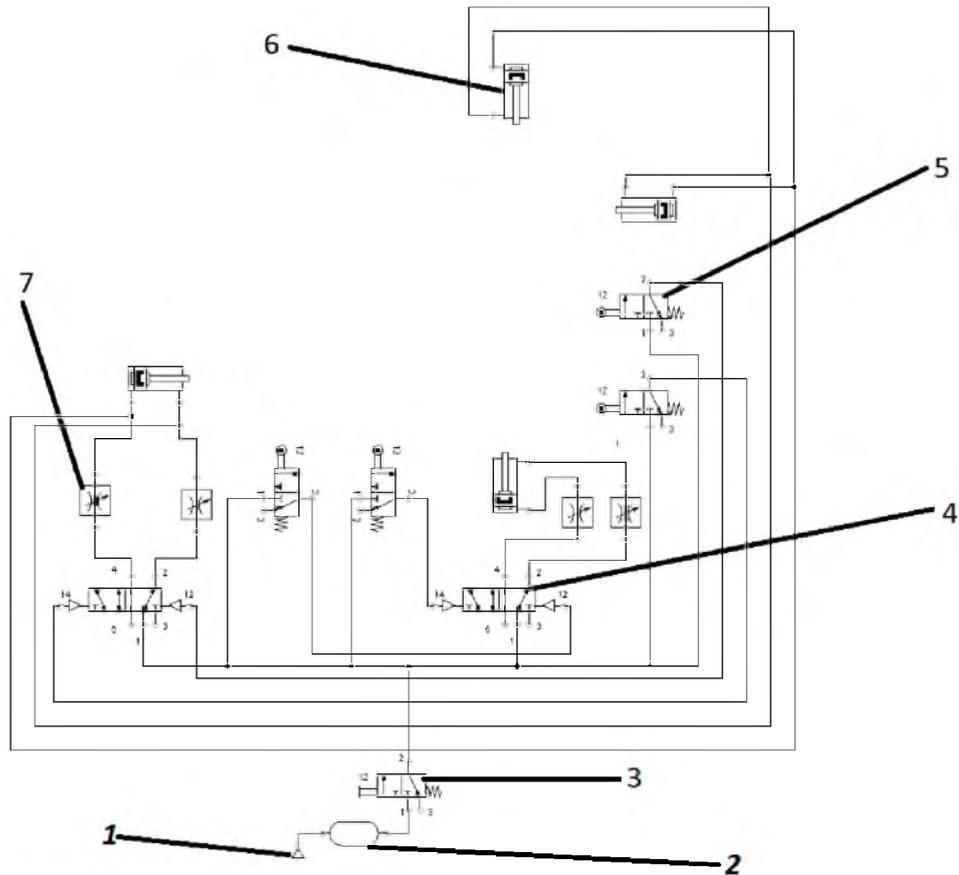


Рис. 2. Схема соединений пневмопровода системы подачи заготовок под пресс

Таблица 1

Элементы пневмосистемы

№ на схеме	Наименование	Примечание
1	Компрессор	Предназначен для создания сжатого воздуха
2	Ресивер	Предназначен для запаса сжатого воздуха
3	Распределитель 3/2	Служит кнопкой подачи сжатого воздуха
4	Распределитель 5/2 (2 шт.)	Предназначен для распределения потока сжатого воздуха при нажатии на кнопку
5	Распределитель 3/2 (концевой выключатель) (4 шт.)	Служит датчиком местоположения заготовок и исполнительного механизма
6	Пневмоцилиндр (4 шт.)	Исполнительный механизм
7	Дроссель (4 шт.)	Предназначен для регулировки давления

ментов электропневмоавтоматики. Тогда для распределения воздуха необходимо применять электропневматические распределители золотникового типа с двусторонним управлением и внешним питанием клапанов пилотов. Для контроля крайних положений штока цилиндра можно использовать датчики положения (в комплект стенда входит индуктивный, емкостной и

оптический датчики), сигналы с которых поступают на контроллер.

В связи с накопленным опытом к настоящему времени задача расчета и подбора пневмооборудования сильно упрощена. К примеру, подбор пневмоцилиндров осуществляется исходя из требуемой скорости движения и массы перемещаемого груза. На рис. 4 представлен график,



Рис. 3. Реализация системы подачи заготовок на стенде

Выводы

В статье рассмотрены функциональные возможности современных пневмоприводов на примере пневмосхемы для подачи заготовок под пресс. Стенд Camozzi DID-BASE обладает широким набором элементов, что позволяет обрабатывать типовые производственные операции, основанные на применении пневмооборудования.

Библиографический список

1. Исаев А. П., Кожевникова Н. Г., Ещин А. В. Гидравлика: учебник. М.: ИНФА-М, 2018. 420 с.

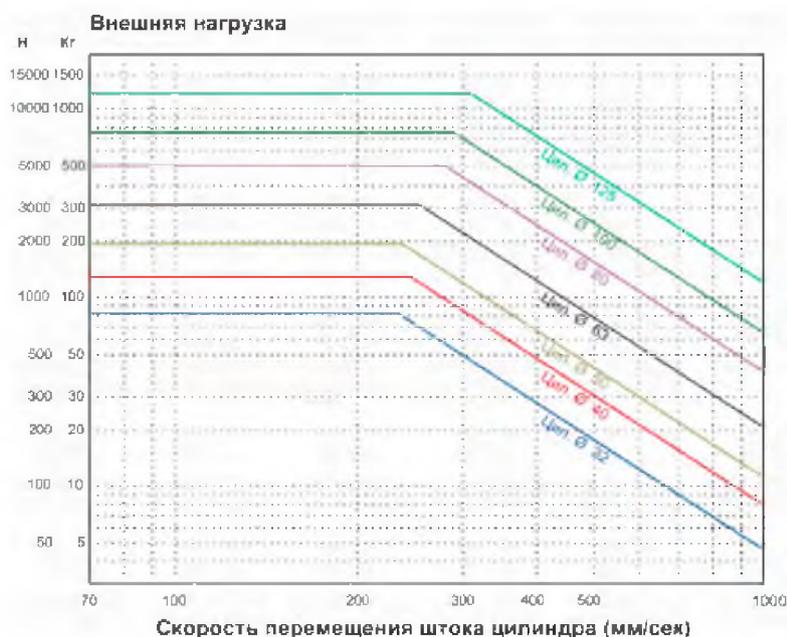


Рис. 4. Определение диаметра пневмоцилиндра с учетом внешней нагрузки и скорости перемещения штока

по которому определяется типоразмер пневмоцилиндра [2].

При внедрении стенда Camozzi DID-BASE в учебный процесс выявлены следующие недостатки:

1) крепление элементов стенда на Т-образный болт (проскакивание при фиксации, которое может привести к потере функциональности элемента);

2) применение среды TIA Portal для программирования PLC Siemens Simatic (обладает избыточным функционалом).

2. Пневматика для всех. От теоретических основ до практических навыков. URL: <http://did.camozzi.ru/#!d01g01s01p01> (дата обращения: 01.01.2020).

3. Булатов В. В., Лопаткин А. С. Разработка и реализация электропневмосхемы открытия/закрытия дверей пассажирского транспорта на базе стенда Camozzi DID-BASE. Автоматизированное проектирование в машиностроении // Материалы VII междунар. науч.-практ. конф. Новокузнецк: НИЦ МС. 2019. № 7. С. 148–151.

4. Учебные стенды Camozzi. URL: https://www.camozzi.ru/images/2017-10-02_Camozzi_Uчебny_Stend_Booklet.pdf (дата обращения: 01.01.2020).

УДК 004.896

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-193-198

С. А. Дергачев*, **

студент

К. С. Яковлев*, **, ***

кандидат физико-математических наук, доцент

*Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики»

**Федеральный исследовательский центр «Информатика и управление» РАН

***Московский физико-технический институт

АЛГОРИТМА ТХЕТА* И ORCA В ЗАДАЧЕ ДЕЦЕНТРАЛИЗОВАННОЙ НАВИГАЦИИ ГРУППЫ МОБИЛЬНЫХ РОБОТОВ

Описывается задача децентрализованной навигации групп мобильных агентов. Рассмотрен подход, основанный на композиции алгоритма планирования траектории индивидуального агента Theta* и алгоритма избегания столкновений ORCA. Проведено экспериментальное исследование и описаны его результаты.

Ключевые слова: ORCA, Theta*, групповая робототехника, многоагентная навигация.

S. A. Dergachev*, **

Student

K. S. Yakovlev*, **, ***

PhD Sc. Phys.-Math., Associate Professor

*Higher School of Economics

**Federal Research Center "Computer Science and Control" of Russian Academy of Sciences

***Moscow Institute of Physics and Technology

THETA* AND ORCA ALGORITHMS FOR DECENTRALIZED MULTI-ROBOT NAVIGATION

The article studies the problem of decentralized multi-robot navigation in the shared environment. A combination of the individual planning with Theta* algorithm and collision avoidance with ORCA algorithm is suggested. The results of the empirical evaluation of the suggested approach are presented.

Keywords: ORCA, Theta*, multi-robot systems, multi-robot navigation.

Одной из наиболее актуальных проблем групповой мобильной робототехники является проблема групповой навигации, когда мобильным роботам, функционирующим в общей среде, необходимо достичь целевых положений, избегая при этом столкновений как со статическими препятствиями, так и с движущимися роботами. Подходы к решению такой задачи можно разделить на централизованные и децентрализованные [1, 2]. Централизованный подход предполагает наличие центрального планировщика, который обладает полной информацией о состоянии всех роботов в каждый момент времени. Управление осуществляется централизованно и согласованно (например, строится общий неконфликтный план действий, а затем роботы его исполняют). При децентрализованном подходе центральный планировщик отсутствует, а каждый робот решает задачу индивидуально, используя доступную ему информацию

о состоянии системы [3–5]. В работе рассмотрен именно децентрализованный подход и предлагается способ решения проблемы, основанный на комбинации алгоритмов индивидуального планирования (и перепланирования) и децентрализованного избегания столкновений на этапе выполнения плана.

Постановка задачи

Будем называть мобильных роботов агентами. Дано множество A размера N , состоящее из агентов, функционирующих на плоскости R^2 . Каждый агент $a \in A$ моделируется диском радиуса r_a . Вектор состояния агента в каждый момент времени – это пара (p_a, V_a) , где p_a – позиция агента на плоскости; V_a – его текущая скорость. При этом скорость (модуль скорости) каждого агента ограничена сверху параметром V_{max} (общим

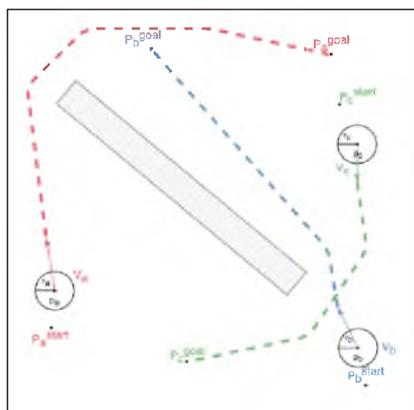


Рис. 1. Иллюстрация постановки задачи навигации групп агентов

для всех агентов). Задано также множество O из M статических препятствий, где каждое препятствие $o \in O$ представляет собой ограниченное подмножество R^2 . Множество начальных позиций агентов обозначим как P_{start} , множество целевых позиций – P_{goal} . В ходе функционирования каждый агент обладает информацией о состоянии тех агентов, которые располагаются в его радиусе видимости R_a . Таким образом, с помощью этого радиуса задается ограничение доступной агенту информации о состоянии окружающей среды. Чем меньше радиус, тем меньше информации доступно агенту. Если же радиус равен бесконечности, то каждому агенту доступна полная информация о всей системе.

Задача навигации теперь может быть сформулирована следующим образом. Для каждого агента $a \in A$ необходимо отыскать конечную последовательность π_a из n_a элементов, каждым

элементом которой является положением агента в некоторый момент времени t_i ($t_{i+1} - t_i = \Delta t$, $\Delta t = \text{const}$, $i = 0, n_a - 1$). При этом начальный элемент последовательности задается начальной позицией агента $\pi_0^a = p_{start}^a$, конечный элемент – целевой позицией $\pi_{n_a}^a = p_{goal}^a$. В каждый момент времени t_i не должно происходить столкновения агентов как со статическими препятствиями, так и между собой. Иллюстрация постановки задачи представлена на рис. 1.

Предлагаемый подход

Один из возможных децентрализованных алгоритмов решения задачи навигации заключается в разбиение ее на две подзадачи: построение индивидуальной траектории для каждого агента (слева на рис. 2) и следование вдоль этой траектории с избеганием столкновений (справа на рис. 2).

Задача поиска индивидуальной траектории зачастую представляется в виде задачи поиска пути на графе, для решения которой существует множество различных алгоритмов, в том числе алгоритм Дейкстры и эвристические алгоритмы семейства A^* [6; 7; 8; 9]. Для применения такого подхода требуется предварительное представление окружающей среды в виде графа. Одним из возможных вариантов представления является построение графа видимости и дальнейший поиск пути в нем. Вершинами графа видимости, пригодного для планирования пути, являются точки, находящиеся на фиксированном расстоянии от вершин препятствий, а ребрами – прямые, соединяющие вершины без пересече-

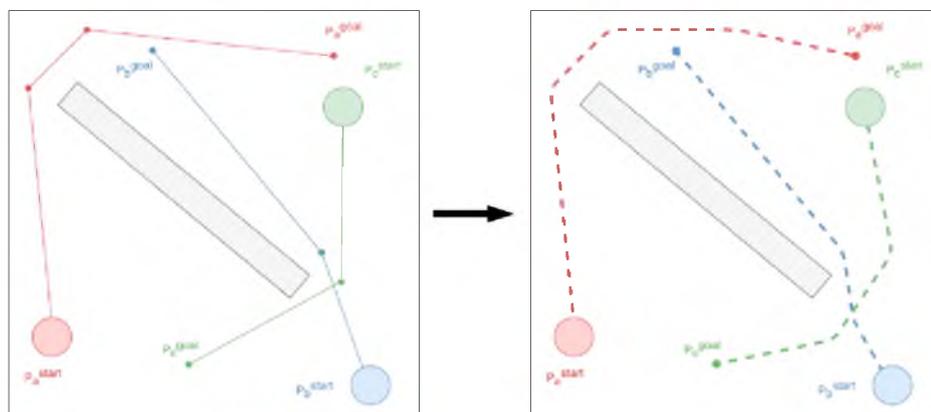


Рис. 2. Иллюстрация решения задачи навигации для трех агентов. Слева изображен этап независимого построения траектории агентов; справа – этап следования вдоль полученных траекторий с избеганием столкновений (видно, что пройденная траектории для зеленого агента отличается от первоначально спланированной)

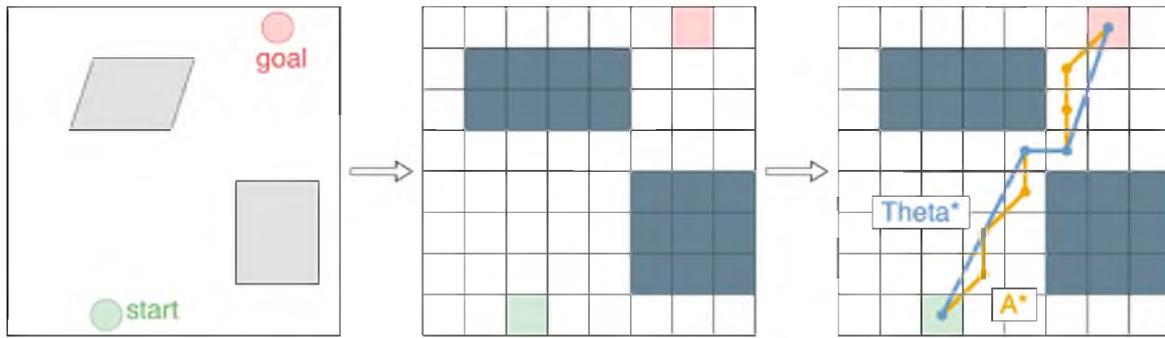


Рис. 3. Иллюстрация разбиения пространства для построения графа регулярной декомпозиции и построения пути с использованием двух различных алгоритмов: A^* и Θ^*

ний с препятствиями. Построение такого графа может быть затруднительно при большом числе статических препятствий либо при наличии препятствий сложной формы [10, 11]. Другим вариантом является использование графов регулярной декомпозиции [11]. Построение такого графа производится путем разбиения пространства на ячейки одинаковой формы. В таком случае вершинами графа являются центры проходимых ячеек, а ребрами – отрезки, соединяющие центры смежных вершин (рис. 3). Подобные графовые модели являются простыми в построении (сложность построения не зависит от числа препятствий) и обновлении, поэтому при решении практических задач представляется целесообразным использование таких моделей.

Применение алгоритмов Дейкстры или A^* для поиска пути на графе регулярной декомпозиции характеризуются отысканием путей, состоящих из множества фрагментарных переходов между смежными ячейками. Для сокращения числа таких переходов предлагается использовать алгоритм Θ^* [9], который основан на той же идее, но осуществляет спрямление участков траектории непосредственно в процессе поиска. Результатом является траектория, состоящая из сегментов, которые не обязательно являются ребрами в исходном графе. Такая траектория содержит меньше поворотов и обычно является меньшей по длине (рис. 3).

После того как траектория построена, следование вдоль нее с избеганием столкновений осуществляется с помощью алгоритма ORCA, который описан в следующем разделе.

Алгоритм ORCA

Децентрализованный алгоритм избегания столкновений для групп агентов ORCA основан на идее циклического определения скорости каждого агента в каждый дискретный момент времени такой, чтобы за некоторый установленный отрезок времени не происходило столкновений с другими агентами и статическими препятствиями [7]. Вычисление скорости производится независимо для каждого из агентов. При этом считается, что каждый агент обладает данными о позициях и текущих скоростях других агентов, находящихся в его радиусе видимости, а также о своей предпочтительной скорости V_{pref} . Предпочтительная скорость агента должна быть задана таким образом, чтобы при движении с такой скоростью на пути агента не встречалось статических препятствий [12]. Блок-схема алгоритма показана на рис. 4.

В базовой реализации алгоритма ORCA в среде без статических препятствий направление предпочтительной скорости соответствует вектору, соединяющему текущее и целевое поло-

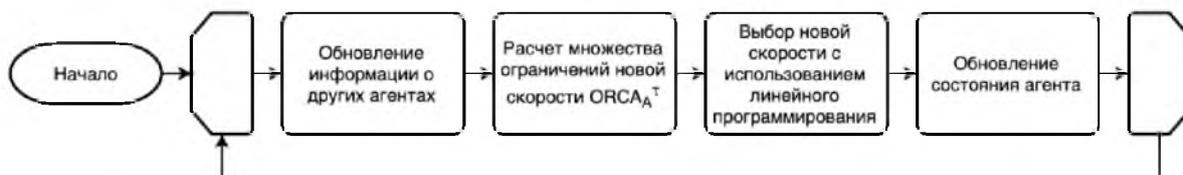


Рис. 4. Блок-схема работы алгоритма ORCA

жения агента. В среде со статическими препятствиями такой подход не применим, поскольку сегмент «текущее положение агента – целевое» может быть не проходим, то есть глобальная цель может находиться не в зоне прямой видимости агента. В таком случае предлагается выбирать в качестве локальной цели промежуточную точку на траектории, которая является концом текущего сегмента (то есть концом сегмента, вдоль которого в данный момент следует агент). Более того, если в процессе избегания столкновений с другими агентами робот отклонился от этого сегмента настолько, что конец текущего сегмента оказался за каким-либо статическим препятствием, происходит перепланирование траектории. Таким образом, гарантируется, что локальная цель всегда находится в зоне прямой видимости агента.

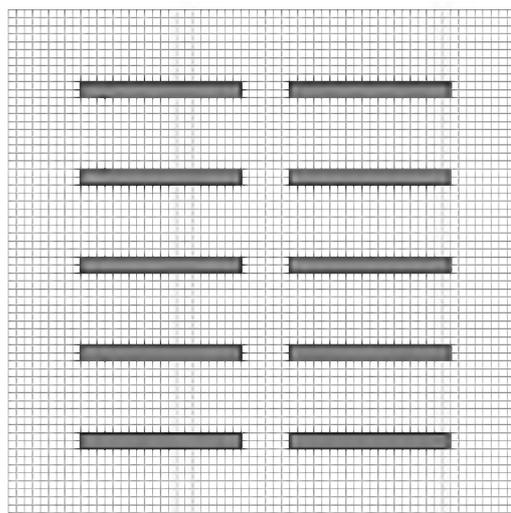


Рис. 5. Карта, на которой производилось экспериментальное тестирование алгоритмов

Экспериментальное тестирование

Предложенный подход был реализован на языке C++*, после чего было произведено экспериментальное тестирование полученной реализации. Для проведения эксперимента использовался персональный компьютер под управлением ОС macOS Mojave на базе Intel Core i5-8259U (2,3 ГГц) с 16 Гб ОЗУ. Случайным образом было сгенерировано 250 различных вариантов начальных и конечных положений аген-

тов на карте, моделирующей складское помещение (рис. 5). При проведении тестирования число агентов варьировалось от 5 до 40 с шагом 5.

После проведения экспериментов было рассчитан процент успешно выполненных заданий без столкновений. Аналогичное тестирование проводилось для алгоритма ORCA без глобального планирования, а также для реализации, представленной в открытом репозитории** создателей алгоритма ORCA, использующей гло-

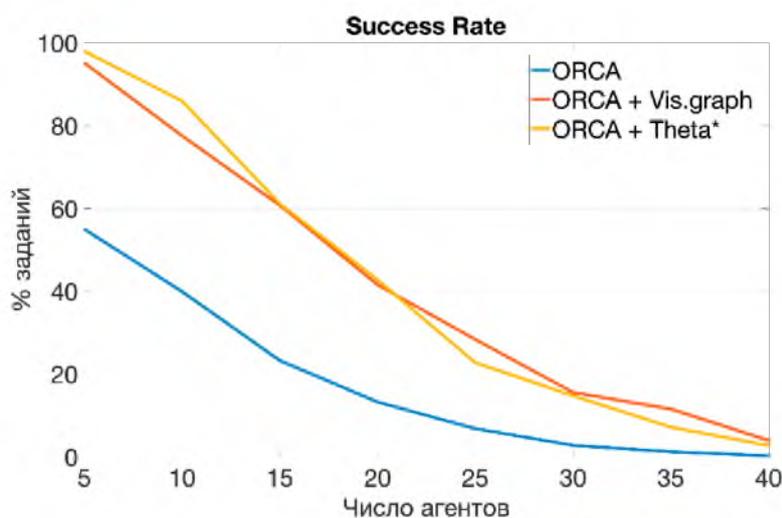


Рис. 6. График зависимости процента выполненных заданий от числа агентов

* <https://github.com/PathPlanning/ORCA-algorithm/tree/ORCAStar>.

** <https://github.com/snape/RVO2>.

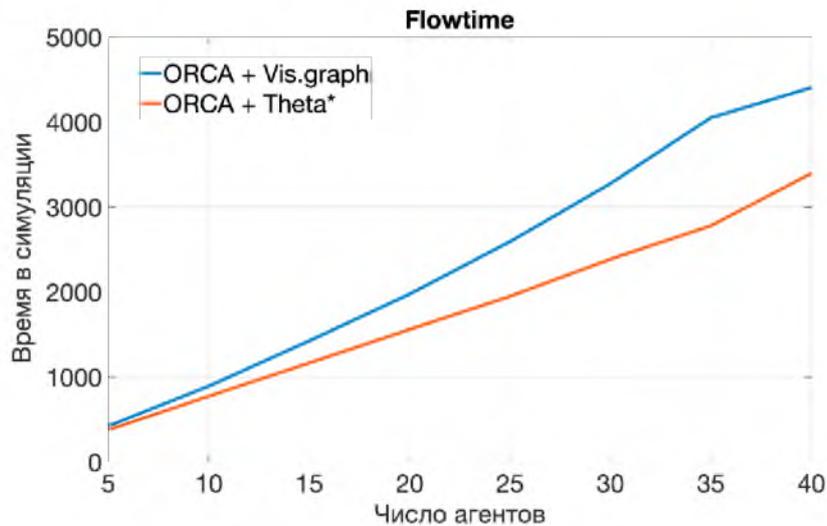


Рис. 7. График зависимости суммы симуляционных времен всех агентов от числа агентов

бальное планирование алгоритмом Дейкстры на графах видимости. Результат тестирования представлен на графике ниже.

Рис. 6 демонстрирует, что при отсутствии планирования алгоритм ORCA имеет крайне низкое число успешно выполненных заданий даже при небольшом числе агентов. С другой стороны, добавление этапа планирования позволяет достичь высоких показателей на малом числе агентов, хотя при повышении числа агентов результативность сильно снижается. График также демонстрирует, что оба рассмотренных подхода к предварительному планированию имеют близкий процент выполненных заданий при различном числе агентов. При этом заметим, что предлагаемый в работе подход (на основе использования графов регулярной декомпозиции и алгоритма Theta*), гораздо проще в реализации, чем подход, основанный на построении графа видимости, и обладает большей универсальностью.

При проведении эксперимента также производилась оценка качества полученных путей. Для каждого успешно выполненного задания сохранялось время, затраченное агентами на достижение целей. Затем это время суммировалось. Усредненные значения этого показателя приведены на рис. 7. При отсутствии глобального планирования алгоритм ORCA превышал верхний порог шагов симуляции, поэтому график содержит только результаты подходов, использующих глобальное планирование.

Приведенный график показывает, что подход, использующий графы регулярной декомпозиции, имеет в целом меньшую сумму симуля-

ционных времен, что означает лучшее качество получаемых путей.

Таким образом, использование графов регулярной декомпозиции позволяет использовать более простую процедуру построения графа для планирования, но сохраняет или повышает качественные показатели подхода, использующего графы видимости.

Заключение

В работе была рассмотрена задача децентрализованной многоагентной навигации, описан подход к решению этой задачи, опирающийся на существующие алгоритмы планирования траектории одиночного агента, использующие графы регулярной декомпозиции, а также алгоритм децентрализованного избегания столкновений ORCA. Было проведено экспериментальное сравнение описанного подхода с подходом, использующим графы видимости, построение которых становится затруднительным при повышении числа вершин статических препятствий. Результаты тестирования показали, что при использовании графов регулярной декомпозиции результативность остается на том же уровне, что и у подхода, использующего графы видимости. В дальнейших работах планируется проведение экспериментального тестирования на картах различной плотности заполнения, полученных случайным образом, а также рассмотрение методов повышения результативности описанного алгоритма навигации.

Библиографический список

1. *Андрейчук А. А., Яковлев К. С.* Планирование траекторий для коалиции агентов. Алгоритм МАРР // Тр. Второй молодежной научной конференции «Задачи современной информатики». М.: ФИЦ ИУ РАН, 2015. С. 19–24.
2. *Тимофеев А. В., Юсупов Р. М.* Принципы построения интегрированных систем мультиагентной навигации и интеллектуального управления мехатронными роботами // *Information Technologies & Knowledge*. 2011. Т. 5. № 3. С. 237–244.
3. *Dimarogonas D., Kyriakopoulos K.* Decentralized navigation functions for multiple robotic agents with limited sensing capabilities // *Journal of Intelligent and Robotic Systems*. 2007. Vol. 48. N. 3. P. 411–433.
4. *Xuan P., Lesser V.* Multi-agent policies: from centralized ones to decentralized ones // *Proceedings of the first international joint conference on Autonomous agents and multiagent systems: part 3*. 2002. P. 1098–1105.
5. *Яковлев К. С., Баскин Е. С., Андрейчук А. А.* Метод автоматического планирования совокупности траекторий для навигации беспилотных транспортных средств // *Управление большими системами*. М.: ИПУ РАН, 2015. № 58. С. 306–342.
6. *Dijkstra E.* A note on two problems in connexion with graphs // *Numerische Mathematik*. 1959. Vol. 1. P. 269–271.
7. *Hart P., Nilsson N., Raphael B.* A formal basis for the heuristics determination of minimum costs path // *IEEE Transactions on Systems Science and Cybernetics*. 1968. Vol. 4. N 2. P. 100–107.
8. *Korf R.* Artificial Intelligence Search Algorithms // *Algorithms and Theory of Computation Handbook*, CRC Press, 1996. P. 40.
9. *Daniel K.* Theta*: Any-angle path planning on grids // *Journal of Artificial Intelligence Research*. 2010. Vol. 39. P. 533–579.
10. *Overmars M., Welzl E.* New methods for computing visibility graphs // *Proceedings of the fourth annual symposium on Computational geometry*. ACM, 1988. P. 164–171.
11. *Яковлев К. С., Баскин Е. С.* Графовые модели в задаче планирования траектории на плоскости // *Искусственный интеллект и принятие решений*. 2013. № 1. С. 5–12.
12. *Berg J.* Reciprocal n-body collision avoidance // *Robotics research*. Springer, Berlin, Heidelberg, 2011. P. 3–19.

УДК 378.147

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-199-202

И. В. Елтышева*

старший преподаватель

Б. К. Елтышев**

доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

**Санкт-Петербургский государственный морской технический университет

ВОЗМОЖНОСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ СТАНДАРТОВ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ БЕЗОПАСНОСТИ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ АСЗИ

Обосновывается необходимость комплексного рассмотрения всех компонентов проектируемой автоматизированной системы в защищенном исполнении (АСЗИ) при оценке рисков, связанных с надежностью и безопасностью. Предлагается с этой целью использовать стандарт функциональной безопасности ГОСТ Р МЭК 61508.

Ключевые слова: автоматизированная система (АС), функциональная безопасность, информационная безопасность, надежность, IT-инфраструктура.

I. V. Eltyisheva*

Senior Lecturer

B. C. Eltyishev**

Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

**St. Petersburg State Marine Technical University

THE POSSIBILITY OF APPLYING FUNCTIONAL SAFETY STANDARDS IN THE DESIGN OF ASPV

The article substantiates the need for a comprehensive review of all components of the designed automated system in a protected version (ASPV) when assessing the risks associated with reliability and security. It is proposed to use the functional safety standard GOST R IEC 61508 for this purpose.

Keywords: automated system, functional security, information security, reliability, IT infrastructure.

В современной трактовке под защитой информации в автоматизированной системе понимается обеспечение ее конфиденциальности, целостности и доступности [1], причем самой главной характеристикой является доступность, поскольку при ее отсутствии все остальное теряет смысл.

В прошлой статье авторов на эту тему [2] было показано, что, вопреки распространенному мнению, существенный, если не доминирующий, вклад в нарушения защиты информации вносят именно ограничения или отказы в доступе к данным, и с ними связаны наибольшие материальные и репутационные потери.

К таким инцидентам ИБ, в частности, можно отнести:

- перерывы в обслуживании (до 40 % от общего числа);
- сбой программного и аппаратного обеспечения (до 30 %);
- непредвиденные последствия при внесении изменений в конфигурацию (до 20 %);

– ошибки персонала (до 20 %).

При этом по тем же данным только до 30 % инцидентов связано с внешними атаками (до 18 %) и кражей данных или информационных активов (до 10 %).

Поэтому представляется целесообразным при проектировании и эксплуатации АС, особенно в защищенном исполнении, особое внимание уделить предотвращению или минимизации последствий инцидентов этой группы.

Они могут быть классифицированы как отказы инфраструктуры; безусловно, носят случайный характер и естественным аппаратом для их исследования являются статистические методы теории надежности.

В [3] приведена следующая удачная с точки зрения настоящего рассмотрения схема вычислительной среды функционирования АС:

Схема соответствует ГОСТ 34. 003-90 [4], согласно которому в состав основных компонентов АС включаются техническое, математическое,

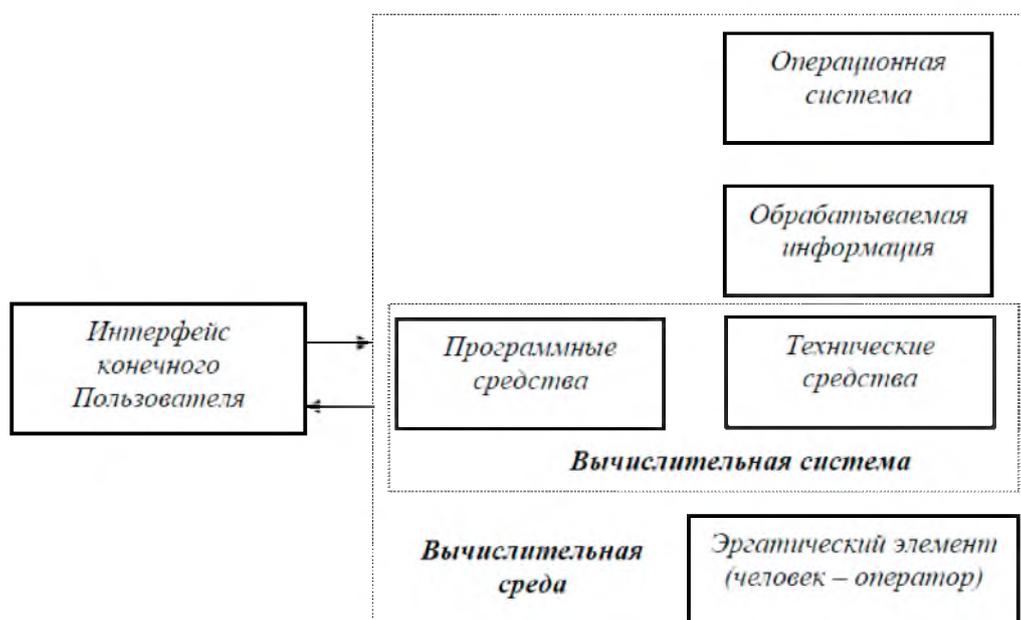


Рис. 1. Вычислительная среда функционирования АС

программное, информационное, эргономическое и некоторые другие виды обеспечения, вместе образующие программно-технический комплекс (ПТК) АС.

Отказы этих компонентов в общем случае не являются независимыми событиями вследствие очевидного влияния друг на друга и разнотипной подверженности многочисленным воздействиям внешней среды. На первом этапе с целью декомпозиции задачи можно получить отдельные оценки надежности компонентов, но получаемая при их объединении в предположении независимости характеристика будет лишь нижней оценкой надежности всей системы. Тем не менее такая декомпозиция представляется целесообразной, поскольку природа процессов, вызывающих отказы, совершенно различна для разных компонентов и, соответственно, могут значительно отличаться друг от друга модели и соответствующие законы распределения интенсивности отказов.

Однако на первом плане остается проблема системного подхода к обеспечению качества и безопасности функционирования проектируемой системы в целом. В 2013 году принят в качестве национального стандарта РФ ГОСТ Р МЭК 61508 «Функциональная безопасность систем электрических, электронных, программируемых электронных, связанных с безопасностью» [5]. Он гармонизирован с соответствующими международными стандартами, основан

на современном риск-ориентированном подходе и создает надежную методологическую основу при проектировании подсистем безопасности АС.

Стандарт вводит понятие «электрическая/электронная/программируемая электронная система» (Э/Э/ПЭ система, (electrical/electronic/programmable electronic system). Под ней понимается (автоматизированная) система управления, защиты или мониторинга, основанная на использовании одного или нескольких Э/Э/ПЭ устройств, включая все элементы системы, такие как источники питания, датчики и другие устройства ввода, магистрали данных и другие коммуникационные магистрали, исполнительные устройства и другие устройства вывода. Под это определение подходит подавляющее большинство современных АС технологического и военного назначения и значительная часть АС других типов.

Целью стандарта является предотвращение отказов систем защиты и систем управления, делающие их недоступными в момент необходимых действий, связанных с безопасностью.

В соответствии с ГОСТ Р МЭК 61508 термин «функциональная безопасность» означает корректное функционирование как системы управления, так и управляемого ею оборудования. Функциональная безопасность (functional safety, далее – ФБ) связывает воедино надежность аппаратной составляющей (hardware), про-



Рис. 2. Структура Э/Э/ПЭ системы

граммной составляющей (software), эргатического компонента (ergonomic) и, возможно, других компонентов, входящих в состав АС. Информационная безопасность (ИБ) является подсистемой функциональной безопасности и обеспечивает предотвращение доступа злоумышленников к ресурсам АС.

Базовым понятием ФБ является риск, определяемый в соответствии с ГОСТ Р 51897-2002 [6] как сочетание вероятности нежелательного события и его последствий. В обсуждаемом стандарте ФБ используется подход ALARP, предусматривающий выделение трех областей величины риска. Аббревиатура ALARP образо-

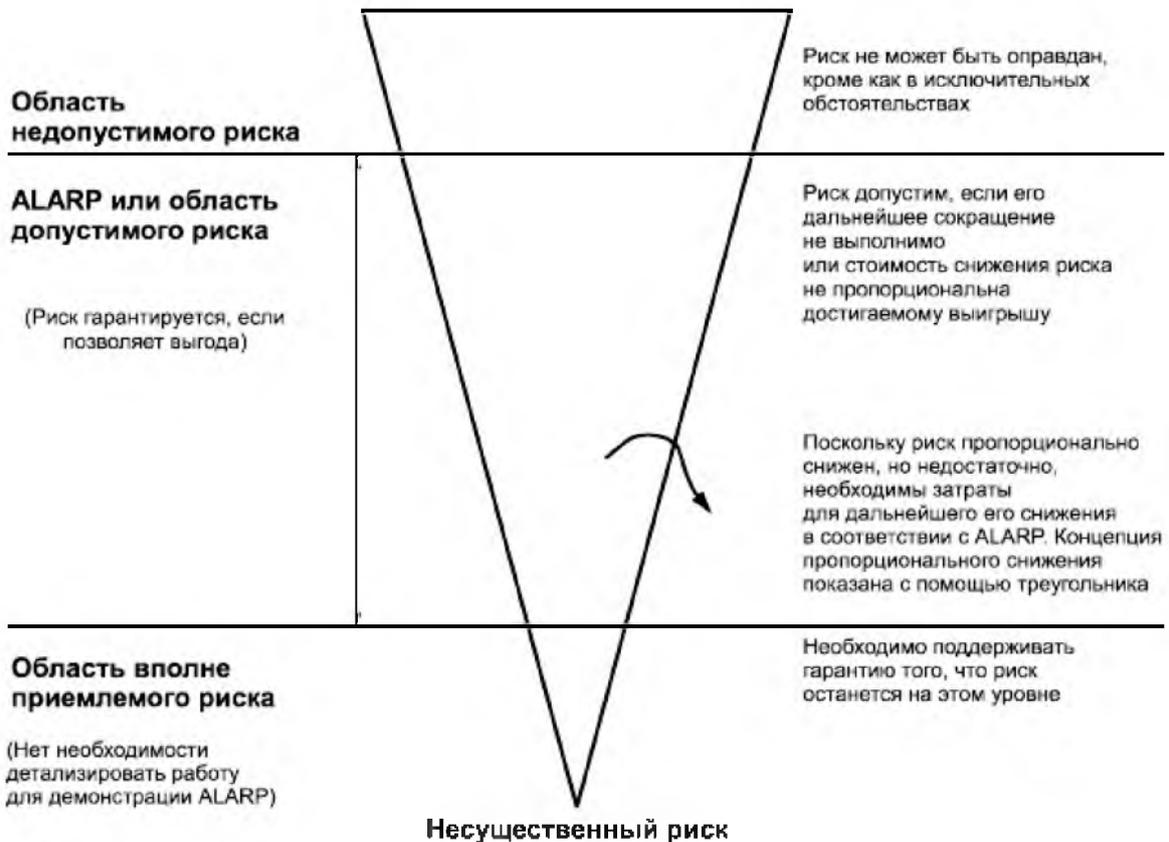


Рис. 3. Допустимый риск и ALARP

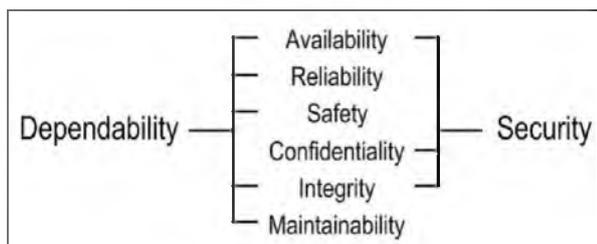


Рис 4. Основные атрибуты надежности и информационной безопасности

вана из английской фразы «as low as reasonably practicable», что означает снижение риска настолько, насколько это практически достаточно.

Следует отметить некоторые различия в трактовке базовых атрибутов, вводимых стандартом ФБ и традиционно принятых в отечественной литературе. Это связано, по-видимому, с тем, что в течение длительного периода времени информационная безопасность была предметом разработки IT-специалистов, а аппаратные отказы – предметом специалистов по теории надежности, и эти области почти не пересекались. В свою очередь в западной литературе была принята своя, несколько отличная от отечественной, терминология.

Интересное обсуждение этого вопроса содержится в цикле статей В. Скляра, посвященных ФБ на сайте <https://habr.com/ru>. Приведем выдержку из статьи «Оценивание показателей функциональной безопасности и надежности» [7].

Корректный перевод термина надежность – это dependability, поскольку и надежность, и dependability рассматриваются, как комплексные свойства. Reliability – это правильный перевод для термина безотказность, которая является важной, но все же только одной из составляющих надежности. Безотказностью называется свойство объекта непрерывно сохранять работоспособное состояние в течение некоторого времени или наработки, то есть безотказность можно обобщать с надежностью только для необслуживаемых систем. Кроме безотказности состав-

ными свойствами надежности являются ремонтпригодность (Maintainability), долговечность (Durability) и сохраняемость (Storability). [7].

С другой стороны комплексной характеристикой является безопасность (security, ИБ), с атрибутами доступность (availability), целостность (Integrity) и конфиденциальность (Confidentiality) [8].

Совместное использование несколько устаревших, но действующих стандартов системы ГОСТ 34. 003-90 «Информационная технология. Комплекс стандартов на автоматизированные системы» и отражающего современные тенденции ГОСТ Р МЭК 61508 создает достаточно полную методологическую основу для проектирования подсистем безопасности АС в защищенном исполнении.

Библиографический список

1. ГОСТ Р ИСО/МЭК 13335-1:2006. Информационная технология. Методы и средства обеспечения безопасности. Ч. 1. Концепция и модели менеджмента безопасности информационных и телекоммуникационных технологий.
2. Елтышева И. В., Елтышев Б. К. Анализ вклада IT-инфраструктуры предприятия в общую оценку риска. СПб.: ГУАП, 2019.
3. Скляр В. Н. Надежность систем управления: учеб. пособие / Томский политехнический университет. Томск, 2009.
4. ГОСТ 34.003-90. Информационная технология. Комплекс стандартов на автоматизированные системы. Автоматизированные системы. Термины и определения.
5. ГОСТ Р МЭК 61508. Функциональная безопасность систем электрических, электронных, программируемых электронных, связанных с безопасностью. Ч. 1–7.
6. ГОСТ Р 51897-2002. Менеджмент риска. Термины и определения.
7. Скляр В. Н. Оценивание показателей функциональной безопасности и надежности. URL: <https://habr.com/ru/post/323776> (дата обращения: 21.11.19).
8. ГОСТ Р 50922 2006. Защита информации. Основные термины и определения.

УДК 621.82/85

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-203-210

Д. Ю. Ершов***

кандидат технических наук, доцент

И. Н. Лукьяненко*

кандидат технических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

**Санкт-Петербургский горный университет

АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ПРИВОДА ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ

Рассматривается установившийся неравновесный режим работы технологического оборудования на примере фрезероального станка с числовым программным управлением, представленного в виде многомассовой технологической системы, а также математическая модель для исследования амплитудно-частотной характеристики момента двигателя и математическая модель для исследования угловой скорости привода с учетом динамической характеристики привода. Показана зависимость коэффициента динамичности технологической системы от соотношения электромагнитной и механической постоянных времени двигателя привода технологического оборудования. Проанализированы полученные амплитудно-частотные характеристики привода с учетом внешнего гармонического возмущающего воздействия. Приведены условия возникновения резонансных свойств привода технологической машины. Показана необходимость использования динамической характеристики двигателя при анализе амплитудно-частотных характеристик привода. Рассмотрено влияние маховика на резонансные свойства технологической системы.

Ключевые слова: амплитудно-частотная характеристика, момент двигателя, крутящий момент, динамическая характеристика двигателя, угловая скорость, резонанс, фазовый сдвиг, амплитуда колебаний, гармонические воздействия.

D. Y. Ershov***

PhD Sc. Tech., Associate Professor

I. N. Lukjanenko*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*St. Petersburg State University aerospace instrumentation

**St. Petersburg Mining University

VIBRATION AMPLITUDE AND FREQUENCY PARAMETERS OF TECHNOLOGICAL EQUIPMENT DRIVES

The paper studies the effective non-uniform operation mode of technological equipment by the example of numerically controlled milling machine which is described as a multi-mass technological system. The mathematical models presented can be used in studies of the vibration amplitude and frequency parameters of the torque and the angular velocity of the drive conditioned on the drive dynamics. The dynamic ratios of the technological system appear conditioned on the ratio of electro-magnetic to mechanical time constants of the motor powering the technological equipment drive. The vibration amplitude and frequency parameters of the drive obtained are analyzed and conditioned on the external harmonic disturbances. The resonance-inducing conditions are outlined. These properties require for the drive dynamic parameters to be analyzed in order to correctly evaluate the drive vibration amplitude and frequency parameters. The paper also describes the effect of the flywheel on the resonance properties of the technological system.

Keywords: vibration amplitude and frequency parameters, torque, motor torque, drive dynamic parameters, angular velocity, resonance, phase variance, vibration amplitude, harmonic disturbances.

Одним из наиболее характерных режимов работы привода технологической машины является установившийся неравновесный режим движения под действием периодической нагрузки, то есть вынужденные колебания звеньев привода, происходящие около равномерного движения с некоторой средней скоростью. Момент сил сопротивления для широкого класса техно-

логических машин может быть аппроксимирован периодической функцией времени [1–3].

Например, при фрезеровании поверхности детали или растачивании отверстия с равномерно распределенными по окружности пазами, расположенными вдоль образующей отверстиями, момент нагрузки приближенно можно рассматривать как периодическую функцию вре-

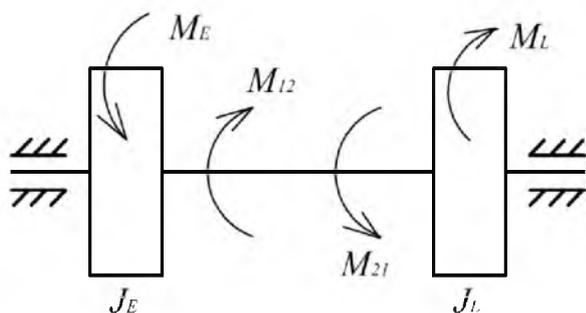


Рис. 1. Динамическая модель привода

мени [4–7]. Однако основные особенности рассматриваемого режима работы привода удаётся выявить, представив момент нагрузки в более простом виде:

$$M_L(t) = M_L^0 + \Delta M_L^0 \cos \Omega t, \quad (1)$$

где M_L^0 , ΔM_L^0 – постоянная составляющая и амплитуда гармонической составляющей момента; Ω – частота внешнего воздействия.

1. Динамическая модель привода.

В работах [8–10, 12] проведено исследование математических моделей технологических систем с учетом динамических внешних воздействий в различных режимах работы. На основании проведенного исследования рассмотрим особенности режима с помощью динамической модели привода, показанной на рис. 1.

Ротор двигателя с моментом инерции J_E соединен жестким валом с рабочим органом с моментом инерции J_L . К ротору приложен момент двигателя M_E , а к рабочему органу – момент нагрузки $M_L(t)$. Крутящий момент на валу, приложенный к ротору, обозначим через M_{12} , а крутящий момент действующий на рабочий орган, – через M_{21} . Очевидно, что справедливо равенство $M_{12} = -M_{21}$.

При изучении установившегося режима движения привода технологической машины необходимо знать изменение момента двигателя, угловой скорости и крутящего момента на валу [13–15]. Знание момента двигателя позволяет сделать правильный выбор двигателя и системы управления им. Угловая скорость вращения рабочего органа является одной из важных характеристик работы привода: для главного привода определяет скорость резания, а для привода подачи – скорость движения ползуна, стола, суппорта и т. д. Для приводов технологических машин часто требуется обеспечить изменение скорости при заданном и достаточно малом

значении коэффициента неравномерности. Диапазон изменения коэффициента неравномерности должен быть в интервале $\delta = 0,02 \dots 0,05$. Знание крутящего момента необходимо для обеспечения динамической прочности звеньев привода [11, 16–18].

Запишем дифференциальные уравнения движения:

$$J_E \dot{\omega}_E = M_E + M_{12}, \quad J_L \dot{\omega}_L = M_{21} - M_L$$

$$T_e \dot{M}_E + M_E = \beta_E \omega_0 - \beta_E \omega_E, \quad (2)$$

где $\dot{\omega}_E = \dot{\omega}_L$ – ускорение ротора двигателя и ра-

бочего органа соответственно; $\beta_E = \frac{dM_E}{d\omega_E}$ – мо-

дуль статической жесткости. В системе уравнений (2) учитывается динамическая характеристика двигателя. Величина T_e определяет электромагнитную постоянную времени двигателя.

2. Характер изменения момента двигателя.

Рассмотрим характер изменения момента двигателя M_E . Преобразуем систему (2) следующим образом: сложим первое и второе уравнения:

$$(J_E + J_L) \dot{\omega}_E = M_E - M_L \quad (3)$$

и разрешим, относительно $\dot{\omega}_E$:

$$\dot{\omega}_E = \frac{M_E - M_L}{J_E + J_L}. \quad (4)$$

При суммировании левых и правых частей первого и второго уравнений системы (2) учтено, что ускорения $\dot{\omega}_E$ и $\dot{\omega}_L$ тождественно равны. Вычислим производную по времени от обеих частей третьего уравнения системы (2):

$$T_e \ddot{M}_E + \dot{M}_E = -\beta_E \dot{\omega}_E. \quad (5)$$

При вычислении производной учитывается, что $\omega_0 = \text{const}$. Подставим (4) в (5):

$$T_e \ddot{M}_E + \dot{M}_E = -\beta_E \frac{M_E - M_L}{J_E + J_L}.$$

Умножив обе части этого уравнения на $(J_E + J_L) \beta_E^{-1}$, получим:

$$\begin{aligned} T_e T_m \ddot{M}_E + T_m \dot{M}_E + M_E &= \\ &= M_L = M_L^0 + \Delta M_L^0 \cos \Omega t \end{aligned} \quad (6)$$

где $T_m = (J_E + J_L) \beta_E^{-1} = J_E \beta_E^{-1} (1+k) = T_{m0} (1+k)$ – механическая постоянная времени привода;

$k = \frac{J_L}{J_E}$ – безразмерная величина, определяющая отношение моментов инерции рабочего органа и ротора двигателя.

В правой части дифференциального уравнения (6) использована зависимость (1). Будем искать решение уравнения (6) в виде:

$$M_E(t) = M_E^0 + \Delta M_E(t) \quad (7)$$

суммы, постоянной M_E^0 и $\Delta M_E(t)$ переменной составляющих момента двигателя. Подстановка функции (7) и ее производных $\dot{M}_E(t)$ и $\ddot{M}_E(t)$ в дифференциальное уравнение (6) приводит к двум уравнениям вида:

$$T_e T_m \Delta \ddot{M}_E + T_m \Delta \dot{M}_E + \Delta M_E = \Delta M_L^0 \cos \Omega t$$

$$M_E^0 = M_L^0 \quad (8)$$

Из второго уравнения системы (8) следует, что постоянная составляющая момента двигателя определяется постоянной вставляющей момента нагрузки. Рассматриваем установившийся режим движения и поэтому частное решение первого уравнения системы (8) ищем в виде:

$$\Delta M_E(t) = \Delta M_E^0 \cos(\Omega t + \alpha_M), \quad (9)$$

где ΔM_E^0 и α_M – амплитуда и фазовый сдвиг, подлежащие определению.

Подставим функцию (9) и ее производные $\dot{\Delta M}_E(t)$ и $\ddot{\Delta M}_E(t)$ в дифференциальное уравнение (8):

$$\begin{aligned} & -T_e T_m \Omega^2 \Delta M_E^0 \cos(\Omega t - \alpha_M) - \\ & -T_m \Omega \Delta M_E^0 \sin(\Omega t - \alpha_M) + \\ & + \Delta M_E^0 \cos(\Omega t - \alpha_M) = \Delta M_L^0 \cos \Omega t. \end{aligned}$$

Преобразуем правую часть уравнения следующим образом:

$$\begin{aligned} & -T_e T_m \Omega^2 \Delta M_E^0 \cos(\Omega t - \alpha_M) - \\ & -T_m \Omega \Delta M_E^0 \sin(\Omega t - \alpha_M) + \\ & + \Delta M_E^0 \cos(\Omega t - \alpha_M) = \\ & = \Delta M_L^0 [(\Omega t - \alpha_M) + \alpha_M] = \\ & = \Delta M_L^0 \cos \alpha_M \cos(\Omega t - \alpha_M) - \\ & - \Delta M_L^0 \sin \alpha_M \sin(\Omega t - \alpha_M). \end{aligned}$$

В соответствии с теорией дифференциальных уравнений решение (9) обращает уравнение (8) в тождество, если коэффициенты при функ-

циях синус и косинус в левой и правой частях уравнений равны. Получаем два уравнения относительно неизвестных ΔM_E^0 и α_M :

$$(1 - T_e T_m \Omega^2) \Delta M_E^0 = \Delta M_L^0 \cos \alpha_M$$

$$T_m \Omega \Delta M_E^0 = \Delta M_L^0 \sin \alpha_M.$$

Решение этой системы получим в виде:

$$\begin{aligned} \Delta M_E^0 &= \frac{\Delta M_L^0}{\sqrt{(1 - T_e T_m \Omega^2)^2 + T_m^2 \Omega^2}}, \\ \alpha &= \arctg \frac{T_m \Omega}{1 - T_e T_m \Omega^2}. \end{aligned} \quad (10)$$

Окончательно функция, определяющая изменение момента двигателя в установившемся равновесном режиме движения, принимает вид:

$$M_E(t) = M_L^0 + \Delta M_E^0 \cos(\Omega t - \alpha_M). \quad (11)$$

Момент двигателя представляется суммой постоянной составляющей, равной постоянной составляющей момента технологической нагрузки и переменной составляющей, изменяющейся по гармоническому закону с частотой внешнего воздействия Ω . Переменная составляющая момента $M_E(t)$ приводит к неравномерности вращения ротора, что оказывает вредные воздействия на работу роторных двигателей и приводит к дополнительным потерям мощности. Поэтому важным является вопрос об уменьшении амплитуды ΔM_E^0 момента двигателя.

3. Амплитудно-частотная характеристика момента двигателя.

Используя первое выражение из (10), получим амплитудно-частотную характеристику момента $M_E(t)$:

$$W_M(\Omega) = \frac{\Delta M_E^0}{\Delta M_L^0} = \frac{1}{\sqrt{(1 - T_e T_m \Omega^2)^2 + T_m^2 \Omega^2}}. \quad (12)$$

Функция $W_M(\Omega)$ имеет физический смысл коэффициента динамичности системы. Найдем то значение Ω , при котором зависимость (12) испытывает максимум. Функция $W_M(\Omega)$ достигает максимума, если подкоренное выражение:

$$f(\Omega) = (1 - T_e T_m \Omega^2)^2 + T_m^2 \Omega^2$$

достигает минимума. Вычислим производную и приравняем ее к нулю:

$$f'_{\Omega} = 2\left(1 - T_e T_m \Omega^2\right)\left(-2T_e T_m \Omega\right) + 2T_m^2 \Omega = 0.$$

Решение этого уравнения даст два корня:

$$\Omega_1 = 0, \quad \Omega_2 = \frac{1}{\sqrt{T_e T_m}} \sqrt{1 - \frac{T_m}{2T_e}}. \quad (13)$$

Второй корень оказывается вещественным,

если выполняется условие $1 - \frac{T_m}{2T_e} > 0$, откуда получаем:

$$\frac{T_e}{T_m} > 0,5. \quad (14)$$

Вычислим вторую производную функции $f(\Omega)$ и найдем ее знак при $\Omega = \Omega_1$ и $\Omega = \Omega_2$. Для этого перепишем первую производную в виде:

$$f'_{\Omega} = 2 \left[-2T_e T_m \left(1 - \frac{T_m}{2T_e}\right) \Omega + 2T_e^2 T_m^2 \Omega^3 \right].$$

Вторая производная примет вид:

$$f''_{\Omega} = 2 \left[-2T_e T_m \left(1 - \frac{T_m}{2T_e}\right) + 6T_e^2 T_m^2 \Omega^2 \right].$$

Значение f''_{Ω} при $\Omega = \Omega_1 = 0$ определяется выражением:

$$f''_{\Omega}(\Omega_1) = -4T_e T_m \left(1 - \frac{T_m}{2T_e}\right).$$

При выполнении условия (14) вторая производная $f''_{\Omega}(\Omega_1) < 0$ а первая производная $f'_{\Omega}(\Omega_1) = 0$

Следовательно, при $\Omega = \Omega_1$ функция $f(\Omega)$ испытывает максимум, а функция $W_M(\Omega)$ – минимум.

Вторая производная при $\Omega = \Omega_2$ определяется выражением:

$$f''_{\Omega}(\Omega_2) = 8T_e T_m \left(1 - \frac{T_m}{2T_e}\right).$$

При выполнении условия (14) вторая производная положительна $f''_{\Omega}(\Omega_2) > 0$ а первая производная $f'_{\Omega}(\Omega_2) = 0$. Это значит, что при $\Omega = \Omega_2$ функция $f(\Omega)$ испытывает минимум, а функция $W_M(\Omega)$ – максимум. Таким образом, неравенство (14) является условием существования максимума амплитудно-частотной характеристики на частоте $\Omega = \Omega_2$, то есть условием, при выполнении которого привод с жесткими звеньями обладает резонансными свойствами.

Из (13) следует, что частота Ω , при которой функция $W_M(\Omega)$ имеет экстремум, определя-

ется постоянными времени T_e и T_m . Таким образом, электромагнитная и механическая постоянные времени являются динамическими параметрами привода, определяющими его частотные свойства.

Учет масс передаточного и исполнительного механизма, а также рабочего органа уменьшает частоту электромеханического резонанса привода. Из условия (14) определим область значений параметра k , в которой привод обладает резонансными свойствами:

$$k \left(2 \frac{T_e}{T_m} - 1\right) = k^*. \quad (15)$$

Величина k^* является пороговым значением параметра k , при котором частота $\Omega = 0$. Если отношение момента инерции нагрузки к моменту инерции ротора двигателя (параметр $k = \frac{J_L}{J_M}$) удовлетворяет неравенству (15), то привод обладает резонансными свойствами по моменту двигателя. Для построения графика амплитудно-частотной характеристики момента двигателя $W_M(\Omega)$ преобразуем зависимость (12) с помощью безразмерной частоты внешнего воздействия $\gamma = \Omega \sqrt{T_e - T_m}$

$$W_M(\gamma) = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - (1+k)\gamma^2\right]^2 + \frac{T_m}{T_e}(1+k)^2 \gamma^2}}. \quad (16)$$

На рис. 2 построены графики функции (16)

при $\frac{T_e}{T_m} = 2$ и трех значениях параметра k : кривая 1 ($k=0$), кривая 2 ($k=1$) и кривая 3 ($k=3$).

При этом пороговое значение $k = k^* = 3$, а амплитудно-частотная характеристика $W_M(\Omega)$ испытывает

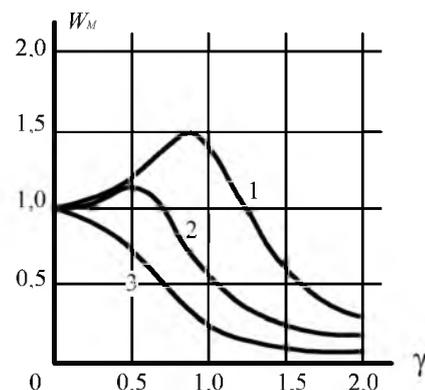


Рис. 2. Амплитудно-частотная характеристика привода в зависимости от момента двигателя

при $\gamma = \Omega \sqrt{T_e - T_m}$ максимум. Увеличение параметра k приводит к уменьшению резонансного пика. При $k \geq k^*$ функция $W_M(\Omega)$ удовлетворяет условию $W_M(\Omega) \leq 1$ на всем диапазоне изменения частоты внешнего воздействия.

4. Характер изменения угловой скорости привода.

Рассмотрим характер изменения угловой скорости ω_E . Для этого разрешим уравнение (3) относительно момента двигателя:

$$M_E = (J_E + J_L)\dot{\omega}_E + M_L. \quad (17)$$

Продифференцируем по времени выражение (17):

$$\dot{M}_E = (J_E + J_L)\ddot{\omega}_E + \dot{M}_L. \quad (18)$$

Подставим зависимости (16) и (17) в третье уравнение системы (2):

$$T_e(J_E + J_L)\ddot{\omega}_E + T_e\dot{M}_L + (J_E + J_L)\dot{\omega}_E + M_L = \beta_E\omega_0 - \beta_E\omega_E$$

Преобразуем последнее уравнение к виду:

$$T_e(J_E + J_L)\beta_E^{-1}\ddot{\omega}_E + (J_E + J_L)\beta_E^{-1}\dot{\omega}_E + \omega_E = \omega_0 - M_L\beta_E^{-1} - T_e\beta_E^{-1}\dot{M}_L.$$

Подставим зависимость (1) и ее производную $\dot{M}_L = -\Omega\Delta M_L^0 \sin \Omega t$ в дифференциальное уравнение:

$$T_e T_m \ddot{\omega}_E + T_m \dot{\omega}_E + \omega_E = \omega_0 - M_L^0 \beta_E^{-1} - \Delta M_L^0 \beta_E^{-1} \cos \Omega t + T_e \Omega \beta_E^{-1} \Delta M_L^0 \sin \Omega t.$$

Разность $\omega_0 - M_L^0 \beta_E^{-1} = \omega_E^0$ определяет постоянную составляющую угловой скорости. Представим угловую скорость $\omega_E(t)$ как сумму постоянной ω_E^0 и переменной $\Delta\omega(t)$ составляющих:

$$\omega_E(t) = \omega_E^0 + \Delta\omega_E(t). \quad (19)$$

Принимая во внимание, что $\dot{\omega}_E = \Delta\dot{\omega}_E$ и $\ddot{\omega}_E = \Delta\ddot{\omega}_E$, преобразуем дифференциальное уравнение:

$$T_e T_m \Delta\ddot{\omega}_E + T_m \Delta\dot{\omega}_E + \Delta\omega_E = \Delta M_L^0 \beta_E^{-1} \sqrt{1 + T_e^2 \Omega^2} \sin(\Omega t + \delta_m), \quad (20)$$

где $\delta_m = \arctg \frac{1}{T_e \Omega}$.

Стационарное решение уравнения (20) будем искать в виде:

$$\omega_E(t) = \Delta\omega_E^0 \sin(\Omega t - \delta_m - \alpha_\omega). \quad (21)$$

В выражении (21) амплитуда $\Delta\omega_E^0$ и фазовый сдвиг α_ω являются неизвестными величинами и подлежат определению.

Подставим решения и его производные

$$\Delta\dot{\omega}_E = \Delta\omega_E^0 \Omega \cos(\Omega t - \delta_m - \alpha_\omega)$$

$$, \Delta\ddot{\omega}_E = -\Delta\omega_E^0 \Omega^2 \sin(\Omega t - \delta_m - \alpha_\omega)$$

в дифференциальное уравнение (20), преобразував его правую часть:

$$\begin{aligned} & -T_e T_m \Omega^2 \Delta\omega_E^0 \sin(\Omega t - \delta_m - \alpha_\omega) + \\ & + T_m \Omega \Delta\omega_E^0 \cos(\Omega t - \delta_m - \alpha_\omega) + \\ & \Delta\omega_E^0 \sin(\Omega t - \delta_m - \alpha_\omega) = \\ & = \Delta M_L^0 \beta_E^{-1} \sqrt{1 + T_e^2 \Omega^2} \sin[(\Omega t - \delta_m - \alpha_\omega) + \alpha_\omega] = \\ & = \Delta M_L^0 \beta_E^{-1} \sqrt{1 + T_e^2 \Omega^2} \times \\ & \times \left[\sin(\Omega t - \delta_m - \alpha_\omega) \cos \alpha_\omega + \right. \\ & \left. + \cos(\Omega t - \delta_m - \alpha_\omega) \sin \alpha_\omega \right]. \end{aligned}$$

Приравнявая коэффициенты при $\sin(\Omega t - \delta_m - \alpha_\omega)$ и $\cos(\Omega t - \delta_m - \alpha_\omega)$ левой и правой частей уравнения, получим:

$$(1 - T_e T_m \Omega^2) \Delta\omega_E^0 = \Delta M_L^0 \beta_E^{-1} \sqrt{1 + T_e^2 \Omega^2} \cos \alpha_\omega;$$

$$T_m \Omega \Delta\omega_E^0 = \Delta M_L^0 \beta_E^{-1} \sqrt{1 + T_e^2 \Omega^2} \sin \alpha_\omega.$$

Решая эту систему относительно неизвестных амплитуды $\Delta\omega_E^0$ и фазового сдвига α_ω , получим:

$$\Delta\omega_E^0 = \Delta M_L^0 \frac{\sqrt{1 + T_e^2 \Omega^2}}{\beta_E \sqrt{(1 - T_e T_m \Omega^2)^2 + T_m^2 \Omega^2}},$$

$$\alpha_\omega = \arctg \frac{T_m \Omega}{1 - T_e T_m \Omega^2}. \quad (22)$$

Используя (19), (21) и (22), получим функцию, определяющую изменение угловой скорости в установившемся режиме движения:

$$\begin{aligned} \omega_E(t) = & \omega_E^0 + \Delta M_L^0 \frac{\sqrt{1 + T_e^2 \Omega^2}}{\beta_E \sqrt{(1 - T_e T_m \Omega^2)^2 + T_m^2 \Omega^2}} \times \\ & \times \sin(\Omega t - \delta_m - \alpha_\omega). \end{aligned} \quad (23)$$

Изменение угловой скорости $\omega_E(t)$ привода определяется суммой двух движений: вращения привода с постоянной угловой скоростью

ω_E^0 и колебания привода, наложенного на равномерное вращение с частотой Ω внешнего воздействия. Скорость равномерного вращения ω_E^0 определяется постоянной составляющей M_L^0 момента нагрузки и статической жесткостью β_E механической характеристики.

5. Амплитудно-частотная характеристика угловой скорости привода.

Рассмотрим гармоническую составляющую угловой скорости. К приводам технологических машин предъявляются высокие требования по коэффициенту неравномерности δ , который пропорционален удвоенной амплитуде колебаний угловой скорости $\Delta\omega_E^0$ [19–21]. Поэтому при анализе установившегося неравновесного режима движения важной задачей является уменьшение амплитуды колебаний угловой скорости привода. Введем в рассмотрение амплитудно-частотную характеристику угловой скорости привода. На основании (22) имеем:

$$W_\omega(\Omega) = \frac{\Delta\omega_E^0}{\Delta M_L^0} = \frac{\sqrt{1+T_e^2\Omega^2}}{\beta_E \sqrt{(1-T_e T_m \Omega^2)^2 + T_m^2 \Omega^2}}. \quad (24)$$

Функция $W_\omega(\Omega)$ определяет динамическую податливость привода по угловой скорости.

Теперь амплитуду колебаний угловой скорости можно представить следующим образом:

$$\Delta\omega_E^0 = W_\omega(\Omega) \Delta M_L^0. \quad (25)$$

Величина $\Delta\omega_E^0$ также называется установившейся динамической ошибкой по скорости.

Проведем анализ амплитудно-частотной характеристики. Найдем частоту внешнего воздействия, на которой функция $W_\omega(\Omega)$ испытывает максимум. Вычислим производную от выражения (24):

$$\frac{dW_\omega}{d\Omega} = \frac{T_e^2 \Omega \left[(1 - T_e T_m \Omega^2)^2 + T_m^2 \Omega^2 \right] + (1 + T_e^2 \Omega^2) \times \left[(1 - T_e T_m \Omega^2) (2 T_e T_m \Omega) - T_m^2 \Omega \right]}{\beta_E \sqrt{1 + T_e^2 \Omega^2} \left[(1 - T_e T_m \Omega^2)^2 + T_m^2 \Omega^2 \right]^{\frac{3}{2}}}.$$

Приравняв ее к нулю, получим следующее уравнение:

$$\Omega_\omega \left(\Omega_\omega^4 + \frac{2}{T_e^2} \Omega_\omega^2 - \frac{1}{T_e^2 T_m^2} - \frac{2}{T_e^2 T_m} + \frac{1}{T_e^4} \right) = 0,$$

в котором Ω_ω определяет значение частоты Ω , соответствующее экстремуму функции $W_\omega(\Omega)$. Корни уравнения равны:

$$\Omega_{\omega 1} = 0, \quad \Omega_{\omega 2} = \frac{1}{\sqrt{T_e T_m}} \left(\sqrt{1 + 2 \frac{T_m}{T_e}} - \frac{T_m}{T_e} \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (26)$$

В дальнейшем при построении графиков функции (24) определим, при каких условиях полученные корни соответствуют максимуму или минимуму амплитудно-частотной характеристики. Корень $\Omega_{\omega 2}$ является вещественным, а функция $W_\omega(\Omega)$ испытывает максимум при выполнении условия:

$$\sqrt{1 + 2 \frac{T_m}{T_e}} - \frac{T_m}{T_e} > 0.$$

Преобразуя его, получим:

$$\frac{T_e}{T_m} > 0.41. \quad (27)$$

Найдем область значений k , в которой функция $W_\omega(\Omega)$ имеет экстремум. Используя выражение (27), получим:

$$k < (1 + \sqrt{2}) \frac{T_e}{T_m} - 1 = k^{**}. \quad (28)$$

Для построения графика амплитудно-частотной характеристики преобразуем зависимость (24) и (26) с помощью безразмерной частоты γ :

$$W_\omega(\gamma) = \frac{\sqrt{1 + \frac{T_e}{T_m} \gamma^2}}{\beta_E \sqrt{\left[1 - (1+k)\gamma^2 \right]^2 + \frac{T_m}{T_e} (1+k)^2 \gamma^2}}. \quad (29)$$

Безразмерная величина стационарного значения $\Omega_{\omega 2}$ частоты Ω равна:

$$\gamma = \frac{1}{\sqrt{1+k}} \left[\sqrt{1 + 2 \frac{T_m}{T_e} (1+k)} - \frac{T_m}{T_e} (1+k) \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (30)$$

С помощью функций (29) и (30) на рис. 3 представлен график амплитудно-частотной характеристики привода в координатах γ и $W_\omega(\gamma)\beta_E$.

Кривая 1 соответствует значениям $k=0$,

$\frac{T_e}{T_m} = 1$ и $k^{**} = 1.41$ при $\gamma=0$ имеет минимум, а

при $\gamma=0.85$ – максимум. Условия (27) и (28) выполняются и привод обладает резонансными свойствами по угловой скорости. Кривая 2 полу-

чена при $k=0$, $\frac{T_e}{T_m} = 2$.

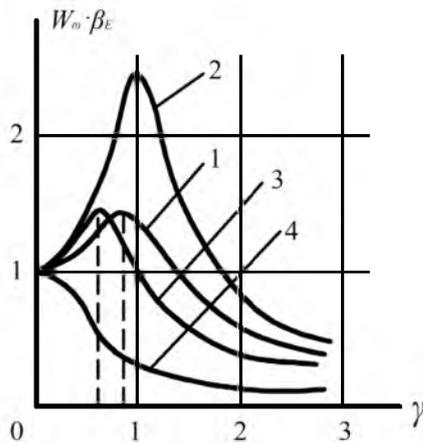


Рис. 3. Амплитудно-частотная характеристика привода в зависимости от угловой скорости

Амплитудно-частотная характеристика на частоте $\gamma=0,96$ испытывает максимум. Увеличение отношения $\frac{T_e}{T_m}$ приводит к усилению ре-

зонансных свойств привода. Из сравнения кривых 1 и 2 следует, что уменьшения резонансного пика можно достичь за счет такого выбора двигателя, который обеспечивает меньшее отноше-

ние $\frac{T_e}{T_m}$. Кривая 3 на рис. 3 получена при $k=1$, $\frac{T_e}{T_m}=2$ и $k^{**}=3,82$. Из сравнения кривых 2 и 3

следует, что увеличение момента инерции нагрузки приводит к уменьшению резонансного пика амплитудно-частотной характеристики.

Кривая 4 соответствует значениям $k=4$, $\frac{T_e}{T_m}=2$

и $k^{**}=3,84$. При любом значении частоты внешнего воздействия γ амплитудно-частотная характеристика угловой скорости удовлетворяет условию $W_\omega(\gamma)\beta_E \leq 1$. В рассматриваемом случае условия (27) и (28) не выполняются и привод не обладает резонансными свойствами.

Окончательно зависимость $\omega_E(t)$ может быть записана следующим образом:

$$\omega_E(t) = \omega_E^0 + W_\omega(\Omega)\Delta M_L^0 \sin(\Omega t - \delta_m - \alpha_m).$$

При малом значении угловой скорости равномерного движения ω_E^0 и значительной амплитуде $\Delta\omega_E^0$ колебаний угловой скорости возникает опасность периодического изменения знака функции $\omega_E(t)$. Выполнение неравенства $W_\omega(\Omega)\Delta M_L^0 \leq \omega_E^0$ исключает возможность остановки привода и движение в обратном направлении.

Заключение

Проведенный анализ исследования момента двигателя и угловой скорости привода под воздействием гармонического возмущающего воздействия позволяет сделать следующие выводы:

– Из анализа амплитудно-частотной характеристики привода в зависимости от угловой скорости следует, что увеличение вращающихся масс приводит в рассматриваемой модели с жесткой механической системой к стабилизации привода по угловой скорости. Этот результат показывает, что для уменьшения установившейся динамической ошибки по скорости необходимо внесение в кинематическую схему привода дополнительной вращающейся массы (маховика). При этом использование маховика увеличивает суммарную инерционность привода и, следовательно, уменьшает его быстродействие в режимах разбега и торможения. Поэтому метод уменьшения неравномерности вращения, основанный на использовании маховика, целесообразно применять для таких технологических машин, приводы которых длительное время работают в установившемся режиме, и быстродействие которых не имеет существенного значения. К таким технологическим машинам можно отнести зубофрезерные станки, тяжелые фрезерные и расточные станки, работающие в режимах обработки протяженных поверхностей.

– Функция $W_\omega(\Omega)$ изменяется в зависимости от T_m не монотонно, а при некотором значении $T_m = T_m^*$ испытывает максимум. Таким образом, если до введения маховика выполнялось неравенство $T_m < T_m^*$, то после установки величина T_m приблизится к значению T_m^* , что приведет к увеличению установившейся динамической ошибки по скорости $\Delta\omega_E^0$. Значит, применение маховика не уменьшит неравномерность вращения привода, а, наоборот, увеличит.

– Электромеханическая система (привод) с жесткой механической системой при учете динамической характеристики двигателя обладает резонансными свойствами. Амплитудно-частотная характеристика момента двигателя $W_M(\Omega)$ имеет резонансный пик при выполнении условия (14) на частоте, определяемой зависимостью (13). Амплитудно-частотная характеристика угловой скорости $W_\omega(\Omega)$ имеет резонансный пик при выполнении условия (27) на частоте, определяемой зависимостью (26). Это означает, что если электромагнитная и механическая постоянные времени T_e и T_m удовлетворяют неравенству (27) как более сильному из двух условий (14) и (27), то при анализе при-

вода технологического оборудования необходимо учитывать динамическую характеристику двигателя, как зависимость угловой скорости от момента инерции в установившемся неравновесном режиме работы привода. В противном случае при использовании статической механической характеристики привода резонансные пики $M_E(t)$ и угловой скорости $\omega_E(t)$ могут быть потеряны и результаты исследований окажутся неверными.

Библиографический список

1. Ершов Д. Ю. Математическое моделирование многомассовых механических систем // Инновации в транспорте и машиностроении // Материалы 4-й Междунар. научно-практ. конф. Т. 3. С. 31–35 (2016).
2. Evgrafov A., Karazin V., Kozlikin D. Some characteristics of linear acceleration reproduction with flexible harmonics // Lectures in Mechanical Engineering 5, 71–81 (2018).
3. Evgrafov A., Petrov G. Drive selection of multidirectional mechanism with input excess // Lectures in Mechanical Engineering 1, 31–37 (2016).
4. Maksarov V., Khalimonenko A., Timofeev D. Machining quality when lathing blanks with ceramic cutting tools. Agronomy Research 12 (1), 269–278 (2014).
5. Maksarov V., Krasnyy V., Viushin R. Simulation of dynamic processes when machining transition surfaces of stepped shafts // 2018 IOP Conf. Series: Proceedings in Science and Engineering 327 (022047). P. 1–6 (2018).
6. Efimov A., Maksarov V. Simulation modelling of dynamic characteristics of machining in LabView software environment to improve processing technique of a rod component // 2018 International Conference on Innovations and Prospects of Development of Mining Machinery and Electrical Engineering 194 (2021). P. 1–6 (2018).
7. Alekseeva L., Maksarov V. Evaluation of effect of oil film of rotor bearing // 2018 IOP Conference Series: Materials Science and Engineering 327 (022003). P. 1–6 (2018).
8. Ершов Д. Ю., Лукьяненко И. Н. Трехмассовые динамические модели в изучении колебаний в электромеханических системах // Современные проблемы теории машин Т. 4. С. 71 – 74 (2016).
9. Ershov D., Lukyanenko I. Causes of dynamic processes in machining technological systems // Journal of Advanced Research in Technical Science 4, 39–43 (2017).
10. Ershov D., Zlotnikov E., Koboyankwe L. Dynamic processes in technological systems of machining and the nature of their origin // IOP Conference Series: Earth and Environmental Science 87 (82016). P. 1–6 (2017).
11. Ershov D., Zlotnikov E., Timofeev D. Analysis of proper fluctuations of technological systems // IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering 560 (012015). P. 1–6 (2019).
12. Ershov D., Lukyanenko I. Dynamic model of technological equipment drive with S DOFs // Proceedings of 14th International Conference on Electromechanics and Robotics “Zavalishin’s Readings”. Smart Innovation, Systems and Technologies 154. Springer, Singapore, 171–182 (2020).
13. Maksarov V., Olt J. Improving the precision of manufacturing power hydraulic cylinders of powered roof supports based on a vibration-damping tooling system. Journal of Mining Institute 214, 71–84 (2015).
14. Maksarov V., Olt J. Dynamic stabilization of machining process based on local metastability in controlled robotic systems of CNC machines. Journal of Mining Institute 226, 446–451 (2017).
15. Hao L., Koleda A., Barbin E. MEMS Instrument Accuracy in Automated Vehicle Control // Journal of Physics: International Conference Complex Equipment of Quality Control Laboratories 1118 (1), (012061). P. 1–6 (2018).
16. Salchak Y., Kotelnikov A., Sednev D. Smart manufacturing of complex shaped pipe components // IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering 11th International Conference on Mechanical Engineering, Automation and Control Systems 327 (2), (022091). P. 1–6 (2018).
17. Ershov D., Lukyanenko I., Smirnov A. Defining free damped oscillation in technological systems // 2019 IOP Conf. Series: Proceedings in Science and Engineering MIP-2019 537 (032035). P. 1–6 (2019).
18. Голубков В., Голубков А. Моделирование сил, вызывающих вибрацию скользящих опор // Системы управления информацией 45 (2). С. 75–77 (2010).
19. Голубков В., Шишляков В., Шарафудинов Т. Моделирование спектральных характеристик жесткости зацепления шестерен // Системы управления информацией 85 (6). С. 99–102 (2016).
20. Smirnov A., Langraph S., Kazakov S. Investigation of Dynamic Modes of Operation of the Frequency-Controlled Asynchronous Electric Drive Under Conditions of Low Temperatures. News Tomsk Polytechnic University 319 (4), 107–111 (2011).
21. Akopov V., Shyshlakov A., Shyshlakov V. Function of sensitivity for the analysis of dynamic accuracy of the mathematical model of the DC motor // 11th International Conference on Electromechanics and Robotics: “Zavalishin’s Readings”. P. 21–29 (2016).

УДК 621.039.6

Е. А. Комарова*

магистрант

М. С. Романова*

магистрант

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ОСОБЕННОСТИ СХЕМ БЛОКОВ БЫСТРОГО РАЗРЯДА ITER

Рассмотрены схемы счетчиков импульсных цепей для двух типов полей, используемых в ITER, а именно тороидального поля, полоидального поля и центрального соленоида. Приведены основные конструктивные особенности данных схем.

Ключевые слова: ITER, конструкция, схемы счетчиков импульсов, FDU.

Е. А. Komarova*

Postgraduate Student

M. S. Romanova*

Postgraduate Student

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

FEATURES OF CIRCUITS OF FAST DISCHARGE UNITS ITER

Schemes of pulse circuit counters for two types of fields used in ITER are considered, namely a toroidal field, a poloidal field, and a central solenoid. The main design features of these circuit are given.

Keywords: ITER, design, counterpulse circuit, FDU.

Блоки быстрого разряда (FDU), входящие в состав систем питания катушки ИТЭР, предназначены для защиты сверхпроводящей катушки путем извлечения энергии, накопленной в магнитной системе, в случае отказа или другого ненормального события. Это будет обеспечено путем размыкания цепей тока катушки с помощью нормально замкнутых автоматических выключателей. Обеспечивается прерывание постоянных токов в индуктивных цепях с помощью счетчиков импульсных цепей (СРС), разряд которых в направлении, противоположном току катушки, обеспечивает гашение дуги в автоматических выключателях [1].

СРС предназначен для генерации импульса тока, приложенного к вакуумному выключателю (VCB) FDU. При разряде СРС ток в VCB уменьшается до нуля, обеспечивая тем самым дугу гашения между контактами VCB.

Были разработаны две модификации FDU, а именно TF FDU для защиты катушек тороидального поля TF с постоянным током и PF/CS FDU для катушек полоидального поля (PF) и модули центрального соленоида (CS), где направление и величина тока могут варьироваться во время рабочих циклов. Соответственно, TF FDU использует схему противоимпульса TF (TF СРС), которая генерирует неререверсивный ток импульса, а PF/CS FDU использует схему противоимпульса

PF/CS (PF/CS СРС), ток разряда которого может быть положительного или отрицательного направления [2].

При быстром защитном выводе энергии в аварийной ситуации сначала размыкается контакт ВРС, и ток переходит в замкнутые контакты VCB. Затем открываются контакты VCB, и между этими контактами зажигается дуга. В момент времени, когда контакты VCB разомкнулись (примерно через 30 мс), инициируется разряд СРС, через контакты VCB проходит импульс встречного тока. В результате этого в момент перехода через ноль тока в VCB происходит гашение дуги между контактами и переключение тока в разрядный резистор DR.

PF/CS СРС состоит из двух основных компонентов, а именно реверсивного блока (СРС-В) и зарядного устройства (СН). TF СРС состоит из двух неререверсивных блоков (СРС-У) и зарядного устройства. На рис. 1 и 2 показаны упрощенные схемы СРС PF/CS и СРС TF.

СРС-В и СРС-У похожи по конструкции и работе. Они отличаются только тем, что в СРС-В четыре коммутационных блока АВ1 – АВ4 соединены мостовой схемой и способны генерировать ток в обоих направлениях, в то время как в СРС-У один коммутационный блок АВ обеспечивает переключение тока в одном направлении. Блоки переключатели, выпускаемые ОАО

«Электровыпрямитель» (Саранск, Россия), состоят из собранных фототиристоров (ЛТТ), 24 ЛТТ в СРС-В и 6 ЛТТ в СРС-У. Диагностические элементы и драйверы ЛТТ, генерирующие импульсы света для запуска ЛТТ, находятся в блоке низкого напряжения.

Основными компонентами СРС-У являются следующие:

- конденсаторная батарея С;
- тиристорный выключатель ТН-У;
- катушка индуктивности L.

Некоторые особенности реализованы в конструкции СРС-У с целью обеспечения высокой надежности. Номинальное напряжение конденсаторной батареи С и тиристорного переключателя ТН-У составляет 12 кВ (как прямой, так и обратной полярности), что примерно на 50 % выше, чем рабочее напряжение. Кроме того, критерий «n-1» применяется для конструкции тиристорных батарей: они остаются работоспособными, даже если один из шести тиристоров сломан, сохраняя при этом хороший запас прочности относительно номинального напряжения.

СРС-У рассчитан на ток короткого замыкания 100 кА, который ограничен катушкой индуктивности L1. Помимо этого, индуктор обеспечивает возможность параллельного подключения СРС-У и делает рабочие характеристики СРС-У независимыми от параметров внешней цепи.

Несмотря на то, что каждый СРС-У способен генерировать необходимый противоимпульсный ток, два из них, соединенных параллельно, будут использоваться в FDU TF. Это необходимо для устранения переходного перенапряжения на катушках, вызванного главным образом значительной индуктивностью разрядных резисторов (более 100 мкГн в ненасыщенном состоянии) за счет увеличения емкости СРС. С другой стороны, такое техническое решение допускает определенную унификацию конструкции СРС, используемых в FDU TF и PF/CS.

Конденсаторная батарея С состоит из четырех параллельно соединенных 400 мкФ конденсаторов. Конденсаторы могут выдерживать полное зарядное напряжение (10 кВ) в течение долгого периода времени. Индуктор L с тороидальной обмоткой обеспечивает формирование импульса тока разряда. Индуктор включает в себя два спрессованных устройства для обеспечения правильного контакта проводников индуктора с токопроводящими шинами. Балластные резисторы R1, R2 предназначены для защиты высоковольтного выпрямителя зарядного устройства и обеспечивают выделение запасенной энергии при нейтрализации заряда СРС.

Конструкция СРС реализует концепцию высоковольтной платформы, в соответствии с которой все высоковольтные компоненты расположены на платформах, изолированных от заземленных металлических конструкций и низковольтных устройств. Гальваническая связь между высоковольтными и низковольтными зонами отсутствует. Изоляция высоковольтной платформы выдерживает 28 кВ, 50 Гц испытательного переменного напряжения.

Полупроводниковые выключатели, индуктор, балластные резисторы, напряжение датчиков и высоковольтная изоляция рассчитаны на постоянное нахождение при высоком напряжении (10 кВ) в течение неограниченного времени.

Зарядные устройства, используемые для PF/CS СРС и TF СРС, идентичны. Они обеспечивают зарядку конденсаторов СРС и стабилизацию напряжения на конденсаторах.

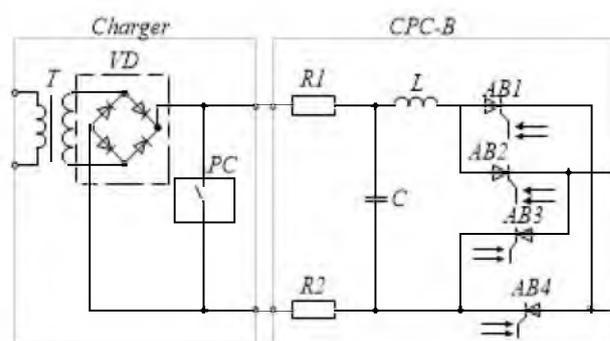


Рис. 1. Упрощенная схема PF/CS CPC

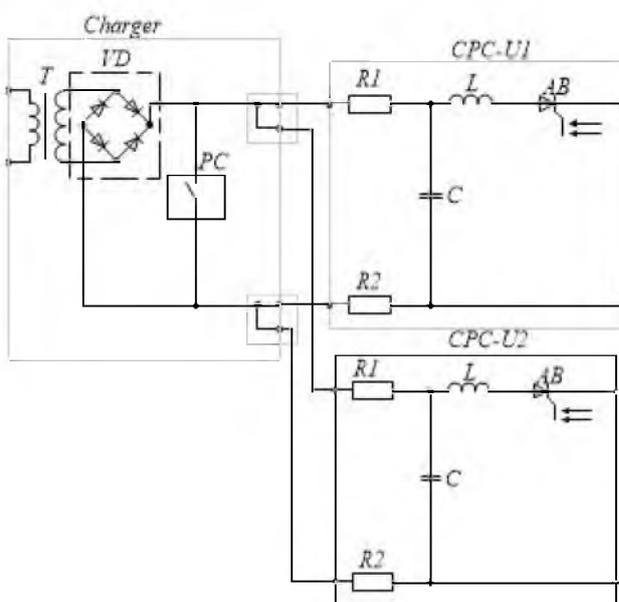


Рис. 2. Упрощенная схема TF CPC

Зона высокого напряжения зарядного устройства содержит вторичную обмотку повышающего трансформатора Т, высоковольтный выпрямитель VD, высоковольтные нормально замкнутые контакты защитного контактора РС. Первичная обмотка и сердечник Т, электромагнит привода РС являются частью зоны низкого напряжения. Высоковольтный барьер включает в себя следующее: опорные изоляторы высоковольтной платформы, изоляция между первичной и вторичной обмотками Т, а также изоляция высоковольтных контактов РС.

Защитный контактор РС зарядного устройства обеспечивает безопасность работы СРС. После окончания быстрого защитного разряда или после завершения работы РС обесточивается, замыкает свои контакты высокого напряжения и обеспечивает нейтрализацию заряда СРС.

Эксплуатационные испытания

Эксплуатационные испытания включали в себя функциональные испытания СРС на всех этапах работы (начальный/готовый этап, этап зарядки и этап импульсного разряда) [3].

Целью начальных/готовых этапов испытаний и этапа зарядки было проверить работоспособность СРС и его контрольных и диагностических линий. Наличие всех проверочных и диагностических сигналов, а также правильная работа защитного контактора РС были проверены.

Цель импульсного режима работы – проверка функционирования СРС при коротком замыкании. В этом режиме максимальная нагрузка тока превышает ток нагрузки, ожидаемый во время работы СРС в FDU. Также динамические и тепловые нагрузки элементов разрядной цепи максимальны.

Импульсное испытание PF/CS СРС включал 20 коротких замыканий разряда СРС при напряжении заряда 10 кВ. Десять разрядов в положительном направлении и десять разрядов в отрицательном направлении. На рис. 3 показана типичная осциллограмма выходного тока I и напряжения U конденсатора во время импульсного испытания.

На рис. 4 показана типичная осциллограмма выходных токов I1 (СРС-U1) и I2 (СРС-U2) в импульсном испытании.

Разница в амплитуде и длительности выходного тока двух СРС-Us объясняется разницей

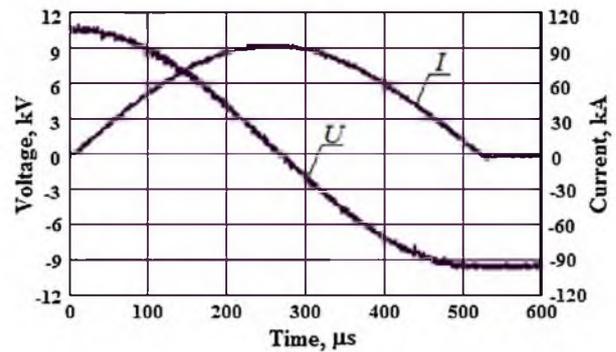


Рис. 3. Типичная осциллограмма выходного тока I и напряжения U конденсатора в импульсном испытании PF/CS СРС

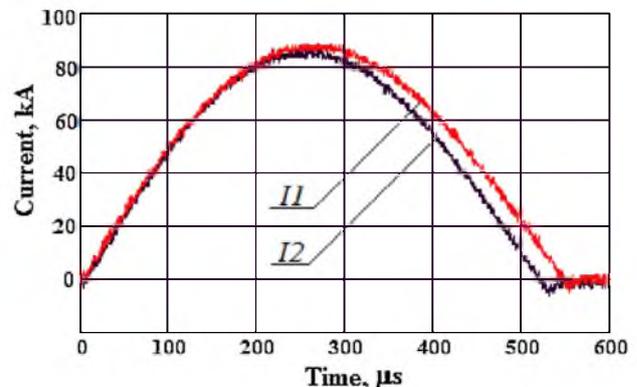


Рис. 4. Типичная осциллограмма выходных токов I1 (СРС-U1) и I2 (СРС-U2) в импульсном тесте TF СРС

в значениях их емкостей (167 мФ и 154 мФ соответственно).

Результаты импульсных испытаний работы были положительными.

Библиографический список

1. Комарова Е. А., Романова М. С., Соколова А. И. Магнитная система // Завалишинские чтения '19. СПб.: ГУАП, 2019.
2. Fridman B. Capacitor bank for fast discharge unit of ITER facility. 2013 IEEE Pulsed Power Conference. Digest of Technical Papers, San Francisco, 2013. P. 784–789.
3. Fridman B. Type tests of counter pulse circuits for the ITER fast discharge units, Fusion Engineering and Design 146 (2019). P. 1934–1937.

УДК 621.365.53

В. А. Лазерко***

магистрант, инженер-исследователь

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

**Институт электрофизики и электроэнергетики РАН

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА С ВНЕДРЕНИЕМ ВТСП-ТЕХНОЛОГИЙ

Рассматриваются основные положения выбора концентраторов магнитного поля, их применение, возможное исполнение, достоинства и недостатки. На основе полученной информации делаются выводы о выборе требуемого концентратора магнитного поля и его назначение для разрабатываемой системы. Приводится описание существующих сверхпроводниковых лент, делается обоснование выбора сверхпроводниковых лент 2-го поколения от компании SuperOx. В статье составляется математическая модель системы, алгоритм и способ математического моделирования для обработки данных. С учетом выбранных конфигураций систем производится компьютерное моделирование разрабатываемой системы индукционного нагрева с медным индуктором и со сверхпроводящим. По результатам моделирования и полученным данным со схем замещения производится анализ результативности использования сверхпроводящего индуктора. Делаются выводы об использовании программного обеспечения.

Ключевые слова: индукционный нагрев, концентратор магнитного потока, магнетодиэлектрик, индуктор, Флакстрол 50, ВТСП 2Г, СуперОкс, математическая модель, компьютерное моделирование.

V. A. Laserko***

Postgraduate Student, Research Engineer

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

**Institute of Electrophysics and Electric Power Industry RAS

DEVELOPMENT OF AN INDUCTION HEATING SYSTEM WITH THE INTRODUCTION OF HTSC TECHNOLOGIES

The article deals with the main provisions of selection of magnetic field concentrators, their application, possible performance, advantages and disadvantages. On the basis of the received information conclusions about a choice of the required concentrator of a magnetic field and its purpose for developed system are drawn. The description of existing superconductor tapes is given and the substantiation of the choice of 2nd generation superconductor tapes from SuperOx Company is made. The article makes a mathematical model of the system, an algorithm and a method of mathematical modeling for data processing. Taking into account the selected system configurations, computer simulations of the induction heating system under development with a copper inductor and a superconductor are performed. Based on the modeling results and obtained data from the substitution schemes, the effectiveness of the superconducting inductor is analyzed. The conclusions about the use of the software are also made.

Keywords: induction heating, magnetic flux concentrator, magneto-electric, inductor, Flakstrol 50, HTSC 2G, SuperOx, mathematical model, computer simulation.

В настоящее время человечество стремится к уменьшению используемых ресурсов, увеличению КПД разрабатываемых устройств, снижению потребляемой мощности в работе устройств. Ярким примером последних являются системы индукционного нагрева (СИН), которые стали незаменимы во многих отраслях промышленности. Индукционный нагрев является одним из самых экономичных и экологичных способов термической обработки металлов, при этом используется небольшое количество энергии, что приводит к уменьшению стоимости использования устройства в работе. СИН не имеют серьезных ограничений и эффективны в работе. Благодаря своим достоинствам (высокая эф-

фективность работы и низкое энергопотребление) СИН стали широко использоваться во многих отраслях промышленности. Такие показатели системы получили благодаря применению специальных концентраторов магнитного поля (КМП). Прежде всего главными особенностями применения КМП являются локальный нагрев и уменьшенное магнитное поле под индуктором, а также есть возможности экранирования и шунтирования индуктора от внешних магнитных воздействий и многое другое [1]. Таким образом, для эффективной работы системы индукционного нагрева, для правки металлических конструкций (СИНПМК) требуется обоснованный выбор КМП и определение рабочей частоты

индуктора. В связи с тем, что нами ведется разработка системы индукционного нагрева для правки металлических конструкций, применяемых в промышленности, на основе продукта компании EFD Induction – TERAC 25/40 [2] возникла необходимость внедрения передовых технологий для усовершенствования разрабатываемой системы по сравнению с существующей системой. Было принято решение исследовать систему с применением индуктирующего провода на основе ВТСП-лент и применения нового концентратора магнитного поля. Усовершенствование в области сверхпроводимости объясняется следующими причинами: применение ВТСП позволяет повысить КПД системы, ВТСП-ленты достаточно компактны, они обладают высокой токовой способностью и низкими потерями даже при высоких частотах [3–4]. Данные технологии уже используются в электрических машинах, силовых кабелях, ограничителях токов КЗ, в накопителях энергии и в сфере индукционного нагрева в области разработки тигельных печей.

СИН с медным индуктором

Достоинства применения КМП

Использование КМП для наружного и внутреннего индуктора в СИН объясняется следующими достоинствами применения:

- позволяет ограничить ширину активной зоны до ширины индуктирующего провода;
- увеличивает индуцируемый ток в активной зоне, что способствует лучшему нагреву;
- эффективнее распределяет ток в активной зоне, то есть изменение поверхностной плотности тока по ширине паза КМП незначительно [5];
- проявляется односторонний поверхностный эффект на открытой стороне паза независимо от эффекта близости и кольцевого эффекта, что объясняется вытеснением тока от закрытой стороны за счет высокой магнитной проницаемости КМП, из-за которой магнитное поле в закрытой стороне пренебрежительно мало по сравнению с открытой стороной;
- уменьшает магнитное сопротивление участка пути магнитного потока, распределенного за границами индуктора и нагреваемой конструкции (магнитное сопротивление обратного замыкания магнитного потока), что позволяет увеличить магнитный поток при том же токе индуктора. Чем больше отношение магнитного сопротивления обратного замыкания магнитного потока к магнитному сопротивлению

активной зоны в нагрузке, тем выше эффект от применения КМП [6];

- СИН с КМП обладает лучшим КПД.

Данный неполный перечень достоинств полностью объясняет эффективность использования КМП в СИН, поэтому было принято решение использовать КМП в разрабатываемой СИНПМК, так как правка листовых конструкций требует локального нагрева. Анализ применяемых в КМП материалов представлен в следующем разделе.

Применяемые материалы в КМП

В СИН в качестве КМП широко применяются электропроводящие материалы и магнитные материалы. Электропроводящие материалы в основном используются для шунтирования и экранирования внешнего магнитного поля, однако данный тип материалов является менее предпочтительным из-за действия наводящихся токов по закону Ленца, которые снижают общую эффективность системы. В связи с этим стали использовать магнитные материалы, а именно шихтованные КМП и магнитомягкие материалы, которые должны иметь низкую электропроводимость во избежание наводки вихревых токов в КМП [7].

КМП на основе ферритов представляют собой магнитопровод из стеклообразного материала с применением элементов оксидов железа, магния, цинка или других элементов. Обладают высокой магнитной проницаемостью в слабых полях, работают на высоких частотах. К недостаткам стоит отнести механическую твердость, низкую тепловую устойчивость (точка Кюри составляет порядка 150–200 °С), низкую индукцию насыщения, а также сложность технологической обработки.

Шихтованные КМП (используются в TERAC 25/40) состоят из листов электротехнической стали с 3–4 % примесью кремния, изолированных друг от друга. Толщина листа зависит от частоты переменного тока: чем выше частота, тем тоньше листы. Изменение толщины листа необходимо для предотвращения наведения вихревых токов в КМП [8]. Данные КМП обладают высокой магнитной проницаемостью и высокой плотностью потока насыщения, высокой термостойкостью, определяемая межлистовой изоляцией. К недостаткам следует отнести применение только до 30 кГц (из-за быстрого возрастания потерь нарушение изоляции, возникновение повреждений в КМП в результате долгой эксплуатации, изменение конфигурации пластин при нагреве) [9].

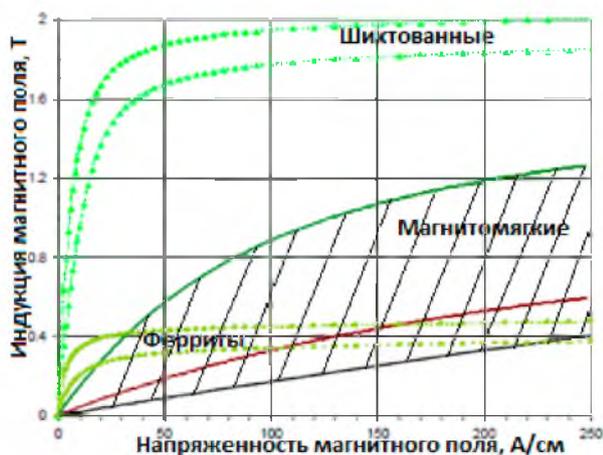


Рис. 1. Графики зависимостей индукции магнитного поля от напряженности магнитного поля при различных КМП

КМП из магнитомягких материалов (ММ) представляют собой спрессованную выпеченную форму из порошкового компонента на основе железа с применением связующих диэлектриков, которые изолируют друг от друга частицы компонента, тем самым ограничивая возможность наведения вихревых токов в КМП, снижая проводимость КМП и потери на гистерезис. В отличие от шихтованных КМП, КМП из ММ применяются при любых частотах в связи с низкими потерями. Кроме того, последние проще в изготовлении и обработке, особенно если геометрия КМП является сложной (можно изготавливать прямо на индукторе), они долговечны и износостойки. КМП из ММ обладают лучшей термоустойчивостью (точка Кюри составляет порядка 250–300 °С) и химической стабильностью. На рис. 1. представлены кривые В (Н) КМП из различных материалов.

Из рисунка следует, что КМП из листов стали и на основе ферритов обладают узким рабо-

чим диапазоном и весьма требовательны к насыщению, в то время как КМП из ММ обладают большим рабочим диапазоном и имеют более линейные характеристики, а значит, практически не искажают формы кривых тока и напряжения. Искажение форм кривых приводит к возникновению дополнительной реактивной мощности индуктора и росту потерь в трансформаторе и емкостных батареях [5].

Описание методики моделирования и модели системы

В данном разделе будет рассматриваться моделирование ряда плоских магнитных и тепловых задач в программной среде ELCUT 6.3 по методике [10], представленной на рис. 2, 3.

Модель системы представляет собой поперечное сечение части конструкции (индуктор, концентратор) и нагреваемой нагрузки, в качестве которой выступают большие листы стали, но нагрев происходит только в определенных участках этого листа. Модель представлена на рис. 2.

Конструкция охвачена воздухом согласно реальным условиям, однако лист нагрузки ограничен по ширине для более точного определения средних температур в слоях. Описание конфигурации геометрии модели, ее описание и свойства представлены в [11].

Для всех исследуемых образцов используются одна геометрия и подаваемое напряжение на индуктор, изменяются только магнитные, электрические и тепловые свойства самих КМП [12].

Методика и алгоритм моделирования представлены на рис. 3, 4.

Для анализа выбора лучшего КМП для СИНПМК рассмотрим образцы П-образной формы следующих компаний-изготовителей:

– Flux. inc – Fluxtrol A – Магнитодиэлектрик [13];

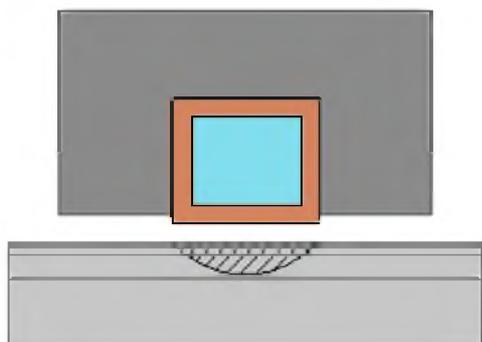


Рис. 2. Поперечное сечение конструкции из индуктирующего провода и КМП

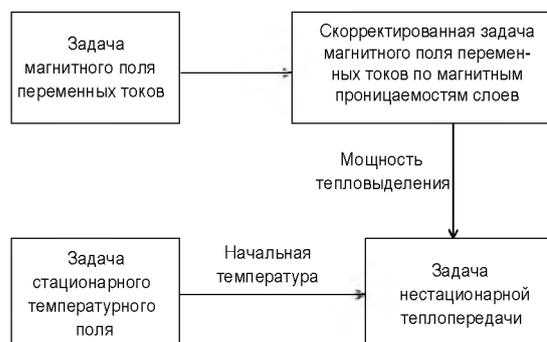


Рис. 3. Методика моделирования индукционного нагрева с помощью связи задач в ELCUT



Рис. 4. Алгоритм решения модели с помощью МКЭ [15]

– Flux. inc – Fluxtrol 50 – Магнитодиэлектрик [13];

– ГАММАМЕТ-24ДС из порошковой ленты 25 мкм аморфного сплава ГМ 414.

Исследования будут производиться на типовых частотах 2,5, 10, 15, 20, 25, 30, 50 кГц. Дальнейшие величины частот не исследуются из-за очень малого проникновения тока в нагрузку, что не позволит эффективно править листовые металлические конструкции.

В связи с ростом потерь на переманичивание образец ГМ 24ДС будет принят в рассмотрение только до частоты 30 кГц [14]. Согласно рекомендациям компании-изготовителя образец Fluxtrol 50 будет исследован от 10 кГц [14].

Результаты моделирования КМП сведены на рис. 5–7.

Изучив полученные данные, легко заметить то, что на частотах от 2,5 до 30 кГц образец Fluxtrol A имеет максимальную температуру нагрузки. Это связано с большей проводящей спо-

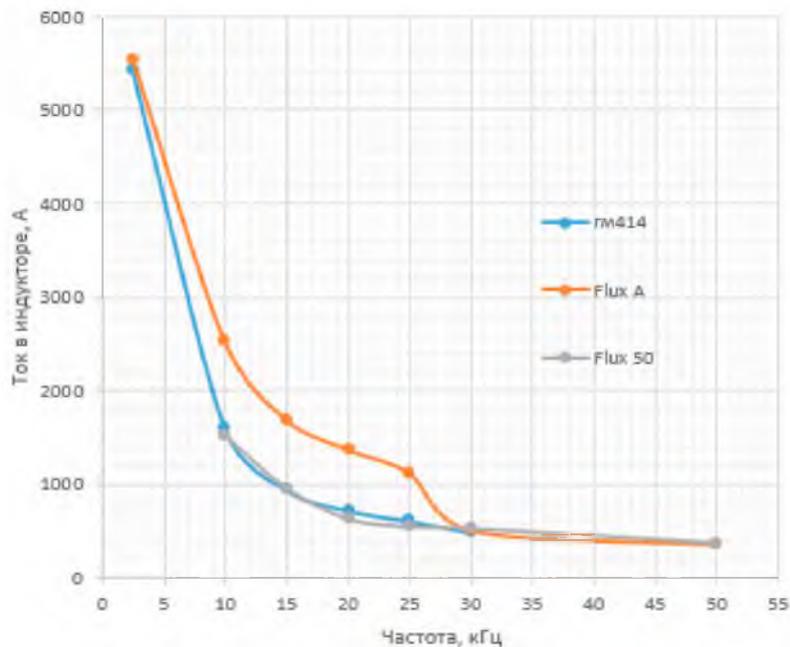


Рис. 5. График зависимости тока в индукторе от частоты тока в индукторе

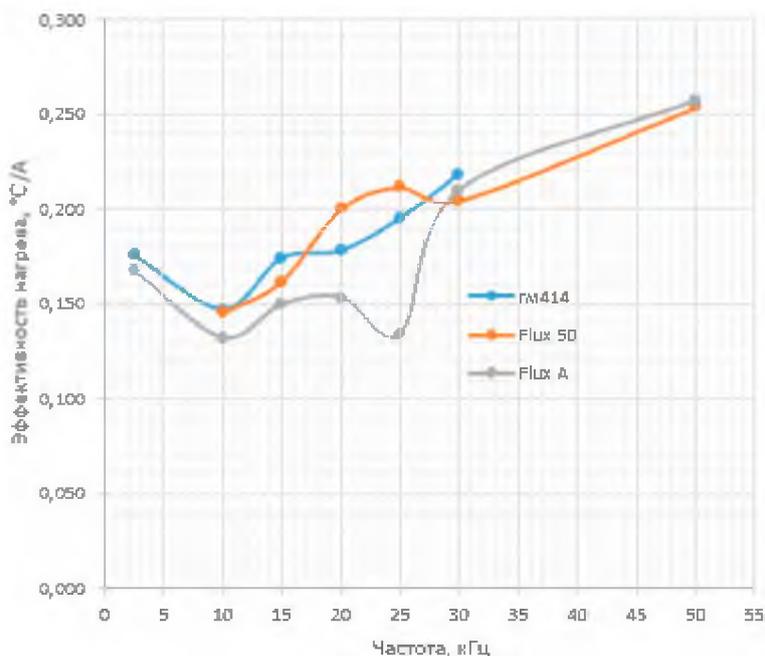


Рис. 6. График зависимости отношения максимальной температуры в нагрузке к полному току в индукторе от частоты тока в индукторе

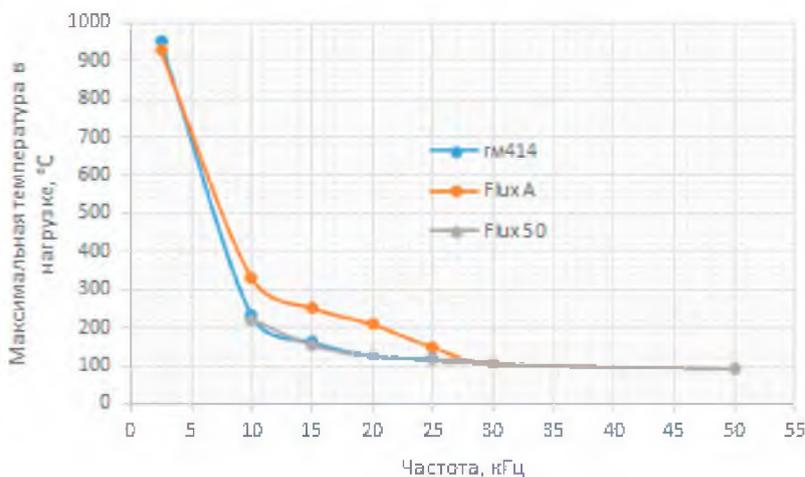


Рис. 7. График зависимости максимальной температуры в нагрузке от частоты тока в индукторе

способностью индуктора при данном образце. Повышение тока влечет повышенную работу системы охлаждения, иначе индуктор выйдет из строя. Однако из рис. 6 видно, что эффективность нагрева у данного образца меньше остальных образцов, что не делает выбор Fluxtrol A оптимальным.

По эффективности нагрева особенно выделяется образец Fluxtrol 50 на средних частотах (10–30 кГц), он обладает плавной токовой и температурной характеристикой, а это означает, что нагрев при заданных частотах происходит более равномерно. В случае нестабильности подаваемой частоты так же стоит отметить нели-

нейность кривой эффективности нагрева, которая показывает, что данный образец лучше использовать на частотах 20, 25, 50 кГц [5].

СИНМПК может работать с максимальной эффективностью на частоте 25 кГц с применением образца Fluxtrol 50 на напряжении порядка 50 В, сохраняя первоначальную полную мощность порядка 100 кВт.

В СИН есть необходимость компенсации реактивной мощности с помощью введения установок компенсации реактивной мощности (УКРМ) между понижающим трансформатором и индуктором. Чем больше реактивная мощность (Q_p),

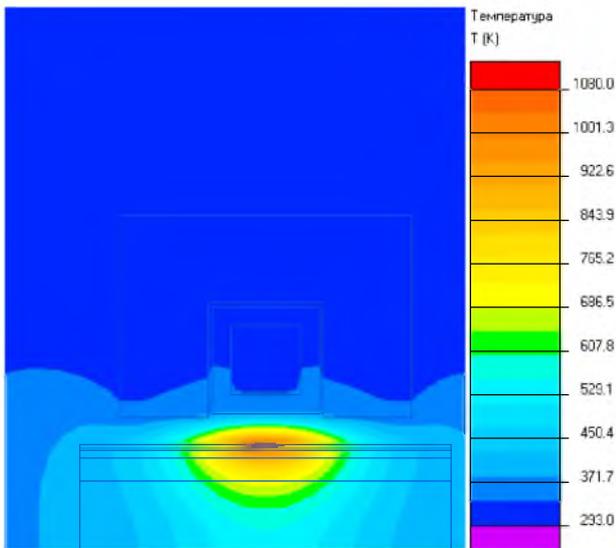


Рис. 8. Картина теплового поля сечения при работе СИНПМК при эффективных параметрах

тем большая емкость УКРМ (С) потребуется, а это экономически и физически не выгодно.

$$C = \frac{Q_p}{U_{\text{инд}}^2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{инд}}}$$

Для уменьшения реактивной мощности необходимо увеличить напряжение и/или увеличить частоту тока в индукторе. Следовательно, анализ выбора частоты должен быть основан на снижении реактивной мощности с последующим увеличением напряжения для достижения требуемых температур в нагрузке [5].

Таким образом, применяя Fluxtrol 50, возможно снижение реактивной мощности в 393 раз, что позволит использовать небольшую конденсаторную батарею. Результат моделирования при данных условиях представлен на рис. 8.

Выбор сверхпроводящего элемента

Низкотемпературная сверхпроводимость была открыта в 1911 году. ВТСП-проводимость была открыта в 1986 году. ВТСП-проводники, в отличие от НТСП проводников, позволяют работать на более высокой температуре 77К, что в одночасье делает их рентабельными, так как использование жидкого азота в разы дешевле, чем использование жидкого гелия, и более пригодными для работы. Среди ВТСП-проводников выделяют проводники двух поколений. Проводники 1-го поколения на основе висмутовой керамики, проводники 2-го поколения на основе иттриевой керамики. ВТСП 2-го поколения име-

ют ряд преимуществ по сравнению со своими предшественниками, основными из которых являются стабильность работы [16, 17] в сильных внешних магнитных полях, большие плотности критического тока, низкое соотношение объема сверхпроводящего элемента в проводе к объему несверхпроводящих элементов провода и более низкая анизотропия [18]. Благодаря этим достоинствам можно сделать вывод, что применение ВТСП-лент 2-го поколения (ВТСП 2П) является предпочтительным в данной СИН. В связи с тем, что индукционный нагрев характеризуется большими токами в индукторе, следует выбрать провод ВТСП 2П по большей составляющей критического тока. Среди мировых производителей, таких как SuperOx, SuperPower, Sumitomo и др., был выбран провод ВТСП 2П от компании SuperOx за счет его отличных транспортных характеристик, высоких значений критического тока и успешной реализации своего продукта на российском рынке. Параметры лент компании SuperOx представлены в табл. 1 и на рис. 9.

Стоит отметить, что превышение критического тока, снижение индукции внешнего магнитного поля до критической и снижение оптимальной температуры сверхпроводимости выводит сверхпроводник из сверхпроводящего состояния, что влечет за собой возникновение и рост активного сопротивления за счет наличия несверхпроводя-

Таблица 1

Параметры ВТСП-лент [19]

Параметр	Значение	
Длина единичного провода	до 500 м	
Толщина	60 или 100 мкм	
Ширина	4 мм	12 мм
Крит. ток при 77 КСп	100–150 А	300–500 А

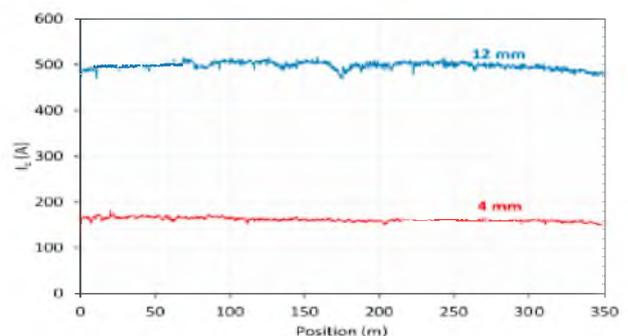


Рис. 9. График отклонения критического тока от длины провода при ширине ленты 4 и 12 мм

щих элементов [20] В несверхпроводящем состоянии ВТСП-провод ведет себя как обычный проводник, что недопустимо для корректной работы разрабатываемой системы, поэтому важно следить за заданными параметрами. Из-за того, что в системе должно быть обеспечено постоянство оптимальной температуры и из-за того, что ВТСП-проводник является токонесущим (создает собственное магнитное поле), то нет необходимости помещать ВТСП-проводник в внешнее магнитное поле, а значит, нет необходимости следить за индукцией внешнего магнитного поля.

При правильном проектировании применение ВТСП 2П в СИН позволит снизить потребляемую мощность [21]. За счет высокой электропроводности позволит индуцировать большие токи в нагреваемой конструкции, тем самым улучшит производительность процессов нагрева, повысит качество обработки изделия, уменьшит окалины и угар нагреваемого металла и позволит сократить время работы системы за счет более интенсивного нагрева.

Рассмотрим конструкцию СИН с ВТСП-индуктором. В СИН с медным индуктором (рис. 2) будет заменен только медный индуктирующий провод на провод, состоящий из нескольких лент ВТСП 2П, с охлаждением жидким азотом для нормальной работы ВТСП, вместо водного охлаждения. Изменение КМП отсутствует, следовательно, геометрия не меняется. Из этого следует, что все изменения с индуктирующим проводом необходимо уложить в паз КМП.

В разрабатываемой системе индуктирующий провод будет состоять из 10 параллельных изолированных друг от друга лент ВТСП 2П Bi2223. Геометрия пакета из лент ВТСП составит 4×5 мм. Поскольку индуктирующий провод должен сохранять свое положение неизменным в пазе, необходимо закрепить индуктирующий провод вдоль всей длины. Для этого воспользуемся двумя ребрами жесткости из немагнитной стали $2 \times 1,5$ мм. Теперь необходимо охладить жидким азотом ВТСП-ленты, для чего нужно создать канал с помощью двух слоев толщиной 2 мм из теплоизоляционного аэрогеля Aspen Cryogel Z. Благодаря технологиям производства данный аэрогель водонепроницаем и не пропускает газы, отлично сдерживает перепады температур окружающих сред, что делает его применимым в данной системе. Поперечное сечение конструкции индуктора с индуктирующим проводом из ВТСП-лент представлено на рис. 3.

Из рис. 2 и 10 видно, что количество затрат материала на индуктирующий провод меньше в системе с применением ВТСП-лент. Также стоит отметить что из-за проявления поверхностно-

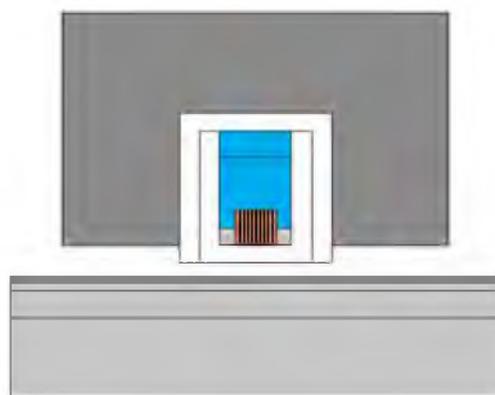


Рис. 10. Поперечное сечение разработанной конструкции с ВТСП-индуктором

го эффекта в системе с медным проводом практически 75 % меди в индукторе не являются токонесителями, а значит, выполняют роль только в качестве каркаса провода, что является не выгодным в области экономии ресурсов и технологического производства медных труб квадратного сечения для индукторов [22]. Поскольку еще не придумали решения для создания двухкомпонентного каркаса из медного основания и поддерживающего медного элемента материала, применение системы с ВТСП-проводом является аналогом решения и позволяет упростить каркас за счет внедрения дополнительных ребер жесткости.

Параметры схем замещения сверхпроводящего и медного индукторов. Из предыдущего раздела видно, что при использовании ВТСП-провода изменяются габариты индуктирующего провода, что оказывает свое влияние на полное сопротивление индуктора за счет изменения активного реактивного сопротивления и изменения энергии магнитного поля рассеивания. Поэтому необходимо оценить изменение реактивного сопротивления относительно классического медного индуктора. Предположим, что геометрия подводящей и отводящей шины не изменяется, поэтому исключим из расчета активное и реактивное сопротивление шин.

Представим схемы замещения индукторов с классическим медным исполнением и с ВТСП-исполнением на рис. 11 только в сверхпроводящем состоянии, в котором активное сопротивление отсутствует. Следует отметить, что индуктор по своей сути является трансформатором, вторичная обмотка которого эквивалентна нагрузке индуктора, поэтому схема замещения индуктора будет составлена в рассмотрении индуктора как трансформатора [23].

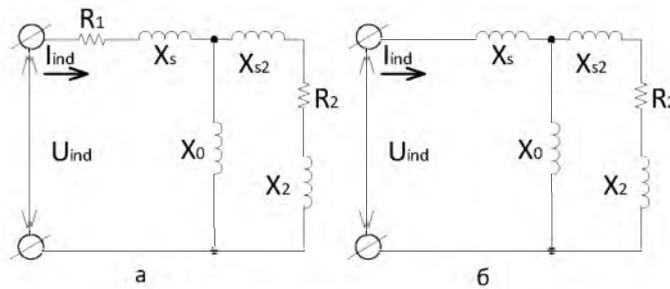


Рис. 11. Электрическая схема замещения: а – медного индуктора; б – ВТСП-индуктора; номинальный ток в индукторе; r_1 – активное сопротивление медного индуктирующего провода; x_s – первичная реактивность рассеяния; x_1 – реактивное сопротивление воздушного зазора; x_{s2} – вторичная реактивность рассеяния; I_2 – индуктированный ток в нагрузке; x_2 – реактивное сопротивление нагрузки; r_2 – активное сопротивление нагрузки

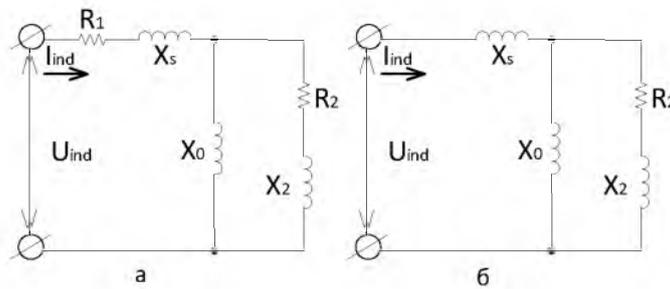


Рис. 12. Итоговая электрическая схема замещения: а – медного индуктора; б – ВТСП-индуктора

Так как главный магнитный поток проходит через воздушный зазор, нагрузку и индуктирующий провод, а путь обратного замыкания потока рассеяния проходит только через магнитопровод, в котором происходит объединение главного потока и потока рассеяния, магнитное сопротивление магнитопровода мало из-за небольшой магнитной проницаемости в магнитопроводе, поэтому им можно пренебречь, тогда схема замещения индуктора упрощается, вторичная реактивность рассеяния убирается из рассмотрения. Результирующая схема замещения индуктора представлена на рис. 12.

По конечной схеме замещения произведем расчет сопротивлений для обоих типов индуктора по скорректированной методике [24].

Рассчитаем сопротивления первичной индуктирующего провода.

Собственное активное сопротивление медного провода в толщине трубки, представляющее собой сопротивление постоянному току:

$$R_{1DC} = \rho_{mpr} \cdot \frac{l_{ind}}{a_{ind} \cdot b_{ind}}, \quad (1)$$

где ρ_{mpr} – удельное сопротивление меди при 60°C; l_{ind} – длина индуктирующего провода под

КМП; a_{ind} – ширина индуктирующего провода в пазах КМП; b_{ind} – толщина стенки индуктирующего провода.

Расчет медного индуктора

Активное сопротивление медного провода переменному току:

$$r_1 = 1.1 R_{1DC}. \quad (2)$$

Реактивное сопротивление медного провода переменному току:

$$x_1 = 1.3 R_{1DC}. \quad (3)$$

Реактивное сопротивление воздушного зазора под пазом КМП:

$$x_v = 2 \cdot \pi \cdot f_{ind} \cdot \mu_0 \cdot l_{ind} \cdot \frac{h}{a},$$

где x_v – реактивное сопротивление воздушного зазора; f_{ind} – частота переменного тока в индукторе; h – величина воздушного зазора между нагрузкой и проводом; a – ширина паза КМП.

Реактивное сопротивление рассеяния индуктора:

$$x_s = x_v + x_1.$$

Реактивное сопротивление воздушного зазора:

$$x_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_{инд} \cdot \mu_0 \cdot l_{инд} \cdot \frac{2 \cdot C_b + a}{h},$$

где C_b – ширина башмака КМП.

Рассчитаем сопротивления нагреваемой нагрузки (СТ45).

Начальное электрическое сопротивление:

$$Z_{0gor} = K \cdot \sqrt{\mu_{0gor} \cdot \rho_{45gor} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{инд}},$$

где ρ_{45gor} – удельное сопротивление стали марки СТ45 в горячем режиме; K – коэффициент, учитывающий влияние холодной среды на горячую.

Полное электрическое сопротивление нагреваемого слоя:

$$Z_{2gor} = Z_{0gor} \cdot \frac{l_{инд}}{a}.$$

Активное сопротивление нагреваемого слоя:

$$r_{2gor} = Z_{2gor} \cos(\varphi_2),$$

где φ_2 – угол отставания напряженности магнитного поля от напряженности электрического поля.

Внутреннее реактивное сопротивление нагреваемого слоя:

$$x_{2mgor} = Z_{2gor} \sin(\varphi_2).$$

Для того чтобы рассчитать полное сопротивление элементов, необходимо привести сопротивления нагреваемого слоя к сопротивлениям провода. Таким образом, коэффициент приведения составит:

$$c_1 = \frac{x_0^2}{r_{2gor}^2 + (x_0 + x_{2mgor} + x_s)^2}.$$

Приведенное активное сопротивление нагреваемого слоя:

$$r_2 = c_1 \cdot r_{2gor}.$$

Приведенное внутреннее реактивное сопротивление:

$$x_{2mprev} = c_1 \cdot \left(x_s + x_{2mgor} + \frac{(x_{2mgor} + x_s)^2 + r_{2gor}^2}{x_0} \right).$$

Тогда эквивалентное активное сопротивление индуктора:

$$r_{инд} = r_1 + r_{2prev} \quad (4)$$

Эквивалентное реактивное сопротивление индуктора:

$$x_{инд} = x_s + x_{2mprev}.$$

Эквивалентное полное сопротивление индуктора:

$$z_{инд} = \sqrt{x_{инд}^2 + r_{инд}^2} \quad (5)$$

Электрический КПД индуктора:

$$\eta_{инд} = \frac{r_{2prev}}{r_{инд}}.$$

Коэффициент мощности индуктора:

$$\cos(\varphi_{инд}) = \frac{r_{инд}}{z_{инд}}.$$

Угол между напряжением и током:

$$\varphi_{инд} = a \cos\left(\frac{r_{инд}}{z_{инд}}\right).$$

Расчет ВТСП-индуктора производится аналогичным образом, однако формулы 1–3 не используются, так как активное сопротивление ВТСП в сверхпроводящем состоянии равно нулю. Таким образом, будет произведен перерасчет формул (3–5).

Реактивное сопротивление ВТСП-провода переменному току:

$$x_{HTS} = 2 \cdot \pi \cdot f_{инд} \cdot \mu_0 \cdot 0.1 \times \frac{\Delta_{HTS} \cdot (h_{HTS} - 2 \cdot h_{изол})}{l_{инд}} \quad (3^*)$$

где Δ_{HTS} – толщина проводящего слоя; h_{HTS} – ширина ВТСП-ленты; $h_{изол}$ – толщина полиамидовой изоляции в ВТСП-ленте.

Тогда эквивалентное активное сопротивление индуктора:

$$r_{HTS} = r_{2prev} \quad (4^*)$$

Эквивалентное сопротивление одного витка ВТСП-индуктора:

$$z_{HTS1} = \sqrt{x_{HTS}^2 + r_{HTS}^2} \quad (5^*)$$

Эквивалентное полное сопротивление ВТСП-индуктора:

$$z_{HTS} = \frac{w}{z_{HTS1}}, \quad (6)$$

где w – количество витков ВТСП-провода.

Таблица 2

Результаты вычислений

Параметры	Тип индуктора	
	Медный	ВТСП
Активное сопротивление провода АС, мОм	0,12	0
Реактивное сопротивление провода АС, мОм	0,141	$5,264 \cdot 10^{-7}$
Реактивное сопротивление рассеяния провода, мОм	12,351	12,21
Реактивное сопротивление в воздушном зазоре, мОм	663,237	663,24
Активное сопротивление нагрузки, мОм	9,943	9,943
Реактивное сопротивление нагрузки, мОм	3,303	3,303
Полное активное, мОм	9,607	9,429
Полное реактивное, мОм	27,784	27,507
Полное сопротивление, мОм	29,398	2,91
КПД на участке провода без шин, %	98,8	100
Ток в витке, А	1701	137,5 (1375)
Напряжение на индукторе, В	50	4
Полная мощность, с учетом компенсации, кВт	80	5

Таким образом, воспользовавшись приведенными расчетами, полученные результаты сведены в табл. 2.

По полученный данным легко заметить, что реактивное сопротивление ВТСП-индуктора в разы меньше, однако реактивное сопротивление в воздушном зазоре нивелирует данную разницу, что приводит к практически одинаковым полным активным и реактивным сопротивлениям. Вследствие того, что ВТСП-индуктор состоит из 10 параллельных лент, общее полное сопротивление индуктора на порядок меньше, чем сопротивление медного. Очевидно, что применение индуктора с ВТСП-лентами позволяет многократно снизить потребляемую мощность и выполнять большую работу при одинаковых энергозатратах.

Математическая модель процесса нагрева одиночной нагрузки

Процесс нагрева одиночной нагрузки описывается трехмерным нестационарным дифференциальным уравнением теплопроводности в частных производных:

$$\frac{\delta T(x,y,z,\tau)}{\delta \tau} = a \times \left(\frac{\partial^2 T(x,y,z,\tau)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T(x,y,z,\tau)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T(x,y,z,\tau)}{\partial z^2} \right) + \frac{q(x,y,z,T_{av})}{C_z \cdot \rho_z}$$

где $T(x, y, z, \tau)$ – температура нагрузки ($^{\circ}\text{C}$) в точке ее объема с координатами (x, y, z) в момент времени τ ; $a = \lambda_z / (C_z \cdot \rho_z)$ – коэффициент температуропроводности материала нагрузки; λ_z, C_z, ρ_z – теплопроводность ($\text{Вт/м}\cdot\text{К}$), теплоемкость ($\text{Дж/кг}\cdot\text{К}$) и плотность (кг/м^3) материала нагрузки соответственно; T_{av} – средняя температура нагрузки ($^{\circ}\text{C}$) в момент времени τ ;

$$T_{av} = T_{av}(\tau) = \frac{1}{h \cdot s \cdot l} \cdot \int_0^h \int_0^s \int_0^l T(x,y,z,\tau) dx dy dz,$$

где l, s, h – длина, ширина и высота нагрузки соответственно (соответствует длине и ширине паза КМП), м; $q(x,y,z,T_{av})$ – зависимость интенсивности внутренних тепловыделений от координат и средней температуры нагрузки (Вт/м^3);

$$q(x,y,z,T_{av}) = \begin{cases} q_0, & \text{если } (x,y,z) \in V \\ 0, & \text{иначе} \end{cases}$$

где q_0 – удельная мощность индуктора при средней температуре нагрузки, Вт/м^3 ; V – объем, в котором выделяется мощность индуктора, м^3 .

Для определения значений необходимо решать уравнение Максвелла [25, 26] и находить распределение магнитной индукции вокруг паза индуктора, причем в [25] показано, что если требуемая температура нагрева нагрузки не превосходит температуру Кюри (750°C), то задачи определения мощности, выделяемой в индукторе, и распространения тепла в материале нагрузки можно решать независимо друг от друга. Решение уравнения Максвелла для объекта конечных размеров при граничных условиях, определяемых размерами и конфигурацией индуктора, затруднительно, поэтому будем считать, что тепловыделение индуктора осуществляется равномерно в объеме нагрузки, обращенной лицом к пазу КМП.

Начальное условие для решения уравнения имеет вид:

$$T(x,y,z,0) = T_0,$$

где T_0 – температура окружающего воздуха, $^{\circ}\text{C}$.

Форма записи граничных условий определяется конструкцией нагрузки. При отсутствии изоляции торцов нагревательной нагрузки, а также ее контакта с различными поверхностями

ми используются граничные условия (ГУ) третьего рода:

По оси X

$$\lambda_z \cdot \frac{\delta T(0, y, z, \tau)}{\delta x} - a_1 (T(0, y, z, \tau) - T_0) = 0 ;$$

$$\lambda_z \cdot \frac{\delta T(l, y, z, \tau)}{\delta x} - a_2 (T(l, y, z, \tau) - T_0) = 0 .$$

По оси Y

$$\lambda_z \cdot \frac{\delta T(x, 0, z, \tau)}{\delta x} - a_3 (T(x, 0, z, \tau) - T_0) = 0 ;$$

$$\lambda_z \cdot \frac{\delta T(x, b, z, \tau)}{\delta x} - a_4 (T(x, b, z, \tau) - T_0) = 0 .$$

По оси Z

$$\lambda_z \cdot \frac{\delta T(x, y, 0, \tau)}{\delta x} - a_5 (T(x, y, 0, \tau) - T_0) = 0 ;$$

$$\lambda_z \cdot \frac{\delta T(x, y, h, \tau)}{\delta x} - a_6 (T(x, y, h, \tau) - T_0) = 0 .$$

Здесь $a_1 = a_2 = a_3 = a_4 = a(t_{cm})$ – комплексные коэффициенты теплоотдачи от торцов нагрузки; $a_5 = B_H \cdot \alpha(t_{ct})$, $a_6 = B_B \cdot \alpha(t_{ct})$ – коэффициенты теплоотдачи от рабочей поверхности нагрузки и поверхности ее не рабочей поверхности ($\text{Вт}/\text{м}^2 \cdot \text{К}$); $\alpha(t_{ct}) = \alpha_{\text{конв}}(t_{ct}) + \alpha_{\text{изл}}(t_{ct})$ – коэффициент теплоотдачи от поверхностей нагрузки к окружающему воздуху конвекцией и излучением, значение которого можно определить согласно [27]; t_{ct} – температура стенки нагрузки ($^{\circ}\text{C}$); B_H , B_B – коэффициенты, учитывающие неодинаковые условия теплоотвода от нижней и верхней поверхностей нагрузки, соответственно.

Параметрами (независимыми переменными) математической модели (1)–(13) являются:

- количество индукторов;
- положение центров индуктора;
- геометрия индуктора, то есть длина l ; ширина b ; глубина h проникновения тока в нагрузку;
- число витков индукторов.

При решении математической модели необходимо учитывать следующие ограничения:

- в момент времени τ_h , когда температура нагрузки в месте установки контрольной термомпары достигнет заданной, значения температуры в точках рабочей поверхности нагрузки $T(x, y, z, \tau_h)$ могут отличаться от требуемых $T^*(x, y, z)$ не более чем на заданную величину $\Delta T(x, y)$, то есть:

$$T(x, y, z, \tau_h) - T^*(x, y, z) \leq \Delta T(x, y) ;$$

– время нагрева нагрузки от начальной температуры до заданной должно быть ограничено (как правило, этот интервал времени задается технологами из соображений обеспечения требуемой производительности), то есть:

$$\tau_{h \min} \leq \tau_h \leq \tau_{h \max} .$$

При решении модели возникает осложнение нелинейными изменениями во времени мощности индуктора и коэффициентов теплоотдачи от поверхностей нагрузки. Поэтому будем считать, что коэффициенты теплоотдачи от всей поверхности нагрузки и значение мощности индуктора не зависят от температуры в пределах некоторых интервалов времени, которые названы расчетными.

Таким образом, при разработке методики решения математической модели индукционного нагрева нагрузки приняты следующие допущения:

- тепловыделение индуктора осуществляется равномерно во всем нагреваемом объеме нагрузки;
- характеристики материала этого объема соответствуют характеристикам материала нагрузки;
- значения параметров $a_1 \dots a_6$ и мощность индуктора не зависят от температуры в пределах расчетных интервалов времени.

С учетом этих допущений задача распространения тепла в нагрузке при фиксированных значениях параметров $a_1 \dots a_6$ решается многократно, то есть последовательно находятся решения для расчетных интервалов времени, в которых эти параметры можно считать константами. При этом начальным условием для всех решений, кроме первого, будет температурное поле нагрузки, соответствующее моменту окончания предыдущего интервала времени.

Компьютерное моделирование

По методике, представленной в [11] и изложенной выше, произведем компьютерное моделирование магнитного и термического полей в пакете ELCUT [28]; проведем исследование поперечного сечения конструкции с использованием медного и сверхпроводящего индуктора. Таким образом, результаты скорректированных по току задач представлены на рис. 8, 13–15. Стоит отметить, что более точное решение сверхпроводящих состояний можно получить только в более современном программном обеспечении, таких как ANSYS, CEDRAT FLUX, COMSOL Multiphysics, откуда следует, что моде-

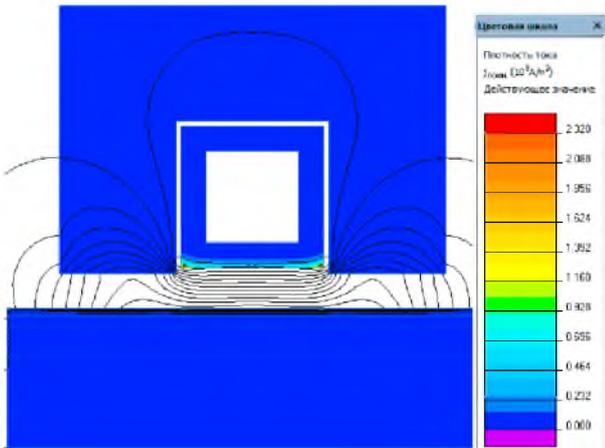


Рис. 13. Картина магнитного поля сечения при работе медного индуктора

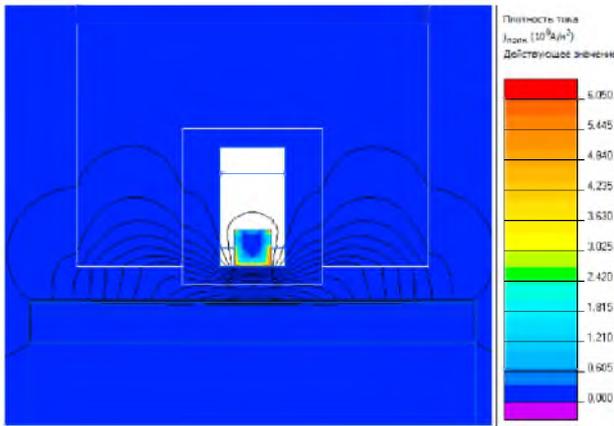


Рис. 14. Картина магнитного поля сечения при работе ВТСП-индуктора

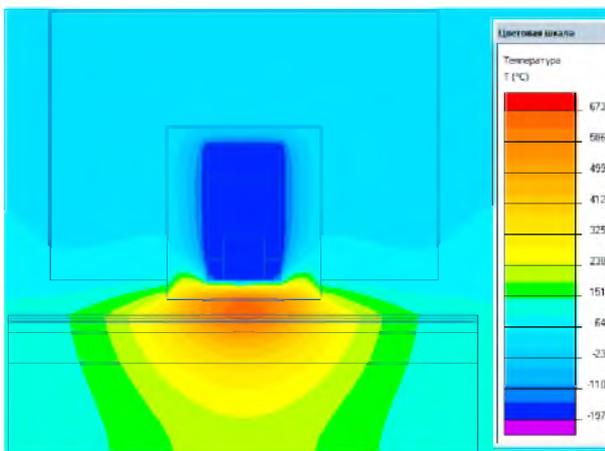


Рис. 15. Картина теплового поля сечения при работе ВТСП-индуктора

лирование полей для сверхпроводящих элементов в среде ELCUT не является прецизионным. Из этого можно сделать вывод, что представленное компьютерное моделирование сверхпроводящего проводника является только прикладным, поэтому численные значения не являются точными. Однако тот факт, что программное обеспечение позволяет связать ВТСП-провод с нагрузкой, говорит о том, что индукционный нагрев с применением ВТСП-индуктора возможен в данной конфигурации конструкции, а это в свою очередь дает базу к дальнейшему исследованию и разработкам СИН такой конструкции.

Заключение

Подводя итоги проделанной работы, можно с уверенностью сказать, что создание СИН с применением КМП из Fluxtrol 50 позволяет улучшить работу СИНПМК, делает ее более эффективной (увеличивает электрический и термический КПД), более экономичной и физически менее объемной за счет снижения количества конденсаторной батареей. Также позволяет снизить ток в индукторе за счет повышения напряжения на индукторе, тем самым снижая активные потери при той же мощности. Благодаря своей низкой электропроводности выполняет второстепенную роль экрана от внешнего магнитного поля. КМП Fluxtrol 50 может иметь любую форму благодаря технологии изготовления, он также обладает высокой анизотропией, что позволяет получить наилучшее соотношение между электропроводностью, теплопроводностью и магнитными свойствами, что и способствовало выбору данного КМП для работы СИНПМК. Помимо этого, главным аспектом работы являлась проверка работы СИНПМК с сверхпроводящим индуктором, в результате которой возможно применение сверхпроводниковых индукторов в системах такого исполнения. Это доказывается проделанными компьютерными исследованиями и теоретическими расчетами. Также стоит отметить, что применение ВТСП-индуктора в СИН позволяет более полно использовать проводник, в отличие от классического медного индуктора, в котором практически 75 % провода являются каркасной частью. СИН с ВТСП не обладает активными потерями в индукторе за счет отсутствия активного сопротивления в сверхпроводящем состоянии. Также высокотехнологическое производство лент ВТСП 2П позволяет не принимать в расчет потери на гистерезис и на вихревые токи, так как они либо пренебрежи-

мо малы, либо вовсе отсутствуют, что приводит к значительному увеличению производительности работы. СИН с ВТСП-индуктором позволяет максимально эффективно использовать мощность, где на 5 кВт приходится порядка 1375 А против 80 кВт с медным индуктором. Потенциал СИН с сверхпроводящим индуктором еще не до конца раскрыт и, возможно, в будущем создание СИН с ВТСП в полной мере раскроет возможности индукционного нагрева.

Библиографический список

1. Handbook of induction Heating / V. Rudnev, D. Loveless, R. Cook, M. Black, NY: CRC press, 2002. 777 p.
2. *McPherson N., Coyle A., Wells M.* Induction heat straightening – A distortion rework reduction tool for thin plate // *Welding and Cutting*. 2008. Vol. 7. N 3. P. 162–166.
3. *Zubko V., Fetisov S., Vysotsky V.* Senior Member, Hysteresis Losses Analysis in 2G HTS Cables, *IEEE Trans. on applied superconductivity*. 2016. Vol. 26. N 3.
4. Calculation of alternating current losses in stacks and coils made of second generation high temperature superconducting tapes for large scale applications / V. Zermeno, A. Abrahamsen, N. Mijatovic, B. Jensen et al. // *Journal of Applied Physics* 114, 2013.
5. *Лазерко В. А.* Выбор концентратора магнитного поля индуктора посредством инженерного анализа в пакете ELCUT // XII Междунар. науч. конф. Современные проблемы электрофизики и электрогидродинамики. Сб. докладов. Петергоф, 2019. 161–164 с.
6. *Слухоцкий А. Е., Рыскин С. Е.* Индукторы для индукционного нагрева. Л.: Энергия, 1974. 264 с.
7. *Robert M., Ruffini T.* Influence of Magnetic Flux Controllers on Induction Heating Systems, *Computer Simulation and Practice*, ASM. 2001. 6 p.
8. *Bastos A., Sadowski N.* Magnetic Materials and 3D Finite Element Modeling. NY. CRC Press. 2014. P. 386.
9. *Goldstein R.* Magnetic Flux Controllers in Induction Heating and Melting // *ASM Handbook. Induction Heating and Heat Treatment*. Vol. 4C // ASM International, 2014.
10. *Фризен В. Э., Черных И. В., Бычков С. А.* Методы расчета электрических и магнитных полей: учеб. комплект. Екатеринбург: УрФУ, 2014. 176 с.
11. *Лазерко В. А.* Моделирование тепловых полей системы индукционного нагрева для правки металлических конструкций в программной среде ELCUT 6.3 // *Завалишинские чтения'19*. СПб.: ГУАП, 2019.
12. *Сидоров О. Ю., Саранулов Ф. Н., Саранулов С. Ф.* Методы конечных элементов и конечных разностей в электро-механике и электротехнологии. М.: Энергоатомиздат, 2010. 330 с.
13. Resource Guide for induction Technology. Proc. Fluxtrol Inc., 2008. 59 p.
14. *Стародубцев Ю. Н., Белозеров В. Я.* Магнитные свойства аморфных и нанокристаллических сплавов. Екатеринбург: УрУ, 2002. 383 с.
15. *Туголуков Е. Н.* Решение задач теплопроводности методом конечных интегральных преобразований: учеб. пособие. Тамбов, 2005. 116 с.
16. *Самойленков С. В., Иванов С. С., Кауль А. Р.* // *Высокотемпературные сверхпроводники и материалы на их основе: что нового?* // *Энергия: экономика, техника, экология*. 2008. Вып. 7. 10–21 с.
17. Second-generation HTS Conductor Design and Engineering for Electrical Power Applications / Y. Xie, M. Marchevsky, X. Zhang, K. Lenseth et al. // *SMZ06. ASC*. 2008. 4 p.
18. *Iijima Y.* High-Performance Y-based Superconducting Wire and Their Applications // *Fujikura Technical Review*. 2013. 117–121 p.
19. SuperOx. 2g hts tape performance and specifications // *Superconductor Science and Technology*. М., 2014.
20. *Шмидт В. В.* Введение в физику сверхпроводников. М.: МЦНМО; изд. 2-е, испр. и доп., 2000. 402 с.
21. *Манусов В. З., Александров Н. В.* Эффективность применения высокотемпературных сверхпроводящих трансформаторов в электроэнергетических системах // *Научные проблемы транспорта Сибири и Дальнего Востока*. Вып. 1. 2012. С. 358–361.
22. *Simpson P. S.* Induction heating. Coil and System design. USA, 1960. 302 p.
23. *Тихомиров П. М.* Расчет трансформаторов: учеб. пособие для вузов; изд. 5-е, пер. и доп. М.: Энергоатомиздат, 1986. 528 с.
24. *Слухоцкий А. Е., Рыскин С. Е.* Индукторы для индукционного нагрева. Л.: Энергия, 1974. 264 с.
25. *Кошляков Н. С., Глинер Э. Б., Смирнов М. М.* Уравнения в частных производных математической физики. М.: Высшая школа, 1970. 712 с.
26. *Кувалдин А. Б.* Индукционный нагрев ферромагнитной стали. М.: Энергоатомиздат, 1988. 200 с.
27. Методы расчета процессов и аппаратов химической технологии / П. Г. Романков, В. Ф. Фролов, О. М. Флисюк, М. И. Курочкина. СПб.: Химия, 1998. 496 с.
28. *Nemkov V., Goldstein R.* Computer Simulation of Induction Heating Processes, ASM. 2000. 7 p.

УДК 62-03

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-227-235

В. А. Лазерко*

магистрант

И. Ф. Максимова**

научный сотрудник

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

**Институт электрофизики и электроэнергетики

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ МАТЕРИАЛЫ

Представлен обзор интеллектуальных материалов, которые могут контролируемым образом изменять свои свойства в ответ на изменение внешних воздействий. Рассмотрены области применения таких материалов в различных сферах транспорта и промышленности.

Ключевые слова: адапторы, трансформаторы, актуаторы, нейтрализаторы, сплавы с эффектом памяти, самовосстанавливающиеся материалы, самосмазывающиеся материалы, самоочищающиеся материалы, проводящие полимеры, магнито реологические и электро реологические жидкости, электрохромные материалы, умные гидрогели.

V. A. Laserko*

Postgraduate Student

I. F. Maximova**

Researcher

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

**Institute of Electrophysics and Electric Power Industry

SMART MATERIALS

The article presents an overview of intellectual materials that can change their properties in response to changes in external influences by a controlled image. Areas of application of such materials in various spheres of transport and industry are also considered.

Keywords: adapters, transformers, actuators, neutralizers, alloys with memory effect, self-lubricating materials, self-cleaning materials, conductive polymers, magnetorheological and electroreological liquids, electrochrome materials, smart hydrogels.

Интеллектуальными называются материалы, которые могут контролируемым образом изменять свои свойства в ответ на изменение внешних воздействий. Стоит отметить, что данные материалы являются многофункциональными, например, выполнение начальной функции материала с заданными свойствами, функцию датчика на внешние воздействия, а также существует возможность задавать при желании конкретное поведение материалов. Под внешними воздействиями подразумеваются различного рода механические и электромагнитные нагрузки; нагрузки, которые изменяют физические свойства материала или его энергию, и другие.

Различают следующие виды умных материалов:

1. Адапторы – это материалы, которые под влиянием внешнего воздействия изменяют свои характеристики.

2. Трансформаторы – материалы, которые преобразуют энергию внешнего воздействия

в выходное действие (сигнал «отклика»), изменяя при этом вид энергии или ее интенсивность.

2.1. Актуаторы – преобразуют энергию различных видов полей в механическое перемещение.

2.2. Индикаторы (сигнализаторы тревоги, Alarm device) – это материалы, преобразующие энергию различных видов воздействий (поля и вещества) и ресурсы среды в сигнал отклика, который воспринимается человеком без использования дополнительных устройств.

3. Нейтрализаторы (neutralizers, аналоги умных материалов) – это такие вещества, которые не только обнаруживают вредное воздействие, но и сами устраняют причины его возникновения.

Также можно выделить следующие группы умных материалов [1]:

- сплавы с эффектом памяти;
- самовосстанавливающиеся материалы;
- самосмазывающиеся материалы;
- самоочищающиеся материалы;

- проводящие полимеры;
- магнитореологические и электрореологические жидкости;
- электрохромные материалы;
- умные гидрогели.

Постоянные магниты

В качестве умного материала в электроэнергетике можно выделить постоянные магниты, которые нашли обширное применение не только в электроэнергетике, но и в других областях человеческой жизни, вплоть до бытовых приборов.

Постоянные магниты состоят из различных магнитотвердых материалов. Такие материалы обладают высокими значениями коэрцитивной силы H_c . Кроме того, качество магнитотвердых материалов определяется значениями остаточной магнитной индукции B_r , максимальной магнитной энергии, которую материал отдает в пространство W_{max} , коэффициентом выпуклости [2]. Магнитотвердые материалы должны обладать высокой временной и температурной стабильностью перечисленных параметров, а также приемлемыми прочностью и пластичностью.

Постоянные магниты можно разделить на несколько наиболее распространенных типов:

- а) магнитотвердые ферриты бария, стронция и кобальта;
- б) постоянные магниты железо-никель-алюминий и железо-никель-алюминий-кобальт;
- в) магниты самарий-кобальт (спеченные);
- г) магниты неодим-железо-бор (спеченные).

Рассмотрим применение постоянных магнитов в электроэнергетике, а именно в электродвигателях и генераторах, которые применяются в качестве движущей силы, подвесов или подшипников [3].

Применение постоянных магнитов в системах AZIPOD (Azimuthing Podded Drive – азимутальный движительный привод гондольного типа)

Установки Azipod@CO имеют тянущий винт и единичную мощность от 1,3 до 4,5 МВт.

Установки Azipod@CZ имеют толкающий винт, размещенный в насадке, и единичную мощность 3,3 МВт.

Установка Azipod состоит из следующих основных компонентов и систем:

- гребной винт;

- гребной электродвигатель;
- модуль рулевого управления;
- гидросиловой блок;
- система охлаждения воздушная или водяная;
- блок токосъемных колец;
- два блока подготовки масла;
- блоки интерфейса;
- напорный танк.

Система электродвижения Azipod обладает целым рядом существенных достоинств, которые позволили ей получить широкое распространение:

- обеспечивает отличные динамические качества и маневренность судна;
- повышает безопасность плавания и резервирование движительной установки;
- исключает потребность в длинной линии водопровода, руле, кормовых подруливающих устройствах, винте регулируемого шага и понижающих редукторах;
- допускает более простую конструкцию корпуса судна;
- позволяет экономить полезное пространство на судне для грузов и пассажиров;
- снижает уровни шума и вибрации;
- операционная гибкость ГЭУ ведет к уменьшению установленной мощности, к снижению потребления топлива, уменьшению стоимости ремонта, улучшению экологии из-за уменьшения количества выхлопных газов;
- уменьшает время простоя судна;
- подходят как для суровых арктических, так и для остальных климатических условий.

В установке Azipod установлен синхронный ЭД с ПМ, с прямым охлаждением морской водой, что позволяет получать высоких КПД в ходе всего процесса эксплуатации двигателя, также обеспечиваются минимальные габариты двигателя, тем самым уменьшая габариты самой гондолы, что позволяет уменьшить и площадь соприкосновения с водными потоками для улучшений гидродинамических свойств. Согласно изученным данным установки Azipod с двумя винтами, разработанные совместно Siemens и Schottel, позволили увеличить эффективность установки на 10%, уменьшить диаметр двигателя на 40% и уменьшить его массу на 10%, что благоприятно сказывается на экономических затратах [4].

Фирма АВВ разработала модульный размерный ряд ГЭУ Azipod различной мощности, который может быть установлен на судах различных типов. На рис. 1 представлены максимальные мощности каждого из модулей Azipod. В табл. 1.1 и 1.2 приведены габаритные размеры и масса модулей Azipod [5].

Таблицы размеров и масса модулей Aziprod

ТИП	А		В		С*		D		E		F		G		H		J		K		L	
	[M]	[M]	[M]	[M]	[M]	[M]	[M]	[M]	[M]	[M]	[M]	[M]	[M]	[M]	[M]	[M]	[M]	[M]	[M]	[M]	[M]	[M]
V25	13.5	7.1	6.5*	5.4-S.4	1.6	3.4	5.0	0.6	2.5	2.6	6.6											
V23	11.8	6.5	5.8*	4.8-69	1.4	3.6	5.0	0.5	2.5	2.6	6.6											
V21	11.6	6.6	4.8*	4.4-64	1.8	3.5	5.3	0.5	2.5	2.6	(6.3)											
V18	10.1	5.4	4.0*	3.8-5.9	1.2	2.9	4.1	0.5	2.3	2.6	5.8											
V16	9.0	4.9	3.5*	3.5-5.5	1.2	2.7	3.9	0.4	2.0	2.6	5.3											
V231CE	10.7	5.5	4.2*	4.5-56	3.1	3.4	6.5	0.6	2.3	2.6	6.2											
V181CE	10.1	5.4	3.5*	4.2-5.0	1.9	2.8	4.7	0.4	2.0	2.6	5.8											
V161CE	8.5	4.5	3.2*	3.5-4.5	1.9	2.9	4.8	0.4	2.0	2.6	5.8											

Таблица 1.2

Масса модулей Aziprod

Тип системы AZ1POD	Масса, тонн																					
	Движительный модуль без винта		Рулевой модуль		SRU (Блок контактных колец)		(CAU) Блок воздушного охлаждения		(HPU) Силовой гидравлический блок		(OTU) Блок подготовки масла		GTU+AIU+LBU+ACU									
V25	115-200		88-145		4		10-12		5.5		2x0.3		0.5									
V23	115-160		67-102		4		9-10		5.2		2x0.3		0.5									
V21	90-135		50-82		4		8-10		5		2x0.3		0.5									
V18	78-115		44-67		3		7-8		4.5		2x0.3		0.5									
V16	61-85		35-58		3		5-6		4.2		2x0.3		0.5									
V231CE	193-235		114-176		4		10		4.5		2x0.3		0.5									
V181CE	153-187		77-95		3		8.5		4.5		2x0.3		0.5									
V161CE	103-125		77-95		3		8.5		4.5		2x0.3		0.5									

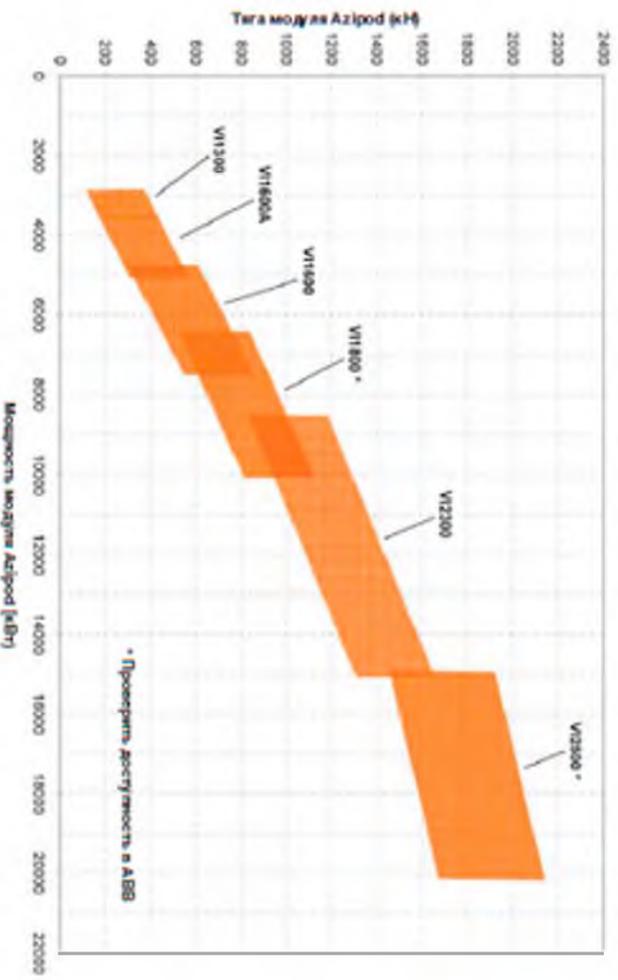


Рис. 1. Максимальная мощность модулей AZIPOD

На ряду с обычными скоростями вращения в ЭМ постоянные магниты применимы в высокооборотных машинах. Главным достоинством применения постоянных магнитов является повышение механической прочности ротора, а также, как следствие, увеличение скорости его вращения. В связи с повышением скорости нет нужды в редукторе, что позволяет повысить КПД системы в целом и увеличить надежность системы за счет исключения звена. При производстве высокооборотных машин в бочку ротора укладывают кейсы с постоянными магнитами. Каждый кейс состоит из магнита, склеенного в аксиальном направлении из блоков постоянных магнитов по форме паза (намагниченных тангенциально), и корпуса кейса, выполненного из стеклотекстолитовых элементов.

Также постоянные магниты нашли применение в качестве магнитных подшипников и магнитных подвесов. Постоянные магниты применяются в качестве элементов механически бесконтактной опоры, работающих на принципе магнитной левитации. Такие опоры часто применяются для поддержания валов и осей турбин, роторов и маховиков. Данные опоры обеспечивают поддержание тяжелых и быстро вращающихся деталей конструкций, благодаря чему отсутствуют потери на трение, нет необходимости в смазке. Они характеризуются высокой износостойкостью, а также существует возможность работы в вакууме. Магнитные подшипники бывают четырех основных типов [6]:

- радиальные магнитные подшипники из цилиндрических и кольцевых магнитов, намагниченных аксиально;

- радиальные магнитные подшипники из цилиндрических и кольцевых магнитов, намагниченных радиально;

- аксиальные магнитные подшипники из цилиндрических и кольцевых магнитов, намагниченных аксиально;

- аксиальные магнитные подшипники из цилиндрических и кольцевых магнитов, намагниченных радиально.

Что касается магнитных подвесов, то область затрагивает не только зону электрических машин, но и многие другие, например, поезда на магнитной подушке. Разделяют два типа магнитных подвесов: активные, пассивные.

Синхронные генераторы с постоянными магнитами нашли применение в ветроэнергетике, а именно в ветроэнергетических установках, где генераторы устанавливаются в гондолу.

Ветрогенератор с постоянными магнитами конструктивно может выполняться по двум основным схемам:

- аксиального типа с торцевым расположением магнитов;

- коаксиального типа с радиальным расположением магнитов и катушек статора. При этом катушки статора могут располагаться с одной стороны от магнитов ротора или по обе стороны от магнитов.

Число магнитов, которые устанавливаются на роторе и которые образуют пары полюсов, определяют частоту выходного напряжения в соответствии с известным расчетным выражением:

$$f = (n \cdot p) / 60$$

Достаточно важным параметром, который определяет конструктивные особенности генератора, является момент страгивания. Если число магнитных полюсов ротора равняется числу катушек статора с полюсными наконечниками, то создается весомый статический момент сопротивления на валу генератора за счет сил взаимного притяжения полюсов ротора и статора. Также при вращении ротора возникает пульсирующий момент сопротивления, который ухудшает условия эксплуатации генератора. Для снижения момента страгивания можно уменьшать или же увеличивать число магнитных полюсов ротора относительно числа катушек статора. Но при всем этом требуется учитывать тот факт, что для трехфазного генератора количество катушек статора должно быть кратно трем.

Есть способы эффективного снижения момента страгивания генератора при помощи углового смещения групп катушек статора и особенной схемы их подключения.

Требуется отметить, что процесс сборки генераторов с постоянными магнитами сопровождается достаточно большими силами притяжения между элементами ротора и статора. Такие силы притяжения могут достигать до сотен килограмм. Следовательно, обязательно должны быть предусмотрены конструктивные элементы и некоторые технологические приемы для центрирования ротора и статора, а также дополнительные меры безопасности рабочего персонала, задействованного при выполнении сборки.

Из практики проектирования электрических машин, известно, что почти половина веса генератора уходит на пассивную часть машины. Так как пассивная часть нужна только для обеспечения направления и усиления магнитного поля и не принимает непосредственного участия в выработке электрической энергии, то теоретически она не нужна на статоре. В данном случае можно наблюдать достаточно большое сни-

жение плотности магнитного поля в воздушном зазоре, однако применение редкоземельных материалов дает шанс получить в воздушном зазоре индукцию, как минимум равную 0,25 Тл. Такого значения вполне достаточно, чтобы выполнить проект электрической машины с большим диаметром и легким весом. В конечном итоге вес генератора оказывается примерно на 25 % меньше веса аналогичной машины с железным сердечником, коэффициент полезного действия подобной машины превышает 90 %.

Пришли ко мнению, что оптимальным решением для генераторов, применяемых в безредукторных ВЭУ, является беспазовый трехфазный генератор с постоянными магнитами.

Данная конструкция позволяет выполнить тихоходную электрическую машину большого диаметра с редкоземельными магнитами, которые имеют легкий вес и небольшой пусковой момент, который можно объяснить конструкцией самого генератора. Это означает, что магнитное сопротивление в данной машине никак не зависит от положения ротора и синхронный момент в такой машине не возникает. Тот факт, что синхронный момент отсутствует, очень важен в связи с тем, что в ВЭУ ротор генератора вращается большую часть времени с очень маленьким крутящим моментом, который ниже номинального. То есть синхронный момент может спровоцировать нежелательные колебания скорости или даже помешать запуску генератора.

Сверхпроводимость с ПМ

Говоря о постоянных магнитах, нельзя не сказать о сверхпроводящих системах с постоянными магнитами. Сверхпроводимость – свойство некоторых материалов обладать строго нулевым электрическим сопротивлением при достижении ими температуры ниже определенного значения. При этом существует два вида состояний сверхпроводимостей: низкотемпературная и высокотемпературная (последняя наиболее широко применима). Низкотемпературная сверхпроводимость (НТСП) – сверхпроводимость при температурах ниже температуры кипения жидкого азота. Наибольшее распространение из сверхпроводящих материалов в электротехнике получили сплав ниобий-титан и интерметаллид ниобий-олово. Технологические процессы изготовления исключительно тонких ниобий-титановых нитей и их стабилизации достигли весьма высокого уровня развития. При создании многожильных проводников на основе ниобий-олова широкое применение находит так называемая брон-

зовая технология [7]. В последние годы явление сверхпроводимости все более широко используется при разработке турбогенераторов, электродвигателей, униполярных машин, топологических генераторов, жестких и гибких кабелей, коммутационных и токоограничивающих устройств, магнитных сепараторов, транспортных систем и др. Следует также отметить такое направление в работах по сверхпроводимости, как создание устройств для измерения температур, расходов, уровней, давлений и т. д.

В настоящий момент имеются два главных направления в области применения сверхпроводимости: прежде всего – в *магнитных системах* различного назначения и затем – в *электрических машинах*.

Сверхпроводимость нашла применение в таких проектах, как:

– установки термоядерного синтеза со сверхпроводящими катушками тороидального магнитного поля:

- T-7;
- JET;
- C-Mod
- JT60-SA;
- TFTR;
- KSTAR;
- NSTX-U;
- DIII-D;
- ITER;
- MIT;

– стелларатор – Wendelstein 7-X (W7-X) – экспериментальная установка термоядерного синтеза (Германии);

– установках для большого андронного коллайдера.

Высокотемпературная сверхпроводимость (ВТСП) – сверхпроводимость при температурах кипения жидкого азота и выше. На данный момент существуют ВТСП ленты 1 и 2-го поколения. Ленты 1-го поколения в большей части состоят из серебра и разрозненной матрицы из спавов висмута, что делает эти ленты очень дорогими. Что касается лент 2-го поколения, то их структура уже не так разрозненна, она более однородна и представляет собой слоистую совокупность различных прослоек, основным токонесущим элементом которых являются итриевые сплавы с подложкой из хастеллоя.

Высокотемпературная сверхпроводимость нашла обширное применение в сфере промышленности. Основной областью использования, помимо электрических машин, являются системы для накопления энергии, то есть сверхпроводниковые индуктивные накопители (СПИН) и кинетические накопители энергии (КНЭ).

Сверхпроводящие индуктивные накопители энергии (СПИН) имеют широкие перспективы использования, обусловленные возможностью длительного хранения энергии с высоким уровнем времени готовности (время от подачи команды до выдачи энергии в нагрузку 1 мс). Важной в практическом отношении особенностью СПИН является возможность его запитки от источника с малой электрической мощностью и выдаче как активной, так и реактивной мощности. При этом СПИН имеют высочайший КПД – 95–97 %, а отсутствие движущихся частей в главных компонентах системы обеспечивает ее высокую надежность.

Применение СПИН в качестве импульсных энергоисточников ограничивается критичностью сверхпроводников к скорости изменения магнитного поля при накачке и выводе энергии в нагрузку. Особенностью типичных СПИН является сравнительно малое значение рабочего тока (-10 кА).

Широкому внедрению в энергетику существующих проектов препятствует очень высокая стоимость, обусловленная необходимостью многочисленного вспомогательного оборудования, массивных опорных конструкций, дорогих материалов и сложным процессом производства.

Для КНЭ

Электрическая энергия подается на мотор-генератор, раскручивающий «высокоэнергетичный маховик», который накапливает МДж энергии. Когда возникает необходимость, мотор-генератор преобразует накопленную кинетическую энергию обратно в электрический ток. Основными конструктивными элементами данного КНЭ являются: маховик, мотор-генератор, магнитный подвес, ВТСП-подшипники, верхняя и нижняя подвижные опоры, герметичный составной корпус, система безопасности (предназначена для гашения кинетической энергии разлетающихся осколков маховика в случае разрушения КНЭ). Для снижения потерь на трение в КНЭ применены ВТСП-2-подшипники и магнитный подвес, а также производится откачка воздуха из герметичного корпуса.

Применение магнитных подвесов на основе ВТСП-2-керамики обеспечивает левитацию маховика, размещенного в вакуумированном герметичном корпусе за счет взаимодействия магнитного поля постоянных магнитов подвеса и активированных ВТСП-2-блоков. При электромагнитном взаимодействии полюсов вращаю-

щегося магнитного поля обмотки статора и полюсов ротора моторгенератора возникает момент, который разгоняет маховик до заданной частоты вращения. При этом кинетическая энергия, накопленная маховиком в процессе заряда КНЭ, сохраняется длительное время ввиду отсутствия потерь в опорах и при необходимости отбирается мотор-генератором.

Среди достоинств КНЭ можно выделить: компактность, экологическую чистоту, высокий коэффициент полезного действия (86–88 %), неограниченный ресурс работы, срок эксплуатации свыше 10 лет, простоту эксплуатации и обслуживания, меньшие затраты на стоимость системы охлаждения (~100 раз) по сравнению со СПИН, высокую энергоемкость. Кроме того, теоретически маховик из высококачественных углеродных нановолокон (однослойных графеновых трубок) способен обеспечить высочайшую удельную массовую энергоемкость – 53,4 кВт·ч/кг.

КНЭ также обладает свойством практически мгновенного «подхватывания» провалов или перерывов в энергоснабжении потребителя, что недостижимо для источников бесперебойного питания, созданных, например, на базе химических аккумуляторов, имеющих большую инерционность включения и выхода на базовый режим работы.

Мировой опыт создания КНЭ свидетельствует, что разработанные к настоящему времени конструкции КНЭ позволяют относить их к наиболее перспективным маломасштабным системам, способным решить задачи хранения и преобразования энергии, реализации оптимальных режимов работы оборудования, электроснабжения потребителей с нестандартными параметрами.

ВТСП массивы

С учетом роста технологий и повышения требований к устройствам, применяемых в промышленности, были созданы ВТСП-массивы (керамика) – керамика, созданная на основе оксидных высокотемпературных сверхпроводников.

Высокотемпературные сверхпроводящие керамики, подобно обычным керамическим материалам, изготавливаются из оксидных порошков.

Механические и электромагнитные свойства ВТСП-керамик непосредственно обусловлены существенно неоднородной структурой, состоящей из зерен, пор и микродефектов, которые, как правило, локализованы на межзеренных

границах. Формирование и разрушение микро-структуры сверхпроводящих керамик происходит в процессе спекания, способствующего возникновению внутренних напряжений, и работы материала в различных механических и тепловых режимах. Сверхпроводящие керамики состоят из сверхпроводящих гранул, которые характеризуются достаточно высокой критической плотностью тока $j_{кр}$, но так как межгранульное пространство имеет невысокую $j_{кр}$, то критическая плотность транспортного тока высокотемпературной керамики снижается, что затрудняет ее применение в технике. В основном керамики состоят из иттриевых гранул, это обосновывается тем, что итрий является ВТСП-проводником и имеет лучшие показатели по сравнению с другими элементами, применяемыми в сверхпроводимостях [8].

ВТСП-керамика также применяется в электрических машинах, в ротор которых устанавливаются массивы ВТСП. Также стоит отметить, что роторных дисков может быть несколько, что увеличивает энергоэффективность машины.

Ускорители масс

Электромагнитные ускорители масс специальные электронные устройства, позволяющие разогнать снаряды с помощью электромагнитных сил [9].

Существует три вида ускорителей масс:

- – рельсотрон – импульсный электродный ускоритель;
- – пушка Гаусса – электромагнитный ускоритель;
- – пушка Томпсона – индукционный ускоритель.

Рельсотрон – это система, которая для придания скорости проводящему объекту использует электромагнитное поле. Объект разгоняется между двумя направляющими, которые подключаются к источнику постоянного тока. Сила тока такова, что между рельсами образуется плазменная дуга. Рельсотроны позволяют ускорять небольшие тела (десятки грамм) до скоростей 6–7 км/с и килограммовые тела до скоростей порядка 4 км/с. Первый рельсотрон был сделан в Австралии в 70-е годы прошлого века.

В 80-е годы XX века в Ленинграде под руководством Ф. Г. Рутберга был создан рельсотрон с емкостным накопителем энергии, легко пробивавший танковую броню. Академик РАН Ф. Г. Рутберг был награжден Международным комитетом по электромагнитным исследованиям

медалью Питера Марка «За выдающийся вклад в развитие технологии электромагнитного ускорения». Это было международное признание результатов научных исследований в России.

Основными частями установки являются:

1. *Источник электропитания.* Он представляет собой батарею конденсаторов, которая создает короткий токовый импульс огромной мощности. (Речь идет о сотнях или даже тысячах килоджоулей.)

2. Коммутирующая аппаратура. Иными словами, это десятки толстенных кабелей, способных передать накопленную энергию и при этом не расплавиться.

3. *Пусковая установка.* Устройство напоминает орудийный ствол, стянутый многочисленными усилителями прочности. Они необходимы, чтобы система могла выдержать внутреннее давление более 1000 атмосфер и температуру 20 000–30 000 градусов. Внутри ствола вдоль всей его длины расположены два длинных параллельных электрода или рельса (отсюда и название).

Принцип действия

На рельсы подается мощнейший токовый импульс. Сила разряда превышает энергию молнии более чем в сотню раз. Между рельсами (электродами) тут же загорается плазменная дуга. Некоторые разработчики предлагают перед подачей напряжения помещать в ствол легкоплавкую металлическую вставку. Она способствует зажиганию дуги, а расплавившись, превратится в плазму, чем значительно увеличит ее количество. От одного рельса к другому через плазму потечет ток. Ток вызывает возникновение мощнейшего электромагнитного поля, которое будет воздействовать на все устройство. Так как рельсы закреплены жестко, то единственным подвижным элементом системы окажется плазма, через которую, словно через обычный металлический проводник, продолжает течь ток. Под действием силы Лоренца этот самый проводник (плазма) начнет быстро перемещаться вдоль ствола.

Сгусток плазмы называют «плазменным поршнем», он как бы является аналогом порохового заряда в огнестрельном оружии. Если впереди поршня был размещен метательный снаряд, то его скорость при выходе из ствола может составить до 13–15 км/с (Для справки, современные артиллерийские орудия способны разгонять снаряд максимум до 2 км/с) Любопытно, что рельсотрон может оставаться смер-

тоносным оружием и без применения снарядов. В этом случае установка сможет стрелять плазменными сгустками, и скорость их будет воистину фантастической – порядка 50 км/сек.

В США основные исследования проведены с конденсаторными батареями – емкостными накопителями энергии. Конденсаторы – это универсальные источники энергии, однако их удельные энергетические характеристики оставляют желать лучшего. Существуют другие источники электромагнитной энергии: индуктивные накопители энергии и ударные генераторы. Какие из источников энергии будут наиболее перспективными для создания электромагнитных пушек, покажут дальнейшие исследования, которые еще не закончены.

Электромагнитная пушка Гаусса

Этот ускоритель состоит из соленоидов, внутри которых находится ствол из диэлектрика.

С одного конца в него вставляется ферромагнитный снаряд, который начинает двигаться с ускорением в магнитном поле соленоидов. Первая установка была сделана в г. Осло (Норвегия) в 1901 году. Во второй установке (1903 г.) снаряд массой 10 кг разогнался до 100 м/с. К. Э. Циолковский рассматривал такую систему для запуска ракет. Работы по данному направлению вышли на новый уровень с появлением сверхпроводников.

Пушка Гаусса состоит из соленоида катушки с небольшой индуктивностью, внутри нее находится ствол из диэлектрика, в который с одной стороны вставляется снаряд из ферромагнетика. При протекании через соленоид внутри него создается электромагнитное поле, которое начинает действовать на ферромагнетик, затягивая тот внутрь. Однако в устройстве такой катушки состоит еще одна особенность: при прохождении снарядом середины катушки соленоид продолжает тянуть снаряд к середине катушки и тормозит снаряд. Это надо учитывать при расчетах. Для придания большой кинетической энергии снаряду необходим кратковременный мощный импульс тока. С такой задачей справляется конденсатор, ведь основная его функция – накопление и быстрая отдача энергии системе. В любительской установке обычно стоит не больше 1–2 катушек с подключенными к каждой персонально конденсаторами, но при сборке полноценных пушек Гаусса проводятся расчеты для большой системы конденсаторов (3–5 шт.) таким образом, чтобы все они синхронно работали один за другим.

Преимущества ускорителей:

- большая дульная энергия в сравнении с огнестрельными орудиями;
- гораздо меньший износ орудия в сравнении с огнестрельными прототипами;
- меньшая отдача при стрельбе и возможность бесшумной стрельбы;
- возможность работы в любых условиях;
- низкая стоимость снаряда в таких установках;

Недостатки ускорителей:

- основная трудность работы таких установок: низкий КПД, редко доходящий до ~27 %;
- вытекающий из первого пункта большой расход энергии;
- большой вес и габариты при малой эффективности;
- большая стоимость качественно собранной установки.

Высокочистые металлы

Интерес к чистым металлам, прежде всего, был связан с их широким применением в важных направлениях новой техники и народного хозяйства: атомной энергетике, микроэлектронике, космической технике, медицине, а также в фундаментальных научных исследованиях до появления ВТСП.

Возможность использования высокочистых металлов (99,999) для обмоток электрических машин изучалась в нашей стране и за рубежом с 60-х годов прошлого века. Наиболее перспективными считались высокочистые алюминий и бериллий. Удельное электрическое сопротивление алюминия при 20 К – $4 \cdot 10^{-11}$ Ом·м, бериллия при 77 К – $4,8 \cdot 10^{-10}$ Ом·м. Чистая медь по этим показателям проигрывала чистому алюминию и особо не изучалась.

Высокочистые алюминиевые провода для исследований и применения связывались в стержни из более чем 20 прутков. Из прутков разных диаметров 0,3; 0,1 и менее 0,1 мм получали разные, которые подвергались различным исследованиям.

На основе полученных результатов стержни находили применение в областях электроэнергетики, например, в статорах высокооборотных криогенных генераторов 4 МВА с обмоткой из высокочистого алюминия или в совместном проекте РФ-Италия IGNITOR, которая представляет собой магнитная систему ТОКОМАК из высокочистой меди, рабочая температура 30К, мощность 5 МВт.

Примеры использования различных типов интеллектуальных материалов

Пленка, которую предлагают помещать в каждую упаковку с продуктом. Пленка реагирует на биогенные амины, которые вырабатываются при разложении продукта. Пленка-тест меняет свой цвет с желтого на синий в случае обнаружения опасности.

Нитинол, открытый в 1980 году, представляет собой интерметаллит титана и никеля. Данный материал обладает свойством памяти формы. При нагреве до красного каления запо-

минает форму. После остывания до комнатной температуры можно деформировать. При нагреве выше 40 °С восстанавливает первоначальную форму. Данный эффект называется *эффектом Курдюмова*.

Одеяла. Между гусиным пухом и тканью размещается слой высокотехнологичных капсул, которые поглощают лишнее тепло, когда вам жарко и отдают его назад, когда вам холодно.

Воздушные жалюзи. Использование сплавов с эффектом запоминания формы в жалюзи, регулирующих поступление охлаждающего воздуха.

Библиографический список

1. Кокцинская Е. М. Умные материалы и их применение // Видео наука. Вып. 1 (1) 2016. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/umnye-materialy-i-ih-primeneniye-obzor/viewer> (дата обращения: 16.01.2020).

2. Розин П. А. Применение магнитотвердых материалов в электрических машинах на транспортных средствах // Известия МГТУ. М., 2014.

3. Использование постоянных магнитов в электротехнике и электроэнергетике. URL: <http://electricalschool.info/main/osnovy/1885-ispolzovanie-postojannykh-magnitov-v.html> (дата обращения: 16.01.2020).

4. Кузнецов В. И. Бестрансформаторные единые электроэнергетические системы: дис. на соискание ученой степени к. т. н. URL: <https://www.smtu.ru/rus/nauka/dissovet/persons/kuznetsov/docs/1b.pdf> (дата обращения: 16.01.2020).

5. Справочное руководство к проекту движительных систем Azipod®. Версия 6.2. Finland, ABB Oy, 2008. 65 с.

6. Пассивные магнитные подшипники (подвесы) на постоянных магнитах. URL: http://imlab.narod.ru/M_Fields/PM_Bearings/PM_Bearings.htm (дата обращения: 16.01.2020).

7. Применение явления сверхпроводимости. URL: https://ido.tsu.ru/schools/physmat/data/res/SPF/uchpos/text/5_6.html (дата обращения: 16.01.2020).

8. Применение высокотемпературных сверхпроводников (ВТСП). URL: http://ftemk.mpei.ac.ru/ctl/pubs/etm_full/metalsf/10.20.htm (дата обращения: 16.01.2020).

9. Каримуллин Т. Р., Заяц А. Е. Электромагнитные ускорители масс // Юный ученый. 2018. № 4. С. 59–62.

УДК 621.313.823.2

Е. Ю. Малатынская*

магистрант

А. И. Маркелов*

магистрант

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИНДУКТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ДИСКОВОГО СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

Представлены экспериментальные данные для определения индуктивности, полученные на кафедре электро-механики и робототехники, и данные, полученные в результате расчета и моделирования.

Ключевые слова: постоянные магниты, синхронный генератор, индуктивность.

E. Y. Malatynskaya*

Postgraduate Student

A. I. Markelov*

Postgraduate Student

St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

DETERMINATION OF INDUCTIVE SETTINGS OF A DISK SYNCHRONOUS GENERATOR WITH PERMANENT MAGNETS

The article presents experimental data for determining inductance, obtained as a results at the department of electromechanics and robotics, as well as data obtained as a result of calculation and modeling.

Keywords: permanent magnets, synchronous generator, inductance.

В цепи переменного тока одним из важных параметров является не только сопротивление проводника, но и его индуктивность, так как она влияет на значение тока в цепи. Сопротивление разделяют на активное и индуктивное. Активное определяется свойствами проводника, а индуктивное – его индуктивностью.

Индуктивность – физическая величина, характеризующая магнитные свойства электрической цепи или, иначе говоря, – способность извлекать энергию из источника электрического тока и сохранять ее в виде магнитного тока.

При подаче на катушку электрического тока постоянного напряжения в ней появляется напряжение, противоположное напряжению электрического тока, и оно исчезает через несколько долей секунд – так появляется ЭДС самоиндукции, которое зависит от индуктивности катушки.

При подаче на катушку постоянного тока сила тока будет плавно увеличиваться, а при снятии электрического тока с катушки – резко возрастает в катушке и плавно снижается до нуля.

Индуктивные параметры дискового ротора отличаются от традиционной конструкции. Они

определяют правильность и режимы работы генератора.

Основной задачей являлось определение синхронного индуктивного сопротивления генератора с постоянными магнитными на основе прототипа, сделанного на 32 кафедре, которое находилось опытным и расчетным путем. Было проведено несколько испытаний: опыт холостого хода и опыт короткого замыкания.

Опыт холостого хода определяет характеристику $U=f(n)$ при номинальной частоте вращения машины, изменяя ток возбуждения I_B .

Опыт короткого замыкания проводят следующим образом: фазы обмотки якоря замыкают накоротко, после этого ротор приводят во вращение с номинальной частотой, в результате чего снимается характеристика короткого замыкания, то есть зависимость тока от скорости $I=f(n)$. Ток короткого замыкания создает поток реакции якоря, который размагничивает машину. В результате магнитная цепь машины оказывается ненасыщенной.

По получившимся данным строится диаграмма Потье (рис. 1). Для определения X_d снимают активную нагрузочную характеристику генератора.

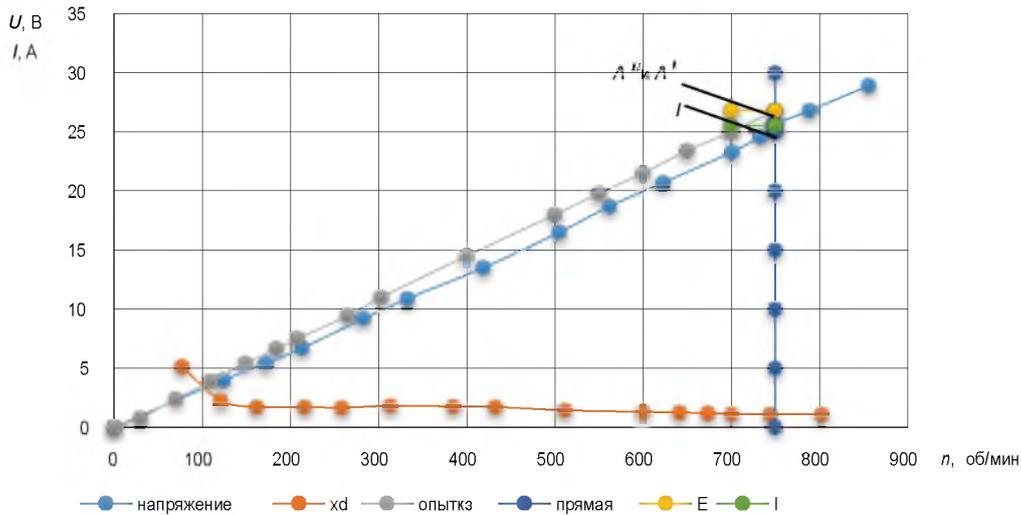


Рис. 1. Диаграмма Потье

Внесем некоторые уточнения по полученной диаграмме: прямая U совпадает с A' и A'' , а значит, E и E_∞ тоже равны. E заменяется по диаграмме Потье на U , а $i(f)$ на n .

Значение индуктивного сопротивления синхронного генератора рассчитывается по следующим формулам:

$$x_d = \frac{E_\infty}{I} \quad (1)$$

$$x_d = \frac{E}{I} = \frac{E_\infty}{k_{ud} I} = \frac{x_{d\infty}}{k_{ud}} \quad (2)$$

По результат измерений получается:

1. Номинальная скорость 750 об./мин. при частоте 50 Гц. Напряжение и ток при номинальных условиях равны: $U = 26,8$ В и $I = 25,5$ А.

Имея необходимые данные, можно рассчитать синхронное индуктивное сопротивление, которое будет равно:

$$x = \frac{U}{I} = 1,051 \text{ Ом.} \quad (3)$$

2. Рассчитаем значение индуктивного сопротивления синхронного генератора из проведенных испытаний по следующим формулам:

Индуктивность сопротивления по результатам измерения $L = 1113$ мкГн, тогда:

$$L_1 = \frac{3}{2} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L = 0,524 \text{ Ом.} \quad (4)$$

3. Напряжение и ток при номинальных условиях равны в ходе испытаний равны: $U = 25,5$ В и $I = 10$ А.

Рассчитаем сопротивление:

$$R = \frac{U}{I} = 2,55 \text{ Ом.} \quad (5)$$

Переведем полученное значение в относительные единицы:

$$X_d = \frac{x}{R} = 0,206 \text{ о. е.} \quad (6)$$

Расчет параметров сопротивлений:

Средняя длина витка одной катушки обмотки статора:

$$l_{cp} = \sum_{i=1}^{10} \frac{\pi \cdot (d_2 + i \cdot d_{np})}{10} = 0,165 \text{ м,} \quad (7)$$

где $i = 1, 10$ – количество витков катушки в одном ряду по ширине r .

Удельное сопротивление медного проводника при температуре $t = 75^\circ$ $\rho_0 = 1/47 \cdot 10^{-6}$ Ом/м.

Активное сопротивление одной фазы обмотки статора [2. С. 295, ф. 7–95]:

$$r_1 = \frac{\rho_0 \cdot w_1 \cdot l_{cp}}{q_{\text{эф}} \cdot a} = \frac{2,13 \cdot 10^{-8} \cdot 240 \cdot 0,165}{2,835 \cdot 10^{-6} \cdot 1} = 0,132 \text{ Ом.} \quad (8)$$

Индуктивное сопротивление фазы определим с помощью нахождения индуктивности одной элементарной дисковой катушки с прямоугольным сечением [3. С. 257, ф. 6–19]:

$$L_{кат} = \frac{\mu_0}{8 \cdot \pi} \cdot u_{II}^2 \cdot d \cdot \Psi \cdot F =$$

$$\frac{\mu_0}{8 \cdot 3,14} \cdot 240^2 \cdot 0,061 \cdot 26,158 \cdot 0,8415 =$$

$$= 2,419 \cdot 10^{-4} \text{ Гн}, \quad (9)$$

где μ_0 – магнитная постоянная; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м; Ψ – коэффициент, значение которого определяется по [3. С. 254, табл. 6-3] в зависимости от отношения r/d , $\Psi = 26,158$; F – коэффициент, который учитывает уменьшение индуктивности катушки прямоугольного сечения по сравнению с дисковой катушкой вследствие конечности толщины катушки a , $F = 0,8415$.

Индуктивность одной фазы:

$$L_{\phi} = p \cdot L_{кат} = 4 \cdot 2,419 \cdot 10^{-4} = 9,677 \cdot 10^{-4} \text{ Гн}. \quad (10)$$

Индуктивность на фазу с учетом взаимоиндуктивности соседних фаз:

$$L_d = \frac{m}{2} \cdot L_{\phi} = \frac{3}{2} \cdot 9,677 \cdot 10^{-4} = 14,515 \cdot 10^{-4} \text{ Гн}. \quad (11)$$

Угловая частота:

$$\omega_n = 2 \cdot \pi \cdot f = 2 \cdot 3,14 \cdot 50 = 314,16 \frac{1}{c} \quad (12)$$

Индуктивное сопротивление фазы:

$$x_d = \omega_n \cdot L_d = 314,16 \cdot 14,515 \cdot 10^{-4} = 0,456 \text{ Ом} \quad (13)$$

Полное сопротивление:

$$Z_a = \sqrt{r_1^2 \cdot x_d^2} = \sqrt{0,132^2 \cdot 0,456^2} = 0,456 \text{ Ом} \quad (14)$$

Базисное значение полного сопротивления:

$$Z_{баз} = \frac{U_{\phi}}{I_n} = \frac{127}{16,4} = 7,743 \text{ Ом}. \quad (15)$$

Базисное значение индуктивности:

$$L_{баз} = \frac{Z_{баз}}{\omega_n} = \frac{7,743}{314,16} = 0,025 \text{ Гн}. \quad (16)$$

Относительное значение индуктивности:

$$\frac{L_d}{L_{баз}} = \frac{14,515 \cdot 10^{-4}}{0,025} = 0,058 \text{ о.е.} \quad (17)$$

Относительное значение индуктивного сопротивления:

$$\frac{x_d}{Z_{баз}} = \frac{0,456}{0,025} = 0,0592 \text{ о.е.} \quad (18)$$

Относительное значение активного сопротивления:

$$\frac{r_a}{Z_{баз}} = \frac{0,132}{0,025} = 0,0171 \text{ о.е.} \quad (19)$$

Магнитостатическое поле переменных токов генератора в продольном разрезе:

Для решения этой задачи были выбраны следующие параметры: количество витков водной катушке 60, ток 960 А.

Так как в одной фазе по 4 катушки, то индуктивность фазы равна $22,66 \cdot 10^{-8}$ Гн.

Для неявнополюсных синхронных генераторов индуктивные сопротивления по продольной

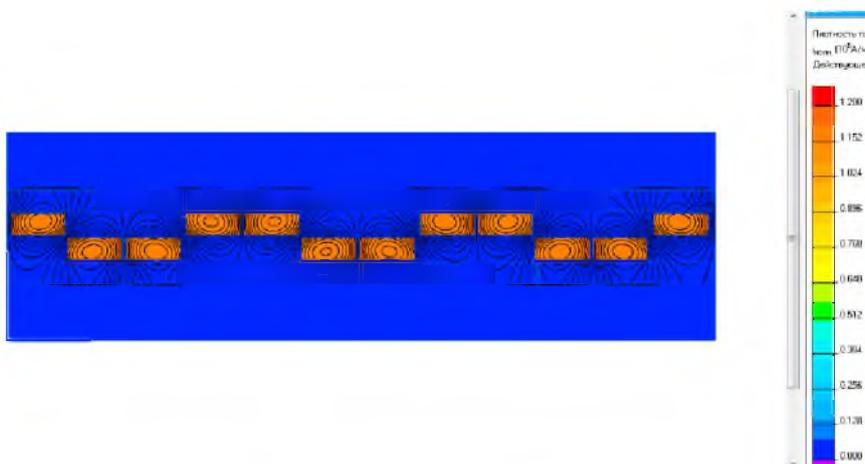


Рис. 2. Продольный разрез генератора

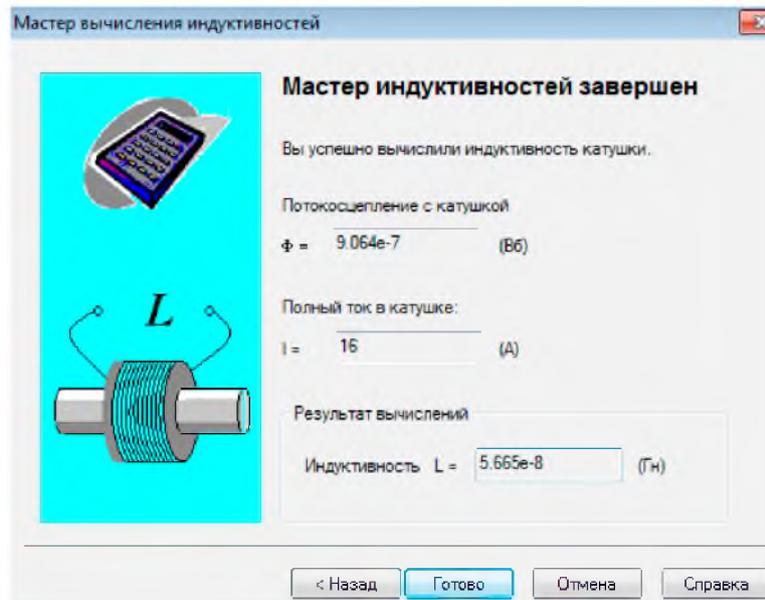


Рис. 3. Значение индуктивности на одну фазу

и поперечной осям равны, поскольку магнитный поток реакции якоря проходит через воздушный зазор практически одинаковый по продольной и поперечной осям машины.

Сопротивления, которые выражаются в относительных единицах, определяют параме-

тры машины, показывая относительную величину падения напряжения при номинальном токе. Кроме того, эти величины дают возможность сравнивать свойства генераторов различной мощности.

Библиографический список

1. Тимофеев С. С. Расчет магнитных цепей ВТСП электрических машин с аксиальным магнитным потоком // Завалишинские чтения'12. СПб.: ГУАП, 2012. С. 207–213.

2. Проектирование электрических машин: учеб. пособие для вузов / Под ред. И. П. Копылова М.: Энергия, 1980. 496 с.

3. Калантаров П. Л., Цейтлин Л. А. Расчет индуктивностей: справочная книга. 3-е изд., перераб. и доп. Л.: Энергоатомиздат, 1986. 488 с.

4. Малатынская Е. Ю. Влияние реакции якоря на постоянные магниты синхронного ветрогенератора при нагрузке // Завалишинские чтения'19. СПб.: ГУАП, 2019. С. 187–192.

5. Борисов В. Г. Юный радиолюбитель. 7-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1987. 440 с.

6. Определение индуктивных сопротивлений синхронной машины. URL: https://studopedia.ru/16_89294_opredelenie-induktivnih-soprotivleniy-sinhronnoy-mashini.html (дата обращения: 20.11.19).

УДК 621.313.823.2

А. И. Маркелов*

магистрант

Е. Ю. Малатынская*

магистрант

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОСНОВНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ НАГРУЗОК И ГЛАВНЫХ РАЗМЕРОВ ДИСКОВОГО СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

Приведена методика расчета основных электромагнитных нагрузок и главных размеров дискового синхронного генератора.

Ключевые слова: дисковые машины, аксиальный магнитный поток, синхронный генератор, главные размеры, электромагнитные нагрузки.

A. I. Markelov*

Postgraduate Student

E. U. Malatynskaya*

Postgraduate Student

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

DETERMINATION OF THE MAIN ELECTROMAGNETIC LOADS AND THE MAIN DIMENSIONS OF THE DISK SYNCHRONOUS GENERATOR

Article represents the methodology for calculating the basic electromagnetic loads and the main dimensions of a synchronous disk generator.

Keywords: disk electrical machines, axial magnetic flux, synchronous generator, main dimensions, electromagnetic loads.

Целью данной работы является разработка методики расчета основных электромагнитных нагрузок и главных размеров синхронного генератора с аксиальным магнитным потоком. В качестве конструкции генератора выбран вариант с одним внутренним статором с дисковыми катушками прямоугольного сечения без ферромагнитного сердечника и двумя внешними роторами с системой возбуждения от постоянных магнитов цилиндрической формы и наличием магнитопровода. Примерный вид конструкции указан на рис. 1.

Исходными данными для расчета являются:

- номинальная отдаваемая мощность P_n ;
- частота напряжения f ;
- номинальное линейное напряжение U_n ;
- номинальная частота вращения n ;
- количество фаз статора m .

Внутренний диаметр статора D и расчетная длина l_δ являются главными размерами синхронной машины. Рассматриваемые конструкции статора и роторов генератора не являются стандартными и, исходя из этого, внутренний диаметр статора будет соответствовать среднему диаметру расположения катушек обмотки.

Предварительное значение индукции в воздушном зазоре можно рассчитать по формуле [1]:

$$B_\delta = \frac{2 \cdot h_m \cdot H_c}{2 \cdot h_m \cdot k_\sigma + (2 \cdot \delta + h_a) \cdot k_\mu} \cdot \mu_r \cdot \mu_0$$

где h_m – высота постоянного магнита; H_c – коэрцитивная сила постоянного магнита; k –

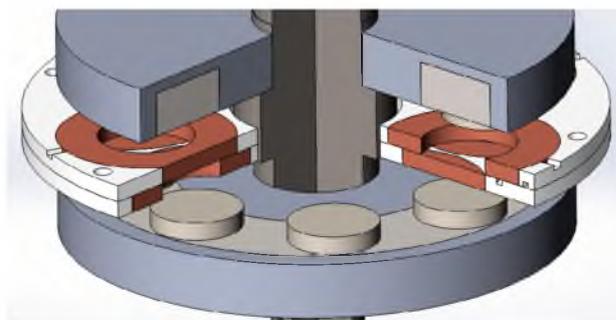


Рис. 1. Внешний вид выбранной конструкции аксиального дискового генератора

коэффициент рассеяния магнитной системы; μ_r – магнитная проницаемость постоянного магнита; δ – воздушный зазор, мм; h_a – высота активного слоя; k_μ – коэффициент насыщения магнитной системы; μ_0 – абсолютная магнитная проницаемость воздуха.

Параметры постоянных магнитов принимаются согласно стандартным усредненным спецификациям магнитных материалов на основе сплава неодим-железо-бор, выполненных методом порошковой металлургии [2]. Остальные параметры принимаются в качестве независимых переменных, однозначно определяющих геометрию модели, и в последующем расчете могут уточняться.

Средний диаметр расположения катушек обмотки статора определим из основного расчетного уравнения электрической машины [3]:

$$D = \sqrt{\frac{6,1 \cdot 2 \cdot p \cdot P'}{\lambda \cdot \pi \cdot \alpha_\delta \cdot k_\phi \cdot k_{об} \cdot B_\delta \cdot A \cdot n}},$$

где p – число пар полюсов; P' – значение расчетной мощности; λ – принимаемое соотношение между главными размерами синхронного генератора [3]; k_ϕ – коэффициент формы кривой напряжения [4]; $k_{об}$ – предварительное значение обмоточного коэффициента [4]; α_δ – предварительное значение коэффициента полюсного перекрытия [1]; A – предварительное значение линейной нагрузки статора принимается на основании [4].

Длина активной части предварительно рассчитывается исходя из соотношения λ и полюсного деления τ :

Полученные значения носят предварительный характер и для их уточнения необходимы дополнительные расчеты. Для уточнения значения линейной нагрузки необходимо определить обмоточные данные статора. Воспользуемся для этого общеизвестной методикой [5].

Статор в данном генераторе имеет беспазовое исполнение, в его конструкции отсутствуют ферромагнитные материалы. Обмотка крепится в диске из немагнитного материала, фактические пазы отсутствуют.

Число мнимых пазов можно определить по формуле:

$$Z = 2 \cdot p \cdot m,$$

где m – число фаз генератора.

Число пазов на полюс и фазу:

$$q = \frac{Z}{2 \cdot p \cdot m}.$$

Выражение в зубцовых делениях величины полюсного деления:

$$\tau_z = m \cdot q.$$

Задав шаг обмотки в зубцовых делениях y , определим относительный шаг обмотки:

$$\beta = \frac{y}{\tau_z}.$$

Для расчета обмоточного коэффициента $k_{об}$ определим коэффициент укорочения k_y , характеризующий отношение ЭДС витка с укороченным шагом к ЭДС витка с шагом диаметральной, и коэффициент распределения k_p , характеризующий отношение ЭДС распределенной обмотки к расчетной ЭДС для первой гармоники, согласно [5]:

$$k_y = \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \beta\right),$$

$$k_p = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot m}\right)}{q \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot m \cdot q}\right)},$$

$$k_{об} = k_y \cdot k_p.$$

Значение линейного номинального тока для генератора определим исходя из заданных номинальных значений напряжения и мощности:

$$I_n = \frac{P_n}{\sqrt{3} \cdot U_n \cdot \cos\phi}.$$

Номинальное значение фазного тока $I_{н.ф.}$ рассчитывается в зависимости от схемы соединения фаз обмотки статора.

Следующим шагом является определение количества параллельных ветвей a , исходя из значений тока в одной ветви, и определение числа эффективных проводников в пазу статора u_n на основании рекомендаций [21].

Учитывая рассчитанные выше параметры, уточняем значение линейной нагрузки:

$$A = \frac{Z \cdot u_n \cdot I_{н.ф.}}{\pi \cdot a \cdot D}.$$

Согласно общепринятым значениям [21. С. 283] плотность тока для проектируемого генератора выбирают в пределах 5,9–6,5 А. Примем предварительное значение плотности тока J_1 .

Плотность тока J_1 для проектируемого генератора выбирают согласно общепринятым значениям [5] и на основании принятого значения рассчитывают предварительное значение сечения эффективного проводника обмотки статора:

$$q_{эф} = \frac{I_{н.ф}}{a \cdot J_1}$$

Точное значение определяется выбором обмоточного провода и стандартным рядом его диаметров и сечений, после чего рассчитывают фактическую плотность тока.

Эффективные витки в фазе обмотки статора:

$$w_1 = 2 \cdot p \cdot q \cdot \frac{u_n}{2} \cdot \frac{1}{a}$$

Исходя из принятой конфигурации обмотки статора и обмоточных данных статора (число витков) необходимо рассчитать геометрические параметры дисковой катушки с прямоугольным сечением. Используемый расчет позволяет, задавшись средним диаметром расположения катушек в диске статора, получить размеры с желаемыми отношениями и конфигурацией [6]. Основные размеры катушки обозначены на рис. 2.

Зубцовому (пазовому) делению, рассчитываемому для синхронных генераторов с радиальной магнитной системой, в используемой конструкции будет соответствовать длина дуги по средне-

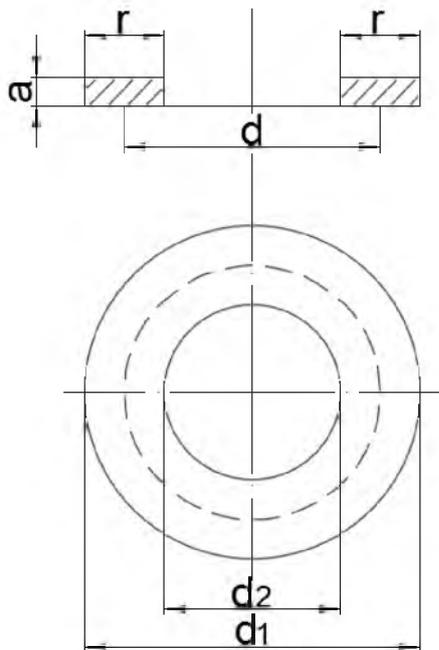


Рис. 2. Эскиз катушки: r – ширина катушки; a – толщина катушки; d_1 – внешний диаметр катушки; d_2 – внутренний диаметр катушки; d – средний диаметр катушки

му диаметру расположения катушек между серединами соседних виртуальных пазов:

$$t_{zk} = \frac{\pi \cdot D}{Z}$$

Ширина катушки в первоначальном приближении:

$$r = 0,75 \cdot t_{zk}$$

Внутренний диаметр катушки в первом приближении:

$$d_2 = d_1 - 2 \cdot r - 0,25 \cdot t_{zk}$$

Учитывая рассчитанные ранее диаметр обмоточного провода, число эффективных проводников в виртуальном пазу статора, упрощение технологического процесса изготовления катушек обмотки, а также необходимость подбора оптимального соотношения ширины катушки r к толщине a , значения, полученные выше, уточняются на основании геометрических требований и фактической возможности изготовления катушки.

Рассчитанные выше геометрические параметры катушек d_1 , d_2 , a , а также средний диаметр расположения катушек статора D позволяют определить геометрические параметры статора генератора и уточнить длину статора.

Для уточнения длины роторов необходимо определить параметры постоянных магнитов.

Суммарный объем постоянного магнита при естественной стабилизации напряжения [4]:

$$V_{MO} = \frac{0,9 P_n \alpha_1 \sigma_0 k_{ad} k_{y\phi} k_{onm}}{4 k_f f B_{M0} H_{mk} \sqrt{1 - \left(\frac{\cos^2 \varphi}{k_{onm}^2} \right) - \left(\frac{\sin \varphi}{k_{onm}} \right)}}$$

где α_1 – коэффициент, учитывающий падение магнитного напряжения в магнитной цепи в долях МДС реакции якоря; σ_0 – коэффициент рассеяния магнитной системы в режиме холостого хода; k_{ad} – коэффициент приведения МДС реакции якоря по продольной оси к МДС обмотки возбуждения; $k_{y\phi}$ – коэффициент ударности; k_{onm} – оптимальное значение кратности короткого замыкания $k = I_k / I_m$; B_{M0} – индукция при холостом ходе в нейтральном сечении магнита, Тл; H_{mk} – напряженность поля в магните при установившемся коротком замыкании генератора, А/м.

Значения требуемых коэффициентов принимают согласно рекомендациям [1].

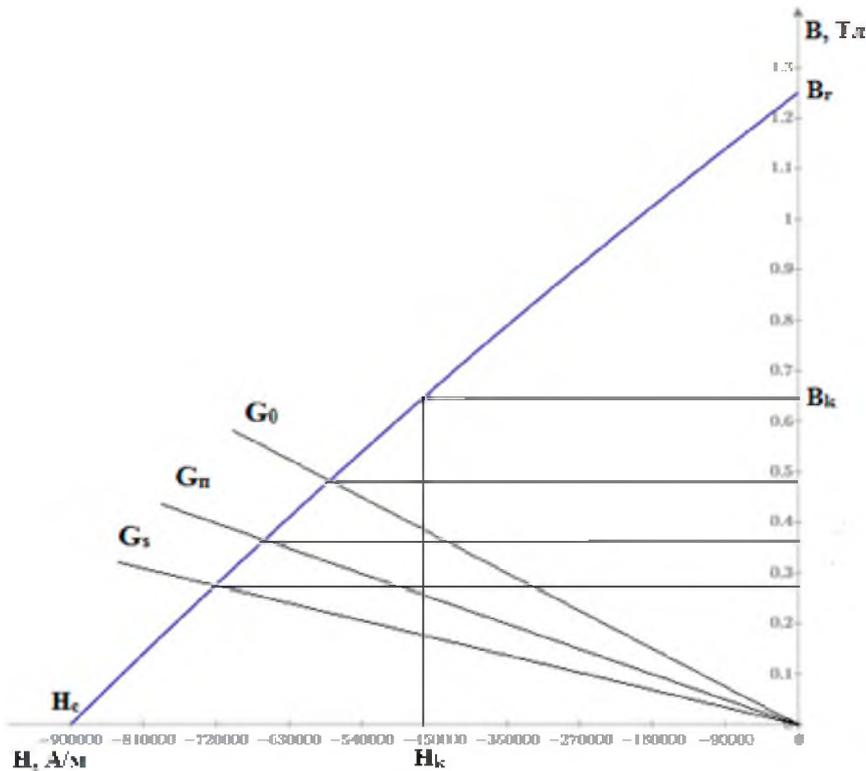


Рис. 3 Определение полезной индукции в воздушном зазоре с помощью прямых магнитных проводимостей

Задаваясь значением ЭДС статора E_0 и числом катушек в фазе n_k , определяемым желаемой конструкцией (исходные данные), рассчитаем предварительное значение (для холостого хода) магнитного потока:

$$\dot{O}_0 = \frac{E_0}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot f \cdot w_k \cdot n_k \cdot k_{об}}$$

Площадь сечения воздушного зазора:

$$Q_\delta = \tau \cdot \alpha_\delta \cdot D.$$

Таким образом, для холостого хода индукция для нейтрального сечения магнита рассчитывается следующим образом:

$$B_{M0} = \frac{\dot{O}_0}{Q_\delta}.$$

Оптимальное значение тока короткого замыкания:

$$k_{онм} = \sqrt{2 \cdot (1 + \sin \varphi)}.$$

Учитывая полученное значение объема магнитных материалов и количество магнитов, определяемое конструкцией (исходные данные), можно рассчитать объем материала, приходящегося на один магнит V_M .

Рассчитаем диаметр магнита:

$$d_m = \tau \cdot \alpha_\delta.$$

Учитывая принятую цилиндрическую форму магнита, также становится возможным расчет его высоты.

На основании полученных значений уточняются размеры роторов и, таким образом, длина активной части синхронного генератора с аксиальным магнитным потоком.

Для уточнения значения величины индукции в воздушном зазоре можно воспользоваться методикой, изложенной в [6]. Методика основана на расчете кривой размагничивания постоянного магнита методом магнитных проводимостей. Пример итоговой диаграммы, с помощью которой определяется величина магнитной индукции в воздушном зазоре, показан на рис. 3.

Таким образом, используя вышеприведенную методику, можно рассчитать синхронный генератор с аксиальным магнитным потоком для указанной топологии конструкции.

Используемая методика может быть применена также для случаев применения иных форм магнитов и катушек, а также иной конструкции ротора (сборка в массив Халбаха) путем внесения требуемых незначительных изменений в расчет.

Библиографический список

1. Ганджа С. А., Мартьянов А. С. Методика инженерного расчета вентильных электрических машин с аксиальным магнитным потоком // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». 2013. Т. 13. № 2. С. 85–87.
2. ГОСТ Р 52956 2008. Материалы магнитотвердые спеченные на основе сплава неодим-железо-бор. М.: Стандартинформ, 2008. 12 с.
3. Яковлев А. И. Расчет и проектирование ветроэлектрических установок с горизонтально осевой ветротурбиной и синхронным генератором на постоянных магнитах: учеб. пособие по курсовому проектированию / Под ред. Т. В. Савченко. Харьков, 2003. 127 с.
4. Балагуров В. А., Галтеев Ф. Ф. Электрические генераторы с постоянными магнитами. М.: Энергоатомиздат, 1988. 280 с.
5. Проектирование электрических машин: учеб. пособие для вузов / Под ред. И. П. Копылова М.: Энергия, 1980. 496 с.
6. Тимофеев. С. С. Расчет магнитных цепей ВТСП электрических машин с аксиальным магнитным потоком // Завалишинские чтения'12. СПб.: ГУАП, 2012. С. 207–213.

УДК 621.314

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-245-249

А. А. Мартынов*

кандидат технических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ТРЕХФАЗНАЯ ПОПЛАВКОВАЯ ВОЛНОВАЯ ЭЛЕКТРОСТАНЦИЯ

Выполнено обоснование технических предложений по улучшению масса-габаритных характеристик поплавковой волновой электростанции и повышению ее устойчивости к поперечной силе морской волны.

Ключевые слова: поплавок, генератор, электростанция, морская волна, амплитуда, скорость.

A. A. Martynov*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

THREE PHASE FLOAT-TYPE WAVE POWER

The rationale for technical proposals to improve the mass-size characteristics of the floating wave power plant and increase its resistance to the transverse force of the sea wave has been carried out.

Keywords: float, generator, power plant, sea wave, amplitude, speed.

Океан обладает огромными запасами энергии волн и течений. Вопросам преобразования энергии морских волн уделяется большое внимание во многих странах мира [1]–[13]. По ориентировочным оценкам потенциальный ресурс энергии волн океанов составляет 8–80 тыс. ТВт в год, ресурс энергии сильных морских течений составляет 0,8–5 ТВт в год [2]. В настоящее время производство электрической энергии с использованием энергии морских волн пока еще находится на начальной стадии [5]. По принципу преобразования энергии волн в электрическую энергию можно выделить несколько основных типов исполнения волновых электростанций [1]:

- «утка» Солтера;
- плот Коккереля;
- с «искусственным атоллom»;
- поплавковая.

Среди перечисленных выше волновых электростанций лучшими по эффективности отбора энергии морских волн признаны «утка» Солтера и плот Коккерелла. Однако и эти проекты не получили широкого распространения из-за низкой окупаемости капитальных и эксплуатационных затрат и из-за значительных потерь энергии при ее передаче от воспринимающего устройства к валу генератора. Следует отметить, что в целом объем и результативность разработок волновой электроэнергетики значительно уступают ветроэнергетике и гелиоэнергетике. Причин несколько, но основная из них заключается в том, что наряду с высокой стои-

мостью оборудования, эксплуатации и ремонта мощных волновых электростанций, их рабочей средой является океан – жесткая среда как для машинного оборудования, так и для людей. Солёная вода, огромные механические перегрузки конструкции волновых электростанций при штормах и бурях предъявляют жесткие требования к механической прочности и коррозионной устойчивости конструкции. Ремонт оборудования в морских условиях оказывается очень дорогим и небезопасным. Темпы развития волновой электроэнергетики во многом зависят от того, как быстро будут найдены технические решения, способствующие повышению окупаемости капитальных и эксплуатационных затрат, снижению стоимости электроэнергии, произведенной волновыми электростанциями, повышению надежности и ремонтпригодности волновых электростанций [5]. Несмотря на перечисленные выше проблемы можно назвать отдельные примеры успешной реализации проектов волновой электроэнергетики. Например, в Японии в 1965 году была построена опытная волновая электростанция мощностью 125 кВт. В Норвегии в 1985 году около Бергена построена волновая электростанция мощностью 200 кВт. 23 сентября 2008 года в Португалии в районе Агусадора в 5 км от берега была запущена волновая электростанция мощностью 2,25 МВт. В 2011 году компания Ocean Power Technologies (OPT) анонсировала начало серийного производства гигантских 42-метровых буев Power Buoy PB-150 мощностью 150 кВт [3].

Среди многих задач, которые приходится решать разработчикам волновых электростанций, можно указать на задачу повышение частоты ЭДС, генерируемой в обмотках статора генератора. Чем выше частота ЭДС обмотки статора, тем меньше размеры синхронного генератора [14]. Для повышения частоты ЭДС обмотки статора волнового генератора часто применяют механический редуктор, устанавливаемый между валом генератора и штоком, который механически связан с поплавком [6]. Применение механического редуктора в составе волнового генератора существенно усложняет конструкцию, понижает надежность и коэффициент полезного действия волнового генератора, усложняет его обслуживание.

В поплавковых волновых электростанциях, в которых отсутствует механический редуктор, увеличение частоты генерируемой в обмотке статора ЭДС достигается при выполнении магнитной системы генератора с электрической редукцией. Основным параметром электрической редукции является коэффициент редукции, k_p [11], [12].

Многие волновые генераторы малой мощности преобразуют механическую энергию морских волн в электрическую ε с помощью синхронного генератора, индуктор которого механически связан с поплавком, совершает возвратно-поступательные движения с частотой следования волны [7]–[13]. Для метеобуев, буев связи в качестве источников электропитания могут быть использованы безредукторные поплавковые волновые генераторы малой мощности, методики расчета которых приведены в работах [11] и [12]. Повышение частоты ЭДС обмотки статора в этих поплавковых волновых генераторах достигается путем создания гармонических колебаний подвижной части волнового генератора на интервале впадины волны, когда поплавок находится в воздухе. Конструкция такого поплавкового волнового генератора предельно проста – содержит в своем составе поплавок и корпус волнового генератора, в котором размещены магнитопровод статора с обмоткой, индуктор с постоянными магнитами и две пружины. Частота гармонических колебаний подвижной части поплавкового волнового генератора ω_0 определяется коэффициентом жесткости пружин k и массой подвижной части генератора m :

$$\omega_0 = \sqrt{k/m}. \quad (1)$$

Начальная амплитуда гармонических колебаний подвижной части поплавковой волновой электростанции a_m определяется по формуле:

$$a_m = n g / \omega_0^2, \quad (2)$$

где n – коэффициент кратности увеличения подъемной силы поплавка $F_{\text{попл}}$ по отношению к весу подвижной части волновой электростанции $G = mg$, то есть $n = F_{\text{попл}} / (mg)$; g – ускорение свободного падения.

Частота генерируемой в обмотках статора ЭДС генератора поплавковой волновой электростанции f_3 равна:

$$f_3 = \omega_0 / 2\pi. \quad (3)$$

Рекомендуемое значение выходной мощности таких волновых генераторов не превышает 100–200 Вт.

Оптимизация линейных размеров трехфазной поплавковой волновой электростанции

Повышение эффективности работы волновых электростанций является ключевой задачей современной волновой электроэнергетики. При решении этой задачи необходимо учитывать как конструктивные особенности волновой электростанции, так и условия ее работы. Необходимо искать оптимальные конструктивные решения, при которых высокая эффективности преобразования энергии морских волн сочеталась бы с оптимальными масса-габаритными характеристиками.

В поплавковой волновой электростанции [13] предложено решение по повышению эффективности преобразования энергии волн, повышению устойчивости конструкции генератора к воздействию поперечной силы волн на корпус генератора за счет уменьшения линейных размеров при сохранении требуемой величины электрической редукции k_p . Конструкция этой поплавковой волновой электростанции приведена на рис. 1. Как видно из рис. 1, ферромагнитные корпуса 4 трех однофазных генераторов (1, 2, 3) жестко соединены друг с другом и тем самым образуют единую конструкцию. Внутри корпуса каждого генератора размещены статор 5 и индуктор 6, жестко закрепленный на штоке 7. Для амортизации ударов корпуса индуктора при его возвратно-поступательном движении установлены две пружины 8 и 9. Штоки генераторов жестко соединены с поплавком 10, единым для трех генераторов. Статор каждого генератора имеет обмотку 11, выполненную в виде катушек торроидальной формы, и кольцевые сердечники магнитопровода статора. Индуктор каждого генератора содержит кольцевые магниты и кольцевые ферромагнитные вставки между магнитами. Магнитопроводы статоров генераторов с обмотками размещены в пространстве строго параллельно друг другу, а многополюсные магнитные системы индукторов ге-

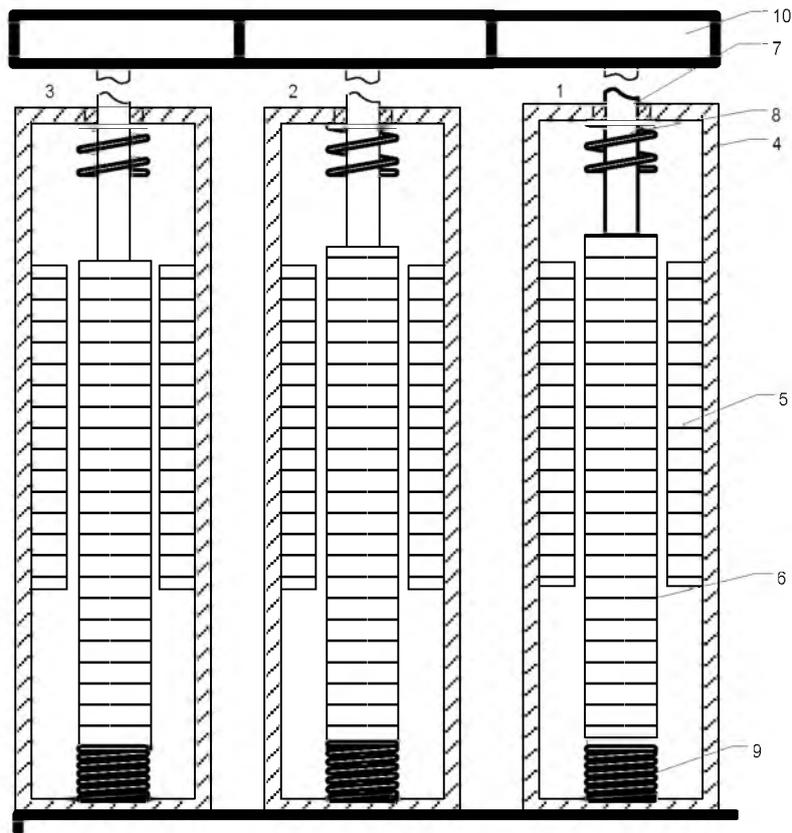


Рис. 1. Конструкция трехфазной поплавковой волновой электростанции

нераторов сдвинуты в пространстве относительно друг друга на расстоянии равном $2\tau/3$. Благодаря этому при возвратно-поступательном движении подвижной части поплавковой волновой электростанции в обмотках статора генерируется трехфазная система напряжений.

Выполнение трехфазной поплавковой волновой электростанции по «групповой» схеме, когда трехфазное напряжение получается от трех однофазных генераторов, позволяет существенно уменьшить длину волнового генератора [13] благодаря тому, что на расстоянии, равном одному полюсному делению магнитной системы индуктора τ размещен только один паз магнитопровода статора с проводниками обмотки одной фазы.

Генератор поплавковой волновой электростанции (см. рис. 1) работают при наличии морских волн следующим образом.

Поплавок, находясь в волне, вместе со штоком и индуктором совершает возвратно-поступательные движения с частотой колебания волны f_B .

Магнитные силовые линии, созданные кольцевыми магнитами индукторов пересекают проводники обмоток статоров, размещенных в кор-

пусах, и наводят в них трехфазную систему ЭДС переменного тока.

Фазовый сдвиг во времени ЭДС, наводимых в обмотках трех генераторов при возвратно-поступательном движении индукторов, равен $2\pi/3$ благодаря пространственному сдвигу многополюсных магнитных систем индукторов трех генераторов равному $2\tau/3$.

На рис. 2 приведены временные диаграммы изменения амплитуды y и скорости \dot{y} движения волны. Амплитуда волны y изменяется во времени в соответствии с уравнением движения волны:

$$y = A \sin(2\pi t/T), \tag{4}$$

где A – амплитуда волны; $T = 1/f_B$ – период колебания волны; t – текущее значение времени.

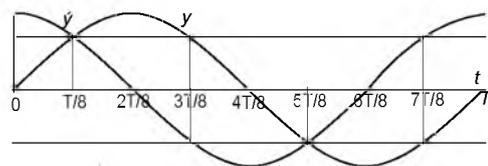


Рис. 2. Временные диаграммы амплитуды и скорости перемещения волны

Скорость перемещения волны во времени y определяется путем дифференцирования уравнения движения волны (2):

$$y = (A2\pi/T)\cos(2\pi t/T). \quad (5)$$

Из полученной формулы следует, что величина скорости изменяется от максимального значения равного $A2\pi/T$ при $t=0, t=4T/8, t=T$ до значения равного 0 при $t=2T/4, t=6T/8$.

Величина скорости перемещения волны оказывает влияние на величину частоты ЭДС, генерируемой в обмотке статора f_3 . При скорости перемещения волны равной 0 магнитный поток индуктора не пересекает витки обмотки статора и не наводит в них ЭДС, значит, частота ЭДС равна 0. Поскольку скорость перемещения волны $y = 2\tau f_3$, то частота ЭДС, генерируемой в обмотке статора $f_3 = y/(2\tau)$. Так как мгновенное значение скорости перемещения волны непостоянно на интервале одного периода волны, то и значение частоты ЭДС, генерируемой в обмотке статора, также непостоянно на интервале одного периода волны:

$$f_3 = y/(2\tau) = [A\pi/(\tau T)]\cos(2\pi t/T). \quad (6)$$

При значениях времени $t=0,0T; t=0,5T; t=1,0T; t=1,5T$ и т. д. скорость перемещения волны максимальная и частота генерируемой в обмотке статора ЭДС также максимальная и равна $f_3 = A\pi/(\tau T)$, а при значениях времени $t=0,25T; t=0,75T; t=1,25T; t=1,75T$ и т. д. скорость перемещения волны равна нулю, частота генерируемой в обмотке статора ЭДС также равна нулю и преобразование механической энергии волны в электрическую энергию не происходит. Учитывая это, рабочую зону магнитопровода статора можно установить в пределах, при которых преобразование механической энергии волны в электрическую энергию наиболее эффективно. Из приведенных выше соотношений следует, что в пределах времени $3T/8 < t < 5T/8$ скорость перемещения волны наибольшая и изменяется от значения равного

$$(A2\pi/T)\cos(2\pi/8) = 0,707 (A2\pi/T)$$

до значения равного $A2\pi/T$ и далее спадает до значения равного

$$(A2\pi/T)\cos(2\pi/8) = 0,707 (A2\pi/T).$$

Для расчетов можно принять среднее значение скорости перемещения волны на этом интервале времени равным

$$y_{cp} = (A2\pi/T)0,85 = 5,338A/T. \quad (7)$$

На интервале одного периода перемещения волны преобразование механической энергии

волн в электрическую энергию наиболее эффективно на участках перемещения волны с наибольшей скоростью:

– на ниспадающем участке периода волны от $t=3T/8$ до $t=5T/8$;

– на восходящем участке периода волны от $t=0$ до $t=T/8$ и от $t=7T/8$ до $t=T$.

На участках перемещения волны с наименьшей скоростью от $t=T/8$ до $t=3T/8$ и от $t=5T/8$ до $t=7T/8$ эффективность преобразования механической энергии волн в электрическую энергию низкая, поэтому на этих участках периода волны можно ограничить движение индукторов генераторов и уменьшить длину рабочей зоны магнитопровода статора.

Движение индуктора генератора с наибольшей скоростью перемещения происходит на участке рабочей зоны магнитопровода статора равным 1,2 амплитуды волны как на восходящем, так и на ниспадающем участках волны.

При сокращении длины рабочей зоны магнитопровода статора линейные размеры магнитопровода статора и индуктора уменьшаются, уменьшается и длина корпуса генератора.

При известном значении средней скорости можно установить зависимость частоты ЭДС, наводимой в обмотке статора f_3 , и коэффициента электрической редукции генератора от параметров генератора и волны, воспользовавшись равенством:

$$y_{cp} = (A2\pi/T_B)0,85 = 2\tau f_3. \quad (8)$$

Откуда

$$f_3 = (A2\pi/T_B)0,85/2\tau = 2,67A/(\tau T_B). \quad (9)$$

Полюсное деление магнитной системы генератора $\tau = l_a/N_k$, где l_a – длина рабочей зоны магнитопровода статора; N_k – число катушек обмотки статора, размещенных в рабочей зоне магнитопровода статора одного генератора.

Коэффициент электрической редукции генератора равен

$$k_p = f_3/f_B = f_3 T_B = 2,67A/\tau. \quad (10)$$

В разных регионах мирового океана в разное время года амплитуда волны разная, но для расчета генератора можно принять среднее значение амплитуды волны равное 1,25 м [3].

При принятом среднем значении амплитуды волны равным 1,25 м высота волны (полный размах волны) составит 2,5 м. На такое расстояние будет перемещаться индуктор каждого генератора, если не будет введено ограничение рабочей зоны, так как это реализовано в генераторе, описание которого приведено в [10]. Как было показано выше, перемещение индуктора

целесообразно ограничить величиной равной $1,2A$, то есть $1,2 \cdot 1,25 = 1,5$ м. В этом случае длина активной зоны индуктора составит $L_{и} = l_{а} + 1,5$ м.

Без ограничения перемещения индуктора длина активной зоны индуктора составит $L_{и} = l_{а} + 2,5$ м.

Ограничение перемещения индуктора приводит к уменьшению длины индуктора на 1 м, соответственно к уменьшению числа постоянных магнитов, установленных в индукторе, а значит, и к уменьшению затрат на изготовление волновой электростанции.

Длина корпуса каждого однофазного генератора $L_{к} = L_{и} + 2x_0$, где x_0 – высота сжатой пружины.

При введении ограничений перемещения индуктора длина корпуса каждого однофазного генератора становится меньше на 1 м. Это способ-

ствует повышению устойчивости корпуса к механическим напряжениям, вызванными воздействием поперечной силы волн в экстремальных условиях морской стихии, и повышению надежности работы поплавковой волновой электростанции в целом.

Заключение

Реализация трехфазной поплавковой волновой электростанции с учетом рекомендаций, изложенных в статье, позволит при сохранении заданной величины электрической редукиции существенно уменьшить длину генераторов поплавковой волновой электростанции и повысить ее устойчивость к поперечной силе морских волн в экстремальных условиях морской стихии.

Библиографический список

1. Гентова А. А., Каменских И. В. Обзор вариантов преобразователей энергии морских волн // Современные наукоемкие технологии. 2013. № 8–1. С. 115–116.
2. Гаджиев Я. М., Гаджиев М. А. Преобразователь энергии морских волн // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2002. № 4. С. 39–41.
3. Коробков В. А. Преобразование энергии океана. Л.: Судостроение, 1986. С. 140–142.
4. Ivanova I., Agren O., Bernhoff H. Simulation of wave energy converter with octagonal linear generator. IEEE Journal of Oceanic Engineering. 2005. Vol. 30. P. 619–629.
5. Дьяков А. Ф., Морозкина М. В. Проблемы использования энергии волн. М.: Энергоатомиздат. 1993. 176 с.
6. Патент РФ № 2473449. Навигационный буй, способ его изготовления и спар-буй, применяемый в них. Немцов С. М. Кл. В63В22/16–27.01.2013.
7. Патент РФ № 2447317. Устройство получения электроэнергии за счет колебаний водной поверхности. Куканков С. Н., Вивдич О. М., Федорищев О. Н., Усцелемов В. Н. Кл. F03В13/16-10.04.2012.
8. Патент РФ № 93043446. Поплавковая волновая электростанция. Темеев А. А. Кл. F03В13/16.1996.09.20.
9. Патент РФ №2513070. Поплавковая волновая электростанция. Сеньков А. П., Калмыков А. Н., Сеньков А. А. Кл. F03В 13/18. 20.04.2014. БИ №11.
10. Drew B., Plummer A. A review of wave energy converter technology. Proc. IMechE. Vol. 223. Part A: J. Power and Energy. P. 896–897.
11. Мартынов А. А., Самсыгин В. К. Волногенератор поплавкового типа // Тр. КГНЦ, СПб., 2014. Вып. 81. С. 133–143.
12. Мартынов А. А., Самсыгин В. К. Основы методики расчета волногенератора поплавкового типа // Тр. КГНЦ, 2018. Т. 3, 385. С. 115–122.
13. Заявка на полезную модель №2019119758/06. Решение о выдаче патента от 21.10.2019. Поплавковая волновая электростанция. Мартынов А. А. Кл. F03В13/16.
14. Вольдек А. И. Электрические машины: учебник для студентов высш. техн. учебн. заведений. Л.: Энергия, 1974. 840 с.

УДК 621.314

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-250-254

А. А. Мартынов*

кандидат технических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

УСТРОЙСТВА ДЛЯ ЗАРЯДА И РАЗРЯДА АККУМУЛЯТОРНЫХ БАТАРЕЙ

Проведена сравнительная оценка устройств для заряда и разряда аккумуляторных батарей, выполненных на основе управляемых тиристорных и активных выпрямителей. Приведены формулы для расчета параметров рассматриваемых устройств. Для реализации процесса заряда аккумуляторной батареи по заданному закону предложено ввести в замкнутую систему заряда аккумуляторной батареи отрицательную обратную связь по току и задержанную отрицательную обратную связь по напряжению.

Ключевые слова: заряд, разряд, устройства для заряда и разряда (ЗРУ), аккумуляторная батарея (АБ), управляемые выпрямители (УВ), активный выпрямитель, коэффициент мощности, отрицательная обратная связь.

A. A. Martynov*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

DEVICES TO CHARGE AND DISCHARGE BATTERIES

Comparative evaluation of devices for charging and discharge of batteries, made on the basis of controlled thyristor straighteners and active straighteners. There are formulas for calculating the parameters of the devices in question order to implement the battery charge process, it is proposed to introduce negative feedback on current and delayed negative feedback on voltage is given.

Keywords: charge, discharge, devices for charging and discharging batteries, battery, controlled rectifiers, active straightener, power factor, negative feedback.

Устройства для заряда и разряда аккумуляторных батарей находят широкое применение в устройствах энергообеспечения многих наземных, воздушных и морских технических систем и объектов, включая и подводные роботы. В последнее время много внимания уделяется разработке систем электроснабжения подводных аппаратов, в частности, разработке систем заряда аккумуляторных батарей подводных аппаратов [1]–[9]. Разработано и внедрено в инженерную практику достаточное большое количество систем заряда аккумуляторных батарей. Широкое применение получили ЗРУ, выполненные на основе тиристорных управляемых выпрямителей [1]–[3]. Внедряются в практику ЗРУ, выполненные на основе активных выпрямителей с преобразователями постоянного напряжения в постоянное напряжение, с промежуточным высокочастотным звеном переменного тока [5]–[8]. Однако считать вопрос решенным окончательно пока преждевременно, поскольку уровень требований к разрабатываемым системам заряда и разряда аккумуляторных батарей неуклонно повышается. В первую очередь это относится к требованиям по ограничению массы и габаритов ЗРУ, к энергетическим показателям – КПД и коэф-

фициенту мощности, и к требованию по электромагнитной совместимости.

ЗРУ, выполненные на основе тиристорных управляемых выпрямителей

Управляемые выпрямители являются обратимыми преобразователями, что позволяет реализовать как процесс заряда, так и процесс разряда АБ. Для согласования напряжения питающей сети с напряжением АБ на входе ЗРУ включают трансформатор. Трансформатор осуществляет также потенциальную развязку питающей сети и цепи постоянного тока. Для перевода УВ из режима выпрямления (при заряде АБ) в режим инвертирования (при разряде АБ) необходимо увеличить угол регулирования $\alpha > 90^\circ$. При смене режима заряда на режим разряда АБ необходимо изменить направление тока АБ. Поскольку управляемый выпрямитель способен пропускать ток только в одном направлении, то для реализации режимов заряда и разряда АБ ЗРУ должно иметь два комплекта управляемых выпрямителей. На рис. 1 приведена схема ЗРУ, выполненная из двух управляемых выпрямителей ВГ-1 и ВГ-2, включенных по встречно-параллельной схеме. Один управляемый выпрямитель ВГ-1 работает при заряде АБ в режиме выпрямления,

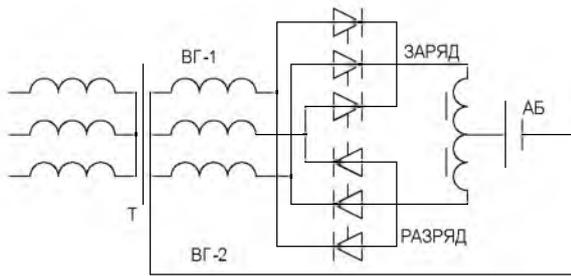


Рис. 1. Схема тиристорного ЗРУ

а другой, ВГ-2 – при разряде АБ в режиме инвертирования [4].

Важным энергетическим показателем, характеризующим эффективность работы ЗРУ, является коэффициент мощности χ , определяемый по формуле:

$$\chi = P_{1(1)} / S_1 = k_{иск} k_{сдв}, \quad (1)$$

где $P_{1(1)}$ – активная мощность, потребляемая выпрямителем по первой (основной) гармонике из сети переменного тока; S_1 – полная мощность, потребляемая выпрямителем из сети переменного тока.

Пренебрегая искажением, форма тока и полагая угол коммутации вентиля выпрямителя равным нулю можно установить приближенно зависимость коэффициента мощности управляемого выпрямителя от степени регулирования C_p выходного напряжения выпрямителя [4]:

$$\chi = \cos \alpha = C_p. \quad (2)$$

Зависимость $\chi = f(C_p)$ для тиристорного ЗРУ представлена характеристикой 1 на рис. 2.

Чем в больших пределах требуется регулировать напряжение цепи постоянного тока выпрямителя при заряде аккумуляторной бата-

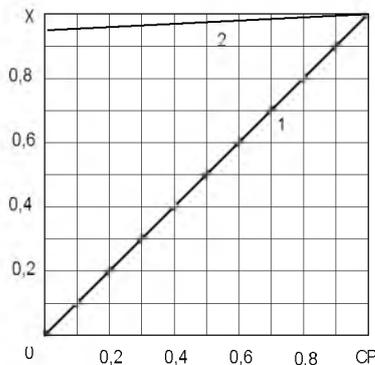


Рис. 2. Зависимость коэффициента мощности от степени регулирования выходного напряжения: 1 – для управляемого тиристорного выпрямителя; 2 – для активного выпрямителя

реи, тем в больших пределах будет изменяться коэффициент мощности ЗРУ. Прямо пропорциональная зависимость $\chi = f(C_p)$ является очевидным недостатком ЗРУ, выполненных на основе управляемых тиристорных выпрямителей.

Недостатками ЗРУ, выполненных на основе управляемых тиристорных выпрямителей, являются также:

- плохие масса-габаритные характеристики из-за больших размеров и массы трансформатора при сравнительно низкой частоте напряжения питающей сети;

- плохая электромагнитная совместимость с питающей сетью из-за наличия высших гармоник входного тока выпрямителя.

К достоинствам ЗРУ, выполненных на тиристорах, можно отнести простоту технической реализации и невысокую стоимость основных элементов, из которых выполнено ЗРУ.

ЗРУ, выполненные на основе активных выпрямителей

Улучшить электромагнитную совместимость и существенно повысить коэффициент мощности возможно в ЗРУ, выполненных на основе активных выпрямителей [5], [6]. Рассмотрим схему ЗРУ с активным выпрямителем, двухкаскадным преобразователем постоянного тока и сетевым трансформатором, приведенную на рис. 3. Эта схема ЗРУ обладает лучшими энергетическими характеристиками и лучшей электромагнитной совместимостью по сравнению с ЗРУ, выполненными на основе управляемых тиристорных выпрямителей. Согласование напряжения питающей сети и напряжения аккумуляторной батареи осуществляется в этой схеме ЗРУ, как и в схеме тиристорного ЗРУ, с помощью сетевого трансформатора T . Активный выпрямитель поддерживает напряжение цепи постоянного тока U_{d1} на заданном уровне [5].

Благодаря использованию режима широтно-импульсной модуляции (ШИМ) импульсное напряжение, формируемое активным выпрямителем на стороне переменного тока, имеет благоприятный гармонический состав, в котором первая (основная) гармоника и высшие гармоники существенно различаются по частоте. Это создает благоприятные условия для фильтрации высших гармоник тока, потребляемого из питающей сети [6]. Таким образом, решается задача потребления из сети практически синусоидального тока. Фазовый угол потребляемого тока зависит от соотношения амплитуд и фазовых углов напряжений, приложенных к буферным реакторам со сто-

роны сети и со стороны активного выпрямителя, а также от параметров (индуктивности и активного сопротивления) реактора. Варьируя с помощью системы управления АВ параметрами основной гармоники переменного напряжения на зажимах А1, В1, С1, можно обеспечить потребление из сети необходимого тока с заданным фазовым углом. Иными словами, можно обеспечить работу преобразователя с заданным значением коэффициента мощности, например равным единице [6]. Зависимость коэффициента мощности активного выпрямителя от степени регулирования выходного напряжения C_p , то есть $\chi = f(C_p)$, представлена характеристикой 2 на рис. 2. Сравнение характеристик 1 и 2, приведенных на рис. 2, показывает существенное улучшение коэффициента мощности ЗРУ, выполненным на основе активного выпрямителя по сравнению с коэффициентом мощности ЗРУ, выполненным на основе управляемого тиристорного выпрямителя.

Значение индуктивности буферных реакторов, устанавливаемых в цепи переменного тока АВ, рассчитывается исходя из заданного коэффициента гармоник сетевых токов $k_{г.т}$ [6].

В первом приближении требуемое значение индуктивности буферного реактора может быть определено как:

$$L = \frac{U_{d1н}}{6 \cdot \pi \cdot f_{\text{ШИМ}} \cdot \Delta I_{\Phi}}, \text{ Гн}, \quad (3)$$

где $f_{\text{ШИМ}}$ – частота ШИМ, Гц; $U_{d1н}$ – номинальное напряжение в звене постоянного тока активного выпрямителя; ΔI_{Φ} – амплитудное значение тока ШИМ-гармоники.

Пренебрегая более высокими гармониками, можно принять:

$$\Delta I_{\Phi} = k_{г.т} \cdot I_{\Phi.н} \cdot \sqrt{2}.$$

$I_{\Phi.н}$ – номинальное значение тока фазы сети переменного тока АВ;

$$I_{\Phi.н} = \frac{P_{дн}}{3U_{\Phi.н}\zeta},$$

где $P_{дн}$ – номинальная мощность аккумулятора; η – КПД ЗРУ.

Регулирование величины тока заряда и тока разряда АВ в ЗРУ (рис. 3) осуществляется с помощью двухкаскадного преобразователя постоянного напряжения в постоянное напряжение, в состав которого входят два преобразователя – DC/DC1, понижающий напряжение, и DC/DC2, повышающий напряжение [7]. Первый выполнен по схеме с последовательным включением транзистора VT7 и включает в свой состав также сглаживающий дроссель L и диод VD7. Второй выполнен по схеме с параллельным включением транзистора VT8 и включает в свой состав

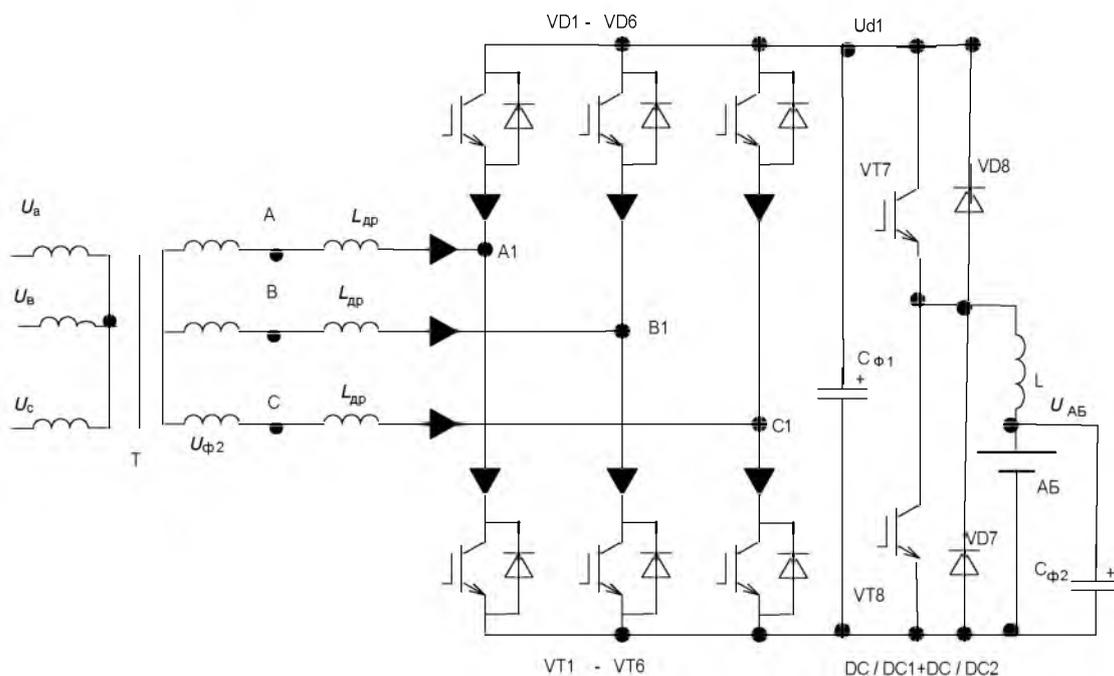


Рис. 3. Схема ЗРУ с активным выпрямителем, двухкаскадным преобразователем постоянного тока и сетевым трансформатором

также сглаживающий дроссель L и диод VD8. Таким образом, один и тот же сглаживающий дроссель L используется в работе обоих преобразователей, что является достоинством схемы двухкаскадного преобразователя постоянного напряжения ЗРУ (рис. 3).

При работе DC/DC1 происходит заряд АБ. Напряжение питающей сети выпрямляется АВ, далее понижается преобразователем DC/DC1 и поступает на АБ. Напряжение аккумуляторной батареи U_{AB} регулируется путем изменения величины коэффициента заполнения импульса D транзистора VT7 [9]:

$$U_{AB} = U_{d1} D. \quad (4)$$

При работе DC/DC2 выполняется разряд АБ. Напряжение АБ повышается преобразователем DC/DC2 до уровня U_{d1} [9]:

$$U_{d1} = U_{AB} / (1 - D). \quad (5)$$

При этом АВ переходит в режим инвертирования и передает энергию, запасенную АБ, в сеть переменного тока.

Величина емкости конденсатора цепи постоянного тока АВ может быть рассчитана по формуле [6]:

$$C_d = \frac{I_{\phi.n} \sqrt{3}}{\Delta U_{dш\text{им}} f_{ш\text{им}} \sqrt{2}}, \quad (6)$$

где $\Delta U_{dш\text{им}}$ – допустимое значение размаха пульсаций напряжения цепи постоянного тока АВ:

$$\Delta U_{dш\text{им}} = 2k_{п.н} U_{d1н}, \quad (7)$$

где $k_{п.н}$ – заданное значение коэффициента пульсаций напряжения цепи постоянного тока.

Процессы заряда и разряда АБ имеют существенное различие, заключающиеся в том,

что при заряде АБ напряжение аккумуляторной батареи U_{AB} поднимается от напряжения $U_{AB} = U_{AB\text{min}}$ до напряжения $U_{AB} = U_{AB\text{max}}$ при постоянной величине тока заряда, $I_z = P_{AB} / U_{AB\text{max}} = \text{const}$ [5]. Процесс разряда АБ ведется, как правило, с постоянной мощностью $P_{\text{разр}} = I_{\text{разр}} U_{AB}$. Следовательно, при уменьшении напряжения АБ в процессе разряда ток разряда увеличивается.

Замкнутая система заряда аккумуляторной батареи для реализации требуемого алгоритма заряда

На рис. 4 приведена структурная схема замкнутой системы, реализующая процесс заряда АБ с постоянством тока I_z и ограничение напряжения АБ на уровне $U_{AB} = U_{AB\text{max}}$.

Для того чтобы получить требуемую внешнюю характеристику ЗРУ в режиме заряда, приведенную на рис. 5, в замкнутую систему заряда АБ необходимо ввести отрицательную обратную связь по току заряда и задержанную отрицательную обратную связь по напряжению АБ так, как это показано на рис. 4.

Рассмотрим работу ЗРУ в режиме заряда, используя структурную схему системы, приведенную на рис. 4, и внешнюю характеристику ЗРУ, приведенную на рис. 5.

1. Участок 1 (0-А) внешней характеристики ЗРУ.

Работает только одна обратная связь – ООС по току. Напряжение управления

$$U_y = U_{з.т} - U_{о.с.т},$$

где $U_{з.т}$ – напряжение задания тока заряда; $U_{о.с.т}$ – напряжение отрицательной обратной связи по току заряда I_z .

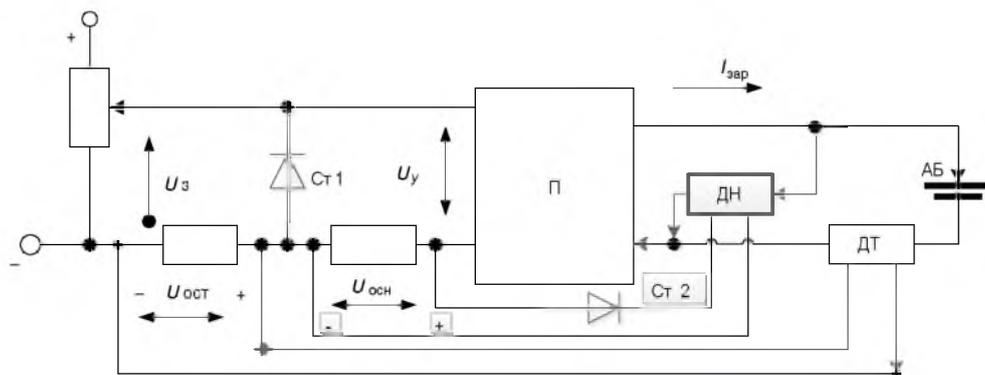


Рис. 4. Структурная схема системы заряда аккумуляторной батареи с отрицательной обратной связью по току и задержанной отрицательной обратной связью по напряжению

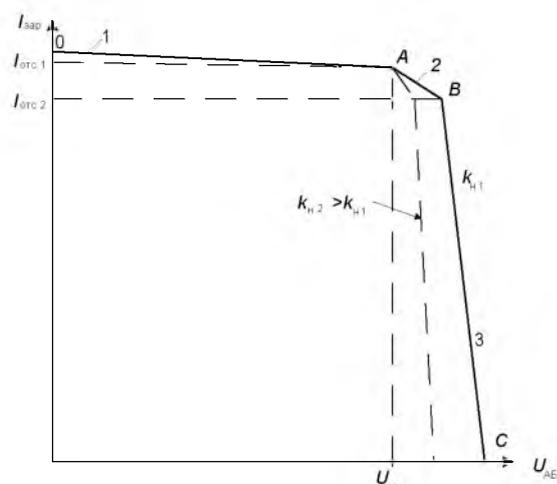


Рис. 5. Внешняя характеристика ЗРУ с отрицательной обратной связью по току и задержанной обратной связью по напряжению

Заряд осуществляется током постоянной величины $I_3 = I_{3N}$.

2. В точке А напряжение аккумуляторной батареи достигает величины равной $0,95U_{ABN}$. Пробивается стабилитрон Ст2. Напряжение управления становится равным

$$U_y = U_{з.т} - U_{о.с.т} - \Delta U_{о.с.н},$$

где $\Delta U_{о.с.н} = U'_{о.с.н} - U_{ст2}$, $U'_{о.с.н}$ – напряжение, снимаемое с датчика напряжения; $U_{ст2}$ – напряжение стабилизации стабилитрона Ст2; $\Delta U_{о.с.н}$ – напряжение, подаваемое в цепь управления преобразователя.

Далее работа системы реализуется на участке 2 (А–В) внешней характеристики ЗРУ. Напряжение управления уменьшается, вследствие чего уменьшается ЭДС преобразователя и ток заряда аккумулятора.

Этот процесс продолжается до точки В. В этой точке внешней характеристики величина напряжения U'_y (напряжение на стабилитроне Ст1) становится равным напряжению пробоя стабилитрона Ст1 и напряжение U'_y остается постоянным по величине и равным $U_{ст1}$. После этого сигнал, подаваемый на вход регулятора $U_y = U_{ст1} - \Delta U_{о.с.н}$.

4. Участок 3 (В–С) внешней характеристики ЗРУ. Увеличение напряжения U_{AB} приводит к дальнейшему уменьшению напряжения U_y , ЭДС преобразователя $E_{п}$ и тока заряда I_3 вплоть до точки С, характеризующейся равенством $E_{п} = U_{ABmax}$ и значением тока $I_3 = 0$. Заряд аккумуляторной батареи окончен.

Заключение

1. Схема ЗРУ с активным выпрямителем, двухкаскадным преобразователем постоянного напряжения, сетевым трансформатором обладает существенно лучшими энергетическими характеристиками по сравнению с ЗРУ, выполненном на основе управляемого тиристорного выпрямителя.

2. Требуемый алгоритм заряда АБ может быть успешно реализован в замкнутой системе с отрицательной обратной связью по току и задержанной обратной связью по напряжению.

Библиографический список

1. Патент SU 943989 А1. Устройство для заряда и разряда аккумуляторов. Ковальков В. И., Пусенков В. Т., Богданов В. Т., Николаева Л. Л., Простяков В. И. Кл. H02J7/10. – 15.07.1982.
2. Патент RU83665 U1. Устройство заряда и разряда аккумуляторов. Григорьев Э. Н. Кл. H02J7/10. 10.06.2009.
3. Патент RU 2670969 С1. Тиристорный выпрямитель для заряда – разряда аккумуляторной батареи. Минаев Г. М., Артаев Н. А. Кл. H02J7/10. 26.10.2018.
4. Мартынов А. А. Силовая электроника. Ч. 1: Выпрямители и регуляторы переменного напряжения: учеб. пособие. СПб.: ГУАП, 2011. 184 с.
5. Разработка и создание источников бесперебойного питания систем энергообеспечения морского исполнения / А. А. Мартынов, Самсыгин В. К., Соколов Д. В. и др. // Тр. Крыловского государственного научного центра. СПб., 2019. С. 101–111.
6. Искажение формы кривой входного тока и напряжения активного выпрямителя / А. А. Мартынов, Крутяков Е. А., Самсыгин В. К. и др. // Тр. Крыловского государственного научного центра. СПб., 2014. С. 119–133.
7. Исследование устройства для беспроводной передачи электрической энергии на необитаемый подводный аппарат / А. А. Мартынов, В. К. Самсыгин, Д. В. Соколов и др. // Тр. Крыловского государственного научного центра. СПб., 2017. С. 92–101.
8. К выбору схемы полупроводникового преобразователя для согласования напряжений электрохимического генератора и нагрузки / А. А. Мартынов, Е. А. Крутяков., В. К. Самсыгин и др. // Тр. Крыловского государственного научного центра. СПб., 2015. С. 209–227.
9. Мартынов А. А. Проектирование импульсных полупроводниковых преобразователей постоянного напряжения в постоянное напряжение: учеб. пособие. СПб.: ГУАП, 2011. 216 с.

УДК 621.311.001.63-2

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-255-264

В. А. Павлюков*

кандидат технических наук, доцент

С. Н. Ткаченко*

кандидат технических наук, доцент

А. В. Коваленко*

ассистент

*ГОУВПО «Донецкий национальный технический университет»

ПОДСИСТЕМА САПР ПЕРВИЧНЫХ СОЕДИНЕНИЙ ОТВЕТСТВЕННЫХ ЭЛЕКТРОУСТАНОВОК ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Приведено описание построения и технологии работы с основными проектными процедурами подсистемы САПР первичных соединений электроустановок переменного тока, основанной на платформе проектирующей системы AutoCAD с использованием электронных таблиц Microsoft Excel. Дано описание информационного, математического и методического обеспечения подсистемы. Рассмотрен метод определения параметров эквивалентной схемы замещения глубокопазных асинхронных электродвигателей.

Ключевые слова: электроустановки переменного тока, подсистема САПР первичных соединений, проектирующая система AutoCAD, электронные таблицы Microsoft Excel, параметры эквивалентной схемы замещения, глубокопазные асинхронные электродвигатели.

V. A. Pavlukov*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

S. N. Tkachenko*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

A. V. Kovalenko*

Assistant

*Donetsk National Technical University

CAD SUBSYSTEM OF PRIMARY CONNECTIONS OF IMPORTANT AC ELECTRICAL INSTALLATIONS

There is description of construction and technology work with main project procedures of CAD subsystem of primary connections of AC electrical installations are given. The CAD subsystem based on the platform of AutoCAD design system using Microsoft Excel spreadsheets. Description of the information, mathematical and methodological support of subsystem is given. The method for determining parameters of equivalent circuit of deep bar induction motors is considered.

Keywords: AC electrical installations, CAD subsystem of primary connection, AutoCAD design system, parameters of equivalent circuit schemes, deep bar induction motors.

Постановка задачи

Различные системы автоматизированного проектирования (САПР) получили широкое распространение во многих отраслях производства и народного хозяйства. Электроэнергетика не стала исключением. На сегодняшний день в ней разработано и используется большое количество программ, надстроек и полноценных САПР-продуктов отечественных и зарубежных разработок [1–3]. Однако не все из них имеют требуемую функциональность. Зачастую применяется позадачное выполнение проектных процедур [1, 2], при котором требуется дополнительная передача данных из одной подсистемы в другую. Кроме того, программные продукты

САПР достаточно дорогостоящие и для их освоения требуется дополнительное обучение пользователей, а для зарубежных аналогов еще и адаптация к условиям проектирования в странах СНГ.

В 80-х годах прошлого века фирмой AutoDesk был разработан графический редактор AutoCAD, который благодаря точной векторной 3D-графике занял ведущее место в мире на рынке САД-технологий. Начиная с первых версий этого пакета в его состав вошли внутренний алгоритмический язык программирования AutoLisp и язык диалоговых окон DCL, позволявшие создавать прикладные надстройки. В дальнейшем набор внутренних языков был значительно расширен (VLA, VBA,

Pascal, Fortran, C++, C# и др.), благодаря чему AutoCAD превратился в полноценную проектирующую систему. С его помощью начали создаваться полноценные системы проектирования [4], ГИС-технологии и др. Наличие внутренних языков программирования в AutoCAD позволяет значительно снизить трудозатраты на программирование, поскольку исключаются затраты на разработку элементов прикладного графического интерфейса. Последнее весьма актуально для небольших проектных организаций и учебных заведений, не обладающих достаточным потенциалом программирования.

Этим преимуществом пакета AutoCAD воспользовались авторы работы при разработке подсистемы САПР первичных соединений ответственных электроустановок переменного тока, к которым относятся электрические части тепловых, ветровых и атомных электростанций и крупных сетевых подстанций. Подсистема первоначально была создана для использования в учебном процессе бакалаврами и магистрантами электроэнергетических специальностей университета [5]. В последнее время ее начали использовать при выполнении промышленных проектов реконструкции действующих ТЭС и сетевых подстанций Донбасса.

Программное обеспечение

При разработке подсистемы САПР были использованы языки программирования AutoLisp и VLA, а также язык диалоговых окон DCL. Подсистема САПР может работать с версиями AutoCAD, начиная с 2007 г. Объем исходных текстов составил 210 кБ.

Математическое обеспечение

Отличительной особенностью описываемой подсистемы САПР является наличие обширной расчетной части. В первую очередь в ней выполняются расчеты электромагнитных переходных процессов: симметричных трехфазных КЗ, включений генераторов в противофазу и несинфазных включений систем. В качестве расчетного метода был выбран метод узловых потенциалов в векторно-матричной форме записи систем алгебраических уравнений, исключающий необходимость формирования графа сети и его дерева. Для решения систем линейных алгебраических уравнений был применен метод квадратных корней, использующий для ускорения расчетов преимущество матриц коэффициентов

с симметрией по отношению к главной диагонали. Кроме того, алгоритмом программ была учтена разреженность матрицы узловых проводимостей и из расчетов были исключены операции с нулевыми элементами этих матриц.

Матрица узловых проводимостей и вектор задающих узловых токов формируются по эквивалентной схеме замещения для токов прямой последовательности. Сопротивления и ЭДС ее ветвей при моделировании КЗ рассчитываются в относительных единицах методом приближенного приведения согласно действующей методике [1, 6, 7]. В целях нахождения постоянных времени затухания аperiodических составляющих токов КЗ в расчетах КЗ учитываются активные и реактивные сопротивления ветвей расчетной схемы. При КЗ на секциях с. н. производится расчет подпитки от электродвигателей с. н. напряжением 6 (10) кВ, принимая в качестве допущения нулевые сопротивления питающих их силовых кабелей.

Определение изменяемых во времени КЗ периодических составляющих токов КЗ от синхронных генераторов (компенсаторов) с тиристорной независимой системой возбуждения и асинхронных электродвигателей для момента отключения выключателя t производится по типовым кривым. Их оцифровка была выполнена с помощью программы GETDataGraphDigitizer.

По одной и той же расчетной схеме выполняются расчеты электромеханических переходных процессов в системе с. н. напряжением 6 (10) кВ. Отличительной особенностью этих систем на современных ТЭС и АЭС является применение в них глубоководных асинхронных электродвигателей, имеющих зависимые от частоты вращения активные и индуктивные сопротивления цепи ротора. Их нелинейность вызвана наличием эффекта вытеснения тока в стержнях роторной обмотки прямоугольной, трапецеидальной, колбообразной и других сложных форм. Для расчета параметров эквивалентных схем замещения (ЭСЗ) таких АД была разработана методика и программа расчета в среде пакета MathCAD. Методика основывается на минимизации невязки между каталожными и расчетными значениями токов статора и вращающего момента при загорюженном роторе, номинальном и критическом скольжениях [8].

Для повышения точности расчетов в систему уравнений были введены два уравнения для токов и моментов из промежуточной зоны скольжения при скольжении равном 0,6. Исходные данные для этой точки скольжения определяются по методике, разработанной на кафедре «Электрические станции» Ленинградского по-

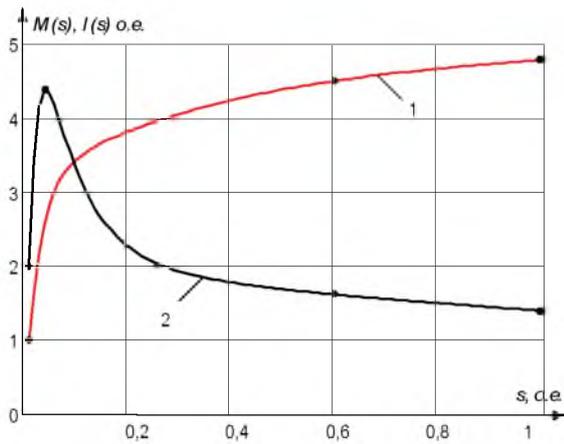


Рис. 1. Расчетная зависимость тока статора от скольжения АД привода насоса градирни; 2 – расчетная зависимость вращающего момента от скольжения

литехнического института [9]. Решение системы из семи нелинейных алгебраических уравнений выполняется с помощью решающего блока Given – finder указанного пакета программ.

В качестве иллюстрации работы программы на рис. 1 приведены расчетные характеристики тока статора и вращающего момента второй скорости двухскоростного АД типа ДВДА2–235/104-20-24 номинальной мощностью 4000 кВт, применяемого для привода насоса градирни энергоблока мощностью 300 МВт. На этих рисунках для контроля результатов аппроксимации точками отмечены значения исходных параметров АД.

Включение в состав ветвей расчетной схемы глубокопазных АД с сопротивлениями, зависящими от частоты вращения их роторов, приводит к нелинейному виду системы алгебраических уравнений в методе узловых потенциалов. Для ее решения применен метод последовательных интервалов, на каждом шаге которого параметры АД принимаются неизменными. Шаг дискретизации по времени выбирается на два порядка меньше наименьшей механической постоянной времени агрегата с. н.

Расчетная модель

Используемая в расчетах модель электроустановки состоит из графической части (расчетные схемы в файлах проектов с расширением*. dwg), связанных с ней символьных баз данных (СБД) (файлы с расширением*. xls) и внутренних библиотек с результатами расчетов (рис. 2).

В случае больших размеров расчетных схемы они размещаются фрагментарно на нескольких слоях. В слое «0» формируется схема выдачи мощности, включающая цепи генераторного напряжения, повышающие блочные трансформаторы, линии электропередач связи с сетевой подстанцией, а также рабочие и резервные трансформаторы собственных нужд. В слое «6» или «10» в зависимости от величины номинального напряжения формируется схема с. н., включающая секции, вводы рабочего и резерв-

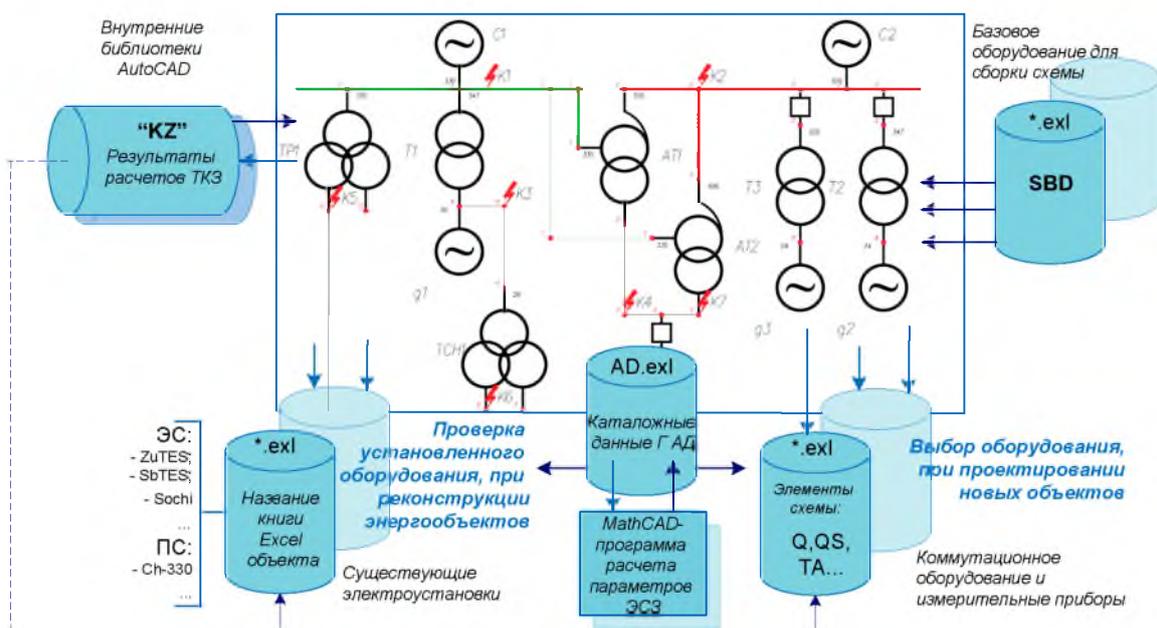


Рис. 2. Структурная схема информационной модели подсистемы САПР

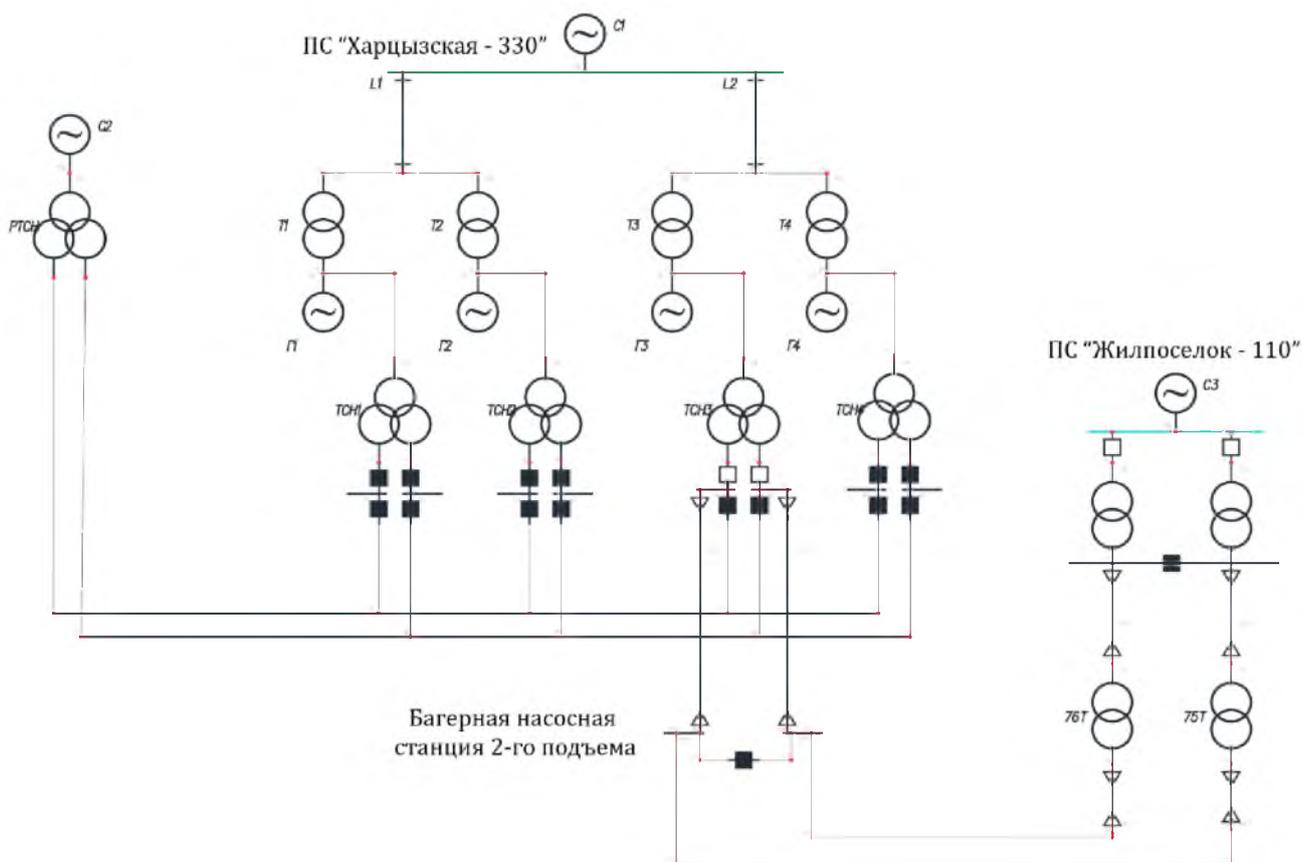


Рис. 3. Пример машинной расчетная схема главных электрических соединений и собственных нужд ТЭС мощностью 4×300 МВт

Генераторы								
Обоз-ние	T_{un}	$P_n, \text{МВт}$	\cos	X_d	$T_a, \text{с}$	$R, \text{о.е.}$	$X, \text{о.е.}$	$E, \text{о.е.}$
Г1	ТГВ-300-2У3	325	0.85	0.195	0.432	0.004	0.51	1.115
Г2	ТГВ-300-2У3	320	0.85	0.195	0.432	0.004	0.518	1.115
Г3	ТГВ-300-2У3	300	0.85	0.195	0.432	0.004	0.553	1.115
Г4	ТГВ-300-2У3	325	0.85	0.203	0.465	0.004	0.531	1.12

Рис. 4. Пример документирования исходных и расчетных данных синхронных генераторов

ного питания, шины резервного питания и др. В качестве примера графическая составляющая расчетной модели электрической части электростанции приведена на рис. 3.

На расчетной схеме для идентификации электрических узлов применены графические блоки в виде красных точек с номерами. Для формирования вариантов схем с различной компоновкой оборудования в расчетной схеме применены графические блоки выключателей. Имитация их

переключения на расчетной схеме осуществляется путем замены графических блоков включенных и отключенных выключателей.

Для контроля правильности формирования расчетной схемы на экране монитора применено документирование исходных данных и рассчитываемых программно параметров ветвей. В качестве примера на рис. 4 приведена машинная таблица документирования синхронных генераторов ТЭС.

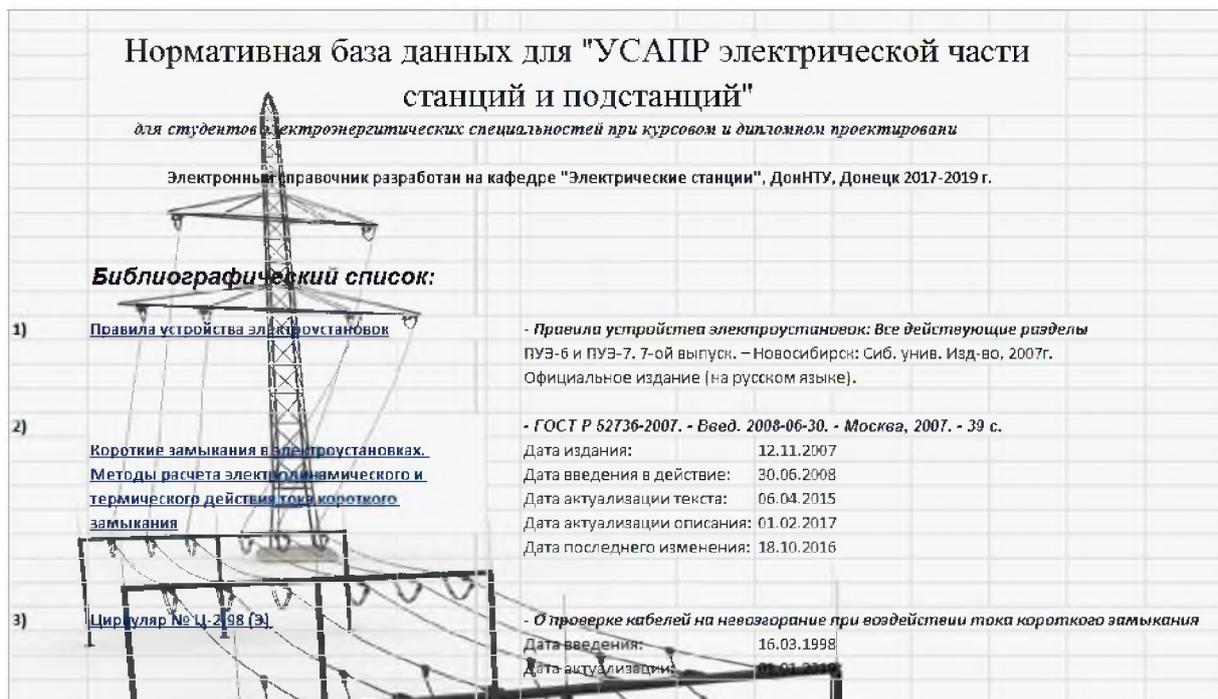


Рис. 5. Титульная страница нормативной базы данных САПР

Информационное обеспечение

Основными элементами информационного обеспечения подсистемы САПР являются графическая база (ГБ) и СБД, состоящая из справочной и нормативной частей.

ГБ представляет собой набор статических и динамических блоков элементов расчетных схем. Динамические блоки применены для ЛЭП, кабельных линий и шин резервного питания, имеющих переменную длину. Графические блоки размещены в отдельном файле blocks.dwg. Они имеют атрибуты, в которые при вставке блока в расчетную схему помещаются необходимые для расчетов справочные данные. Содержимое атрибутов может оперативно изменяться пользователем с использованием штатных средств редактора AutoCAD.

В состав НБД включены таблицы из ПУЭ, ГОСТ и циркуляров Министерства электроэнергетики. Из НБД программно считывается необходимая в проектных процедурах информация о: предельно допустимых температурах нагрева проводников при КЗ, длительно допустимых токах для кабелей, величинах экономических плотностей тока и др. НБД является самостоятельным продуктом. Она автономна и, по сути, является справочной базой, которая постоянно обновляется и дополняется под контролем ее администратора. Продукт имеет титульный лист

с собственным содержанием и удобным интерфейсом пользователя (рис. 5). Предусмотрены кнопки возврата с любой вкладки рабочей книги НБД на ее титульный лист.

Электронные книги Excel СБД разбиты на листы – плоские таблицы, включающие информацию об основном электротехническом оборудовании электростанции (синхронных генераторах и компенсаторах, силовых трансформаторах и автотрансформаторах, токоограничивающих реакторах, ЛЭП, силовых кабелях и др.). Для выбора нового коммутационного электрооборудования используется раздел СБД, включающий в свой состав более 300 наименований современного оборудования отечественных и зарубежных фирм-производителей различного класса напряжения.

Excel-файл информационного сопровождения проекта содержит данные о составе механизмов с. н. отдельных секций энергоблоков (рис. 6). В каждой ее записи размещена информация об одном агрегате с. н. На первом месте в ней приводится станционное обозначение агрегата, на втором – ссылка на код электродвигателя, на третьем – коэффициент загрузки электродвигателя, в четвертом и пятом – флажки включенного (1) состояния фидера. Последние определяют состав ответственных агрегатов секции при расчетах режимов самозапуска АД (4 столбец) и состав ЭД, участвующих в подпитке места КЗ (5 столбец).

А	В	С	Д	Е	Ф	Г	Н	И
Фидер	Код АД	Kz	Сз	КЗ	Данные кабелей			
ЗД-Б	D	0.8	1	1	ААШВ	240	1	300
ЗДВ-Б Иск	DV-2	0.8	1	1	ААШВ	120	1	350
ЗДРГ-Б	DRG	0.8	1		ААШВ	95	1	150
ЗМВ-Б	MV	0.8	1	1	ААШВ	120	1	150
ЗЦН-Б	CEN	0.8	1	1	ААШВ	95	1	400
ЗКН-2Б	KEN	0.8	1	1	ААШВ	95	1	80
ЗКН-2В	KEN	0.8			ААШВ	95	1	80
ЗНСД-Б	NSD	0.8	1		ААШВ	95	1	80
НГ-1Б Иск	NG-2	0.8	1		ААШВ	185	2	900
НГ-2В Иск	NG-2	0.8	1		ААШВ	185	2	1000
ШБМ-Б	M	0.9	1		ААШВ	150	1	150
111Т					ААШВ	95	1	1000
145Т					ААШВ	95	1	1000
15Тр					ААШВ	95	1	700
2Тр					ААШВ	95	1	200
633Т					ААШВ	95	1	300
631Т					ААШВ	95	1	300
532Т					ААШВ	95	1	70
1Тр					ААШВ	95	1	200
142Т					ААШВ	95	1	1000

Рис. 6. Пример размещения данных механизмов с. н. секции ЗБ

На вкладке «ED» Excel-файла информационного сопровождения проекта размещаются справочные данные асинхронных и синхронных электродвигателей (ЭД) системы с. н. проектируемой ТЭС. На первом месте в каждой записи установлен уникальный код ЭД. В записях АД также размещаются параметры их ЭСЗ.

Методическое обеспечение

Основная информация, касающаяся обновления программы, ее внедрения в различные проекты и публикации по этой теме постоянно

добавляются на официальный сайт [10]. Были созданы также видеуроки для облегчения освоения подсистемы САПР. Все видеоролики размещены на YouTube канала «CAD Electric Education». Подобные онлайн-уроки помогают пользователю научиться сборке и формированию расчетных схем на экране монитора, производить расстановку точек КЗ на расчетной схеме, выполнять документирование исходных данных элементов расчетных схем и т. д. Также есть уроки, которые несут дополнительную информацию, расширяющую кругозор инженера. К ним относятся использование буквенных кодов и цветового исполнения уровней напряжения на расчетных схемах. Благодаря описанным приемам подсистема САПР может использоваться в дистанционном режиме ее освоения.

Технология работы с подсистемой САПР

Расчеты КЗ могут быть выполнены для любого узла расчетной схемы. Расчетные значения токов симметричных трехфазных КЗ для максимальных режимов работы электроустановки используются в последующих процедурах выбора и проверки электрического оборудования (выключателей, разъединителей, трансформаторов тока и др.) и силовых кабелей в соответствии с методиками, изложенными в [1, 6, 7].

Расчет токов КЗ можно выполнить для одного узла расчетной схемы. При этом на экране монитора появляется диалоговое окно с суммарными значениями составляющих тока КЗ и его теплового импульса (рис. 7). Кроме того, в нем

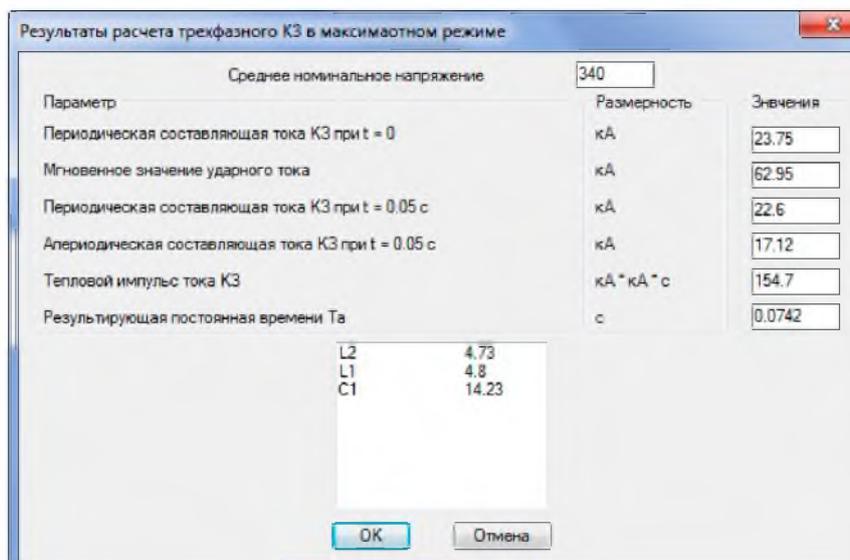


Рис. 7. Пример диалогового окна с результатами расчета КЗ в одном узле

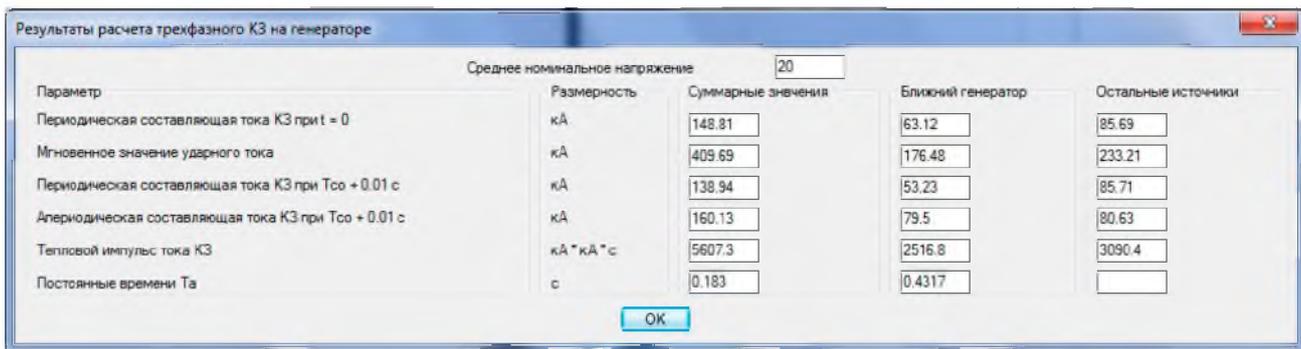


Рис. 8. Пример диалогового окна с результатами расчета КЗ в цепи генератора

Проверка силового кабеля $U_n=6\text{кВ}$ марки ААШВ-3 х 95, за ТСНЗ Б, ZUTES

Величина	Размерность	Исходные данные	Расчетные значения	Каталожные (допустимые) значения
Номинальный ток	А	50		
Тепловой импульс (термическая стойкость)	кА * кА * с		57,4	
Сечение по термической стойкости	мм * мм		84,2	
Время отключения КЗ резервной защитой	сек	0,4		
Тепловой импульс (по невозгоранию)	кА * кА * с		155,2	
Температура жилы до КЗ	град С		29,8	
Температура жилы после КЗ	град С		337	350

Рис. 9. Пример таблицы проверки силового кабеля

приводится список с данными растекания периодических составляющих тока КЗ для начального момента времени КЗ по ветвям расчетной схемы, непосредственно связанных с точкой КЗ.

В том случае, когда узел КЗ находится в цепи синхронного генератора (компенсатора) в диалоговом окне кроме суммарных значений составляющих токов КЗ приводятся его составляющие от генератора и от остальных источников (рис. 8).

Аналогичное диалоговое окно выдается на экран монитора при расчете КЗ на секции с. н. напряжением 6 (10) кВ. В качестве ближнего к точке КЗ источника в нем выступает группа электродвигателей этой секции.

Расчеты токов КЗ также могут быть выполнены одновременно для нескольких точек КЗ. Для этого пользователь должен вначале установить графические блоки знаков КЗ в требуемые ему узлы. Результаты расчетов токов КЗ в указанных пользователем узлах расчетной схемы заносятся во внутреннюю библиотеку «KZ». Данные из этой библиотеки применяются на по-

следующих этапах при выборе (проверке) оборудования или силовых кабелей. В качестве примера ниже на рис. 9 приведен пример проверки силового кабеля одного из фидеров секции с. н. энергоблока мощностью 300 МВт.

Кроме того, результаты расчетов формируются на экране монитора в виде выходного документа – сводной таблицы расчета токов КЗ (рис. 10).

Расчеты двухфазных КЗ в минимальных режимах работы электроустановки используются для проверки коэффициентов чувствительности выбираемых и проверяемых устройств релейной защиты. Конфигурация расчетной схемы для минимального режима формируется пользователем путем исключения из расчетной схемы ряда генерирующих источников, применяя имитацию отключения их выключателей.

Для проверки генераторных выключателей по допустимому току включения выполняются расчеты включения генераторов в противофазу с работающей электроустановкой. На рис. 11 приведен пример диалогового окна с результатами такого расчета.

№кз	Обозначение точки КЗ	U баз, кВ	I _{по} , кА	I _{нт} , кА	i _{ат} , кА	i _{уг} , кА	В _к , кА*кА*с	T _а , с
K1	ОРУ-220	230	27.1	26	18.6	71.5	197.8	0.069
K2	ОРУ-110	115	29.4	28.2	24.3	78.9	253.5	0.093
K3	с. н. Г6	6.3	20.4	19.9	12.9	53.5	109.4	0.062
K4	Г5	15.8	42.3	40.9	45.2	116.3	677.9	0.18
K5	301Т	6.3	19.4	25.9	10.9	50.2	95.5	0.054
K6	302Т	6.3	17.3	25.9	13.3	46.2	84.5	0.082

Рис. 10. Пример сводной таблицы расчета токов КЗ

Рис. 11. Пример диалогового окна с результатами расчета включения генераторов в противофазу

Рис. 12. Пример диалогового окна выбора секций при расчетах самозапусков АД

Для расчета самозапусков АД необходимо предварительно на соответствующей странице с помощью флажков сформировать состав включенных на секции АД, как показано на рис. 3. Затем вызвать из главного меню подсистемы САПР позицию «Расчет самозапуска АД» и в появившемся на экране монитора диалоговом окне (рис. 12) из общего списка секций системы с. н. ТЭС выбрать для расчета секции с самозапускаемыми а при необходимости секции

с предварительно включенными на резервном источнике АД. Кроме того, пользователь должен ввести расчетное время перерыва питания.

В качестве примера на рис. 13 приведены расчетные зависимости изменения напряжения секции и частот вращения АД энергоблока мощностью 200 МВт в процессе их самозапуска от резервного трансформатора с. н. В переходном процессе участвовали: КН – конденсационный насос, ПН А – питательный электронасос сек-

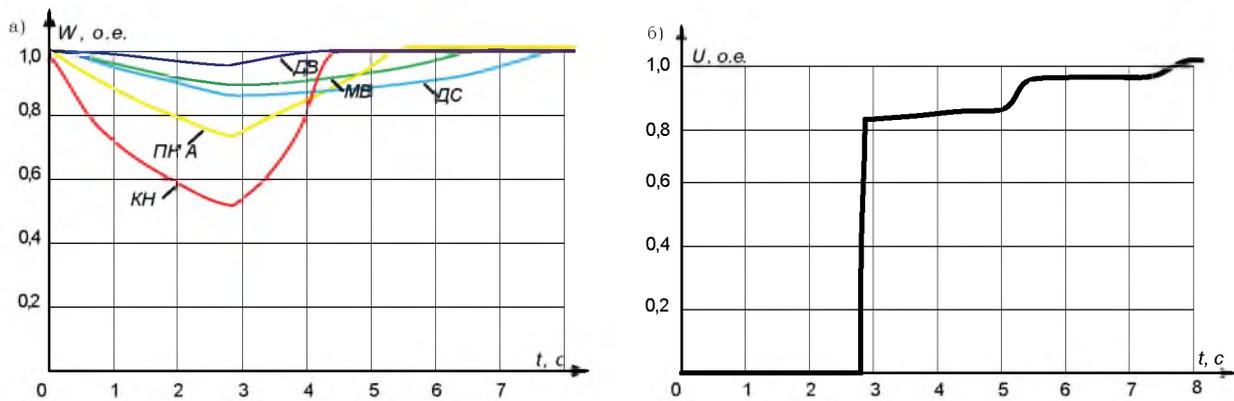


Рис. 13. Изменение частот вращения АД (а) и напряжения секции (б) в процессе их самозапуска после перерыва питания продолжительностью 2,8 сек

ции А, МВ – мельничный вентилятор, ДС – дымосос, ДВ – дутьевой вентилятор. Для наглядности характеристики АД на экране монитора

представлены полилиниями различных цветов. Одинаковый с кривой цвет имеет и расположенные левее графиков обозначения АД.

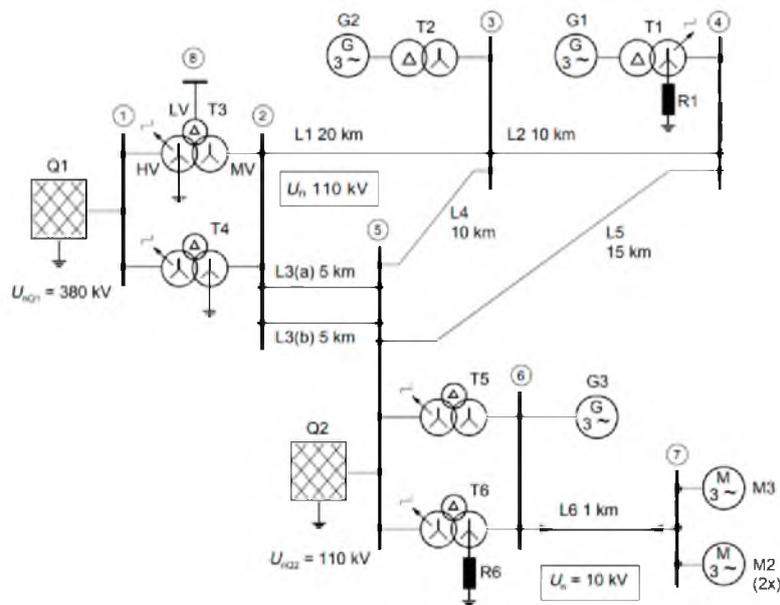


Рис. 14. Тестируемая схема участка энергосистемы

Таблица 1

Сопоставление расчетов токов КЗ

Номер точки КЗ	Номинальное напряжение, кВ	I _{п0} , кА			δ, %
		поМЭК	САПР	MathCAD	
1	380	40,64	38,7	40,522	-4,77
2	110	31,78	32,1	33,53	1,01
3	110	19,67	19,5		-0,86
4	110	16,23	16,1		-0,8
5	110	33,19	33,0	34,48	-0,57
6	10	37,56	38,4	40,59	2,24
7	10	25,59	25,4	27,07	-0,74
8	30	13,578	12,9	13,47	-4,99

Тестирование программы расчета токов КЗ

В качестве тестируемой была взята расчетная схема электроустановки (рис. 14) из [11]. Она рекомендована для проверки программ расчета токов КЗ и содержит контрольные результаты расчета токов КЗ. Результаты тестирования приведены в табл. 1.

Полученное различие в расчетах (не более 5 %) обусловлено различным способом учета ЭДС источников. В [7] они включаются во все ветви, а в [11] расчет токов КЗ ведется для одной на всю схему идеальной (без внутреннего сопротивления) ЭДС, устанавливаемой между нулевым узлом расчетной схемы и узлом КЗ.

Выводы

1. Для снижения трудозатрат подсистема САПР первичных соединений разработана на базе проектирующей системы AutoCAD разработки фирмы Autodesk.

2. Для целей учебного проектирования внешнее информационное обеспечение подсистем САПР построено на использовании плоских таблиц в среде пакета Microsoft Office Excel.

3. Для моделирования пусков и самозапусков глубокопазных асинхронных электродвигателей системы с. н. разработана методика и программа расчета параметров одноконтурных эквивалентных схемы замещения, основанная на применении метода прямого синтеза по исходным каталожным данным, дополненным токами статора и вращающего момента в промежуточных точках скольжения, определенными по методике ЛПИ.

4. При обработке расчетных электрических схем для большей гибкости и технологичности применен многослойный режим их изображения на экране монитора.

5. В подсистеме САПР первичных соединений все проектные процедуры выполняются с использованием единой адаптируемой расчетной моделью, что позволяет исключить недостатки многозадачного подхода, связанные с передачей данных между отдельными задачами.

6. Проведенное тестирование основной проектной процедуры расчета токов симметричных КЗ подтвердило достоверность получаемых с ее помощью расчетных данных.

Библиографический список

1. Крючков И. П. Короткие замыкания и выбор электрооборудования: учеб. пособие для вузов / Под ред. И. П. Крюčkова, В. А. Старшинова. М.: МЭИ, 2012. 568 с.

2. Программный комплекс Energy CS ТКЗ v. 3. 5. URL: <http://www.csoft.ru/catalog/soft/energycs-tkz/energycs-tkz-3.html> (дата обращения: 15.11.2019).

3. DIGSILENT Power Factory. URL: <https://www.digsilent.de/en/products.html> (дата обращения: 15.11.2019).

4. Зуев С. А., Полещук Н. Н. САПР на базе AutoCAD – как это делается. СПб.: БХВ-Петербург, 2004. 1168 с.

5. Павлюков В. А., Ткаченко С. Н., Коваленко А. В. Учебная САПР электрической части станций и подстанций: учеб. пособие. Харьков, 2016. 124 с.

6. ГОСТ Р 52735-2007. Короткие замыкания в электроустановках. Методы расчета в электроустановках переменного тока напряжением свыше 1 кВ. Введ. 2008-07-01. М.: Стандартиздат, 2007. 37 с.

7. РД 153-34. 0-20. 527-98. Руководящие указания по расчету токов короткого замыкания и выбору электрооборудования / Под ред. Б. Н. Неклепаева. М.: НЦ ЭНАС, 2002. 152 с.

8. Павлюков В. А., Ткаченко С. Н. Совершенствование методов идентификации параметров эквивалентных схем замещения глубокопазных асинхронных двигателей // Электричество. 2018. № 10. С. 54–60.

9. Гук Ю. Б., Кобжуев В. М., Черновец А. К. Устройство, проектирование и эксплуатация схем электропитания собственных нужд АЭС. М.: Энергоатомиздат, 1991. 296 с.

10. Официальный сайт «CAD Electric Education». URL: <https://es-cad.ru/CAD-Electric-Education> (дата обращения: 16.11.2019).

11. IEC 60909-4:2016. Short-circuit currents in three-phase A. C. systems. Geneva, 1997 149 p.

УДК 621.314

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-265-268

Л. Э. Рогинская*

доктор технических наук, профессор

А. А. Меднов*

аспирант

*Уфимский государственный авиационный технический университет

ВНЕШНЯЯ ХАРАКТЕРИСТИКА МНОГОФАЗНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ ДЛЯ ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИИ

Приведены основные результаты моделирования одного из ключевых элементов источника питания электротехнологической установки индукционного нагрева – трансформаторно-выпрямительного устройства с разработанным вариантом гибридного магнитопровода. Представлены основные параметры на выходе блока многофазных выпрямителей: потери в магнитопроводе, коэффициент пульсаций, внешняя характеристика.

Ключевые слова: электротехнологическая установка, выпрямительный трансформатор, гибридный магнитопровод.

L. E. Roginskaya*

Dr. Sc. Tech., Professor

A. A. Mednov*

PhD Student

*Ufa State Aviation Technical University

EXTERNAL CHARACTERISTIC OF MULTIPHASE RECTIFIER FOR ELECTROTECHNOLOGY

The article presents the main results of modeling one of the key elements of the electrical technological installation power supply with induction heating – a transformer-rectifier device with a developed version of a hybrid magnetic core. The main parameters at the output of the multiphase rectifier unit are presented: losses in the magnetic core, the ripple coefficient, and the external characteristic.

Keywords: electrotechnological installations, rectifier transformer, hybrid magnetic core.

Современная преобразовательная техника широко применяется в разных отраслях промышленного производства. Преобразователи электроэнергии позволяют изменять любые параметры электрической сети, такие как величина напряжения, его частота и даже количество фаз [1].

Электротехнологические установки, включающие индукционный нагрев, предъявляют высокие требования к источникам питания в части преобразования электроэнергии. В наиболее сложных системах индукционного нагрева потребляемая из сети энергия преобразуется не менее чем на трех-четырех ступенях. На первой происходит выпрямление напряжения промышленной сети в трансформаторно-выпрямительном блоке и его сглаживание. Второй ступенью является инвертирование выпрямленного напряжения с частотой в десятки, сотни и даже тысячи раз выше частоты питающей сети предприятия. В то же время на выходе инвертора может быть получена форма кривой напряжения,

значительно отличающаяся от синусоидальной, например прямоугольная или треугольная [2]. Здесь же стоит отметить, что частота напряжения на выходе инвертора определяется исходя из требуемой глубины проникновения токов в заготовку, помещенную в индуктор электротехнологической установки индукционного нагрева, и определяется из формулы:

$$\delta = 503 \sqrt{\frac{\rho}{\mu f}},$$

где ρ – удельное электрическое сопротивление, Ом·м; μ – относительная магнитная проницаемость; f – частота тока, Гц.

Третья ступень преобразования предназначена для согласования выходного напряжения инвертора с нагрузкой. Ступень является опциональной, но находит все большее применение в источниках питания электротехнологических установок, включающих индукционный нагрев. Часто в качестве преобразователя на дан-

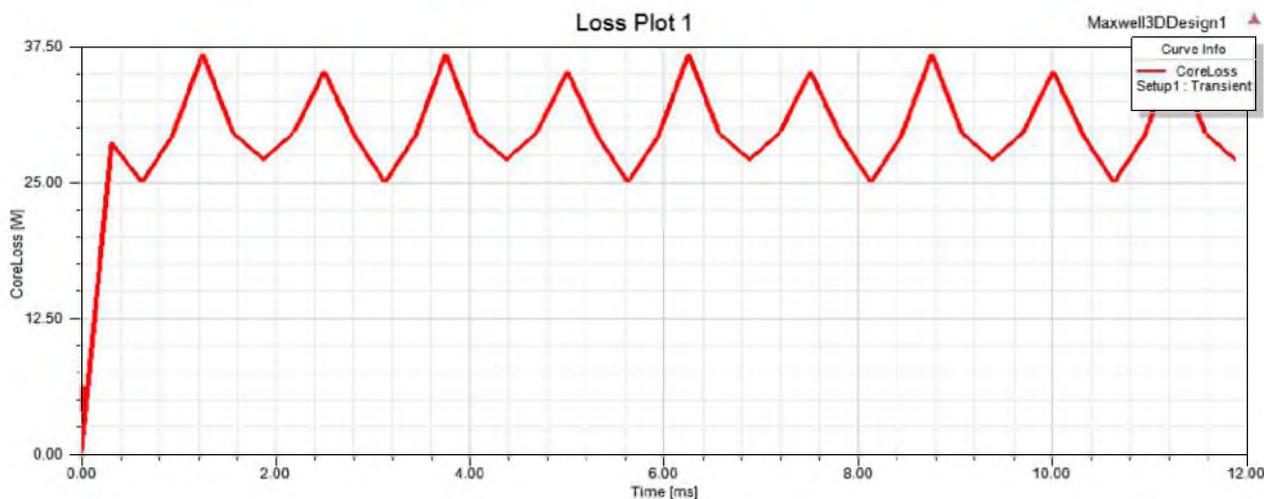


Рис. 1. Потери в магнитопроводе выпрямительного трансформатора

ной ступени используется высокочастотный согласующий трансформатор, также известный как закалочный. Он позволяет не только получать требуемое напряжение в нагрузке путем изменения коэффициента трансформации, но и дополнять нагрузочный контур, позволяя учитывать индуктивность трансформатора при выборе индуктивности индуктора [3, 4]. Однако все чаще на данной ступени применяется другой вид трансформаторов – многофункциональный трансформатор, также более известный как ферромагнитный умножитель частоты. Он сочетает в себе все преимущества высокочастотного согласующего трансформатора и обладает рядом преимуществ. В их число входит возможность расширения частотного диапазона в 2...9 раз, стабилизации или регулирования выходного напряжения.

Для сети предприятия в процессе работы электротехнологической установки важно, чтобы была обеспечена электромагнитная совместимость электрооборудования с сетью. Для обеспечения электромагнитной совместимости электротехнологической установки, включающей индукционный нагрев, наиболее популярным вариантом является выпрямительный трансформатор. Выпрямление напряжения с использованием данного типа трансформаторов позволяет обеспечить гальваническую развязку электроустановки от промышленной сети, что обеспечивает дополнительный уровень безопасности при возникновении аварийных ситуаций, связанных с коротким замыканием в цепях питания электротехнологической установки.

Перспективные разработки выпрямительных трансформаторов направлены на снижение

потерь в его конструктивных элементах. Среди таких разработок фигурирует трансформатор с гибридным магнитопроводом, содержащем несколько ферромагнитных материалов, например, аморфный 1СР и прецизионный 49К2ФА сплав. Преимущества данной конструкции заключаются в следующем: при малой напряженности магнитного поля трансформатора основной магнитный поток протекает в аморфном магнитном материале, удельные потери в котором ниже чем у электротехнических аналогов в 3–6 раз, а при повышении напряженности поток постепенно перераспределяется в пользу второго конструкционного материала, например сплава 49К2ФА. Иными словами, повышение напряженности магнитного поля в магнитопроводе трансформатора позволяет включать в магнитную цепь параллельно аморфному материалу материал с высокой индукцией насыщения, который позволяет увеличить энергетические характеристики преобразователя в зависимости от напряжения питания. Оценка потерь в таком магнитопроводе может быть выполнена с помощью моделирования электромагнитных процессов. На рис. 1 представлен график, отражающий потери в гибридном магнитопроводе из вышеуказанных сплавов в соотношении равных объемов материалов.

Другим ключевым показателем для трансформаторно-выпрямительного устройства является его выходная характеристика, определяющаяся как зависимость напряжения на выходе выпрямительного устройства от тока нагрузки. Для этого было выполнено моделирование работы трансформаторно-выпрямительного устройства на различных ступенях нагрузки в программном комплексе *ANSYS Electronics*

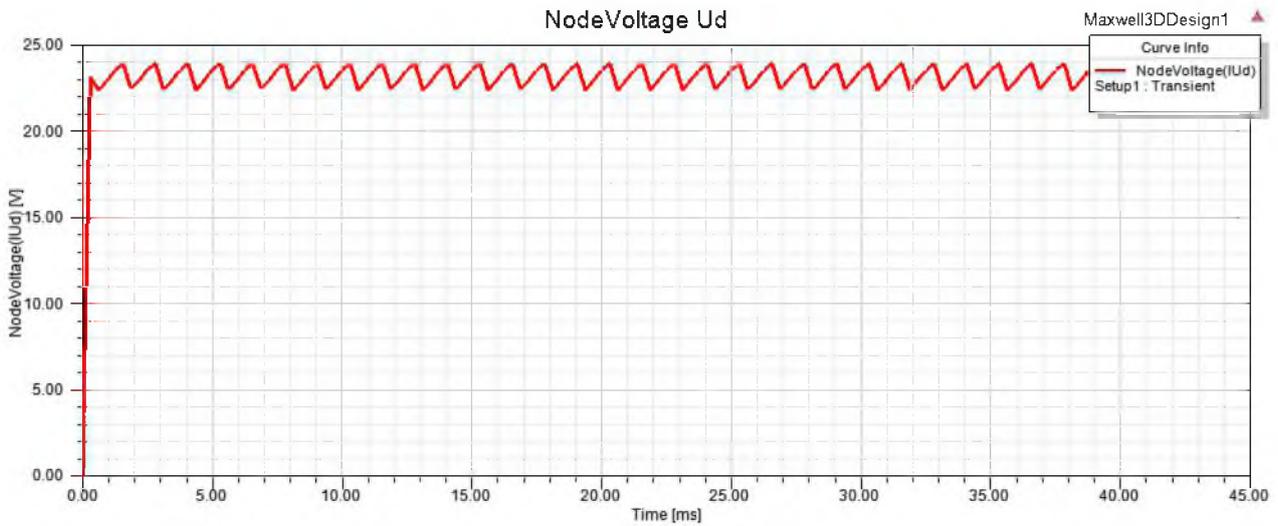


Рис. 2. Напряжение на ступени нагрузки 25 %

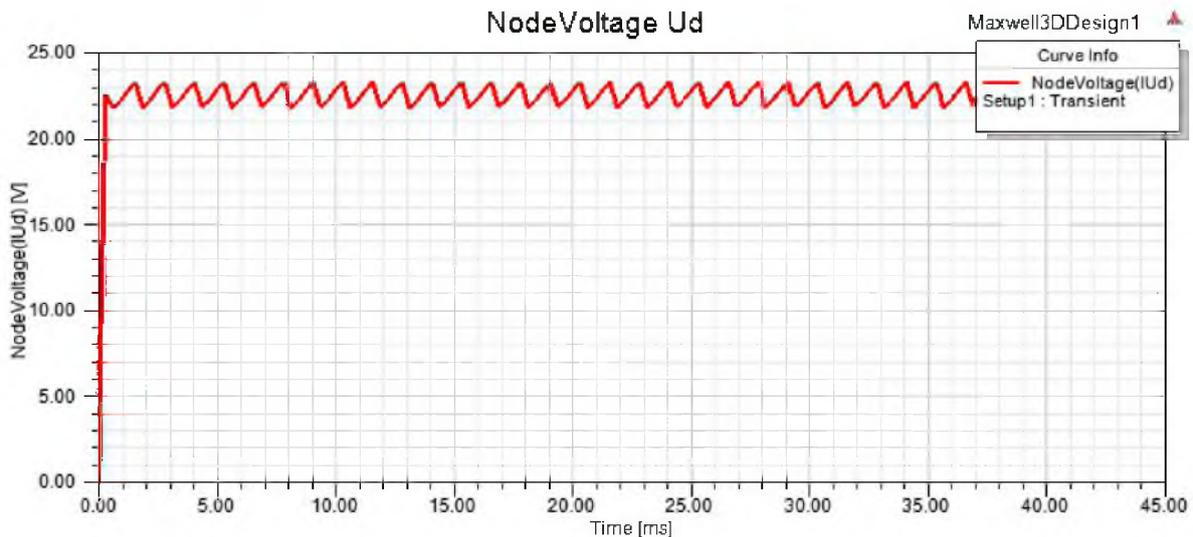


Рис. 3. Напряжение на ступени нагрузки 100 %

Desktop. Результаты моделирования на ступенях 25 и 100 % от номинальной нагрузки представлены на рис. 2 и 3.

Для оценки величины пульсаций использован коэффициент пульсаций:

$$k_{\Pi} = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{2U_{\text{ср}}} \cdot 100\%,$$

где U_{\max} , U_{\min} , $U_{\text{ср}}$ – максимальное, минимальное и среднее значение постоянного выпрямленного напряжения.

Для модели с гибридным магнитопроводом коэффициент пульсаций в номинальном режиме работы равен $k_{\Pi} = 3,867$.

Таким образом, применение современных технологий моделирования электромагнитных

процессов позволяет выполнять оценку ключевых рабочих характеристик основных элементов источников питания электротехнологических

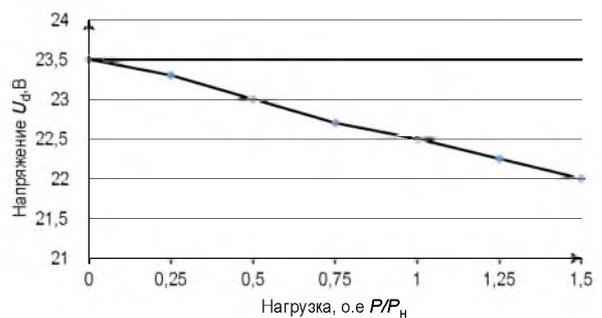


Рис. 4. Внешняя характеристика трансформаторно-выпрямительного устройства

установок, включающих индукционный нагрев, и трансформаторно-выпрямительных модулей, в частности. На этапе проектирования гибридной конструкции магнитопроводов трансформаторов с помощью электромагнитных моделей установлены преимущества аморфных сплавов при малых напряженностях магнитного поля, а также подтверждено перераспределение магнитных потоков в пользу прецизионного сплава с ростом напряжения питания трансформаторно-выпрямительного устройства. При этом в номи-

нальном режиме работы, то есть при номинальном напряжении питания по удельным характеристикам потери в гибридном магнитопроводе до двух раз меньше по сравнению с ближайшими производимыми аналогами. Кроме того, посредством компьютерного моделирования построена внешняя характеристика трансформаторно-выпрямительного устройства при нагрузках от холостого хода до полуторакратной перегрузки, что позволяет оценить работу оборудования в различных режимах его функционирования.

Библиографический список

1. Ялалова З. И. Электромагнитная совместимость трансформаторно-полупроводниковых преобразователей с сетью и нагрузкой: дис. ... канд. техн. наук / Уфимский государственный авиационный технический университет. Уфа, 2014.

2. Латыпов А. Р. Высокочастотный многофункциональный источник питания для электротехнологии: дис. ... канд. техн. наук / Уфимский государствен-

ный авиационный технический университет. Уфа, 2018.

3. Steel heat treatment: equipment and process design / G. E. Totten [etc.]; ed. by G. E. Totten. Boca Raton [etc.]: CRC Press [etc.], 2007. 714 p.

4. Лавлесс Д. Обзор полупроводниковых источников питания для индукционного нагрева; пер. Ю. И. Болтовского, Г. И. Таназлы // Силовая электроника. 2007. № 4. С. 73–76.

УДК 621.3.06

А. И. Соколова*

магистрант

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

СИСТЕМА ОПЕРАТИВНОЙ КОММУТАЦИИ ТОКА ДЛЯ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ИТЭР

Настоящая статья посвящена системе оперативной коммутации тока – коммутационному устройству, предназначенному для создания условий, необходимых для инициирования разряда в ионизированном газе и быстрого увеличения тока в образовавшейся плазме в первые секунды импульса.

Ключевые слова: система оперативной коммутации тока, коммутационные испытания.

A. I. Sokolova*

Postgraduate Student

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

SWITCHING NETWORK UNITS FOR THE ITER POWER SUPPLY SYSTEM

This article is devoted to the system of operational current switching a switching device designed to create the conditions necessary to initiate a discharge in an ionized gas and to rapidly increase the current in the resulting plasma in the first seconds of a pulse.

Keywords: switching network units, switching tests.

По современным физическим представлениям, существует всего несколько фундаментальных источников энергии, которые могут быть освоены и использованы человечеством. Ядерные реакции синтеза – это один из таких источников энергии. ИТЭР (ITER) – это проект международного экспериментального термоядерного реактора, задача которого продемонстрировать возможности коммерческого использования термоядерного синтеза, а также решить возможные физические и технологические проблемы, с которыми может столкнуться человечество при использовании термоядерного синтеза [1].

Вклад России в Проект ИТЭР заключается в изготовлении и поставке высокотехнологичного оборудования, основных систем реактора, что составляет примерно 10 % от стоимости сооружения реактора по техническому проекту.

Термоядерный реактор ИТЭР – сложная электрофизическая установка, потребляющая большое количество энергии и требующая разработки и применения уникальных технологий для обеспечения нормального функционирования реактора.

Функция прерывания постоянного тока при инициировании плазменного разряда возложена на коммутационные аппараты, входящие в состав системы оперативной коммутации тока.

На прототипе системы оперативной коммутации тока были проведены квалификацион-

ные испытания, которые включали в себя следующие виды испытаний и проверок:

- 1) испытания герметичности пневматической и гидравлической подсистем;
- 2) измерение расхода охлаждающей воды;
- 3) испытания электрической прочности изоляции;
- 4) функциональные и коммутационные испытания при номинальных токах.

Целью этих квалификационных испытаний является подтверждение того, что система оперативной коммутации тока соответствует всем требуемым техническим характеристикам. Методика и программа испытания системы оперативной коммутации тока, а также все подготовительные мероприятия, измерительные инструменты, вспомогательное оборудование и критерии оценки успешности проведенных проверок и испытаний подробно описаны в [2].

Наибольший интерес, с точки зрения подтверждения работоспособности всей системы, представляют функциональные и коммутационные испытания.

Основной целью проведения функциональных испытаний является проверка работоспособности всех систем управления и контроля, функциональных и информационных связей между стойкой управления (LCC) и коммутационными аппаратами блока механических коммутаторов системы оперативной коммутации

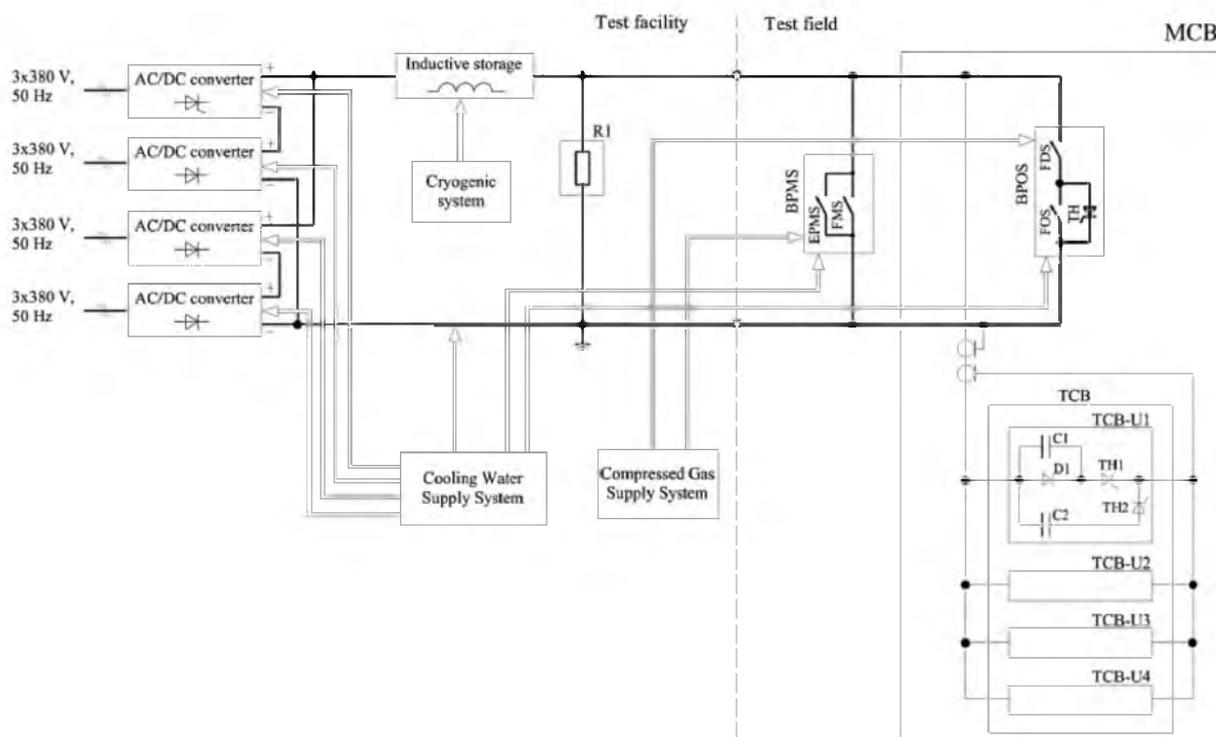


Рис. 1. Блок-схема коммутационных испытаний системы оперативной коммутации тока

тока перед непосредственным проведением коммутационных испытаний системы оперативной коммутации тока.

Во время испытаний к системе оперативной коммутации тока был подключен источник сжатого воздуха с давлением равным $1,4 \pm 0,05$ МПа и $0,7 \pm 0,05$ МПа в верхнем и нижнем каналах пневматического коллектора соответственно; источник воды для системы охлаждения, обеспечивающий требуемый расход воды в $5,0$ м³/ч и давление в системе $0,85$ МПа.

За время проведения испытаний была проверена работоспособность следующих систем контроля за состоянием аппаратов, входящих в состав блока механических коммутаторов системы оперативной коммутации тока: пневматической и гидравлической систем, системы контроля состояния контактной части коммутационных аппаратов и их устройств питания привода. Также было проверено наличие всех функциональных и информационных связей между блоком аппаратов контактно-тиристорного коммутатора, быстродействующего высоковольтного разъединителя (BPOS), батарей противотока высоковольтного импульсного коммутатора (TCB), стойкой управления LCC. В результате проверки была подтверждена полная работоспособность системы оперативной коммутации тока.

Для проведения коммутационных испытаний системы оперативной коммутации тока используется схема с последовательно-параллельным соединением преобразователей тока и криогенным индуктивным накопителем (КРИН).

Блок-схема коммутационных испытаний системы оперативной коммутации тока представлена на рис. 1.

При проведении испытаний производилось заведение тока в КРИН через замкнутые контакты блока аппаратов BPOS, затем после получения требуемого значения тока в 45 кА была отдана команда на осуществление коммутации в автоматическом режиме согласно алгоритму работы.

Проведены эксперименты по коммутации системы при токах в диапазоне от 5 до 45 кА с шагом 5 кА. Производились измерения тока, протекающего через механические контакты (I_{FOS}) и тиристорные контакты контактно-тиристорного коммутатора ($I_{TCB-TH1}$ и $I_{TCB-TH2}$), ток батареи противотока высоковольтного импульсного коммутатора, ток резистивной нагрузки (I_R), которая была подключена параллельно размыкателям системы оперативной коммутации тока.

Осциллограмма, демонстрирующая полный процесс коммутации постоянного тока 45 кА, соответствующий базовому сценарию (рис. 2)

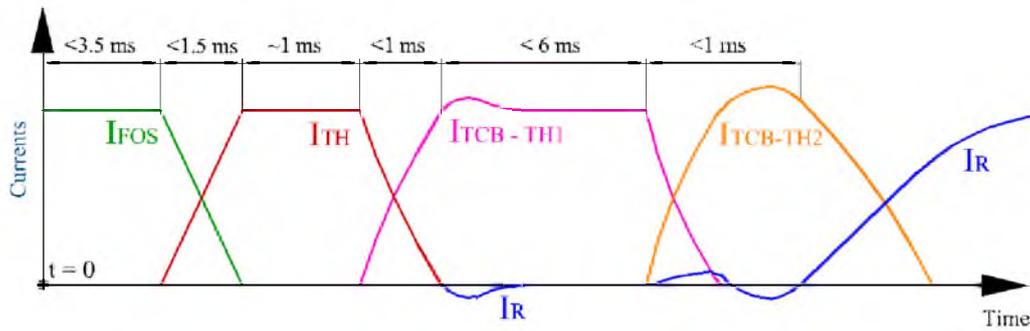


Рис. 2. Базовый сценарий работы системы оперативной коммутации тока

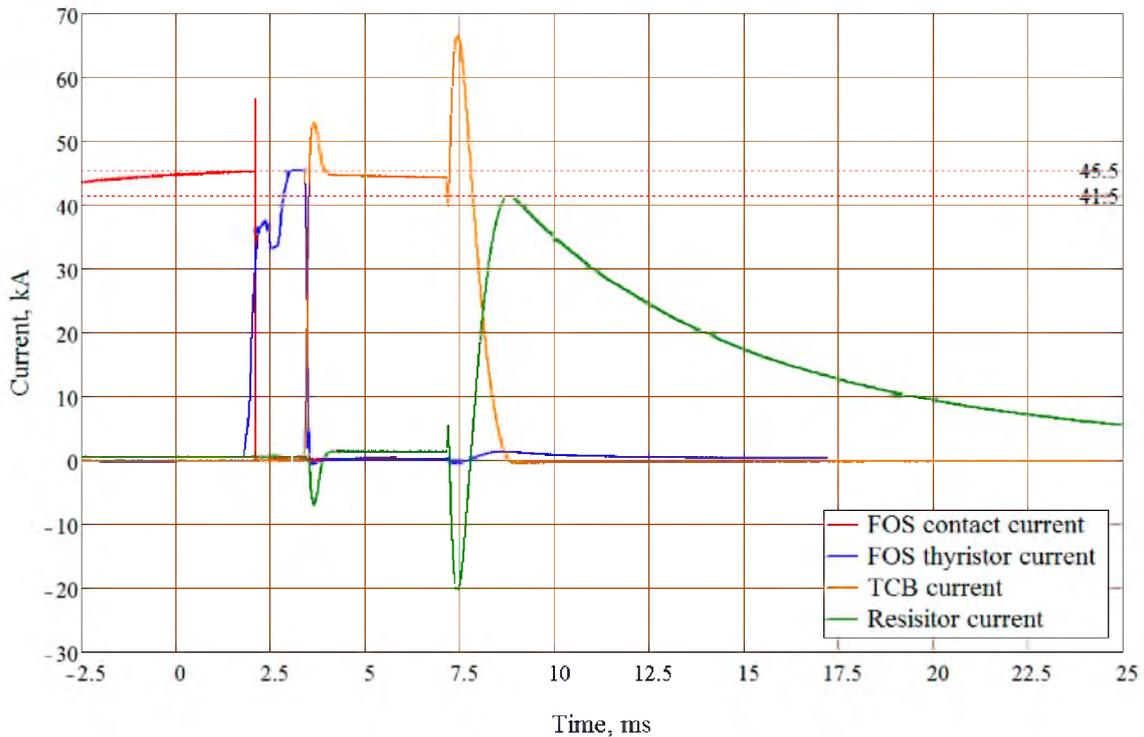


Рис. 3. Осциллограмма коммутации постоянного тока 45 кА

работы системы оперативной коммутации тока, показана на рис. 3 [3].

В ходе испытаний было проведено 10 коммутаций номинального тока 45 кА. Соответствие результатов, полученных в ходе проведения коммутационных испытаний, заданному необходимому режиму работы говорит об успешности создания системы оперативной коммутации тока на всех стадиях – от расчета и проектирования до конструирования отдельных элементов и полной сборки всей системы.

Библиографический список

1. ТАСС: ИТЭР: как создают первый международный экспериментальный термоядерный реактор. URL: <http://tass.ru/info/2292323> (дата обращения: 21.12.2019).
2. SWITCHING NETWORK UNIT CURRENT COMMUTATION UNIT TYPE TEST PROCEDURE JSC "NIEFA" NIEFA ID: ITER QD-106-2011 Version 2.0.
3. Manzuk M. III-1 – Overview of Local Control Objects (SNU, PMS, MS), FDR Meeting, Phase 2.1 – MS, BBMS and LCC Cadarache, 27–28 June 2017.

УДК 621.316.172

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-272-277

О. Я. Солёная*

кандидат технических наук, доцент

В. С. Важник*

магистрант

Н. И. Пруссак*

магистрант

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ИННОВАЦИОННЫЕ МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ ОБЪЕКТОВ СОЦИАЛЬНОЙ ИНФРАСТРУКТУРЫ

Рассмотрены современные технологии в области повышения уровня эффективности электроснабжения объектов социальной инфраструктуры.

Ключевые слова: энергоэффективность, электросетевой комплекс, FACTS-устройства, ВТСП кабельные линии постоянного тока, энергосбережение.

O. Y. Solenaya*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

V. S. Vazhnik*

Postgraduate Student*

N. I. Prussak*

Postgraduate Student

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

INNOVATIVE METHODS FOR IMPROVING THE ENERGY EFFICIENCY OF ELECTRICAL COMPLEXES OF SOCIAL INFRASTRUCTURE FACILITIES

The article describes modern technologies in the field of increasing the efficiency of power supply to household facilities.

Keywords: energy efficiency, power grid, FACTS-devices, HTS DC cable lines, energy saving.

Повышение уровня энергоэффективности электросетевого комплекса России в рамках концепции энергетической стратегии Российской Федерации на период до 2035 года является одним из основных требований, выполнение которых в полной мере позволит решить задачу модернизационного рывка к более эффективной и устойчивой энергетике, способной адекватно ответить на вызовы и угрозы в своей сфере и преодолеть имеющиеся проблемы [1].

Важным направлением повышения энергоэффективности являются электросетевые комплексы объектов социальной инфраструктуры, к которым относятся здания и сооружения, связанные с обеспечением жизнедеятельности и обслуживанием населения, а также земельные участки, принадлежащие учреждениям социальной сферы. В соответствии с данными Росстат [2] за последние несколько лет доля потребления электроэнергии объектами социальной

инфраструктуры составила порядка 15 % от всей вырабатываемой электроэнергии в стране, а доля потерь электроэнергии за 2019 год составила около 10 % (рис. 1).

Значительные расходы электроэнергии обусловлены в первую очередь высокими потерями в электросетевом комплексе, а также высоким уровнем износа эксплуатируемого электрооборудования. Электротехнические комплексы, которые действуют в настоящий момент, были разработаны без учета современных тенденций, что обуславливает низкий уровень энергоэффективности. По оценке специалистов, потенциал энергосбережения от существующего уровня в рассматриваемой сфере составляет порядка 50 % (рис. 2), что является самым высоким показателем среди остальных секторов экономики [3].

Очевидно, что решение данной проблемы требует внедрения инновационных методов,

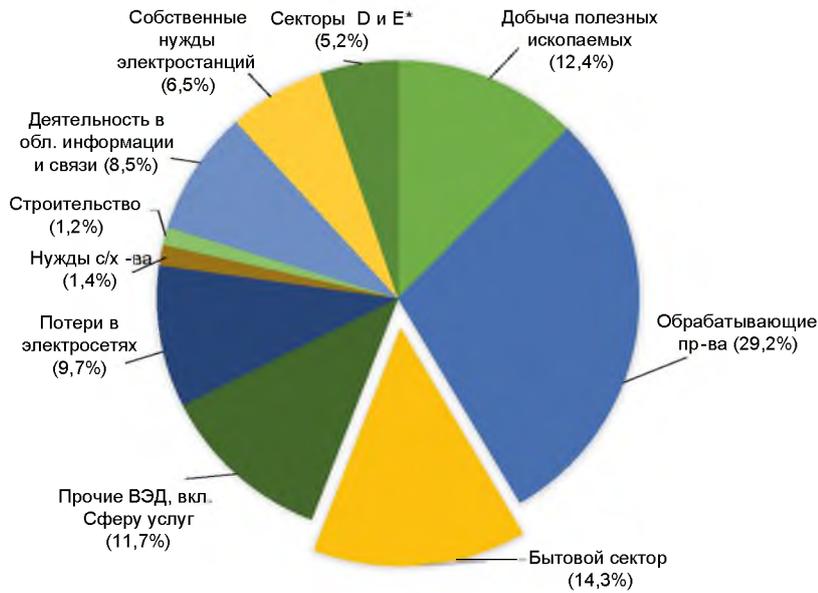


Рис. 1. Структура потребления электроэнергии в РФ: * сектор D – обеспечение газом и паром; кондиционирование воздуха; сектор E – водоснабжение, водоотведение, организация сбора и утилизация отходов, деятельность по ликвидации загрязнений

которые позволяют значительно повысить энергоэффективность электрических сетей. Однако стоит сказать, что повышение уровня энергоэффективности непосредственно объектов социальной инфраструктуры не способно

в полной мере оказать значительный эффект в силу того, что еще больше энергии теряется на этапе передачи и распределения в городских электрических сетях, о чем свидетельствует динамика потерь электроэнергии

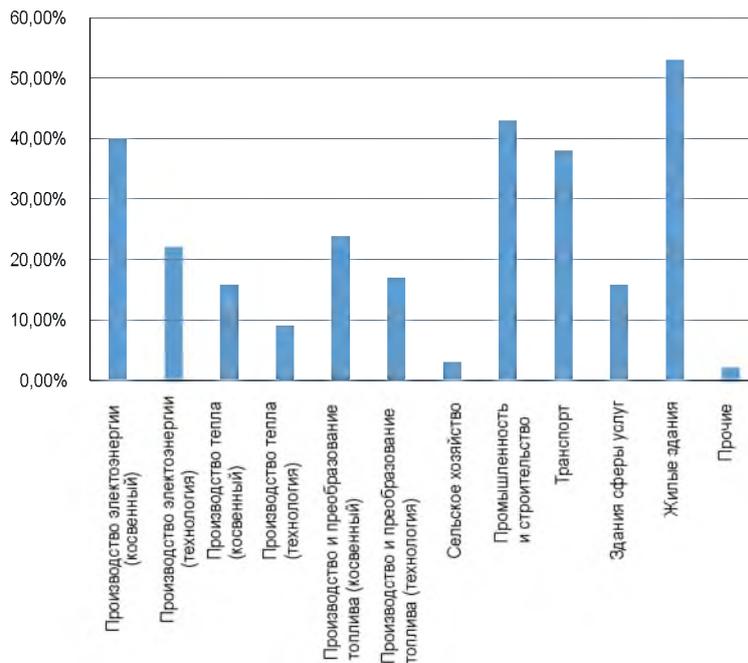


Рис. 2. Распределение потенциала энергоэффективности по секторам экономики

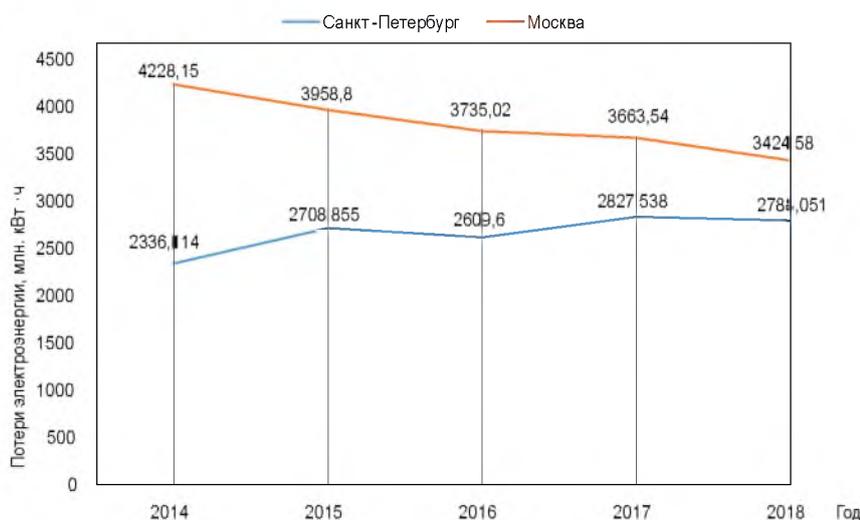


Рис. 3. Динамика потерь электроэнергии в Санкт-Петербурге и Москве за период 2014–2018 гг.

в двух крупнейших городах России, представленная на рис. 3.

Таким образом, данную проблему необходимо решать комплексно, а именно в 2 этапа:

1. Повышение энергоэффективности в сетях 1–35 кВ;
2. Повышение энергоэффективности в самих объектах социальной инфраструктуры.

Именно такой подход обеспечит максимальный результат в решении задачи повышения эффективности электросетевых комплексов бытового сектора. Теперь рассмотрим инновационные методы, которые используются для энергосбережения на этапе передачи и распределения электроэнергии.

К передовым технологиям в данной отрасли можно отнести электрические сети нового поколения, трансформаторные подстанции на основе ВТСП-ленты, устройства FACTS, ВТСП-кабели постоянного тока и т. д.

Также не стоит забывать о таком способе повышения энергоэффективности электротехнических комплексов как интеграция возобновляемых источников энергии (ВИЭ), реализация которой способна разгрузить централизованные электрические сети.

Пожалуй, самыми передовыми и обоснованными как с технической, так и с экономической точек зрения, способами повышения уровня энергоэффективности в электрических сетях на сегодняшний день являются устройства управляемых (гибких) систем электропередач переменного тока 2-го поколения (FACTS-2), а так-

же ВТСП-кабели постоянного тока. Рассмотрим более детально преимущества, получаемые за счет интеграции данных технологий в электрические сети.

С появлением полностью управляемых приборов типа IGBT появилась возможность реализации нового типа устройств, называемых СТАТКОМ (статический синхронный компенсатор) (рис. 4) [4].

К основным функциям, которые выполняет данное устройство, можно отнести:

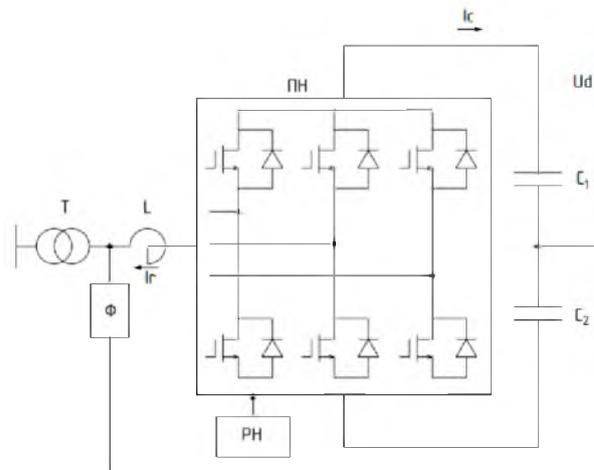


Рис. 4. Управляемое устройство продольной компенсации на базе преобразователя напряжения (СТАТКОМ)

- увеличение коэффициента мощности;
- увеличение пропускной способности электрооборудования за счет исключения реактивной составляющей энергии;
- снижение уровня потерь электроэнергии при передаче за счет быстродействующей компенсации реактивной мощности.

Данные типы устройств динамической компенсации реактивной мощности находят широкое применение как в электроэнергетических системах и электроснабжении, так и металлургической и нефтеперерабатывающих отраслях промышленности.

Компенсация реактивной мощности в сети достигается путем генерации в сеть индуктивной составляющей реактивной мощности при условии, что напряжение на выходе СТАТКОМ меньше напряжения сети (рис. 5), а также за счет генерации в сеть емкостной составляющей реактивной мощности при условии, что напряжение на выходе СТАТКОМ больше напряжения сети (рис. 6).

Современные СТАТКОМ выполняются мощностью от 1 до 100 МВар на напряжение 6, 10 и 35 кВ. Эффективность данных установок достаточно высока: КПД составляет порядка 99 %. Немаловажным показателем, особенно при использовании в условиях города, является уро-

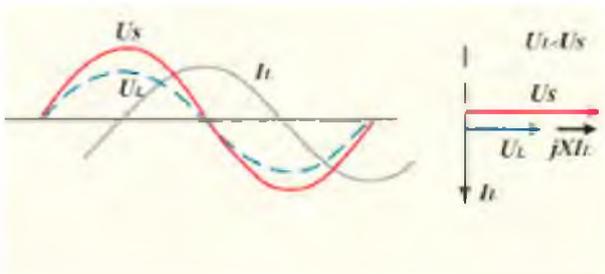


Рис. 5. Генерация в сеть индуктивной составляющей реактивной мощности

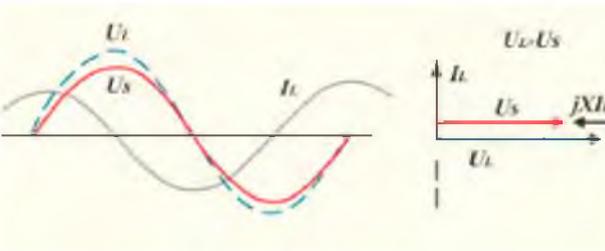


Рис. 6. Генерация в сеть емкостной составляющей реактивной мощности

вень шума, издаваемый устройством, который оценивается менее чем 50 дБ на расстоянии 1 м.

Следующей по распространенности и возможности внедрения в бытовом секторе является технология высокотемпературной сверхпроводниковой кабельной линии постоянного тока (ВТСП КЛ ПТ).

Согласно утвержденному в 2016 году Министром энергетики Российской Федерации А. В. Новаком прогнозу научно-технологического развития отраслей топливно-энергетического комплекса России на период до 2035 года (Прогноз НТР) создание электросетевого оборудования на базе недорогих высокотемпературных сверхпроводниковых материалов является одним из приоритетных направлений развития электроэнергетики [5].

В мегаполисах использование кабеля позволит осуществлять более гибкую планировку застройки и расположения центров потребления за счет наращивания мощности по мере развития районов без необходимости прокладывания дополнительных кабельных линий, а также значительно понизит класс напряжения при передаче большой мощности.

К основным достоинствам ВТСП КЛ можно отнести:

- передачу большего количества энергии при относительно низком напряжении;
- высокую эффективность, обусловленную низкими потерями энергии;
- экологическую чистоту и пожаробезопасность;
- легкий вес.

Данная технология находит широкое применение именно в динамично развивающихся электрических сетях мегаполисов, которые имеют следующие особенности [6]:

- высокая плотность энергопотребления;
- высокий темп роста потребления энергии;
- наличие дефицитных по энергообеспечению районов;
- высокая степень разветвленности распределительных сетей.

Все вышеперечисленные особенности определяют основные проблемы в городских сетях, среди которых особенно можно выделить высокие потери электроэнергии и большие значения токов короткого замыкания. При этом нагрузка трансформаторных подстанций (ТП) в городской среде, как правило, неравномерная. Многие подстанции загружены только на 40–70 %.

При наличии вставки (рис. 7) три трансформатора способны полностью обеспечить электроэнергией присоединенных потребителей при нагрузке не более 80 %. Четвертый трансформа-

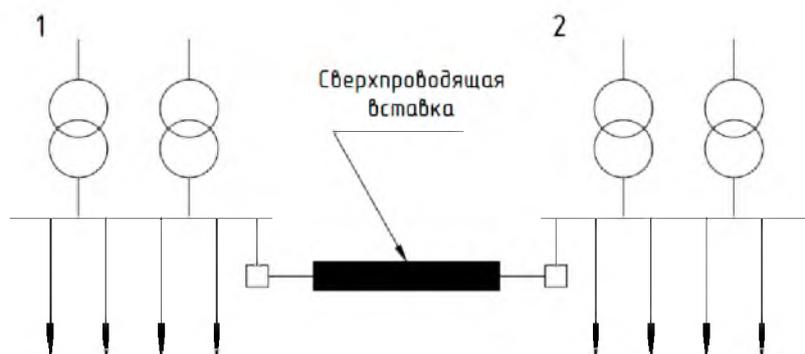


Рис. 7. Схема соединения двух ТП через сверхпроводящую вставку:
1; 2 – двухтрансформаторные распределительные подстанции городского типа
(при стандартной нагрузке – полная мощность нагрузки $\leq 50\%$ полной мощности подстанции)

тор и питающая его линия могут быть выведены в оперативный резерв, что приведет к снижению потерь энергии. Также они могут использоваться для подключения дополнительных потребителей. Такая вставка может быть выполнена как по традиционным технологиям, так и с использованием сверхпроводящих кабельных линий [6].

Однако главная задача, которую предстоит решить при реализации такого соединения ПС, является увеличение тока КЗ, что обуславливает выполнение данной вставкой двух функций:

- обеспечение передачи энергии;
- ограничение токов КЗ.

Решение данной задачи позволит в значительной мере повысить энергоэффективность систем электроснабжения в городской среде. В настоящее время в мире осуществляется несколько подобных проектов, среди которых стоит отметить проект ФСК ЕЭС по вводу ВТСП кабельной линии постоянного тока протяженностью 2,5 км в 2020 году в энергосистеме Санкт-Петербурга, которая обеспечит соединение двух подстанций напряжением 330 кВ – «Центральная» и «РП-9».

Решение второй из перечисленных ранее задач, а именно повышение уровня энергоэффективности на стороне конечного потребителя, является не менее важным. Эффективность электропотребления в данном случае достигается путем замены действующего электрооборудования на энергосберегающее.

Новые экономные источники света – как флуоресцентные CFL, так и светодиодные LED – позволяют добиться дополнительного сбережения электрической энергии в зданиях социальной инфраструктуры ввиду большей энергетической эффективности, соответственно в 4 и в 10

раз выше для названных источников по сравнению с традиционным освещением. Это позволит снизить количество энергии, потребляемой в таких зданиях на освещение, а также покрыть потребности в энергии для того осветительного оборудования, которое планируется установить в будущем [7].

Также здесь стоит отметить различные программы для потребителей электроэнергии, суть которых заключается в выборе наиболее энергоэффективного бытового оборудования. Ярким примером таких программ является инициатива «Energy Star», которая на текущий момент является, возможно, самой известной программой по обеспечению энергоэффективности среди потребителей США на бытовом уровне, помогающая им распознать различную бытовую технику, которая потребляет меньше электроэнергии, чем другие подобные модели.

Подводя итог вышесказанному, хотелось бы подчеркнуть, что повышение уровня эффективности электропотребления в целом и объектов социальной инфраструктуры, в частности, является одной из наиболее важных задач, поставленных перед энергетикой нашей страны, решение которой, на наш взгляд, заключается в комплексном подходе, охватывающем рассмотрение данной проблемы как в контексте непосредственно самих объектов социальной инфраструктуры, так и питающих их городских сетей.

Библиографический список

1. Проект энергостратегии Российской Федерации на период до 2035 года (редакция от 18.12.2019). URL: <https://minenergo.gov.ru/node/1920> (дата обращения: 04.01.2020).

2. Антонов Н. В. Производство и потребление электроэнергии в Российской Федерации в 2017 году. URL: <https://1prime.ru/science/20181115/829538943.html> (дата обращения: 04.01.2020).

3. Башмаков И. А. Потенциал энергосбережения в России. URL: <https://1prime.ru/science/20181115/829538943.html> (дата обращения: 04.01.2020).

4. Статический генератор реактивной мощности. URL: <https://www.ukkz.com/ru/catalog/novinka-staticheskij-generator-reaktivnoj-mosh-nosti-statcom.html> (дата обращения: 05.01.2020).

5. Новости ВПК. Завершен основной этап испытаний крупнейшей в мире высокотемпературной сверхпроводящей кабельной линии.

URL: https://vpk.name/news/205234_zavershen_osnovnoi_etap_ispyitani_krupneishei_v_mire_vyisokotemperaturnoi_sverhprovodyashei_kabelnoi_linii.html (дата обращения: 05.01.2020).

6. Сытников В. Е., Рябин Т. В., Сорокин Д. В. Высокотемпературные сверхпроводящие кабельные линии постоянного тока – шаг к умным электросетям. URL: https://www.abok.ru/for_spec/articles.php?nid=6510 (дата обращения: 07.01.2020).

7. Попова М. В., Яшкова Т. Н. Методы повышения энергоэффективности зданий. Владимир: Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых, 2014. 111 с.

УДК 620.92

О. Я. Солёная*

кандидат технических наук, доцент

Н. И. Прусак*

магистрант

В. С. Важник*

магистрант

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ВТОРИЧНЫЕ ЭНЕРГОРЕСУРСЫ: ВИДЫ, ХАРАКТЕРИСТИКИ И ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ

Вопросы снижения энергоёмкости валового внутреннего продукта наряду с повышением уровня энергоэффективности в Российской Федерации в настоящий момент стоят как никогда остро. Единственная прогнозируемая возможность наиболее быстро достичь целевых показателей и выйти на новый технологический уровень – всеобъемлющая модернизация технологической базы на основе наилучших энергоэффективных технологий. Одним из наиболее перспективных решений в этой области является использование вторичных энергоресурсов (ВЭР) для генерации электрической и тепловой энергии. В работе рассмотрены виды ВЭР, некоторые реализованные проекты генерации на ВЭР, а также сформулированы основные предпосылки и преимущества их использования для энергоотрасли и экономики страны в целом.

Ключевые слова: вторичные энергетические ресурсы, энергоэффективность, комбинированная выработка электрической и тепловой энергии.

O. Y. Solenaya*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

N. I. Prussak*

Postgraduate Student

V. S. Vazhnik*

Postgraduate Student

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

SECONDARY ENERGY RESOURCES: TYPES, CHARACTERISTICS AND APPLICATIONS

The issues of reducing the energy intensity of gross domestic product along with increasing energy efficiency in the Russian Federation are now more acute than ever. The only predicted opportunity to quickly achieve the targets and reach a new technological level is a comprehensive modernization of the technological basis based on the best energy-efficient technologies. One of the most promising solutions in this regard is the use of secondary energy resources for the generation of electric and thermal energy. The paper considers the types of secondary energy resources, some of the implemented generation projects with their use, as well as formulates the main prerequisites and advantages of their use for the energy sector and the country's economy as a whole.

Keywords: secondary energy resources, energy efficiency, combined generation of electric and thermal energy.

26 декабря 2019 года Министерство экономического развития Российской Федерации на своем официальном сайте опубликовало ежегодный доклад в соответствии с Постановлением Правительства Российской Федерации от 18 декабря 2014 г. № 1412 «О подготовке и распространении ежегодного государственного доклада о состоянии энергосбережения и повышении энергетической эффективности в Российской Федерации» по энергоэффективности [1]. Среди множества сводных аналитических данных данного доклада важнейшим показателем

для всей энергетической отрасли России является энергоёмкость валового внутреннего продукта (ВВП). Именно ее величина принимается как одна из основополагающих при рассмотрении вопросов и оценке эффективности использования энергии, а также выступает показателем эффективности всего энергетического комплекса страны.

Согласно результатам анализа динамики энергоёмкости ВВП, представленным в госдокладе, энергоёмкость ВВП Российской Федерации по итогам 2018 года превысила среднеми-

ровой уровень на 46 %, на 44 % уровень США и на 62 % – европейский уровень. Несмотря на то, что на энергоёмкость ВВП оказывают влияние климатические условия, а также структура экономики, невозможно отрицать, что *основным* фактором влияния на данный показатель по-прежнему является фактор технологический – снижение энергоэффективности. Рассматривая проблему низкой энергоэффективности российской экономики в целом, необходимо также вспомнить, что в соответствии с Указом Президента Российской Федерации от 4 июня 2008 года № 889 Правительству Российской Федерации была поставлена цель снизить энергоёмкость ВВП к 2020 году в размере не менее 40 % относительно уровня 2007 года. Однако по итогам 2018 года энергоёмкость ВВП Российской Федерации снизилась лишь на 12 % по отношению к 2007 году, что свидетельствует о значительном отставании фактических темпов ее снижения от целевого значения. Таким образом, при сохранении среднего темпа снижения энергоёмкости ВВП за 2007–2018 годы, который составляет 1,1 % в год, достичь целевого значения в 40 % будет возможным лишь к 2043 году (рис. 1). Тем не менее согласно наиболее позитивному сценарию изменения энергетической эффективности экономики страны, разработанному Минэкономразвития РФ, существует возможность достигнуть необходимых целевых показателей и значительно сократить отставание энергоёмкости ВВП (до 28 %) Российской Федерации от среднемирового уровня к 2035 году. Согласно этому сценарию такие существенные изменения возможны исключительно в условиях ускоренной модернизации технологической базы на энергоэффективной основе. Други-

ми словами, основной вклад в снижение энергоёмкости ВВП привнесет технологический фактор – до 40 %. Таким образом, только при полном переходе экономики на наилучшие имеющиеся в мире энергоэффективные технологии по всем отраслям к 2035 году станет возможным достичь снижения энергоёмкости ВВП на 46 %.

Основной причиной, по которой энергоёмкость ВВП является важнейшим показателем и находится в фокусе данного исследования, является ее непосредственная корреляция с конкурентоспособностью экономики страны, а также эффективностью использования энергии (в том числе первичной) внутри нее. И если первый фактор является скорее сопутствующим эффектом, то второй оказывает прямое влияние на данный показатель. В связи с этим, одной из первостепенных задач, которые предстоит решить в ближайшее десятилетие в нашей стране, является задача, отраженная в подпрограмме «Развитие и модернизация электроэнергетики» Государственной программы Российской Федерации «Развитие энергетики» [2] – масштабная модернизация электроэнергетики и перевод ее на новый технологический уровень.

На сегодняшний день не существует универсальной технологии, которая бы позволила качественно повысить уровень энергоэффективности во всех секторах экономики. Каждый из них нуждается в индивидуальном анализе и подходе и для каждого из них необходимо составлять перечень наиболее оптимальных решений. Однако существуют определенные области, которые позволяют проводить анализ сразу в нескольких секторах экономики и тем самым способствовать развитию новых направлений для решения общей задачи. Одной из таких

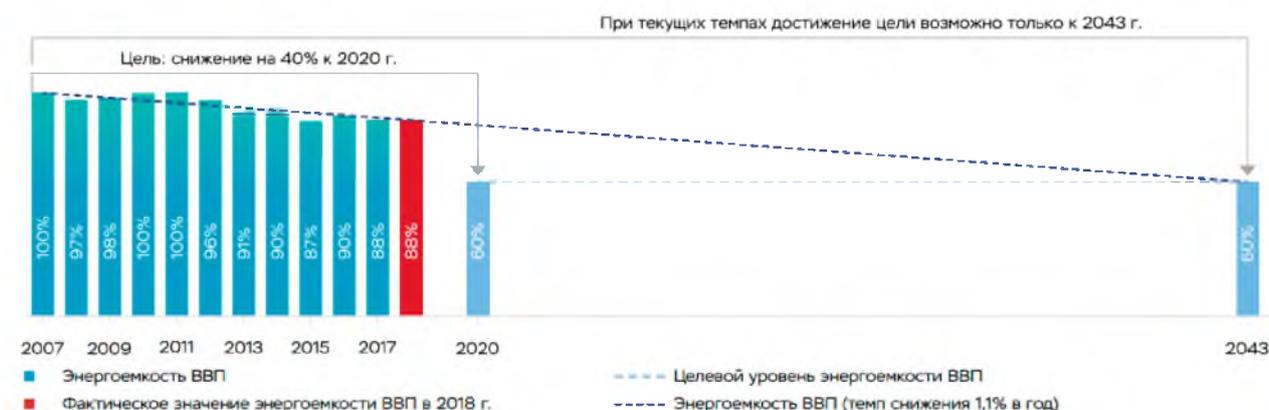


Рис. 1. Достижение целевого значения энергоёмкости ВВП РФ в соответствии с Указом Президента РФ от 4 июня 2008 г. № 889 при текущих темпах

областей является генерация электрической и тепловой энергии. Учитывая, что именно за счет всеобъемлющего технологического перевооружения имеется возможность добиться существенного снижения энергоемкости ВВП, а также повышения энергоэффективности по стране в целом, поиск наилучших решений в данной области имеет колоссальное значение.

Вопросы эффективной генерации электрической и тепловой энергии затрагивают стратегические и наиболее энергоемкие сектора экономики: электро- и теплоэнергетику, промышленность, сельское хозяйство. При этом они играют особую роль для обрабатывающей промышленности, которая вносит наибольший вклад в увеличение энергоемкости ВВП на сегодняшний день [1]. И если аспекты повышения эффективности крупной централизованной генерации в настоящий момент не являются ни для кого новшеством (применение парогазовых установок, модернизация и замена устаревшего оборудования, приоритетное положение комбинированной выработки электрической и тепловой энергии), то проблематика применения новых эффективных технологий генерации, в частности, в контексте развития распределенной и собственной генерации часто остается в тени. Причем остается в тени даже, казалось бы, менее очевидных и не столь универсальных технологий генерации на возобновляемых источниках энергии (солнечная и ветроэнергетика). Речь в данном случае идет о вторичных энергоресурсах и технологиях их применения, раскрытие основных аспектов которых, в особенности для России, является целью настоящего исследования.

Согласно Федеральному закону № 261-ФЗ от 23.11.2009 «Об энергосбережении и о повышении энергетической эффективности и о внесении изменений в отдельные законодательные акты Российской Федерации» *вторичный энергетический ресурс* – это энергетический ресурс, полученный в виде отходов производства и потребления или побочных продуктов в результате осуществления технологического процесса или использования оборудования, функциональное назначение которого не связано с производством соответствующего вида энергетического ресурса [3]. Благодаря разнообразию технологий использования вторичных энергоресурсов, существующих в промышленности и бытовом секторе, а также процессов и установок, реализующих данные технологии, их многообразие существенно. Как правило, ВЭР классифицируют следующим образом [4]:

– *горючие (топливные) ВЭР* – содержащие химически связанную энергию отходов техно-

логических процессов, неиспользуемые либо непригодные для дальнейшей технологической переработки. При этом существует возможность их использования в качестве топлива. В свою очередь горючие ВЭР подразделяются на: твердые (в основном отходы деревообрабатывающей промышленности, сельского и коммунального хозяйства: древесные отходы, отходы целлюлозно-бумажных фабрик, растительные отходы, твердые бытовые отходы и т. п.), жидкие (горючие стоки, жидкие промышленные отходы) и газообразные (отходы технологических процессов химической и термохимической переработки сырья, доменный и коксовый газы);

– *тепловые ВЭР* – под ними понимают физическую теплоту отходящих газов технологических агрегатов и установок, продукции и отходов производства, рабочих тел систем охлаждения технологических агрегатов и установок, горячей воды и пара, отработанных или полученных в ходе осуществления технологического процесса;

– *ВЭР избыточного давления (силовые)* – отходы, обладающие потенциальной энергией (например, газы, выходящие из технологических агрегатов с повышенным давлением, которое необходимо снижать перед дальнейшим использованием этих газов либо выбросом в атмосферу).

Важно отметить, что под ВЭР понимаются энергетические отходы *внешнего использования*, другими словами, отходы, не используемые в самих установках их производящих.

Направление использования ВЭР зависит от различных факторов, среди которых особую роль играют структура, величина и режим энергопотребления, а также параметры самих ВЭР. В каждом конкретном случае тот или иной вариант использования ВЭР выбирается на основании разработанного топливно-энергетического баланса с учетом обеспечения наиболее значимого экономического эффекта. На сегодняшний день существуют четыре основных направления использования ВЭР [4]:

– *горючее (топливное)* – непосредственное использование горючих ВЭР в качестве топлива в энергогенерирующих либо топливоиспользующих установках;

– *тепловое* – использование ВЭР для обеспечения потребностей в тепловой энергии (непосредственное либо не прямое использование). К данному направлению можно также отнести выработку холодовой энергии в холодильных установках за счет использования теплотенциала ВЭР;

– *силовое* – использование ВЭР избыточного давления с преобразованием энергоносителя

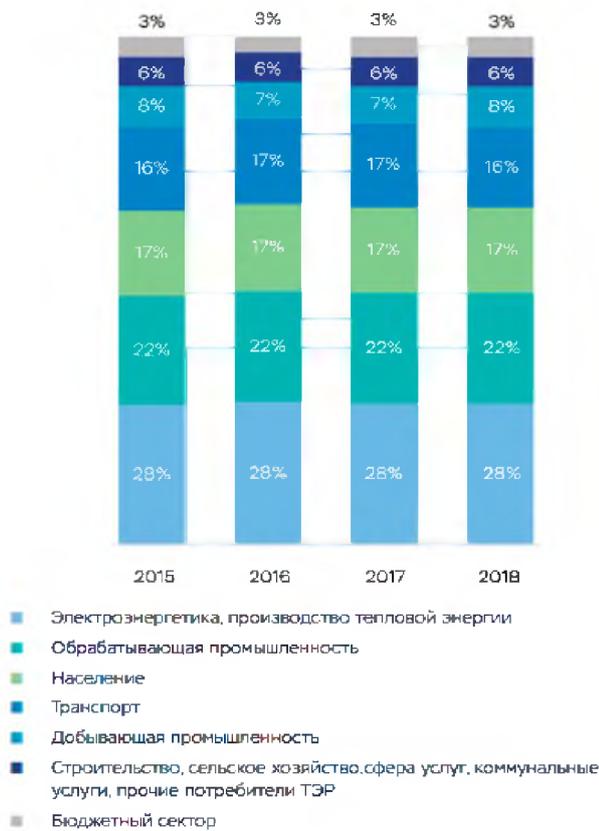


Рис. 2. Структура потребления ТЭР в Российской Федерации по категориям потребителей за 2015–2018 годы

для получения электроэнергии в газовых или паровых турбоагрегатах или их использование для привода отдельных агрегатов и установок;

– *комбинированное* – преобразование потенциала ВЭР для выработки электрической и тепловой энергии в утилизационных установках (утилизационных ТЭЦ), работающих в режиме когенерации.

Из всего перечня направлений использования ВЭР особую значимость на сегодняшний день, безусловно, имеет выработка с их помощью электрической и тепловой энергии. Данное обстоятельство с легкостью объясняется тем, что наиболее энергоемкие и наименее энергоэффективные сектора экономики России (обработывающая промышленность, бытовой сектор) [1] являются крупнейшими производителями ВЭР (рис. 2). Говоря о генерации электрической и тепловой энергии на ВЭР, нельзя не отметить, что она имеет определенные предпосылки и преимущества, особенно актуальные для нашей страны, которые подробнее будут рассмотрены ниже наряду с анализом международных и российских выборочных кейсов.

Отдельного внимания при анализе генерации на ВЭР заслуживает вопрос определения наиболее перспективных видов топлива и их характеристик для этой цели. Результаты рассмотрения международных кейсов генерации электрической и тепловой энергии на различных ВЭР (на основе референций крупнейшего производителя утилизационных установок на ВЭР – компании Turboden, Италия [5]) и наиболее значимых российских кейсов представлены на рис. 3, 4 соответственно.

Анализируя полученные результаты, стоит подчеркнуть, что для случаев генерации в нефтегазовом секторе были приняты во внимание следующие особенности:

1. Утилизация тепла отходящих газов на компрессорных станциях в целом зачастую используется для получения тепловой энергии. Однако в данном анализе учитывались кейсы генерации именно электрической (или одновременно с тепловой) энергии как более ценного и более сложного для получения продукта.

2. Отнесение генерации на попутном нефтяном газе к генерации на ВЭР – вопрос не-



Рис. 3. Структура мировой генерации на ВЭР (проекты Turboden)



Рис. 4. Структура российской генерации на ВЭР (наиболее значимые проекты)

однозначный. Однако нельзя не согласиться, что данный энергоресурс в целом подходит под определение ВЭР. Именно по этой причине при проведении анализа проекты генерации на нем были взяты на рассмотрение.

3. Безусловно, доля нефтегазового сектора в структуре мировой генерации на ВЭР вырастет при проведении более глубокого анализа. Также вполне вероятно увеличение доли генерации на бытовых отходах (в том числе на свалочном газе) и отходах сельского хозяйства. Тем не менее совершенно очевидно, что общие тенденции (доминирование генерации на биомассе в общей структуре) останутся неизменными.

Основные заключения, которые можно сформулировать на основании рассмотренных данных:

– Структура российской генерации на ВЭР отличается большей диверсификацией в сравнении с мировой, сохраняя необходимый баланс между использованием различных источников ВЭР. Лидером в использовании ВЭР для генерации электрической и тепловой энергии в нашей стране является добывающая промышленность.

– Наибольшую динамику в структуре российской генерации на ВЭР, в отличие от остального мира, показывают кейсы с использованием сбросной энергии технологических процессов и утилизацией бытовых отходов (либо использованием свалочного газа).

– Российские проекты генерации на ВЭР также отличаются более сбалансированным соотношением станций, работающих на единую энергосистему, и станций собственной генерации в сравнении с мировыми.

После того как были обозначены структуры мировой и российской генерации электрической и тепловой энергии на ВЭР, чуть более

детально рассмотрим наиболее используемые виды ВЭР, их основные характеристики и предпосылки их использования на примере российских проектов.

Кейс 1. Собственный энергоцентр завода «Талион Арбор», Тверская обл., г. Торжок [6].

1. *Используемые ВЭР:* отходы собственного производства (древесно-топливные гранулы). Пеллеты производятся из древесного волокна, такого как древесные опилки, стружка, древесная щепа, без добавления коры, смол, красок, консервантов или каких-либо связующих веществ.

2. *Основные характеристики используемых ВЭР:* диаметр гранул – 6 мм, длина – 20 мм, плотность – 650 кг/м³, теплота сгорания – 17,2 МДж/кг, зольность – 0,3 %, содержание примесей – 0 %.

3. *Энергетическое оборудование энергоцентра:* 2 установки компании Turboden, работающие по технологии органического цикла Ренкина (ОРЦ) с установленной электрической мощностью 5,6 МВт каждая, что позволяет более чем на 50 % обеспечить потребности завода в электрической энергии.

Кейс 2. Собственный энергоцентр предприятия «Надеждинский металлургический завод», Свердловская обл., г. Серов [7].

1. *Используемые ВЭР:* доменный газ, являющийся побочным продуктом производства на металлургическом заводе.

2. *Основные характеристики используемых ВЭР:* низкая теплота сгорания доменного газа – около 4 МДж/м³, при его использовании достигается рост электрического КПД с 17 до 24 %, рост общего КПД – с 88 до 94 %.

3. *Энергетическое оборудование энергоцентра:* несколько газопоршневых установок с суммарной установленной электрической мощно-

стью 24,9 МВт, благодаря которым на 80 % обеспечиваются потребности завода в электрической энергии.

Кейс 3. Мобильная электростанция полигона ТБО (твердых бытовых отходов) «Новый свет – ЭКО», Ленинградская обл., Гатчинский район [8]

1. *Используемые ВЭР:* свалочный газ, образующийся в результате разложения ТБО и добываемый с помощью вертикальной инсталляции специальных труб в тело полигона.

2. *Основные характеристики используемых ВЭР:* теплота сгорания образующегося свалочного газа – 18,9–25,1 МДж/м³, средняя влажность 35–40 %.

3. *Энергетическое оборудование электростанции:* 4 газопоршневые блочно-модульные установки, суммарная установленная электрическая мощность – 4,8 МВт, имеется повышающая подстанция 35/10,5 кВ, благодаря которой вырабатываемая электроэнергия передается в электрические сети ПАО «Ленэнерго».

Кейс 4. Газотурбинная электростанция ПАО «Лукойл» на Леккерском месторождении, Республика Коми, Усинский район [9]

1. *Используемые ВЭР:* попутный нефтяной газ, выделяющийся в процессе добычи и подготовки нефти.

2. *Основные характеристики используемых ВЭР:* низшая теплота сгорания попутного нефтяного газа – 42 МДж/м³.

3. *Энергетическое оборудование электростанции:* 4 газовые турбины мощностью по 1,8 МВт. Таким образом, суммарная установленная электрическая мощность станции – 7,2 МВт, при этом станция может работать как автономно, так и параллельно с энергосистемой Комиэнерго.

Анализ вышеприведенных кейсов позволяет выделить следующие предпосылки и преимущества использования ВЭР для генерации электрической и тепловой энергии:

– Повышение энергоэффективности за счет более полного использования энергоресурсов, следствием чего является снижение энергоемкости ВВП в целом, в том числе за счет меньшего расхода первичных энергоресурсов.

– Для промышленных предприятий, использующих ВЭР для обеспечения собственных нужд в электрической и тепловой энергии, важную роль играет расширенная возможность долгосрочного управления надежностью и стоимостью поставок энергии с уменьшением неопределенностей, а также возможность контролировать качество поставляемой электрической и тепловой энергии. Помимо этого, немаловаж-

ным фактором также является снижение издержек на утилизацию производимых побочных продуктов.

– Для производителей энергии и сетевых компаний использование ВЭР позволит оптимизировать капиталовложения, диверсифицировать деятельность, освоить новые компетенции, повысить рентабельность за счет механизмов возврата инвестиций и иных мер поддержки, снизить потери в электрических и тепловых сетях при передаче энергии, увеличить активность в распределительных сетях за счет новых присоединений при резервировании от энергосистемы.

– Немаловажным также является экологический фактор – уменьшение негативного влияния на окружающую среду за счет более глубокого и рационального использования энергоресурсов. Вдобавок, использование ВЭР зачастую позволяет решить вопрос энергообеспечения удаленных и изолированных территорий и производств.

Подытоживая вышесказанное, необходимо отметить, что для достижения поставленных перед экономикой страны целей и решения актуальных задач в отношении снижения энергоемкости ВВП и повышения энергоэффективности наиважнейшую роль играет всеобъемлющее технологическое перевооружение. В данном контексте особое значение принимает использование вторичных энергоресурсов для генерации электрической и тепловой энергии. Обладая значительным технико-экономическим и экологическим потенциалом, генерация на ВЭР является на сегодняшний день одним из наиболее перспективных решений в энергетике, которое обязательно займет и в последнее время уже начинает занимать свою нишу и имеет все шансы стать одним из основных драйверов развития отрасли в целом.

Библиографический список

1. Государственный доклад о состоянии энергосбережения и повышении энергетической эффективности в Российской Федерации. URL: http://economy.gov.ru/material/news/opublikovan_gosdoklad_po_energoeffektivnosti.html (дата обращения: 07.01.2020).

2. Государственная программа Российской Федерации «Развитие энергетики». URL: <https://minenergo.gov.ru/node/323> (дата обращения: 07.01.2020).

3. Федеральный закон «Об энергосбережении и о повышении энергетической эффективности и о внесении

изменений в отдельные законодательные акты Российской Федерации» от 23.11.2009 № 261-ФЗ (последняя редакция). URL: http://www.consultant.ru/document/cons_doc_LAW_93978 (дата обращения: 07.01.2020).

4. Данилов О. Л., Муц В. А. Использование вторичных энергетических ресурсов. Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2008. 154 с.

5. Turboden: references. URL: <https://www.turboden.com/references> (дата обращения: 08.01.2020).

6. Промышленные предприятия Тверской области. URL: <https://minpromit.tver.ru/deyatelnost-iogv/napravleniya/promyshlennost/promyshlennye-predpriyatiya-tverskoy-oblasti.php?print=y> (дата обращения: 09.01.2020).

7. Завод УГМК-СТАЛЬ в Серове запустил самую энергоэффективную электростанцию на Урале. URL: <https://www.steel.ugmk.com/news/zavod-ugmk-stal-v-serove-zapustil-samuyu-energoeffektivnyuyu-elektrostanciyu-na-urale> (дата обращения: 09.01.2020).

8. Станция активной дегазации полигона твердых бытовых отходов «Новый Свет-Эко» с электростанцией, работающей на свалочном газе. URL: <http://prodex-energy.com/1348> (дата обращения: 09.01.2020).

9. Звезда-Энергетика: референс-лист. URL: https://www.energostar.com/reference_list.php (дата обращения: 09.01.2020).

УДК 621.3.051

О. Я. Солёная*

кандидат технических наук, доцент

В. Р. Дранникова*

магистрант

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ГОЛОЛЕДНЫХ НАГРУЗОК НА НАДЕЖНОСТЬ ВОЗДУШНЫХ ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧ

Приводятся карты районирования по расчетному значению веса снегового покрова и по толщине стенки гололеда. Приведен анализ статистики повреждения воздушных линий электропередач. Рассмотрены особенности применения самонесущих изолированных проводов и традиционных.

Ключевые слова: воздушная линия электропередачи, гололедная нагрузка, надежность, электроснабжение.

O. Y. Solenaya*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

V. R. Drannikova*

Postgraduate Student

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ANALYSIS OF THE INFLUENCE OF HAZARDOUS LOADS ON THE RELIABILITY OF OVERHEAD POWER LINE

The article presents zoning maps for the estimated value of the weight of the snow cover and for the thickness of the ice wall. The analysis of statistics of damage to overhead power lines. Features of the use of self-supporting insulated and traditional wires are considered.

Keywords: overhead power line, ice load, reliability, power supply.

Возникновение гололедных нагрузок является проблемой не только для северных регионов России. Прежде всего это связано с климатическими особенностями региона. В состав Северо-Западного Федерального округа (СЗФО) входят 11 субъектов Российской Федерации: Санкт-Петербург, Ленинградская область, Архангельская область, Вологодская область, Калининградская область, Мурманская область, Новгородская область, Псковская область, Ненецкий автономный округ, республика Карелия, республика Коми. СЗФО характеризуется умеренным климатом, в котором сочетаются океанический и континентальный. Смешение климатов приводит к непостоянству погоды, это обуславливается частой сменой воздушных масс, которая из-за повышенного давления в области приносит сильные заморозки зимой. Такая климатическая особенность может приносить заморозки даже летом. Средняя температура в январе -8°C [1].

Самыми холодными областями в Северо-Западном Федеральном округе является Карелия, Коми и Вологодская область. В этих регионах

в январе средняя температура находится в промежутке от -15 до -11°C . Весна наступает поздно и длится дольше, чем в южных регионах страны, а лето в свою очередь умеренно теплое, средняя температура этого времени года находится в диапазоне от 15 до 17°C . Поскольку этот округ характеризуется чрезвычайно резкими сменами погоды, то здесь можно наблюдать следующие метеорологические явления: сильный ветер – от шквалистого до смерчей; снегопад, метели, град, гололед, сильные заморозки; туман, дожди (как кратковременные, продолжительные, так слабоинтенсивные и интенсивные), грозы.

Эксплуатация и надежность линий электропередач зависят от множества условий, в том числе и от климатических особенностей района. На работу воздушных линий электропередач (ВЛЭП) влияют различные метеорологические явления – гололед, ветер, влажность воздуха, грозы. Следовательно, климатические условия являются важнейшим фактором в принятии проектных решений при создании новых электроэнергетических объектов и представляют основу оценки технического состояния ВЛЭП.

Согласно статистическим данным по отказам на ВЛЭП напряжением 110 кВ гололедные нагрузки приводят к повреждению и разрушению механической прочности токопроводящей жилы линии в 30 % случаев. Подвержены гололедным нагрузкам следующие элементы ВЛЭП: провода, тросы и опоры. Это обстоятельство учитывается при выборе расчетных сочетаний климатических условий. Для каждой конкретной ВЛЭП производится анализ климатических условий в соответствии с картами климатического районирования. Эта карта предполагает разделение всей территории на 8 районов по гололеду (табл. 1) [2].

Выявлено четыре характерных типа повреждения ВЛЭП: абразивное истирание; растяже-

ние провода; усталостное разрушение провода и ускоренное разрушение проводов за счет коррозии. Каждый тип повреждения является уникальным в своем роде, поскольку снижает надежность на разных элементах ЛЭП. Отсюда следует, что необходимо уделять внимание каждому типу повреждения, а что самое важное, требуется комплексный подход, который будет учитывать все три типа повреждения.

Усталостное разрушение, как вид повреждения, зависит от постоянно повторяющихся воздействий на материал, часто встречающийся тип урона ВЛЭП. Это связано с тем, что часто провода недостаточно хорошо фиксируются. Место фиксации провода является критической точкой для усталостного разрушения, поскольку относительно точки фиксации провод находится в движении. Он приходит в движение под воздействием гололедных, ветровых нагрузок или других метеорологических явлений. Следовательно, испытывает постоянную деформацию, теряя, тем самым, свою прочность, что ведет к вероятности обрыва провода [3].

На рис. 1 представлено районирование территории СЗФО по расчетному значению веса снегового покрова.

Абразивное истирание тесно связан с предыдущим видом повреждения провода, поскольку

Таблица 1

Расчетные значения веса снегового покрова

Индекс снегового района	Максимальное значение веса снегового покрова, кПа (кгс/мм ²)
I	80
II	120
III	180
IV	240
V	320
VI	400



Рис. 1. Районирование территории СЗФО по расчетному значению веса снегового покрова

абразивное истирание подразумевает собой перманентное трение проводов ВЛЭП. Общее между данными видами – причины возникновения. Из-за того, что провода находятся в подвешенном состоянии, на их положении в пространстве влияют погодные условия, соответственно, при гололеде или другой формы проявления метеорологических явлений провода могут соприкасаться, создавая трение. Очевидным является тот факт, что провода соприкасаются в разных местах, что делает уязвимым провод к подобному виду разрушению по всей его протяженности.

Также общим у абразивного истирания и усталостного разрушения является следствие негативного воздействия на провод. А именно уменьшение прочности на разрыв, однако причины у них

разные: если усталостное разрушение характеризуется регулярной деформацией провода, то абразивное истирание теряет толщину провода.

Разрушение провода происходит при его растяжении, которое возникает при механической перегрузке его жил. Данный вид повреждения нетрудно заметить, поскольку провод утончается в этом месте, при этом разрыв может не произойти, но его прочность значительно снизится. Нагрузка, связанная с пляской проводов и обледенением ВЛЭП, приводит к обрыву провода.

Влияние неблагоприятных климатических факторов является основной причиной ускоренного разрушения проводов за счет коррозии, возникающей вследствие солнечной радиации; влажности; повышенной температуры и кислот-

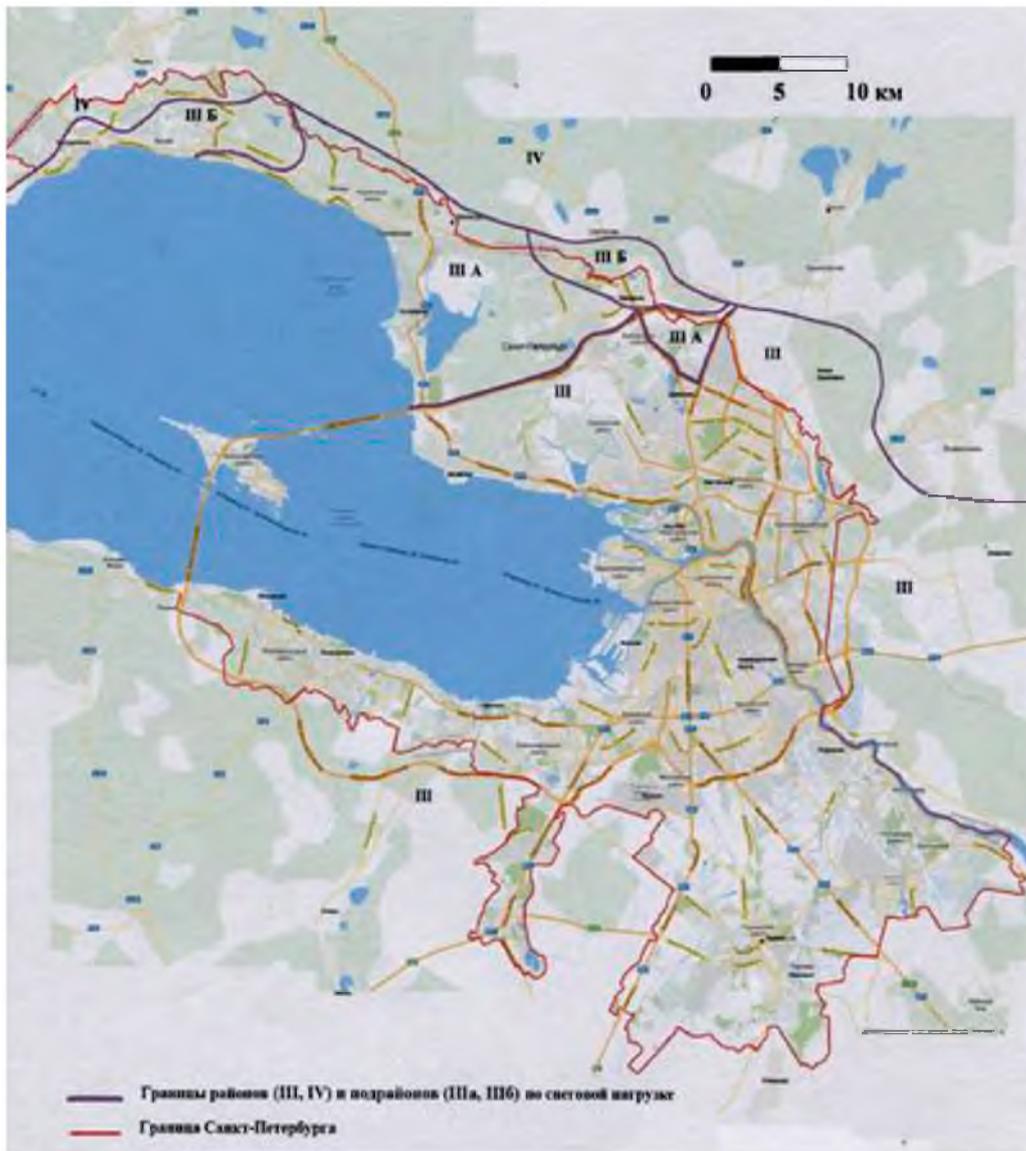


Рис. 2. Районирование территории Санкт-Петербурга по расчетному значению веса снегового покрова

Таблица 2

Расчетные значения веса снегового покрова на территории Санкт-Петербурга

Индекс снегового района	Максимальное значение веса снегового покрова, кПа (кгс/мм ²)
III	180
III А	200
III Б	220

ных дождей. Данный вид разрушения приводит к уменьшению диаметра провода, из-за чего уменьшается механическая прочность. В результате разрушения проводов за счет коррозии надежность ВЛЭП из года в год становится меньше.

Согласно данным районирования по расчетному значению веса снегового покрова Санкт-Петербург относится к III снеговому району, но стоит обратить внимание на то, что территориально он находится на границе двух снеговых районов – III и IV. Поскольку масштаб представленной выше карты по весу снегового покрова СЗФО не дает подробной картины по этому параметру в Санкт-Петербурге, нужно установить точные границы снеговых районов в Санкт-Петербурге. Это важно для определения более четкой дифференциации величин снеговых нагрузок, поскольку промежуток между III и IV районами достигает в 60 кПа. Эта величина имеет огромное значение при обеспечении надежности и механической безопасности зданий и сооружений. Кроме безопасности есть еще и экономический аспект, так как нецелесообразно применять технологии IV района на III районе. Соответственно, необходимо дифференцировать районы на подкатегории. Так, на рис. 2 представлены районы, где используются подкатегории IIIА и IIIБ, которые имеют несколько другие расчетные значения.

В табл. 2 приведено районирование территории Санкт-Петербурга по весу снегового покрова земли.

Гололед возникает по различным причинам: конденсированные на проводах водяные испарения, налипание снега, дождевые осадки при резкой смене температуры. Факторы, влияющие на возникновение гололедных образований, можно разделить на погодные и технические. К первым факторам относятся: температура воздуха, осадки (как снежные, так и дождевые), ветровая нагрузка. Ко вторым относятся: температура провода, высота подвески провода над землей, диаметр провода, наличие электрического поля провода, лесных массивов и защитных средств. На рис. 3 представлено районирование СЗФО по толщине стенки гололеда, а в табл. 3 – нормативная толщина стенки гололеда для высоты 10 м [4].

Выделяют три вида гололедных образований: гололед как наростшие атмосферные осадки в качестве льда; как изморозь – в виде кристаллического слоя; сочетание двух вышеупомянутых видов. Образование гололеда на проводах приводит к повреждению опор линии электро-

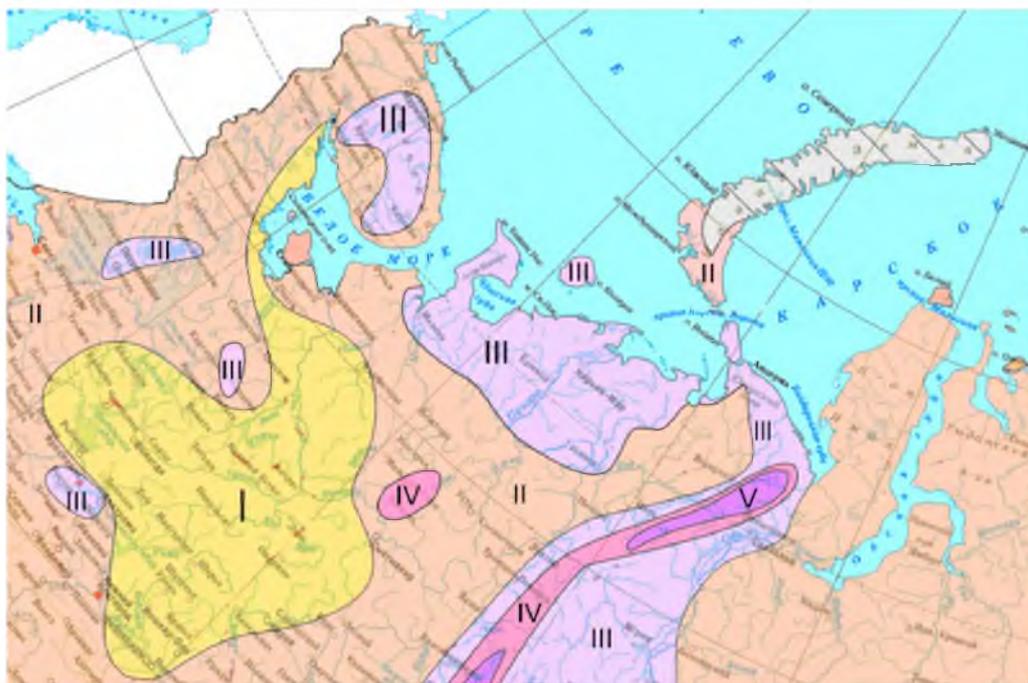


Рис. 3. Районирование территории СЗФО по толщине стенки гололеда

Таблица 3

Нормативная толщина стенки гололеда

Район по гололеду	Толщина стенки гололеда для высоты 10 м, <i>b</i> , мм
I	10
II	15
III	20
IV	25
V	30



Рис. 4. Распределение отказов по элементам ВЛЭП

передач, изоляторов проводов и, как следствие, к обрыву проводов.

Гололед не ложится равномерным слоем на всем проводе, а образует так называемые стрелы провеса проводов, где скапливается большой массив льда. Стрелы провеса могут опускать провод на несколько метров, а толщина гололедных образований достигает 60–70 мм, тем самым утяжеляя провод. При этом вес льда на метр провода порой достигает 4 кг [5].

Поскольку ВЛЭП крайне уязвим для гололеда, случаи обрыва линии электропередач случаются регулярно. Так, например, в ноябре 2018 года в Ленинградской области из-за гололеда обесточены дома 33 тыс. жителей и нарушено энергоснабжение 50 населенных пунктов. Принесенный ущерб был сразу в нескольких сферах: социальном и экономическом. Если социальный уровень обуславливался повышением уровня недовольства граждан, то экономическая сфера состояла сразу из нескольких параметров: ремонт ВЛЭП и нарушение графика поставки электроэнергии.

Анализ статистических данных по отказам ВЛЭП, возникшим по причине нарушения работоспособности определенных ее элементов, представлен на рис. 4.

Все конструктивные элементы ЛЭП влияют на ее безотказность и бесперебойность электро-

Таблица 4

Распределение отказов различных видов опор в процентах

Причины отказов	Металлические	Железобетонные	Деревянные
- гололед выше расчетного;	33,7	21,7	5
- ветер выше расчетного	13,2	24,8	52,2
Качество проектирования и строительства	9,2	35,5	1,5
Качество эксплуатации	26,9	18	41

снабжения. Прочность и устойчивость к внешним воздействиям опор, арматур, изоляторов должны быть максимально высокими. В последние годы для ремонта и строительства воздушных линий предлагаются технические решения на базе опор из композитных материалов. Применение опор из композитного материала положительно влияет на экономические показатели и надежность электроэнергетических объектов. В табл. 4 представлено распределение отказов различных по конструкции опор [6].

В табл. 5 представлена сравнительная характеристика композитных опор по сравнению с традиционными. Композитные опоры имеют ряд преимуществ:

- высокая удельная прочность и, следовательно, малая масса;
- сохранение упругости при различных прогибах и, как следствие, устойчивость к аварийным нагрузкам, таким как гололед, ветер, обрыв проводов;
- высокая коррозионная стойкость, стойкость к циклам замораживания и размораживания;
- гибкость конструкции композитных опор позволяет эффективно воспринимать и перераспределять по всей длине линии ударные нагрузки, которые возникают при сбросе гололеда, пляске проводов и коротких замыканиях;
- отсутствие металлических частей, в результате этого – отсутствие необходимости заземления и высокая безопасность.

В результате проведенного анализа можно сделать следующие выводы:

- повреждаемость опор ВЛЭП зависит от материала, который был использован при изготовлении, а значит, повреждаемость обладает износовым характером. Однако повреждаемость зависит еще от качества оценки технического состояния, норм проектирования, уровня обслуживания при эксплуатации и проведением необходимых ремонтов;

Таблица 5

Сравнительная характеристика опор

Показатели	Композитные	Стальные	Железобетонные	Деревянные
Масса, кг	200–300	500–700	1100–1500	300–400
Стойкость к коррозии	Очень высокая в любых условиях	Средняя, низкая в агрессивных условиях	Средняя	Низкая
Стойкость к циклам замораживания и оттаивания	Высокая	Высокая	Низкая	Средняя
Стойкость к гололедным, ветровым нагрузкам	Упруго деформируются; сохраняют устойчивость	Возможны остаточные деформации; сохраняют устойчивость	Разрушаются	Переламываются
Возможность ручной транспортировки и монтажа	Имеется	Отсутствует	Отсутствует	Отсутствует
Возможность работы линии при поврежденных изоляторах	Может работать в штатном режиме длительное время	Не может	Не может	Может удовлетворительно работать

– уровень отказов опор нестабилен и превышает в 1,9–2,0 раза уровень отказов 1960–1970 годов;

– период до капитального ремонта металлических опор, запроектированных по действующим СНиП и ПУЭ, составляет около 30–35 лет.

В настоящее время на ЛЭП все чаще применяют изолированные самонесущие и защищенные (покрытые) провода.

Самонесущие изолирование провода, в отличие от неизолированных проводов, облада-

ют изолированным покрытием из сшитого полиэтилена на фазных проводах, а также в зависимости от модификации могут быть оснащены данным покрытием на несущем нейтральном проводе. Кроме этого, существуют разновидности СИП без несущего провода, где все четыре провода изолированы [7]. Рассмотрим основные разновидности СИП.

– СИП-1 – система с голой несущей нейтралью, состоит из одной несущей нейтрали из алюминиевого сплава без изоляции и трех изо-

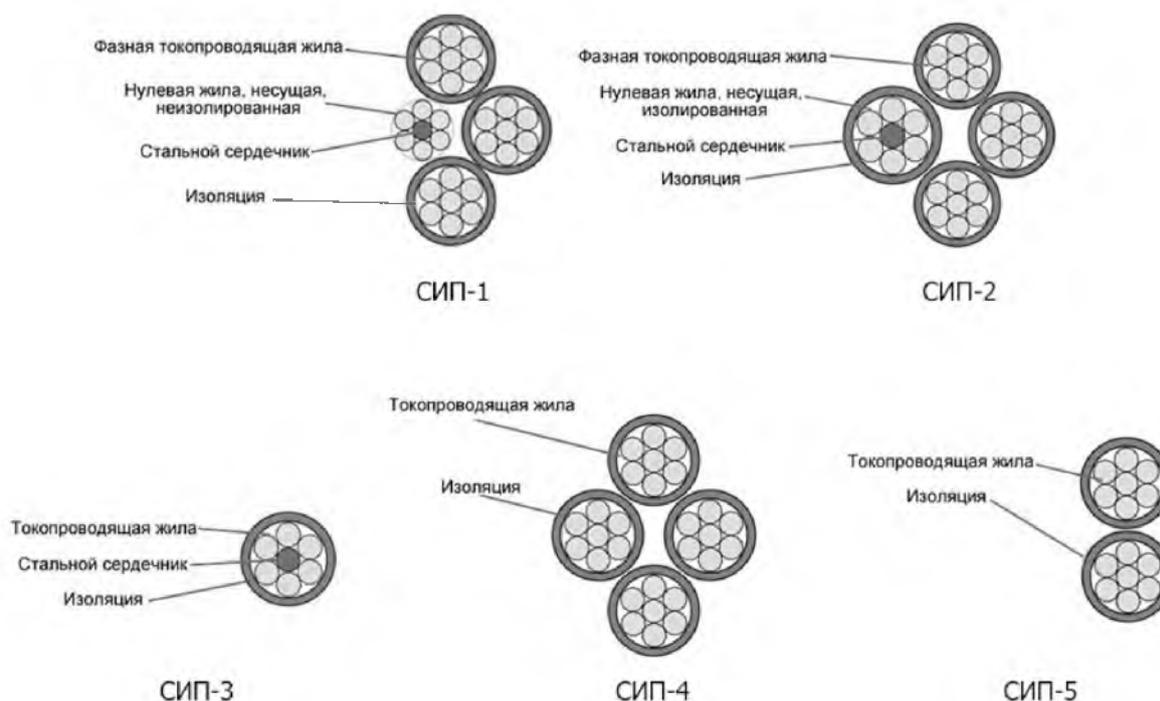


Рис. 5. Виды конструкции самонесущих изолированных проводов

лированных алюминиевых жил. В отечественной модификации несущая нейтраль выполняется из сталеалюминиевого провода;

– СИП-2 – отличие данной системы от СИП-1 заключается в том, что нейтральный провод имеет изоляцию;

– СИП-3 – это фазный провод, применяется на ВЛ 10–35 кВ, также имеет полиэтиленовое покрытие;

– СИП-4 и СИП-5 – системы, представляющие собой две или четыре изолированные жилы из алюминиевого сплава. Сечение и механическая прочность всех жил одинаковы. Единственное отличие систем СИП-4 и СИП-5 заключается в разном сечении жил.

На рис. 5 представлены виды конструкции самонесущих изолированных проводов.

Применение проводов СИП при сооружении воздушных линий, а также воздушных защищенных линий позволяет в значительной мере повысить надежность электроснабжения потребителей и сократить эксплуатационные расходы, что, разумеется, обуславливает экономическую выгоду.

Преимущества самонесущих изолированных проводов по сравнению с традиционными:

– высокая надежность в обеспечении электрической энергией в результате отсутствия межфазных коротких замыканий;

– уменьшено расстояние от СИП до сооружений;

– малое индуктивное сопротивление, в результате чего уменьшаются потери электроэнергии;

– снижение до 80 % затрат на эксплуатацию;

– в отличие от традиционных проводов, СИП не страшен мокрый снег и гололед, поскольку материал, из которого изготовлены провода, не образует ни химических, ни электрических связей с контактирующим с ним веществом. В результате этого мокрый снег не задерживается на поверхности провода, в отличие от проводов марки А и АС, где мокрый снег удерживается в канавках между проволоками [8];

– СИП позволяют значительно сократить потери электроэнергии на ВЛЭП за счет уменьшения реактивного сопротивления более чем в 3 раза.

Подводя общий итог, можно с уверенностью сказать, что гололедные аварии на ВЛЭП имеют массовый характер и приносят значительный материальный ущерб. На ВЛЭП напряжением 110 кВ согласно п. 2.5.16 [4] должны проводить-

ся мероприятия по плавке гололеда и постоянный мониторинг на основе современных технологий, поскольку согласно статистики в сетях напряжением 110 кВ перерыв в снабжении потребителей электроэнергией в СЗФО по причине гололедаобразования составляет 30 %. Поэтому прогнозирование и предотвращение возможных аварий по этим причинам является важной научно-технической задачей, решение которой позволит повысить надежность элементов конструкции ВЛЭП и обеспечить бесперебойность электроснабжения потребителей.

Библиографический список

1. Сорокина Н. Б., Федоров А. В., Самотесов Е. Д. Климат северо-западного региона России. Популярный доклад. URL: http://window.edu.ru/catalog/pdf2txt/479/70479/45845?p_page=3 (дата обращения: 05.01.2020).

2. Абдрахманов Н. Х., Никитина С. А. Способы удаления льда с проводов линий электропередачи // Нефтегазовое дело. 2015. № 3. С. 794–823.

3. Свод правил СП 20.13330. 2011 «СНиП 2.01.07-85*. Нагрузки и воздействия» (утв. приказом Министерства регионального развития РФ от 27 декабря 2010 г. N 787). М., 2011. 96 с.

4. Правила устройства электроустановок. Все действующие разделы шестого и седьмого изданий с изменениями и дополнениями. Норматика, 2017. 464 с.

5. Ильин В. К., Кузнецов И. Л. Повышение надежности функционирования воздушных линий электропередачи. Применение стальных многогранных опор // Технические науки – от теории к практике: сб. ст. по матер. XLIII междунар. науч.-практ. конф. № 2 (39). Новосибирск: СибАК, 2015.

6. Минуллин Р. Г., Касимов В. А., Филимонова Т. К. Локационное обнаружение гололеда на воздушных линиях электропередачи // Научно-технические ведомости. СПб.: СПбГПУ, 2014. № 2. С. 193–196.

7. Анализ состояния эксплуатируемых электросетевых конструкций. URL: <https://leg.co.ua/arhiv/vl-arhiv/problema-povysheniya-nadezhnosti-i-dolgovechnosti-elektrosetevyh-konstrukciy-2.html> (дата обращения: 04.01.2020).

8. Звенин А. А., Константинова Е. Д. Основные положения методики расчета проводов и нагрузок на опоры ВЛ на основе метода предельных состояний // Линии электропередачи: проектирование, строительство, опыт эксплуатации и научно-технический прогресс. Новосибирск, 2006. С. 183–193.

УДК 681.772

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-292-295

Е. В. Тимофеева**эксперт отдела подготовки кадров высшей квалификации***А. Н. Афонин****доктор технических наук***О. А. Иващук****доктор технических наук***Белгородский государственный национальный исследовательский университет*

МОБИЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ В ЖИВОТНОВОДСТВЕ

Описаны мобильные системы видеонаблюдения на основе беспилотных летательных аппаратов, мобильных роботов и рельсовых систем, применяемые в животноводстве. Приведены их достоинства, недостатки и область применения. Описана рельсовая платформа видеонаблюдения, разрабатываемая в НИУ «БелГУ».

Ключевые слова: *рельсовая система видеонаблюдения, мобильный робот, животноводство, распознавание изображений, интеллектуальное техническое зрение, мониторинг состояния животных.*

E. V. Timofeeva**Expert of the highly qualified personnel training Department***A. N. Afonin****Dr. Sc. Tech.***O. A. Ivashchuk****Dr. Sc. Tech.***Belgorod State National Research University*

MOBILE VIDEO SURVEILLANCE SYSTEMS IN LIVESTOCK

The article describes mobile video surveillance systems based on unmanned aerial vehicles, mobile robots and rail systems used in animal breeding. Their advantages, disadvantages and scope are given. A rail video surveillance platform is being developed at the Belgorod National Research University.

Keywords: *video surveillance system, mobile robot, livestock, image recognition, intellectual technical vision, monitoring of animals.*

Одним из основных направлений развития современного сельского хозяйства является внедрение технологий точного земледелия и животноводства. При реализации точного животноводства важнейшей задачей является совершенствование технологий дистанционного контроля за животными [1, 2]. Данные технологии необходимы для контроля за местом нахождения животных, состоянием их здоровья, рационом питания, поведением и т. д. Достаточно эффективно эта задача решается оснащением каждого животного набором датчиков GPS, температуры, пульса и т. д. [3, 4]. Однако такое решение является весьма затратным. Более эффективным с экономической точки зрения является применение систем видеонаблюдения [1, 3–5]. В то же время применение стационарных систем видеонаблюдения также нерационально, поскольку требует дорогостоящих камер с высоким разрешением, работающих как в видимом, так и в инфракрасном диапазонах, и других датчиков. Оснащать такими системами, например,

пастбища не представляется возможным. Установка камер в каждом загоне крупного животноводческого комплекса также нецелесообразна из экономических соображений. В связи с этим уместно использовать для контроля за животными мобильные системы видеонаблюдения [1, 5–8]. Данные системы предполагают размещение модуля видеонаблюдения на подвижной робототехнической платформе. Основными разновидностями подобных платформ могут являться беспилотные летательные аппараты (БПЛА), наземные мобильные роботы и рельсовые системы видеонаблюдения.

К БПЛА относятся аппараты самолетного типа, классические вертолеты и мультикоптеры. БПЛА имеют высокую мобильность и могут осуществлять дистанционный контроль за животными, находящимися в труднодоступных местах [7, 9]. Однако важным недостатком БПЛА является ограниченное время работы (от нескольких десятков минут у мультикоптеров с электрическим приводом до нескольких часов



Рис. 1. Квадрокоптер Vanguard

у БПЛА с двигателем внутреннего сгорания). В связи с этим они не могут быть использованы для постоянного мониторинга животных, а применяться лишь периодически. Таким образом, предполагаемой областью применения БПЛА в животноводстве является периодический контроль за стадами, находящимися на выпасе на открытой, но труднодоступной местности. Примером БПЛА, применяемого для наблюдения за животными на пастбищах, является квадрокоптер Vanguard (ЮАР), оснащенный бинокулярной видеокамерой высокого разрешения и тепловизором (рис. 1). Время работы квадрокоптера Vanguard может составлять более часа.

Наземные мобильные роботы на колесной или гусеничной платформе могут работать без подзарядки или дозаправки значительно большее время. Относительно низкое энергопотребление наземных мобильных роботов позволяет использовать для их подзарядки солнечные батареи. В связи с этим возможно их применение

для постоянного мониторинга животных на слабопересеченной местности [7, 10]. Примером мобильного робота для контроля за животными может служить колесный робот SwagBot [10], разработанный Австралийским центром полевой робототехники (рис. 2). Робот оснащен видеокамерами, лазерным дальномером и тепловизором. Он обладает высокой проходимостью и успешно опробован для контроля за стадами крупного рогатого скота в условиях австралийской саванны.

Основными недостатками наземных мобильных роботов является низкая скорость перемещения и сложности с точным позиционированием. Следовательно, рациональной областью применения наземных мобильных роботов является постоянный мониторинг животных на равнинных пастбищах.

Для работы в помещениях наиболее предпочтительными являются подвесные рельсовые системы видеонаблюдения [8]. Они имеют рабо-



Рис. 2. SwagBot на пастбище

чий модуль, оснащенный одной или несколькими камерами. Модуль перемещается под потолком животноводческого комплекса по рельсам вдоль всего помещения, сканируя попеременно всех животных. Скорость перемещения модуля может быть весьма высокой, а погрешность позиционирования не превышает нескольких миллиметров. Энергетические затраты на работу рельсовой системы существенно ниже, чем у мобильного робота.

Рабочий модуль может быть сам оснащен электрическим двигателем с питанием по проводам или от аккумулятора либо может перемещаться лебедкой. Перемещение модуля производится как в автоматическом режиме по программе, так и в ручном под управлением оператора, который может находиться как на самом комплексе, так и удаленно, например в центральном офисе компании.

Примерами подобных рельсовых систем видеонаблюдения являются Chicken Boy (Испания) для птицеводства и Sofie Rail (Франция) для животноводства. Система Sofie Rail [11] (рис. 3) оснащена камерой высокого разрешения (матрица Sony EXview 1/4 HAD CCD) с трансфокатором, прожектором и инфракрасной подсветкой. Корпус камеры полностью герметичен в соответствии с классом герметичности IP66, а объектив оснащен стеклоочистителем. Помимо камеры система оснащается микрофоном.

Несмотря на достаточно высокие характеристики, подобные системы не нашли широкого применения на животноводческих комплексах. Причиной этого стало отсутствие в них решений по автоматизации распознавания заболе-



Рис. 3. Рабочий модуль рельсовой системы видеонаблюдения Sofie Rail

ших животных и животных с аномалиями поведения. В НИУ «БелГУ» впервые в России в рамках проекта «Цифровая трансформация агропромышленного комплекса Белгородской области» ведется разработка рельсовой робототехнической платформы с интеллектуальным техническим зрением для мониторинга физиологического состояния животных [12]. Данная платформа будет оснащена камерой высокого разрешения Full HD, работающей как в видимом, так и в инфракрасном диапазонах, микрофоном и рядом других датчиков, в частности, датчиком бесконтактного измерения температуры тела.

Создаваемая платформа сможет работать как в ручном режиме под управлением оператора, так и в автоматическом поочередного сканирования загонных с животными. Платформа позволит проводить автоматизированный анализ не менее 1500 животных в сутки не менее чем по 10 технологическим параметрам на фермах по разведению крупного и мелкого рогатого скота, свиноводческих комплексах.

Платформа будет оснащена программным обеспечением, позволяющим автоматически в режиме реального времени распознавать больных животных и животных с аномалиями поведения, основанном на решениях в области искусственного интеллекта, разработанных в НИУ «БелГУ». Распознавание болезней и аномалий поведения животных будет осуществляться на основе анализа паттернов поведения (например, малой подвижности и нехарактерных поз), окраски в разных областях спектра, показаний дополнительных датчиков.

Применение разработанной платформы позволит, к примеру, для свиноводческих комплексов увеличить сохранность поголовья животных в группе откорма не менее чем на 10 % от существующего технологического условия. Система обеспечит наблюдение за объектом без мертвых зон с высокой скоростью реагирования на события, происходящие в режиме реального времени; снизит затраты на приобретение, монтаж и обслуживание кабельной системы, центрального оборудования, мониторов; уменьшит нагрузку на сеть за счет уменьшения количества видеоканалов.

Библиографический список

1. Banhazi T., Lehr H., Black J. Precision Livestock Farming: An international review of scientific and commercial aspects // International Journal of Agricultural and Biological Engineering. 2012. Vol. 5 (3):1–9.

2. Труфляк Е. В. Точное животноводство: состояние и перспективы. Краснодар: КубГАУ, 2018. 46 с.
3. Helwatkar A., Riordan D., Walsh J. Sensor Technology for Animal Health Monitoring // Proceedings of the 8th International Conference on Sensing Technology. 2014. P. 266–271.
4. Речкин С. В., Хлопко Ю. А., Огородников П. И. Цифровые технологии в организации пастбищного животноводства // Известия Оренбургского государственного аграрного университета. 2019 № 6 (80). С. 186–187.
5. Башилов А. М., Легеза В. Н. Оценка поведения животных на основе средств аудиовидеонаблюдения // Вестник Федерального государственного образовательного учреждения высшего профессионального образования. 2012. № 1 (52). С. 26–29.
6. Matthews S., Miller A., Plotz T. Automated tracking to measure behavioural changes in pigs for health and welfare monitoring // Scientific Reports. 2017.
7. Башилов А. М. Маневренные системы видеонаблюдения для применения в аграрном производстве // Агрофорум. 2019. № 2. С. 44–46.
8. Кржижевский М. Технология видеонаблюдения в фермерских хозяйствах. URL: <http://ma-architects.ru/ferma-oborudovanie> (дата обращения: 02.10.2019).
9. Barbedo J., Koenigkan L. Perspectives on the use of unmanned aerial systems to monitor cattle // Outlook on agriculture. 2018. Vol. 47 (3). P. 214–222.
10. Wallace N., He K., Hill A. Energy Aware Mission Planning for WMRs on Uneven Terrains // IFAC PapersOnLine. 2019. Vol. 52–30. P. 149–154.
11. Рельсовая система видеонаблюдения на производстве // Автоматизация в промышленности. 2010. № 12. С. 61.
12. Иващук О. А., Афонин А. Н., Тимофеева Е. В. Рельсовые системы видеонаблюдения для животноводческих комплексов // Сб. трудов XI всеросс. науч.-техн. конф. Железнодорожники: СибФУ, 2019.

УДК 621.865-8

О. Б. Чернышева*

старший преподаватель

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ПРИВОДЫ В РОБОТОТЕХНИКЕ

На основе анализа характеристик приводов показано, что несмотря на большое разнообразие двигателей в робототехнике, у каждого есть ряд преимуществ и недостатков. Рассмотрены основные принципы работы приводов и возможность их использования в робототехнике. Отмечена необходимость фундаментальных исследований в области создания принципиально новых приводов.

Ключевые слова: робототехника, привод, двигатель, манипулятор, промышленный робот (ПР).

O. B. Chernysheva*

Senior Lecturer

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ACTUATORS IN ROBOTICS

In the article, based on the analysis actuator of characteristics, it is shown that, despite the great variety of motors in robotics, each has a number of advantages and disadvantages. The basic principles of operation of the drives and the possibility of their use in robotics are considered. The need for basic research in the field of creating fundamentally new drives is noted.

Keywords: robotics, actuator, engine, manipulator, industrial robots.

Без привода нет робота – привод это мышцы робота. Под приводом промышленного робота понимается совокупность технических средств (двигатель, передаточные механизмы, аппаратуры управления), предназначенных для приведение в движение всех звеньев манипуляционной системы и схвата рабочего органа в соответствии с требованиями производственного процесса [1]. В функциональном отношении привод стоит между устройством управления ПР и звеньями манипуляционной системы.

Силовыми модулями манипуляторов ПР служат различные типы приводов, в них используются практически все разновидности электрических, гидравлических и пневматических двигателей.

К двигателям, применяемых в приводах роботов, применяются следующие требования:

- минимальный вес и габариты;
- доступность энергоносителя;
- повышенные энергетические, статические и динамические характеристики;
- легкость регулирования в широком диапазоне скоростей;
- реверсивность (смена направления движения);
- быстродействие, надежность, низкий шум;
- удобство монтажа, ремонта и обслуживания.

Кроме того, от привода требуется большой ресурс и обеспечение плавности движения во

всех степенях подвижности. Поскольку в манипуляторе требуется обеспечить движение нескольких звеньев, то должна быть взаимосвязанная, групповая работа приводов всех степеней подвижности робота.

В настоящее время рассматриваются три основных варианта компоновки манипуляторов приводами [1]:

1. Привод располагается на звене манипулятора и обеспечивает непосредственное воздействие на движущее звено.

2. Привод расположен на неподвижном основании и через передаточные механизмы связан со звеньями манипулятора.

3. Комбинированный способ компоновки – часть приводных устройств размещаются на звеньях манипулятора, а часть – на неподвижном основании.

Наиболее распространен благодаря простоте кинематических связей между звеньями и удобству управления манипуляционной системой первый вариант компоновки. Однако его реализация приводит к увеличению массы и габаритных размеров звеньев манипулятора, снижению грузоподъемности и ухудшению динамических характеристик. В случае жестких ограничений на массу и габаритные размеры звеньев манипулятора предпочтителен второй вариант, хотя он требует длинных и сложных кинематических цепей для передачи движения. В послед-

Таблица 1

Сравнительная характеристика приводов манипулятора

Параметр	Электропривод	Гидропривод	Пневмопривод
Затраты на электроснабжение	Низкие	Высокие	Высокие
Передача энергии	На неограничен-ное рас-стояние; скорость – до 300 км/с	На расстояния до 100 м; скорость до 6 м/с	На расстояния до 1000 м; скорость до 40 м/с
Накопление энергии	Затруднительно	Ограниченно	Осуществимо
Рабочая скорость исполни-тельного механизма	Зависит от конкрет-ных условий	До 0,5 м/с	От 1,5 м/с и более
Точность позиционирования	+1 мкм и более	До +1 мкм	До 0,1 мм
Жесткость	Высокая (используются промежуточные элементы)	Высокая (гидравлическая система несжимаема)	Низкая (сжимается воз-духом)
Влияние окружающей среды	Нечувствительны к изме-нениям температуры	Чувствительны к изме-нениям температуры, пожароопасны	Не чувствительны к изме-нениям температу-ры, взрывобезопасны

нее время все большее распространение получает комбинированный способ.

Сравнительная характеристика приводов манипулятора по виду используемой энергии представлена в табл. 1.

Оборудование с пневмоприводами, рабочей средой в которых служит сжатый воздух, характеризуется простотой конструкции, легкостью обслуживания и эксплуатации, высоким быстродействием, надежностью и долговечностью работы, функциональной гибкостью, невысокой стоимостью, а также возможностью работы в агрессивных средах, взрыво-, пожаро- и влагоопасных условиях [2].

Сжатый воздух легко аккумулируется и транспортируется, а его утечки через уплотнения хотя и нежелательны, но не создают опасности для окружающей среды и производимой продукции.

От электроприводов пневмоприводы отличаются возможностью воспроизведения линей-

ных и поворотных движений без помощи преобразующих механизмов, большей удельной мощностью, а также сохранением работоспособности при перегрузках. При этом скорость срабатывания и максимальная выходная мощность пневматических исполнительных механизмов, питаемых от промышленных пневмомагистралей, меньше.

По сравнению с гидроприводами преимущества пневмоприводов заключаются в возможности использования централизованного источника сжатого воздуха, отсутствии возвратных линий и коммуникаций, более низких требованиях к герметичности, больших скоростях движения выходного звена. Для пневматических приводов характерны простота управления, свобода выбора места установки, малая чувствительность к изменениям температуры окружающей среды.

Вместе с тем пневмоприводам присущи некоторые недостатки, ограничивающие область их применения:

- количество точек позиционирования ограничено, то есть точность и жесткость позиционирования в промежуточных точках недостаточна;
- для исключения резкого удара в конце хода должны быть предусмотрены средства торможения, например демпферные устройства;
- высокая шумность.

Гидравлические и электрогидравлические приводы делятся на два класса: с дроссельным управлением и объемным регулированием.

Сервопривод представляет собой электро-механический двигатель, который не вращается постоянно, как шаговые, а перемещается по сигналу в определенное положение и сохраняет



Рис. 1. Неполноповоротный пневматический привод с поворотной лопаткой в качестве подвижного элемента



Рис. 2. Сервопривод

его до следующего сигнала. В сервоприводах используется механизм обратной связи, позволяющий обрабатывать ошибки и исправлять их в позиционировании. Если какая-то сила оказывает давление на привод, изменяя его положение, двигатель будет применять силу в противоположном направлении, чтобы исправить возникающую ошибку. Таким образом, достигается высокая точность позиционирования.

К преимуществам сервопривода можно отнести высокую скорость вращения, высокую мощность, а также тот факт, что позиция механизма всегда на виду и доступна для корректирования. Однако сервоприводы имеют сложную систему подключения и управления, что требует квалифицированного обслуживания.

На долю приводов приходится около 30 % стоимости робота, поэтому робототехники не перестают совершенствовать их дизайн. Канадская компания Genesis Robotics, спин-офф Genesis Advanced Technology спроектировала новый тип привода, который получил название LiveDrive [3].

Команда Genesis Robotics совершила три фундаментальных открытия, которые сделали возможным появление LiveDrive: во-первых, был изобретен способ усиления магнитного поля; во-вторых, придумана структура, которая может противостоять экстремальным нагрузкам и, в-третьих, были введены допущения термодинамического свойства, которые позволяют использовать гораздо более высокие мощности в расчете на единицу веса.

Итогом этих изобретений стал привод с прямой передачей, способный обеспечить тот же крутящий момент и силу, что и традиционный привод. Различие состоит в том, что LiveDrive не использует редуктор. LiveDrive представляет собой комбинацию катушек из медного провода



Рис. 3. Привод LiveDrive

и магнитов, но дизайн предусматривает использование более мощных магнитных полей. Для усиления используется особый материал, в который встраиваются магниты, что делает привод достаточно мощным и без редукторов [4]. Его дизайн элегантно прост (рис. 3), если у конкурирующих приводов есть десятки движущихся частей, то у LiveDrive – только одна. Его диаметр может варьироваться от 1,27 до 76 см. Для усиления мощности можно использовать в одном актуаторе несколько приводов LiveDrive.

Общей тенденцией современной техники является миниатюризация. При этом традиционные приводы вплотную приблизились к миллиметровому диапазону размеров. Уже более 10 лет миниатюрные электромоторы производства Maxon motor диаметром 20 и 25 мм работают в составе манипулятора и системы видеонаблюдения. Например, в настоящее время компания Нинбо Хайшу Цзаннань наладила серийный выпуск миниатюрных электромоторов и мотор-редукторов миллиметрового диапазона (рис. 4, 5) [5].



Рис. 4. Мини-редукторный двигатель постоянного тока GA-1215



Рис. 5. Редукторный двигатель постоянного тока GA-550

Двигатель обладает высокой эффективностью и точностью позиционирования, компактный по исполнению весом 10,5 г. Широко используется в ручных роботах и принтерах.

Двигатель обладает высоким крутящим моментом и большой мощностью, компактный, весом приблизительно 300 г. Номинальное напряжение 12В и 24 В. GA-550 широко используется в камерах видеонаблюдения и роботах [5].

Одним из перспективных направлений развития приводов в микроробототехнике является разработка пьезоэлектрических приводов. Предназначены они для линейных микроперемещений исполнительных устройств. Пьезоэлектрические привода обладают высокой разрешающей способностью, малыми размерами, широким диапазоном рабочих частот, отсутствием внешнего электромагнитного поля, широким температурным диапазоном, высокой надежностью и возможностью работы в вакууме [6].

Наиболее распространенным типом приводов являются прямые пьезоэлектрические привода. Они состоят из слоев предварительно напряженного активного материала. Ограничения по величине хода пьезоэлектрических приводов преодолеваются при помощи упругой механической передачи, которая увеличивает ход за счет уменьшения силы. Еще большую величину хода обеспечивают шаговые пьезоэлектрические приводы, являющиеся длинноходовыми двигателями вращения или линейного перемещения. Величина хода шаговых пьезоэлектрических приводов достигает десятков миллиметров с разрешением позиционирования в единицы микрон и скоростью перемещения до десятка миллиметров в секунду. Такие приводы могут функционировать в широком диапазоне температур от -200 до $+70$ °С, в условиях вакуума и при наличии внешних ударов и вибраций [7]. Основным достоинством пьезоприводов

является возможность прямого позиционирования с субмикронной точностью.

Еще одним из перспективных направлений развития приводов можно выделить привода на основе электроактивных полимеров [7]. Электроактивные полимеры (ЭАП, EAP) – это полимеры, которые способны изменять свой размер и форму под воздействием электрического поля. Существует несколько различных типов подобных материалов, включая:

- диэлектрические ЭАП (Dielectric);
- сегнетоэлектрические полимеры (Ferroelectric);
- полимеры с включениями электрострикционных композитов (Electrostrictive Graft Polymers);
- ЭАП на основе жидких кристаллов (Liquid Crystalline Polymers);
- ионные ЭАП (Ionic EAPs);
- ЭАП на основе электрореологических жидкостей (Electrorheological Fluid);
- ионные, металл-полимерные композиты (Ionic polymer-metal composite).

Актуаторы на основе электроактивных полимеров имеют огромный потенциал в робототехнике. Привод на основе полимерного материала имеет много общего со своим биологическим прототипом. ЭАП-актуаторы не имеют вращающихся и скользящих частей, что позитивно влияет на их износостойкость и защищенность от внешней среды. Они компактны, и могут быть объединены в пучки с разными каналами управления, обеспечивая динамику, схожую с динамикой работы живых мышц. Важным является и тот факт, что ЭАП-актуаторы превосходят остальные приводы по миниатюризации. В частности, ЭАП могут использоваться в микроэлектромеханических системах, размеры которых варьируются в диапазоне от одного до десятков микрометров.

Разработка и создание новых технологий преобразования какого-либо вида энергии в энергию движения задача довольно сложная и должна опираться на использование новых физических принципов. Однако практическая реализация этих принципов или не нашла применения в связи с отсутствием соответствия технических характеристик заявленным требованиям, или их применение приводит к малым усилиям и перемещениям робота. Освоение космоса, глубин мирового океана, а также потребности медицины в области протезирования выдвигают принципиально новые требования к приводам. Для комплексного подхода к решению поставленных задач необходим поиск новых решений к проблемам создания и развития нового поколения приводов.

Библиографический список

1. Юревич Е. И. Основы робототехники. СПб.: БВХ-Петербург, 2010. 368 с.
2. Пневмопривод. URL: <http://kampm.ru/articles/111/114/825> (дата обращения: 10.01.2020).
3. Спасский Б. А. Приводы в робототехнике. Перспективы развития // Робототехника и техническая кибернетика. 2016. № 1. С. 7–17.
4. Ningbo Haishu Jiangnan Motor Factory. URL: <https://www.small-generator.com/Small-Alternator-YAF-54.htm> (дата обращения: 10.01.2020).
5. Бойков В. И., Быстров С. В., Коровьяков А. Н. Экспериментальное исследование характеристик пьезоприводов нового поколения. 2009. Т. 52. № 11. С. 87–90.
6. Тренды рынка складных роботов. URL: <http://robotrends.ru/pubs/articles> (дата обращения: 09.01.2020).
7. Популярная робототехника. URL: <http://www.poprobot.ru/ideologia/aktuator> (дата обращения: 08.01.2020).

ПРОГРАММНО-ЦЕЛЕВОЕ УПРАВЛЕНИЕ В ПРИБОРОСТРОЕНИИ

УДК 658.5.011

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-301-305

Г. С. Армашова-Тельник*

кандидат экономических наук, доцент

П. Н. Соколова*

ассистент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

АНАЛИЗ КЛЮЧЕВЫХ АСПЕКТОВ ЦИФРОВИЗАЦИИ
В ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ОТРАСЛИ

Рассматривается Индустрия 4.0, которая является ведущей в мире концепцией электроэнергетического развития, предполагающей использование широкого спектра передовых цифровых технологий и полную автоматизацию производства. С методологической точки зрения авторы рассматривают «цифровизацию производства» в трех аспектах: применение цифровых технологий в традиционной электроэнергетике; стремительное развитие цифрового сектора экономики; появление новых возможностей для развития человеческого потенциала. При таком подходе в исследовании систематизируются технологические изменения и экономические модели, имеющие решающее значение для энергетического развития.

Ключевые слова: цифровизация, Индустрия 4.0, электроэнергетика, цифровая экономика, технологическое развитие.

G. S. Armashova-Telnik*

PhD Sc. Economic, Associate Professor

P. N. Sokolova*

Assistant

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ANALYSIS OF KEY ASPECTS OF DIGITALIZATION IN THE POWER INDUSTRY

The article deals with industry 4.0, which is the world's leading concept of electric power development, involving the use of a wide range of advanced digital technologies and full automation of production. From the methodological point of view, the authors consider the «digitalization of production» in three aspects: the use of digital technologies in the traditional power industry; the rapid development of the digital sector of the economy; the emergence of new opportunities for human development. With this approach, the study systematizes technological changes and economic models that are critical for energy development.

Keywords: digitalization, Industry 4.0 electric power industry, digital economy, technological development.

Основной концепцией глобального электроэнергетического развития является феномен под названием Индустрия 4.0, к которому непосредственно относятся термины «промышленные интернет-вещи» и «цифровизация». Индустрия 4.0 предполагает сквозную цифровизацию технологических и бизнес-процессов и их всестороннюю интеграцию в цифровую экосистему. Существует ряд взаимосвязанных, еще не устоявшихся понятий, таких как «цифровизация», «цифровая экономика», «цифровое производство». Несмотря на то, что в первоначальном понимании цифровизации означает замену аналога системы сбора и обработки данных с цифровыми, в современном понимании это относится к применению широкого спектра передовых цифровых технологий (компьютеры, сети,

программное обеспечение) и тотальной автоматизации производственных и бизнес-процессов в экономике, а также массового внедрения цифровых технологий в социальную сферу. Целостность явлений, известных как «цифровая экономика» и значимость глобальных тенденций для отечественной промышленности диктуют необходимость поиска новых научных подходов к оценке и систематизации цифровизации, управлению рисками и угрозами, и разработки мер по их смягчению [1].

С нашей точки зрения, «цифровизация производства» проявляется в трех важных тенденциях:

- применение цифровых технологий в устаревших отраслях промышленности;
- быстрый рост отраслей и компаний, связанных с производством программного обеспе-



Рис. 1. Систематизация проявлений «цифровой экономики»

чения, электронных компонентов, хранением, обработкой и передачей данных, электронной коммерцией, созданием веб-сервисов;

- появление новых возможностей для развития человеческого потенциала, включая обмен знаниями, профессиональное обучение и т. д.

Проявление «цифровой экономики» выражается в трех основных аспектах (рис. 1):

- создание и развитие новых отраслей, прежде всего в секторе информационно-коммуникационных технологий экономики;

- модернизация существующих производственных мощностей за счет внедрения цифровых технологий;

- развитие цифровых услуг для личного и социального развития.

Некоторые исследователи считают, что «цифровизация» – это этап в развитии информационных технологий (ИТ) в рамках шестой волны инноваций. В этом случае развитие информационных услуг является частью специфической для формирующейся волны инфраструктуры, и ведущие компании цифровой экономики могут сформировать ее ядро. Одним из подтверждений такого подхода может служить рейтинг крупнейших мировых компаний в их отраслях [2]. Крупнейшие компании сегодня занимаются инфокоммуникационными технологиями, тогда как 50 лет назад это были в основном машиностроительные и энергетические фирмы. При

изучении развития цифровой экономики применили описанный выше подход оценки ее проявлений в трех сферах.

Процессы развития цифровых технологий и перспективы их промышленного применения впервые были представлены в 2011 году в Германии в рамках правительственной концепции «Индустрия 4.0». Это событие рассматривается как отправная точка для разработки и применения таких концепций ведущие страны мира, в том числе «Интернет вещей», промышленный Интернет (США), отраслевая инициатива создания добавленной стоимости (Япония), промышленные инновации 3.0 (Южная Корея), производительность 4.0 (Тайвань), Smart Factory (Нидерланды), Usine du Futur (Франция), high Value Manufacturing Catapult (Великобритания) и Fabbrica del Futuro (Италия).

В России за этими процессами следили и правительство, и бизнес-сообщество и формально ответили в 2017 году разработкой государственной программы «Цифровая экономика Российской Федерации». Региональные программы также готовятся на местах (например, управление планирования правительства Свердловской области создает региональную программу по цифровой экономике).

Такие концепции обычно содержат цели и график модернизации существующих производственных мощностей за счет использования

новых цифровых технологий, создания и развития предприятий инфокоммуникационных технологий, создания соответствующей инфраструктуры и нормативно-правовой базы в сфере страны. Помимо программы «Цифровая экономика Российской Федерации» ряд принятых в России стратегических документов оказывают существенное влияние на применение цифровых технологий в российской экономике:

– стратегия научно-технического развития Российской Федерации;

– стратегия развития IT-индустрии в Российской Федерации на 2014–2020 годы и прогноз до 2025 года;

– государственная программа Российской Федерации «Информационное общество (2011–2020 годы)»;

– стратегия национальной безопасности Российской Федерации.

Проекты Открытого правительства (порталы: Электронный бюджет, публичные электронные услуги, открытые данные и др.). Внедряются электронные регистрационные и торговые площадки (только страхование от третьих лиц, лекарства, рецепты, реестр патентов на аренду квартир и др.); были созданы, сформированы дорожные карты для Национальной технологической инициативы – Healthnet, Neuronet, Aeronet и Marinet, которые определяют линии технологического развития.

Предпосылки цифровой революции, как уже отмечалось, включают быстрое развитие суще-

ствующих и появление ряда новых технологий, ключевыми из которых являются: рост информационных сетей – охват населения и предприятий достигает 90 % и выше; производство оборудования и персональных устройств, подключенных к глобальным сетям; возможности удаленных вычислительных мощностей и хранилищ; появление программ, вычислительных ресурсов и датчиков, способных собирать и анализировать огромные объемы данных. Продукты становятся все более сложными и включают в себя не только механические, но и основные электрические и электронные компоненты, а в последнее время и программное обеспечение, «вес» которого продолжает расти. Помимо этих технологий стоит упомянуть роботизацию, искусственный интеллект, виртуальную реальность, геолокацию и др., которые также связаны с цифровизацией [3].

Для электроэнергетической отрасли наиболее важными технологиями в этой сфере является концепция «Интернет вещей» и связность объектов, автоматизированное проектирование, новые датчики и передатчики, применение интеллектуальных сетей. В целом эти технологии позволяют создавать киберфизические системы, то есть объекты, где устройства работают без вмешательства человека и управляются программным обеспечением с помощью современных датчиков для настройки и использования в электроэнергетике. Свидетельством этого является полная автоматизация производствен-

Таблица 1

Технологии, организационные особенности и экономические последствия «цифровизации экономики» в электроэнергетике

	Электроэнергетическое развитие	Социальное развитие
Технологии	Интернет вещей Новые датчики и передатчики Низко- и постуглеродная энергия Использование интеллектуальных сетей и распределенной генерации Подключение объектов подстанций	Геолокационные технологии Геолокационный маркетинг Цифровые сервисы для мониторинга передачи электроэнергии
Организация	Сквозная автоматизация бизнес-процессов, применение ERP, CRM, PLM Цифровая платформа Обмен знаниями Бережливое производство Распределенная генерация	Исчезновение рабочих мест, появление новых профессий Дистанционное обучение, обмен знаниями Государственные электронные услуги Рост безналичных финансовых платежей
Экономика	Сокращение времени, необходимого для производства и сбыта электроэнергии Рост производительности электроэнергии Увеличение количества инновационных продуктов Повышение управляемости производственными и технологическими процессами Снижение финансовых и временных затрат	Автоматизированное ценообразование Обмен продуктами. Персонализированное производство и потребление

ных и бизнес-процессов, а также максимальная горизонтальная и вертикальная интеграция информации. Кроме того, такие объекты могут быть распределены между странами и управляться в виде единого пакета через Интернет.

Технологическое развитие в рамках концепции цифровой экономики предполагает переориентацию различных инженерно-технологических систем, что отразится как на высокотехнологичном секторе экономики, так и на традиционных отраслях. Переход к новой модели экономического развития предполагает как трансформацию институтов электроэнергетического развития и бизнес-моделей, так и совершенствование электроэнергетической политики. Технологии, организационные особенности и экономические эффекты, связанные с цифровой экономикой, обобщены в табл. 1.

Формирование цифровой экосистемы для электроэнергетической отрасли, а именно новых цифровых платформ, является важной особенностью «цифровизации». Как правило, к ним относятся [4]:

- технологическое проектирование – сети, дата – центры, облачные технологии, приложения для обработки и передачи данных;
- новые бизнес-модели, экосистемы разработчиков и поставщиков отдельных модулей и приложений, сформированные вокруг платформы компании;
- новые принципы взаимодействия производителей и потребителей, открытая, общедоступная инфраструктура для взаимодействия.

Для оценки состояния цифровой экономики в России и ее регионах используется ряд показателей. Традиционно Росстат, Федеральная служба государственной статистики Российской Федерации определяет долю организаций, использующих электроэнергетику. Показатели, используемые для оценки регионов, характеризуют вовлеченность населения в использование сетей, охват сетей высокой пропускной способностью и др.

Качество обновления производства свидетельствует о том, что существующая технологическая структура и организационные решения в отрасли воспроизводятся при низком уровне инноваций и соответствующей производительности труда. Применение современных инновационных технологий демонстрирует умеренно положительную динамику, особенно в сфере услуг населению. В отрасли наблюдается рост использования программных продуктов для электроэнергетического широкого круга экономических задач и, в частности, специализированного программного обеспечения. Применяемый в от-

расли специализированный программный комплекс предопределяет использование глобальных электросетей, автоматизированное взаимодействие с участниками, но не предусматривает широкого использования средств проектирования и управления электроэнергетическими процессами [5].

Важно создавать новые отрасли, ориентированные на выращивание электроэнергетического потребления рынка, в том числе для принципиально новых отраслей экономики. Критические технологические направления для этой отрасли будут включать использование оборудования и материалов для постуглеродной энергетики; новые материалы; микроэлектронику и элементную базу нового поколения; биотехнологии и производство медицинского оборудования; новые датчики, передатчики и измерительные приборы, и т. д.

Представленные в статье тенденции создают ряд рисков для российской экономики.

Во-первых, это его критическая зависимость от технологий, оборудования и программных продуктов иностранного происхождения. По данным Минпромторга России, зависимость от импорта в автомобилестроении, судостроении, сельском хозяйстве, нефтегазовой и тяжелой промышленности превышает 50 %. А что касается электроэнергетической промышленности, то она превышает 70 %. Этот риск должен быть снижен за счет стимулирования и создания условий для появления отечественных патентованных образцов, а также за счет диверсификации поставщиков технологий и оборудования.

Во-вторых, растет угроза того, что российская электроэнергетическая промышленность будет резко отставать по производительности труда, ресурсо-эффективности и времени, необходимому для разработки нового продукта, что ведет к риску ослабления позиций страны на новом и даже традиционном рынке. В результате интенсивного технологического прогресса ведущих стран Российская Федерация может выпасть из глобальных производственных цепочек в высокотехнологичных отраслях.

В-третьих, резкие изменения в структуре занятости и высвобождении рабочей силы могут произойти в результате компьютеризации производства и изменения структуры экономики (структурный сдвиг от энергетики и металлургии к информационно-коммуникационным технологиям, машиностроению). В связи с этим могут возникнуть риски, связанные с низкой способностью России к конверсии. Следует принимать во внимание высокий уровень развития человеческого капитала и научно-исследователь-

ские разработки в области технологических инноваций.

Для нейтрализации рисков и обеспечения развития электроэнергетической отрасли в соответствии с современными тенденциями необходимо выстроить эффективную систему управления модернизацией национальной экономики в условиях четкой ориентации на улавливание новой волны инноваций.

Поскольку в основе современного производства лежат технологии, сформирован краткий перечень ключевых из тех, которые обеспечивают реализацию концепции «Индустрия 4.0» на практике, приведены направления их использования. Драйвером трансформации производств является желание повысить эффективность и результативность деятельности предприятия, что продемонстрировано при помощи взаимосвязи «применение технологии – эффект на производстве – влияние на финансовые результаты».

Разумеется, любая масштабная трансформация целых отраслей экономики оказывает значительное влияние на связанные рынки, что показывает краткий обзор динамики продаж промышленных роботов, решений по автоматизации, рост сделок на рынках слияний и поглощений, рост инвестиций.

Важными направлениями являются своевременные нормативные изменения, направленные на обеспечение процессов технологической и промышленной модернизации. Необходимо модернизировать систему управления научно-техническим развитием, чтобы обеспечить увеличение доли расходов на научно-исследо-

вательские и опытно-конструкторские работы (НИОКР) в валовой внутренней продукт (ВВП), а также повысить научно-технические показатели. Для повышения инновационного потенциала отрасли крайне важно развивать электроэнергетическую и промышленную инфраструктуру, способную обеспечить безопасный доступ к глобальным сетям, обмен электросетями, развитие энергокомпаний на международном уровне и их участие в ведущих цифровых технологиях платформы и экосистемы.

Библиографический список

1. *Глазьев С.* Великая цифровая революция: вызовый и перспективный для экономики XXI века. URL: <https://glazev.ru/articles/6-jekonomika/54923-velikaja-tsifrovaja-revoljutsija-vyzovy-i-perspektivy-dlja-jekonomiki-i-veka> (дата обращения: 09.11.19).
2. *Ковальчук Ю. А., Степнов И. М.* Цифровая экономика: трансформация промышленных предприятий. Инновации в менеджмент-инновации в управлении. 2017. № 11. С. 33–43.
3. *Княгинин В. Н.* Новая технологическая революция: лирика и возможность России. Экспертно-аналитический доклад. М., 2017.
4. «Индустрия 4.0»: создание цифрового предприятия. URL: https://www.pwc.ru/ru/technology/assets/global_industry-2016_rus.pdf (дата обращения: 09.11.19).
5. *Zhong R., Xu X., Klotz E.* Intelligent Manufacturing in the Context of Industry 4.0: A Review. Engineering, 2017. Vol. 3. N 5. P. 616–630.

УДК 658.512

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-306-309

Г. С. Армашова-Тельник*

кандидат экономических наук, доцент

П. Н. Соколова*

ассистент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ВОПРОСЫ КООРДИНАЦИИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО СЕКТОРА В РОССИИ

Рассматриваются вопросы координации функционирования электроэнергетического сектора в России. Авторы представляют инновационную модель составляющего процесса при структурной модернизации. В качестве увеличения роста активности электроэнергетического бизнес-сектора предлагают подходы посредством совершенствования процессов: формирование функционального комплекса мероприятий по развитию электроэнергетической бизнес-среды, принимая во внимание актуальные экономические тенденции; выработку и интеграцию адаптированных методологических концепций к способам формирования прогноза развития инноваций электроэнергетического сектора; создание механизма государственной поддержки и координации процессов инновационно-направленной трансформации электроэнергетического бизнес-сектора России.

Ключевые слова: электроэнергетика, модернизация, функционирование, электроэнергетический сектор, структурная модернизация, инновационные модели, системный подход, функциональный комплекс.

G. S. Armashova-Telnik*

PhD Sc. Economic, Associate Professor

P. N. Sokolova*

Assistant

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

MODERNIZATION OF APPROACHES TO THE REGULATION OF ELECTRIC POWER IN RUSSIA

In article deals with the coordination of the functioning of the electric power sector in Russia. The authors present an innovative model of the constituent process in structural modernization // order to increase the growth of activity of the electric power business sector, approaches are proposed by improving the processes: the formation of a functional complex of measures for the development of the electric power business environment, taking into account current economic trends; development and integration of adapted methodological concepts to the methods of forecasting the development of innovations in the electric power sector; creation of a mechanism for state support and coordination of the processes of innovation-oriented transformation of the electric power business sector of Russia.

Keywords: electroenergetics, modernization, operation, electricity sector, structural modernization, innovative models, system approach, functional complex.

Вследствие широких структурных трансформаций в электроэнергетической отрасли, обусловленных сниженным уровнем производственной эффективности, нерациональным использованием электроэнергетических ресурсов, недостатка инвестиций, упадка научно-технического сектора и т. д.

В настоящее время в процесс перехода к шестому технологическому укладу включено все мировое сообщество (в том числе и Россия), в связи с чем позиция сферы электроэнергетики в современных инновационно-технических условиях представляется как «технологический паритет» [1], по сути, запаздывание в развитии российского промышленного сектора, в ре-

ализации реорганизационных механизмов отечественной энергетического сектора, его ослабленное положение в части уровня конкурентоспособности среди развитых стран.

Необходимо отметить, что российский электроэнергетический сектор в силу своей высокой значимости для экономики страны требует преобразований как в рамках реализации рыночного режима, так и в части нормативно-правового координирования процессов развития. Регламентирование правовых и экономических аспектов в электроэнергетической сфере через государственное регулирование позволит обеспечить предотвращение превышений полномочий монополистов в данной отрасли.

Кроме того, формирование определенного правового пространства деятельности энергетических компаний важно также для привлечения иностранных инвесторов на российский рынок энергетики, что должно привести к его устойчивому развитию и росту конкурентоспособности.

Подчеркнем, что государственное регулирование в данном контексте предполагает установление государством ключевых положений осуществления деятельности хозяйствующих субъектов, определение аппарата мониторинга выполнения обозначенных государством требований.

В России механизм регулирования государством электроэнергетической сферы берет свое начало в 90-е годы прошлого века. Так, в 1992 году в результате рыночных реформ, реализованных преобразований в отрасли электроэнер-

гетики была законодательно определена функциональная принадлежность соответствующего органа государственной власти, конкретизирован содержательный состав. Оптимально организованная государственная координация и контроллинг деятельности субъектов хозяйствования в сфере электроэнергетики предоставляет возможность развивать экономические взаимоотношения и предоставляет обеспечение электроэнергией в государственном масштабе.

Отметим, что в настоящее время вопросы регулирования нормативно-правовых аспектов электроэнергетической отрасли, ключевые положения финансово-экономических отношений, согласование прав и обязанностей в субъектных отношениях в процессе реализации ими хозяйственной деятельности (в том числе в отношениях производитель – потребитель) опре-

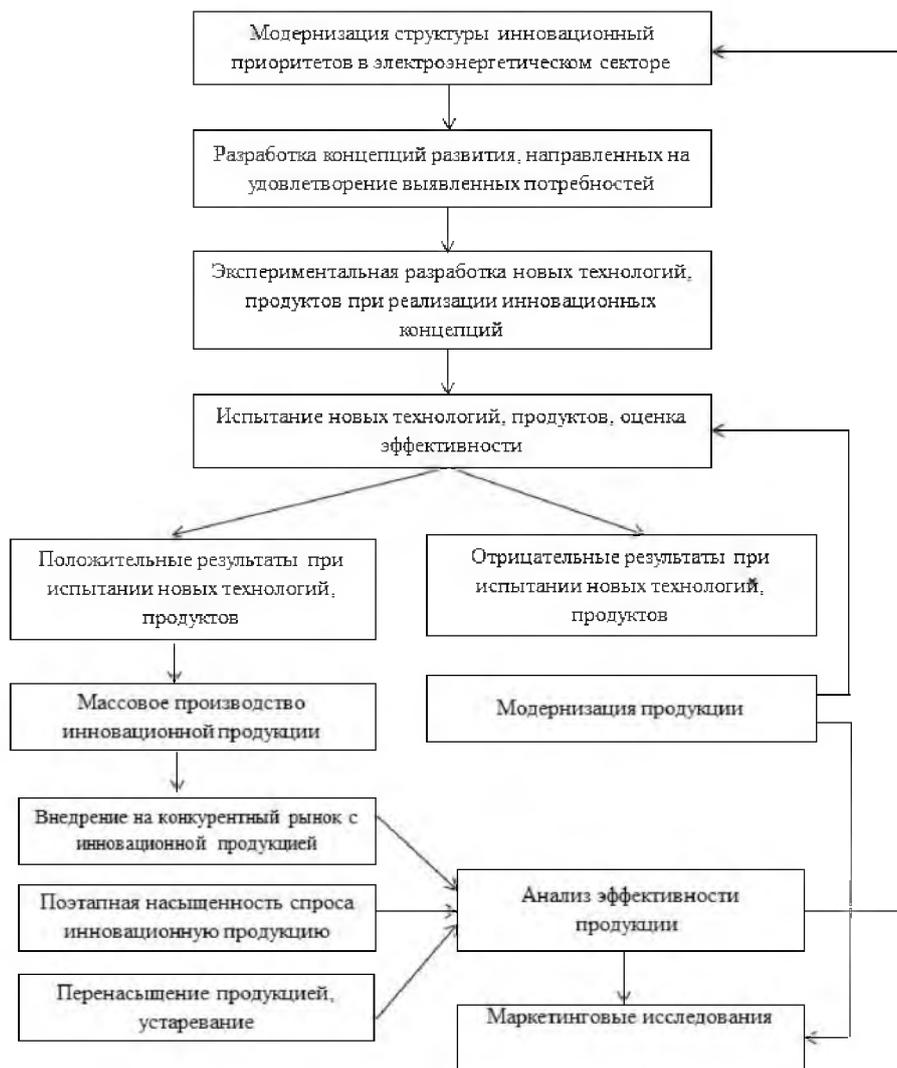


Рис. 1. Инновационная модель составляющего процесса при структурной модернизации

деляет и координирует Федеральный закон «Об электроэнергетике» от 26 марта 2003 года № 35-ФЗ (далее – ФЗ «Об электроэнергетике»). Так же отношения в данной сфере регулируются Гражданским кодексом и иными федеральными законами, указами Президента РФ и постановлениями Правительства [2].

Однако при настоящей конъюнктуре инновационно-технических условий электроэнергетического сектора в России необходима реализация комплексных мероприятий, ориентированных на инновационно-инвестиционные проекты, отвечающие вызовам шестого технологического уклада, принимая во внимание влияние посткризисных тенденций. Так, выработка комплекса инструментария и согласованного механизма внедрения инновационных технологических решений с экономической активностью субъектов хозяйствования, мобилизация инвестиций в рамках формирования энергосберегающего технологического комплекса, вариантов экономически обоснованного применения альтернативных источников энергии позволит российскому электроэнергетическому сектору выйти в режим устойчивого инновационно-технологического развития.

В данном контексте целесообразно рассматривать модернизацию структуры и содержательных элементов электроэнергетического сектора через применение инновационной модели (рис. 1).

Так, в связи с невысокой долей предпринимательских структур в инвестировании инновационных проектов в России необходимо создать предпосылки для роста активности бизнес-сектора посредством совершенствования процессов государственного регулирования [3].

1. Формирование функционального комплекса мероприятий по развитию электроэнергетической бизнес-среды, принимая во внимание актуальные экономические тенденции.

Характерными чертами функционального комплекса являются: инкорпорированность, интегрированная в государственную инновационно ориентированную концепцию развития экономики России; прямая корреляция с международными стандартами; соответствие позиции России в освоении новейших источников электроэнергии, в том числе в разработке энергосберегающих технологий с требованиями шестого технологического уклада.

Все это предполагает разработку общегосударственной концепции реализации преобразований в электроэнергетической сфере в части применения инновационных подходов к повышению эффективности организационно-эконо-

мического менеджмента в энергосекторе; внесение изменений в систему формирования тарифной сетки (позволяющей осуществлять мониторинг инфляционного движения) в данной отрасли; выработку налоговых преференций в рамках приобретения отечественного высокотехнологичного энергооборудования; создание научно-технического комплекса энергосектора (включая ориентиры на энергосбережение и возобновляемые источники энергии); осуществление проектов на государственном уровне по стимулированию инновационной активности научной и бизнес-среды, обеспечению экономической безопасности посредством усиления роста энерго мощностей, исполнению политики правового регулирования взаимоотношений энергокомпаний.

2. Выработка и интеграция адаптированных методологических концепций к способам формирования прогноза развития инноваций электроэнергетического сектора.

Здесь необходимо соблюсти баланс – исследовать энергосекторы в целом как единый объект и в качестве совокупности объектов, что позволит сформировать согласованный, непротиворечивый, отвечающий всем требованиям системного подхода прогноз роста конкурентоспособности и устойчивого развития отрасли; выстроить политико-экономическую общность электроэнергетического субъектного пространства, предполагающую объективный учет интересов всех участников процесса; соблюсти корреспонденцию прогнозных оценок с реалиями; ориентироваться как на интенсивный вид моделирования финансово-экономических капиталов предприятий.

3. Создание механизма государственной поддержки и координации процессов инновационно-направленной трансформации электроэнергетического бизнес-сектора России.

Следует принять во внимание разработку механизма государственной поддержки и координации процессов инновационно-направленной трансформации энергосектора. Здесь целесообразно применение комплексного менеджмента в энергокомпаниях, предполагающего приоритетное смещение объекта управления в соответствии с изменениями актуальных тенденций, что позволит субъекту управления рационально использовать имеющиеся ресурсы и соотносить свою деятельность с конъюнктурой на рынках других отраслей [4]. Кроме того, построение бонусно-льготного налогового режима, учитывая технологическую, экономическую, географическую специфику, отразит содержание мотивирующего фактора для предпринимательских структур в энергосекторе.

Таким образом, для обеспечения эффективного регулирования электроэнергетического сектора в России необходимы в том числе адекватные ответы на вызовы шестого технологического уклада посредством формирования устой-

чивых тенденций инновационно-инвестиционного роста в энергосекторе, уверенного ориентирования в комплексе научно-технологических требований; выстраивания мотивационной составляющей для мобилизации инвестиций.

Библиографический список

1. *Иванов В. В.* Инновационная парадигма XXI. М.: Наука, 2015.
2. Федеральный закон от 26 марта 2003 года N 35-ФЗ «Об электроэнергетике» (с изменениями и дополнениями). URL: http://www.consultant.ru/document/cons_doc_LAW_41502/ (дата обращения: 01.10.2019).

3. *Веселов Ф. В.* Механизмы реализации инвестиционной программы в российской электроэнергетике. URL: <http://www.combienergy.ru/stat969.html> (дата обращения: 07.10.19).

4. *Савельева А. Ю.* Государственное регулирование электроэнергетики. URL: <http://novainfo.ru/article/5737> (дата обращения: 07.10.19).

УДК 621.31

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-310-312

В. А. Семенова*

кандидат экономических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ТЕКУЩИЕ РЕЗУЛЬТАТЫ И ОРИЕНТИРЫ РАЗВИТИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО СЕКТОРА РОССИИ

Проведен анализ текущих итогов деятельности российской электроэнергетики, рассмотрены вопросы ее перспективного планирования и актуальных направлений модернизации.

Ключевые слова: российская электроэнергетика, текущее состояние и перспективное развитие.

V. A. Semenova*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

CURRENT RESULTS AND TARGETS FOR THE DEVELOPMENT OF THE RUSSIAN ENERGY SECTOR

The analysis of current results of activity of the Russian electric power industry is carried out, questions of its perspective planning and actual directions of modernization are considered.

Keywords: Russian electric power industry, current state and future development.

В результате преобразований РАО ЕЭС современная единая энергосистема России (ЕЭС России) представляет собой объединение семи энергосистем (ОЭС) и территориально изолированные энергосистемы (Чукотский автономный округ, Камчатский край, Сахалинская и Магаданская область, Норильско-Таймырский и Николаевский энергорайоны, энергосистемы северной части Республики Саха (Якутия)).

Координатором параллельной работы в энергосистемах России и стран-участниц синхронной зоны энергообъединения является АО «СО ЕЭС».

ЕЭС России объединяет 71 региональную энергосистему. Межсистемные высоковольтные линии электропередач напряжением 220-500 кВ и выше объединяют все энергосистемы и работают в синхронном режиме. В электроэнергетический комплекс ЕЭС России входит 805 электростанций мощностью свыше 5 МВт. На 1 января 2019 года общая установленная мощность электростанций ЕЭС России составила 243 243,2 МВт [1].

На сегодняшний день Россия эксплуатирует следующие виды электростанций:

– АЭС (атомные электростанции);



Рис. 1. Энергосистемы России

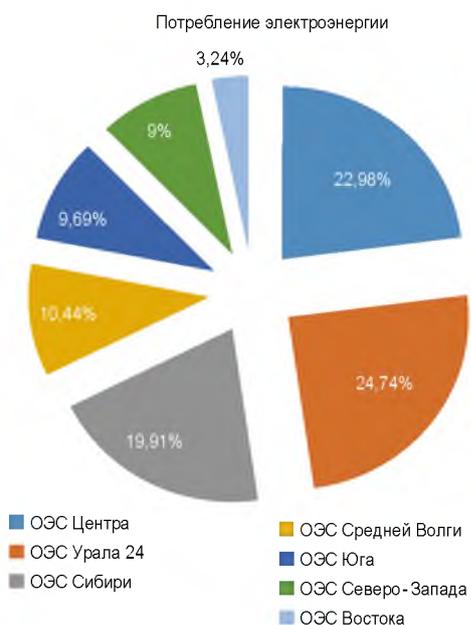


Рис. 2. Территориальная структура потребления электрической энергии по ОЭС в 2018 году, %

– ТЭС (тепловые электростанции);
 – ГЭС (гидроэлектростанции);
 – ВИЭ (электростанции, использующие возобновляемые источники электроэнергии), из эксплуатируемых в России – это СЭС (солнечные промышленные электростанции) и ВЭС (ветряные промышленные электростанции).

Анализ выработки и потребления электроэнергии по ОЭС показывает, что наибольшая генерация приходится на Центральную и Уральскую объединенные энергосистемы (рис. 2).

На рис. 3 представлены объемы выработки и движение электроэнергии в рамках ЕЭС и ОЭС России. Объем межсистемных перетоков электроэнергии указан в миллионах кВт·ч. Положительное сальдо перетоков прием электроэнергии в энергосистему, отрицательное сальдо выдача электроэнергии из энергосистемы.

В динамике относительно 2017 года в 2018 году наблюдался прирост выработки электроэнергии по всем типам генерации на 1,7 % (табл. 1).

Рост выработки электроэнергии приходился на холодные периоды времени года и обусловлен

ОЭС Центра	ОЭС Средней Волги	ОЭС Урала	ОЭС Северо-Запада	ОЭС Юга	ОЭС Сибири	ОЭС Востока
Общие показатели (млн·кВт·ч) Выработка 231 833,7 ТЭС: 121 398,4 ГЭС: 3 788,1 АЭС: 94 943,8 Потребление 242 565,2 Сальдо +10 731,5	Общие показатели (млн·кВт·ч) Выработка 114 399,0 ТЭС: 54 703,2 ГЭС: 24 848,8 АЭС: 31 861,4 Потребление 110 198,3 Сальдо -4 200,7 ч	Общие показатели (млн·кВт·ч) Выработка 263 682,1 ТЭС: 222 044,0 ГЭС: 6 009,2 АЭС: 8 838,2 Потребление 261 139,2 Сальдо -2 543,0	Общие показатели (млн·кВт·ч) Выработка 113 349,7 ТЭС: 51 264,6 ГЭС: 13 294,4 АЭС: 39 049,6 Потребление 95 031,1 Сальдо -18 319,7	Общие показатели (млн·кВт·ч) Выработка 104 731,1 ТЭС: 51 356,0 ГЭС: 22 025,6 АЭС: 29 369,6 Потребление 102 281,0 Сальдо -2 450,1	Общие показатели (млн·кВт·ч) Выработка 205 281,9 ТЭС: 93 629,0 ГЭС: 101 864,3 АЭС: 0,0 Потребление 210 147,8 Сальдо -4 865,9	Общие показатели (млн·кВт·ч) Выработка 37 644,7 ТЭС: 25 715,4 ГЭС: 11 929,4 АЭС: 0,0 Потребление 34 197,4 Сальдо -3 447,3
Перетоки с другими ОЭС (млн·кВт·ч) ОЭС Северо-Запада +6 458,4 ОЭС Юга +3 188,8 ОЭС Средней Волги +469,2 ОЭС Урала +1 044,2	Перетоки с другими ОЭС (млн·кВт·ч) ОЭС Центра -469,2 ОЭС Урала +287,7 ОЭС Юга -3 984,1	Перетоки с другими ОЭС (млн·кВт·ч) ОЭС Средней Волги -287,7 ОЭС Центра -1 044,2 ОЭС Сибири -1 052,6 ОЭС Северо-Запада -67,2 млн·кВт·ч	Перетоки с другими ОЭС (млн·кВт·ч) ОЭС Урала +67,2 ОЭС Центра -6 458,4	Перетоки с другими ОЭС (млн·кВт·ч) ОЭС Средней Волги +3 984,1 ОЭС Центра -3 188,8	Перетоки с другими ОЭС (млн·кВт·ч) ОЭС Урала +1 052,6 ОЭС Востока +273,4	Перетоки с другими ОЭС (млн·кВт·ч) ОЭС Сибири -273,4
Перетоки с другими странами (млн·кВт·ч) Беларусь -507,4 Украина +78,2	Перетоки с другими странами (млн·кВт·ч) Казахстан -35,2	Перетоки с другими странами (млн·кВт·ч) Казахстан +91,1	Перетоки с другими странами (млн·кВт·ч) Эстония +178,4 Финляндия -7 880,9 Литва -2 944,9 Латвия -1 199,9 Беларусь -61,2 Норвегия -20,1	Перетоки с другими странами (млн·кВт·ч) Украина -2 942,1 Азербайджан +45,2 Грузия -85,5 Южная Осетия -145,3 Казахстан -89,5 Абхазия -28,2	Перетоки с другими странами (млн·кВт·ч) Казахстан +3 700,2 Монголия -388,0	Перетоки с другими странами (млн·кВт·ч) Китай -3 108,9

Рис. 3. Итоги работы ЕЭС и ОЭС за 2018 год

Таблица 1

Баланс электрической энергии за 2018 г., млрд кВтч

	2017	2018	Изменение, % к 2017
Выработка электроэнергии, всего	1 073,7	1 091,7	+1,7
в т. ч.:			
ТЭС	622,4	630,7	+1,3
ГЭС	187,4	193,7	+3,3
АЭС	202,9	204,3	+0,7
ВИЭ	0,69	0,98	+42,0
Электростанции промышленных предприятий	60,3	62,0	+2,9
Потребление электроэнергии	1059,7	1076,2	+1,6
Сальдо перетоков электроэнергии, «+» – прием, «-» – выдача	-14,0	-15,5	

понижением среднегодовой температуры. Кроме того, наблюдалось увеличение потребностей в электроэнергии нефтегазовыми, металлургическими, деревообрабатывающими предприятиями, а также объектами железнодорожного транспорта ПАО «Северсталь в Вологодской области, ПАО «НЛМК» в Липецкой области, АО «Уральская сталь» в Ориенбургской области и АО «Кузнецкие ферросплавы» в Кемеровской области) [2].

В 2018 году наибольшее использование мощности работы электростанций пришлось на АЭС. Коэффициенты использования установленной мощности по типам генерации в долях календарного времени составили (%):

- АЭС – 78,4;
- ТЭС – 46,5;
- ГЭС – 43,3;
- ВЭС – 18,3;
- СЭС – 14,6.

В динамике по сравнению с 2017 годом использование установленной мощности увеличилось на ТЭС, ВЭС, ГЭС снизилось на АЭС. В относительных показателях значительное увеличение использования мощности наблюдалось на ВЭС, но доля вырабатываемой ими электроэнергии относительно других типов генерации мала, поэтому данное увеличение малозначительно в общем объеме изменения произведенной электроэнергии. Наибольшие объемы в структуре вырабатываемой электроэнергии приходятся на ТЭС, поэтому общий рост выработки электроэнергии в 2018 году обеспечивался именно приростом загрузки фактических мощностей ТЭС.

Российская электроэнергетика – это отрасль, обеспечивающая практически все процессы социального развития и экономического роста, поэтому модернизация и развитие электроэнергетики должны осуществляться опережающими темпами в соответствии с поставленными целями и задачами развития государства.

Программа перспективного развития генерирующих мощностей к 2025 году предусматривает до 2 %. Предполагается постепенное снижение долей АЭС и ТЭС при одновременном наращении генерации электроэнергии на ГЭС, ВЭС и СЭС. В январе 2019 года утверждена программа, в соответствии с которой до 2031 года необходимо произвести модернизацию ТЭС объемом до 41 ГВт. Запланирована модернизация отдельных гидроэлектростанций. Разработана программа инвестирования в развитие ВИЭ.

Актуальными проблемами сферы электроэнергетики являются:

- модернизация структуры электрогенерации в сторону увеличения объемов возобновляемой и экологически безопасных источников энергии;
- достижение более высокого качества при удешевлении услуг группы «Россети» для потребителей;
- цифровизация электроэнергетики, позволяющая применять дистанционные и интеллектуальные технологии в управлении и учете электропередачи и электропотребления.

Актуальными проблемами сферы электроэнергетики являются:

- модернизация структуры электрогенерации в сторону увеличения объемов возобновляемой и экологически безопасных источников энергии;
- достижение более высокого качества при удешевлении услуг группы «Россети» для потребителей;
- цифровизация электроэнергетики, позволяющая применять дистанционные и интеллектуальные технологии в управлении и учете электропередачи и электропотребления.

Библиографический список

1. Единая энергетическая система России. URL: <https://www.so-cdu.ru/index.php?id=ees> (дата обращения: 30.12.19).
2. Основные характеристики российской электроэнергетики. URL: <https://minenergo.gov.ru/node/532> (дата обращения: 30.12.19).

УДК 004.89, 004.942

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-313-316

Т. Н. Елина*

кандидат экономических наук, доцент

В. А. Мильников*

кандидат технических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

МОДЕЛЬ БЕЗОПАСНОСТИ ОБЛАЧНОГО СЕРВИСА С ПОЛНЫМ ПЕРЕКРЫТИЕМ УГРОЗ

Рассмотрен комплексный подход к обеспечению защиты облачной системы с использованием модели управления рисками с полным перекрытием угроз. Полученные результаты возможно использовать при оценке экономической эффективности комплексной системы безопасности.

Ключевые слова: облачные технологии, математическое моделирование, оценка эффективности, защита информации.

T. N. Yelina*

PhD Sc. Economic, Associate Professor

V. A. Mylnikov*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

THE SECURITY MODEL OF CLOUD SERVICE WITH FULL OVERLAPPING OF THREATS

The article considers a comprehensive approach to the protection of a cloud system using a risk management model with complete threat overlap. The obtained results can be used to evaluate the economic efficiency of the integrated security system.

Keywords: cloud technologies, mathematical modeling, performance assessment, information security.

Использование облачных вычислений при обработке данных в настоящее время достаточно распространено. Преимущество такого подхода очевидно: сервисы, основанные на облачных вычислениях, обладают высокой степенью гибкости, универсальности, масштабируемости, производительности, безопасности, надежности и удобства сопровождения [1]. Тем не менее задачи повышения надежности и безопасности работы облачного сервиса являются в настоящее время актуальными. В основном они направлены на сетевую и физическую защиту, обеспечение отказоустойчивости и надежного электропитания. Однако комплексный подход к обеспечению защиты облачной системы позволит максимально предотвратить или уменьшить угрозы при разумных финансовых и материальных затратах.

Процессы мониторинга, контроля и оперативного управления облачным сервисом относятся к задачам обеспечения информационной

безопасности. Без применения системного комплексного подхода к реализации этих функций могут быть учтены не все ресурсы информационной системы, возможно появление неконтролируемых небезопасных процессов или нарушение конфигурации всей системы. Такие угрозы связаны с системой управления облачной инфраструктурой и число типовых решений для обеспечения ее защиты весьма ограничено.

Для формирования комплексной защиты облачной системы предлагается использование модели управления рисками с полным перекрытием угроз [2], предполагающую наличие хотя бы одного средства обеспечения информационной безопасности для каждого воздействия угрозы на объекты облачного сервиса. Качественный подход оценки модели с полным перекрытием подробно представлен в нормативных документах и работах [3–6].

Для построения модели определим набор объектов защиты и множество угроз [7]. Можно

выделить следующие объекты (O) облачной инфраструктуры:

- Основная система электроснабжения – o_1 .
- Система аварийного электроснабжения – o_2 .
- Доступ в серверное помещение – o_3 .
- Организация внутренней сети – o_4 .
- Организация внешней сети – o_5 .
- Вычислительные серверы/группа кластеров – o_6 .
- Система удаленного управления серверами – o_7 .
- Служба мониторинга технического состояния инфраструктуры – o_8 .
- Система гипервизоров облачной инфраструктуры – o_9 .
- Гостевые виртуальные машины – o_{10} .
- Виртуальные службы и сервисы – o_{11} .
- Прикладное программное обеспечение – o_{12} .
- Служба мониторинга программных сервисов – o_{13} .
- Службы резервного копирования, клонирования и восстановления образов – o_{14} .

К каждому представленному объекту o_j относится определенный набор угроз информационной безопасности, реализуемых нарушителем при попытке несанкционированного доступа к нему. Такие потенциальные действия злоумышленника по отношению ко всему множеству объектов защиты формируют набор угроз информационной безопасности облачного сервиса.

Далее приведен список возможных угроз (Y) облачной инфраструктуры:

- Несанкционированное физическое проникновение на территорию – y_1 .
- Вредоносное программное обеспечение – y_2 .
- Удаленное выполнение вредоносного кода – y_3 .
- Несанкционированный доступ к системе управления инфраструктурой – y_4 .
- Несанкционированный доступ к хранилищу виртуальных систем – y_5 .
- Несанкционированный доступ к резервным копиям виртуальных сред – y_6 .
- Уязвимость системного и прикладного программного обеспечения – y_7 .
- Атака на СУБД с использованием SQL-инъекций – y_8 .
- Атаки, ориентированные на клиента (Cross Site Scripting, «угон» паролей, перехваты веб-сессий, «человек посередине» и т. д.) – y_9 .
- Атаки DoS и DDoS – y_{10} .
- Блокирование ресурсов и перехват сетевого трафика с помощью виртуальных машин-невидимок – y_{11} .

Весь набор отношений воздействия угрозы на объект защиты ($Y \rightarrow O$) образует двухдольный граф (рис. 1), наличие каждого ребра этого графа (y_i, o_j) обусловлено существованием угрозы y_i , как средства получения доступа к защищаемому объекту облачного сервиса o_j . Очевидно, что рассматриваемая связь «угроза-объект» имеет тип «многие ко многим», то есть одна угроза может относиться к любому количеству объектов защиты, в то время как каждый объект подвергаться более чем одной угрозе. В этом аспекте основное направление политики информационной безопасности облачного сервиса состоит в обеспечении «перекрытия» каждого ребра двудольного графа (рис. 1) за счет реализации «барьера» для доступа по этому пути.

Воздействие угрозы y_i на объект защиты o_j , как правило, сопряжено с некоторой величиной ущерба s_{ij} для владельца облачного сервиса, в большинстве случаев этот ущерб может быть определен в количественном выражении. Кроме того, каждый элемент множества угроз характеризуется вероятностью p_{ij} своего возникновения на объекте защиты. Таким образом, ущерб от угрозы i для всей системы рассчитывается по формуле

$$S_i = \sum_{j=1}^I s_{ij} \cdot p_{ij}.$$

Ущерб, причиняемый конкретному объекту j , определяется как

$$S_j = \sum_{i=1}^J s_{ij} \cdot p_{ij}.$$

Суммарный ущерб до внедрения системы информационной безопасности на облачном сервисе равен

$$S = \sum_{i=1}^J \sum_{j=1}^I s_{ij} \cdot p_{ij}.$$

Обеспечение физической безопасности системы основано на непрерывном мониторинге и проведении контроля реализации угроз несанкционированного доступа злоумышленника к серверам и сетевой инфраструктуре. Реализация политики информационной безопасности облачного сервиса связана с построением представленной модели угроз (рис. 1).

В построенную модель (рис. 1) нужно добавить третье множество, описывающее средства обеспечения безопасности M , которые используются для защиты информации в облачной системе:

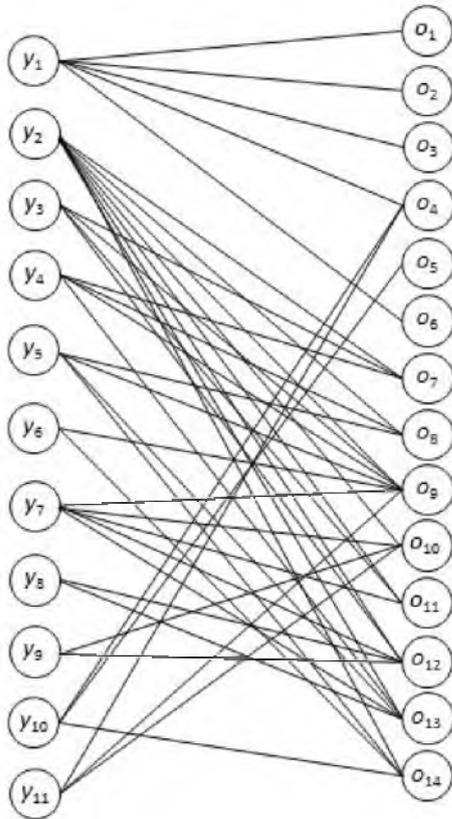


Рис. 1. Двудольный граф «угроза – объект»

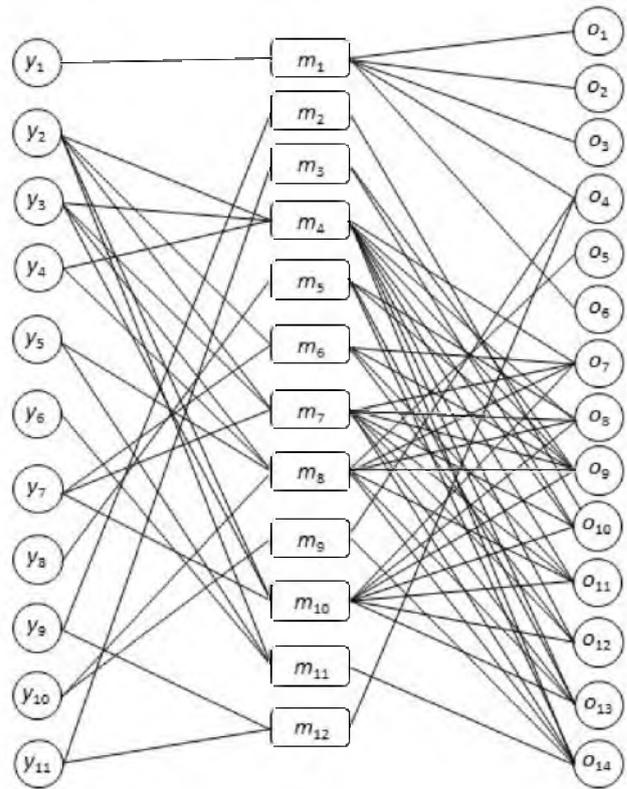


Рис. 2. Трехдольный граф «угроза – метод защиты – объект»

- Комплексная система разграничения контроля доступа – m_1 .
- Использование зашифрованных соединений (SSL, TLS, IPSec) – m_2 .
- Обеспечение прозрачности изменений конфигурации на системном уровне – m_3 .
- Система обнаружения и предотвращения вторжений – m_4 .
- Защита от SQL-инъекций – m_5 .
- Контроль целостности системных ресурсов и прикладного контента – m_6 .
- Служба обновления системного и прикладного ПО – m_7 .
- Корпоративный брандмауэр – m_8 .
- Межсетевые экраны, пакетные фильтры – m_9 .
- Комплексная антивирусная защита – m_{10} .
- Шифрование конфиденциальной пользовательской информации в хранилище – m_{11} .
- Создание индивидуальных виртуальных частных сетей с использованием технологий VPN, VLAN и VPLS – m_{12} .

В идеальном случае каждое средство m_k должно устранять некоторое ребро (y_i, o_j) . Метод защиты m_k выполняет функцию «барьера»,

обеспечивая некоторую степень сопротивления попыткам проникновения, он характеризуется двумя показателями. В первую очередь, это цена c_k , определяемая в денежных единицах для каждого средства. А также определяется показатель эффективности e_k^{ij} (отн. ед.) действия метода на конкретное ребро (y_i, o_j) , как коэффициент изменения величины ущерба от угрозы y_i на объект o_j . Набор M средств обеспечения безопасности сервиса преобразует двудольный граф в трехдольный, представленный на рис. 2.

В защищенной системе все ребра представляются в форме (y_i, m_k) и (m_k, o_j) . Любое ребро в форме (y_i, o_j) определяет незакрытую угрозу и незащищенный объект. Следует отметить, что одно и то же средство обеспечения безопасности может противостоять реализации более чем одной угрозы и (или) защищать более одного объекта. Отсутствие ребер типа (y_i, o_j) не гарантирует полного обеспечения безопасности (хотя наличие такого ребра дает потенциальную возможность несанкционированного доступа, за исключением случая, когда вероятность p_{ij} появления угрозы равна нулю).

Реализация системы защиты облачного сервиса может быть представлена в виде многомерной задачи оптимизации (1), где целевой функцией (2) является суммарная эффективность применяемых методов защиты при ограничениях, накладываемых на суммарные затраты Z .

$$\sum_{i=1}^J \sum_{j=1}^I \sum_{k=1}^K e_k^{ij} \cdot s_{ij} \cdot p_{ij} \rightarrow \min, \quad (1)$$

$$\sum_{k=1}^K c_k \leq Z. \quad (2)$$

Таким образом, представленная модель информационной безопасности облачного сервиса основана на обеспечении перекрытия воздействия угроз на защищаемые объекты. Данная модель включает в себя пять множеств $\{O, Y, M, V, B\}$, первые три из которых описаны выше, а множество V представляет собой список уязвимостей системы, определяемый как декартово произведение $Y \times O$ или кортежи $V_i = (y_i, o_j)$, представляющих собой пути проникновения в систему. Множество B представляет собой места в системе, где необходимо реализовывать методы защиты, определяемые как декартово произведение $Y \times O \times M$ или кортежи $b_i = (y_i, o_j, m_k)$.

Библиографический список

1. Мыльников В. А., Елина Т. Н. Анализ причин нарушения устойчивости облачных систем с учетом требований надежности и оперативности // Завалишинские чтения '18. СПб.: ГУАП, 2018. С. 258–261.
2. Хоффман Л. Д. Современные методы защиты информации. М.: Советское радио, 1980. 264 с.
3. Петренко С.А., Симонов С.В. Управление информационными рисками. Экономически оправданная безопасность. М.: Компания АйТи; ДМК Пресс, 2004.
4. Международный стандарт ISO/IEC 27005:2008. Информационная технология – Методы защиты – Менеджмент рисков информационной безопасности BS ISO/IEC 27005:2008.
5. ГОСТ Р ИСО/МЭК 27002-2012. Информационная технология (ИТ). Методы и средства обеспечения безопасности. Свод норм и правил менеджмента информационной безопасности.
6. Баранова Е. К. Методики анализа и оценки рисков информационной безопасности // Образовательные ресурсы и технологии. 2015. № 1 (9). С. 73–79.
7. Беззатеев С. В., Елина Т. Н., Мыльников В. А. Моделирование процессов подбора параметров облачных систем для обеспечения их устойчивости с учетом надежности и безопасности // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2018. Т. 18. № 4. С. 654–662.

УДК 004.89, 004.942

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-317-320

Т. Н. Елина*

кандидат экономических наук, доцент

В. А. Мыльников*

кандидат технических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДЕЙСТВИЙ НАРУШИТЕЛЯ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ ПРЕДПРИЯТИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СЕТЕЙ ПЕТРИ

Рассмотрен анализ угроз информационной безопасности на примере утечек конфиденциальной информации, предложена математическая модель оценки сценариев действий нарушителей с помощью вероятностных сетей Петри. Рассчитанный размер ущерба поможет оценить потенциально возможный объем затрат на мероприятия по защите большинства объектов системы. Полученные результаты возможно использовать при оценке затрат и контроля системы безопасности, что позволяет выявить слабые места и уязвимости в рассматриваемых корпоративных информационных системах.

Ключевые слова: корпоративные информационные системы, математическое моделирование, сети Петри, защита информации.

T. N. Yelina*

PhD Sc. Economic, Associate Professor

V. A. Mylnikov*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

MODELING OF ACTIONS OF THE VIOLATOR OF INFORMATION SECURITY OF THE ENTERPRISE WITH THE USE OF PETRI NETS

The article deals with the analysis of information security threats on the example of confidential information leaks, and offers a mathematical model for evaluating scenarios of violators' actions using probabilistic Petri nets. The calculated amount of damage will help to estimate the potential cost of measures to protect most of the system objects. The obtained results can be used in assessing the costs and control of the security system, which allows you to identify weaknesses and vulnerabilities in the considered corporate information systems.

Keywords: corporate information systems, mathematical modeling, Petri nets, information security.

Ежегодно в мире растет количество инцидентов информационной безопасности. Согласно исследованиям аналитического центра InfoWatch [1] в первом полугодии 2019 года зарегистрировано 1276 случаев утечки конфиденциальной информации, что на 22 % больше аналогичного периода 2018 года (1039 утечек). На рис. 1 представлена динамика количества утечек в период 2006–2019 годов.

Более 55 % от зарегистрированных утечек (695 шт.) составили утечки информации из-за внутренних нарушителей, а в 555 случаях (44 %) утечка информации произошла из-за внешнего воздействия, причем доля последних ежегодно увеличивается.

В ходе внешних утечек информации, как правило, компрометируются однородные дан-

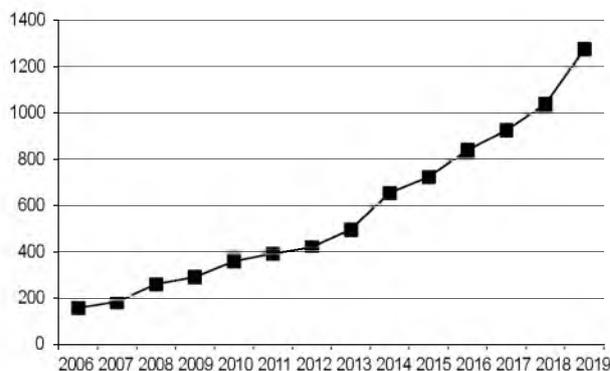


Рис. 1. Динамика количество зарегистрированных утечек информации за период с I полугодия 2006 по I полугодие 2019 года



Рис. 2. Распределение утечек по источнику (виновнику) за период с I полугодия 2006 по I полугодие 2019 года

ные, ограниченные функционалом одной системы, на которую было осуществлено нападение. Внутренние же утечки являются более сложными по своим последствиям, так как их сложнее предупредить, и они могут охватывать любую информацию, включая наиболее чувствительные и разнородные данные. Распределение утечек информации в первом полугодии 2018 и 2019 года по виновнику инцидента представлено на рис. 2.

По виду информации наибольшая доля утечек приходится на персональные данные, второе место занимает платежная информация. Распределение утечек по виду информации приведено на рис. 3.

Представленные статистические данные определяют необходимость внедрения на предприятиях комплексной системы защиты информации. Для ее реализации требуется проведение всестороннего анализа угроз информационной безопасности и моделирование различных сценариев действий нарушителей. Один из

видов моделей, реализующих данный функционал, строится на основе модели вероятностных сетей Петри [2], учитывающих возможную вероятность возникновения и действия угрозы в определенном временном интервале, а также позволяющих моделировать одновременное возникновение угроз, попыток несанкционированного доступа в целях определения политики безопасности.

Для создания модели необходимо реализовать следующие подзадачи [3]:

1. Определение множества методов защиты конкретных объектов от отдельных угроз информационной безопасности системы (возможно использование модели с полным перекрытием угроз).
2. Для каждого выделенного воздействия определение размера вероятности его возникновения.
3. Расчет суммарной вероятности осуществления угрозы информационной безопасности всей системы.



Рис. 3. Распределение утечек по виду информации за период с I полугодия 2006 года по I полугодие 2019 года

Таблица 1

Действия нарушителя информационной безопасности

	Система электро-снабжения	Серверы	ЛВС	Персональные машины	Программное обеспечение	Методы защиты
Несанкционированное проникновение	+	+		+		СКУД
Вредоносное программное обеспечение			+		+	Антивирус
Атаки DoS и DDoS			+			Межсетевые экраны. Пакетные фильтры
Подбор пароля			+	+		Система обнаружения и предотвращения вторжений
Атаки, ориентированные на клиента			+		+	Использование зашифрованных соединений. VPN, VLAN и VPLS
Сетевая разведка		+	+	+		Использование зашифрованных соединений. VPN, VLAN и VPLS
SQL-инъекции					+	Защита от SQL-инъекций

4. Ранжирование объектов защиты и на основе определенной вероятности проведение расчета показателей доверия всей политике информационной безопасности системы.

Список действий злоумышленников представляет собой конечное множество, которое можно разбить на отдельные группы в зависимости от их принадлежности к конкретным целям атак. Примерный набор действий представлен в табл. 1.

В табл. 1 плюсами отмечены наиболее вероятные угрозы (Y) на отдельных объектах (O) корпоративной информационной системы. Идеальная модель предполагает рассмотрение всех сочетаний $Y \times O$, однако учет реальных условий эксплуатации системы значительно сократит это множество.

Рассмотрим угрозу несанкционированного проникновения, которая может быть реализована на системе электроснабжения, на сер-

верах или персональных машинах. Смоделировать работу системы в этом случае можно, используя вероятностные сети Петри [3] (рис. 4). В позиции P_0 отражена вся совокупность угроз несанкционированного проникновения, конкретный тип которых определяется срабатыванием переходов T_0, T_1 или T_2 в позиции P_1, P_2 и P_3 соответственно. В зависимости от успешности работы системы защиты переходы T_3, T_4 и T_5 могут привести систему к проникновению злоумышленника (позиция P_4) или отраженной атаке (позиция P_5). Позиция P_6 с маркером отвечает за безопасное функционирование СКУД. Если срабатывает переход T_7 , то маркер перемещается в P_7 , что говорит о действиях злоумышленника в системе, против которых существующая система контроля и управления доступом не эффективна. Реализация угрозы переносит маркер системы в позицию P_8 .

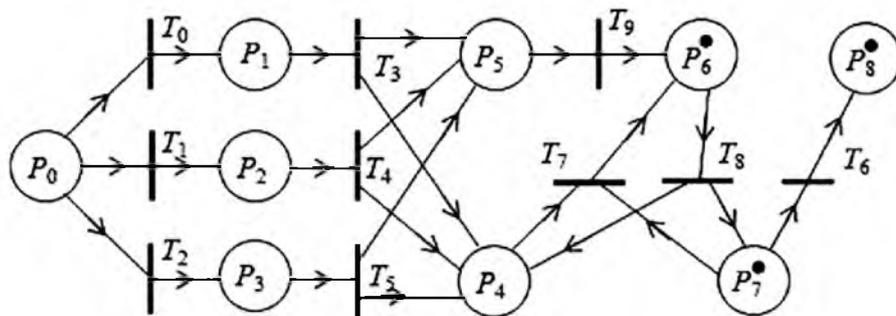


Рис. 4. Сеть Петри на примере работы СКУД

Далее для каждого ребра сети Петри P_iP_j определяется вероятность его появления q_{ij} , а также его стоимость c_{ij} (размер ущерба, ден. ед.). Общую стоимость реализации угрозы на данном объекте можно рассчитать как .

Очевидно, что рассчитанный размер ущерба поможет оценить потенциально возможный объем затрат на мероприятия по защите всех объектов системы [4].

Полученные в результате расчетов с помощью вероятностных сетей Петри результаты можно использовать как при оценке инвестиционных затрат на систему информационной безопасности, так и для контроля существующих систем [5]. Анализ промежуточных значений поможет выявить слабые места и уязвимости в рассматриваемых корпоративных информационных системах.

Библиографический список

1. Глобальное исследование утечек конфиденциальной информации в первом полугодии 2019 года. Аналитический центр InfoWatch. 2019. 30 с. URL: https://www.infowatch.ru/sites/default/files/report/analytics/russ/Global_Data_Leaks_Report_2019_half_year.pdf?rel=1 (дата обращения: 18.12.2019).
2. *Котов В. Е.* Сети Петри. М.: Наука, 1984. 160 с.
3. *Бейбутов Э. Р.* Анализ защищенности корпоративных систем на основе вероятностных сетей Петри // Сб. мат. II междунар. науч.-практ. конф. «Актуальные проблемы безопасности информационных технологий» / Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. Красноярск, 2008. С. 53–56.

4. *Мыльников В. А., Елина Т. Н.* Анализ причин нарушения устойчивости облачных систем с учетом требований надежности и оперативности // Завалишинские чтения'18. СПб.: ГУАП, 2018. С. 258–261.

5. *Беззатеев С. В., Елина Т. Н., Мыльников В. А.* Моделирование процессов подбора параметров облачных систем для обеспечения их устойчивости с учетом надежности и безопасности // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2018. Т. 18. № 4. С. 654–662.

УДК 004.89, 004.942

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-321-323

Т. Н. Елина*

кандидат экономических наук, доцент

В. А. Мильников*

кандидат технических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ НА ИЗОБРАЖЕНИЯХ

Приведен обзор и анализ алгоритмов обнаружения объектов на растровых изображениях с учетом их особенностей, представлены достоинства и недостатки, особенности применения, сформулированы основные проблемы их использования.

Ключевые слова: фильтрация изображений, нейронная сеть, нечеткая кластеризация, обнаружение объектов.

T. N. Yelina*

PhD Sc. Economic, Associate Professor

V. A. Mylnikov*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ANALYSIS OF OBJECT DETECTION ALGORITHMS IN IMAGES

The article provides an overview and analysis of algorithms for detecting objects on raster images, taking into account their features, presents advantages and disadvantages, features of application, and formulated the main problems of their use.

Keywords: image filtering, neural network, fuzzy clustering, object detection.

Компьютерное зрение представляет собой направление в области информационных технологий, в рамках которого разрабатываются способы, методы и модели распознавания объектов и создаются прикладные программные средства для обнаружения, распознавания и объектов или их признаков, подобно зрительному восприятию человеком окружающего мира.

Основными задачами таких систем являются:

- обнаружение конкретного объекта на цифровом изображении или подтверждение его отсутствия;
- определение принадлежности входного изображения к одному из хранимых эталонных изображений объектов;
- выявление характерных признаков группы объектов;
- определение количества однородных объектов на изображении.

Задача поиска на изображении объекта по эталонному образцу является подзадачей теории распознавания образов [1]. Если поиск не систематизирован и хаотичен, то он может продолжаться бесконечно долго и не привести к заданной точности. В современной литературе описываются различные модели поиска объектов на цифровом изображении, причем очевид-

но, что модели с достаточно хорошими показателями надежности и эффективности занимают больше временных и вычислительных ресурсов, при этом часто требуется обучение модели, для чего нужна большая обучающая выборка.

Для реализации каждой модели необходимо выполнить последовательность основных операций, включающих предварительную обработку изображения, формирование признакового описания объекта на изображении, принятие решения (локализация объекта).

Предварительная обработка изображения имеет целью удаление шума с помощью применения различных фильтров. Выполнение данного этапа не является обязательным, в этом случае необходимо, чтобы алгоритм распознавания имел высокий уровень устойчивости и низкую реакцию на шум. Современные модели распознавания часто учитывают лишь один из видов шума. Модель, которая учитывала бы все наиболее часто встречающиеся виды шума, не существует. Тем не менее практически любой его вид можно приблизить к белому Гауссовскому шуму. Наиболее известные модели подавления шума направлены на этот вид, используя линейные и нелинейные фильтры [2]. Существуют следующие виды фильтров:

- сглаживающие;
- Винера;
- медианные;
- ранжирующие.

Линейный фильтр определяется вещественнозначной функцией (ядром фильтра), а сама фильтрация производится при помощи операции дискретной свертки (взвешенного суммирования). При линейной сглаживающей фильтрации значение интенсивности в каждой точке усредняется по некоторой сглаживающей маске. Потенциально лучшие результаты фильтрации достигаются при использовании фильтра Винера, который реализуется при помощи дискретного преобразования Фурье в частотной области.

Использование методов линейной фильтрации не всегда позволяет получить хорошее шумоподавление, по причине нелинейного характера самих процессов передачи, кодирования и обработки информации. Лучшие результаты для сохранения переходов оттенков, различных границ и локальных пиков яркости на искаженных импульсным шумом изображениях может дать применение медианной фильтрации.

Медианный фильтр реализует нелинейную процедуру подавления шумов, он представляет собой скользящее по изображению окно, охватывающее нечетное число отсчетов. Центральный отсчет заменяется медианой всех элементов изображения, попавших в окно. Медианой дискретной последовательности называется средний по порядку член ряда, получающегося при упорядочении исходной последовательности. Характерной особенностью медианного фильтра, отличающей его от сглаживающего, является сохранение перепадов яркости (контуров).

Ранжирующий фильтр, как и сглаживающий, для преобразования изображения использует маску. Значения элементов, попадающих в маску, можно расположить в упорядоченный по возрастанию (или убыванию) ряд. Выходным значением фильтра, которым заменяется центральный отсчет, является взвешенная сумма интенсивности центрального пикселя и медианы получившегося ряда. Коэффициенты обычно связаны определенной зависимостью со статистикой пикселей в окне фильтра.

Основным этапом поиска объекта на изображении является построение его признакового описания, от качества которого сложность реализации этапа принятия решения. Алгоритмы построения признакового описания изображений заключаются в выявлении на изображении точек, яркость которых является наибольшей или наименьшей по сравнению с соседни-

ми точками (светлые пятна на темном фоне или темные пятна на светлом фоне). Далее каждой из таких точек ставится в соответствие описание, учитывающее величину и направление изменения яркости в данной точке. Среди алгоритмов, формирующих такие описания, можно выделить следующие [3]:

- инвариантное к масштабу признаковое преобразование (SIFT);
- ускоренное построение устойчивых признаков (SURF);
- двоичные устойчивые независимые элементарные признаки (BRIEF).

Приведенные методы отличаются деталями реализации поиска ключевых точек и способом представления признакового описания. Как правило, последнее представляет собой вектор чисел определенной размерности. Главный недостаток таких алгоритмов – значительный объем вычислений, который требуется для формирования признакового описания и его последующей обработки на этапе локализации объекта. Преимуществом является инвариантность получаемых описаний к изменениям масштаба и поворота изображения.

К основным методам, применяемым для принятия решения (локализации объекта на изображении по ключевым точкам), можно отнести следующие:

- объединение областей изображения по принципу схожести;
- иерархическая пирамидальная схема;
- вероятностные деревья;
- классификатор k ближайших соседей;
- наивный байесовский классификатор;
- нейронные сети;
- нечеткая кластеризация;
- нейро-нечеткие сети.

Большинство указанных методов используют предварительное обучение для последующей локализации объекта на изображении. Также некоторые из этих методов могут использоваться для классификации объектов по категориям.

Основными проблемами, появляющимися при решении подобного вида задач, являются:

- формирование признакового описания объекта, связанное с выбором системы признаков, которая будет использоваться для однозначного и информативного описания точек искомого объекта;
- поиск ключевых точек, однозначно характеризующих данный объект и являющихся устойчивыми к изменениям масштаба и поворота, а также к шумам и помехам.
- принятие решения о локализации объекта, являющегося самой ресурсоемкой задачей.

Таким образом, задача обнаружения объектов на изображениях имеет множество методов решения, что говорит о ее актуальности в современных условиях. При этом большинство

рассмотренных методов базируются на схожих принципах и отличаются лишь деталями реализации на этапах решения различных подзадач.

Библиографический список

1. Мерков А. Б. Распознавание образов: Введение в методы статистического обучения. УРСС. 2019. 256 с.

2. Buades A., Coll B., Morel J. A review of image denoising algorithms, with a new one. SIAM Multiscale Modeling and Simulation. Vol. 4. 530, 2005. P. 490.

3. Дышлюк В. О. Исследование показателей качества и быстродействия поиска опорных точек на изображениях методом SURF // Молодой ученый. 2018. № 27. С. 23–26.

УДК 004.94:669.046.5

DOI: 10.31799/978-5-8088-1446-2-2020-15-324-332

С. Г. Фомичева*

кандидат технических наук, профессор

Г. А. Жемелев**

аспирант

*Санкт-Петербургский университет аэрокосмического приборостроения

**Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого

МЕТОДЫ ВИЗУАЛИЗАЦИИ И ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

Рассмотрены методы исследования параметров системы управления объектами с использованием ПИД-регуляторов с целью получения требуемого качества управления. Для оценки качества управления использованы время переходного процесса и перерегулирование. Поскольку параметрический синтез является сложной вычислительной задачей и требует тщательного анализа расположения полюсов и нулей передаточной функции системы управления на комплексной плоскости, актуальной становится задача визуализации пространства возможных параметрических решений. Приводится авторская программная реализация для визуализации параметрических решений в среде MATLAB применительно к синтезу систем автоматического управления.

Ключевые слова: системы автоматического управления, ПИД-регуляторы, визуализация параметрических решений, время переходного процесса, перерегулирование, объект управления (ОУ), управляющее устройство (УУ), систему автоматического управления (САУ).

S. G. Fomicheva*

PhD Sc. Tech., Professor

G. A. Zhemelev**

PhD Student

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

**Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University

METHODS OF VISUALIZATION AND PARAMETRIC SYNTHESIS FOR CONTROL SYSTEMS

This article describes the methods of studying the parameters for control systems that use PID controllers in order to obtain the required quality of control. Transition time and overshoot were used to assess the quality of control. Since parametric synthesis is a complex computational task and requires a thorough analysis of locations of poles and zeros of the transfer function of a control system in the plane of complex numbers, the problem of visualization of the space of possible parametric solutions becomes urgent. The article presents the author's software implementation for visualization of parametric solutions in MATLAB with regard to the control system synthesis problem.

Keywords: automatic control systems, PID controllers, visualization of parametric solutions, transition time, overshoot, control object, control device, automatic control system.

Любая техническая система характеризуется совокупностью физических величин, по которым складывается представление о ее работе. Если исходную управляемую величину нужно изменить по определенному закону без вмешательства человека, в систему вводят управляющее устройство. Объект управления и управляющее устройство составляют систему автоматического управления. Процесс управления в каждый момент времени характеризуется одним или несколькими показателями, которые отражают физическое состояние управляемого объекта (температуру, скорость, давление, электрическое напряжение и т. п.). Эти показатели

в процессе управления должны изменяться по какому-либо закону или оставаться неизменными при изменении внешних условий и режимов работы устройства. Для автоматического обеспечения заданных значений параметров, определяющих необходимое протекание управляемого процесса (*автоматическое регулирование*) часто используются ПИД-регуляторы [1–4].

Пропорционально-интегрально-дифференцирующий регулятор (ПИД-регулятор) – устройство в управляющем контуре с обратной связью, который используется в САУ для формирования управляющего сигнала с целью получения необходимых точности и качества переходного про-

цесса. ПИД-регулятор формирует управляющий сигнал, являющийся суммой трех слагаемых, первое из которых пропорционально *разности входного сигнала и сигнала обратной связи* (сигнал рассогласования), второе – интеграл сигнала рассогласования, третье – производная сигнала рассогласования. Теоретические методы анализа системы с ПИД-регулятором редко применяются на практике [5–7]. Основная сложность практического применения – незнание характеристик объекта управления. Кроме того, существенную проблему представляют нелинейность и нестационарность системы. Практические регуляторы работают в ограниченном сверху и снизу диапазоне, поэтому в принципе нелинейны. В этой связи получили распространение методы экспериментальной настройки регулятора, подключенного к объекту управления. В современных системах автоматизации, которые, как правило, строятся на базе программируемых логических контроллеров (PLC), ПИД-регуляторы реализуются либо как специализированные аппаратные модули, включаемые в состав управляющего контроллера, либо программными методами с применением специализированных библиотек [8–11]. Производители контроллеров часто разрабатывают специализированное программное обеспечение (тюнеры) для настройки коэффициентов регулятора. При разработке таких специализированных тюнеров приходится решать задачу параметрического синтеза систем управления по корневым критериям качества [12–14].

В данной статье рассмотрены методы визуализации пространства допустимых решений параметров управления САУ, которые позволяют разработчику PLC ПИД-регуляторов существенно облегчить и ускорить параметрический синтез регуляторов по заданным требованиям к качеству управления. В результате разработана программа для расчета времени переходных процессов произвольной замкнутой системы с ПИД-регулятором, которая позволяет найти коэффициенты, удовлетворяющие требованиям по качеству переходного процесса. Программа оптимизирована для многоядерных систем. Производительность при просмотре итогового трехмерного графика зависит от количества результирующих данных и характеристик видеоадаптера. Управляемыми параметрами являются: *target* – целевое время переходного процесса (ВПП); *crit* – критерий, по которому определяется ВПП (0,05 для критерия 5 %); K_p , K_i , K_d – границы (диапазоны), задающие область определения коэффициентов ПИД-регулятора: для пропорциональной, интегральной и дифференциальной составляющих соответственно.

Постановка задачи исследования и визуализации при параметрическом синтезе ПИД-регулятора

Пусть требуется разработать программное обеспечение на языке MATLAB, которое позволяет выполнять исследование качества линейных систем автоматического управления при решении задачи параметрического синтеза ПИД-регулятора по заданным требованиям к качеству управления.

Установим следующие требования к разрабатываемой системе:

- 1) обеспечить вывод информации о временах переходных процессов в заданной системе при различных значениях коэффициентов ПИД-регулятора;
- 2) обеспечить вывод информации о перерегулировании в заданной системе при различных значениях коэффициентов ПИД-регулятора;
- 3) осуществить представление выводимой информации в виде линий равного уровня;
- 4) обеспечить фильтрацию значений коэффициентов ПИД-регулятора исходя из заданных требований по качеству управления;
- 5) предоставить механизм построения переходных процессов в системе при выбранных значениях коэффициентов ПИД-регулятора.

Для решения поставленной задачи авторами был разработан программный проект ТТФ (Transient Time Field), принимающий на вход пять параметров:

- 1) целевое время переходного процесса;
- 2) критерий для определения времени переходного процесса;
- 3) область определения коэффициента пропорциональной составляющей;
- 4) область определения коэффициента интегральной составляющей;
- 5) область определения коэффициента дифференциальной составляющей.

Области определения задаются в виде тройки параметров: начальное значение, шаг, конечное значение – и определяют, таким образом, пространство, в котором будут производиться вычисления. Область определения также может быть задана в виде единственного числа, тогда соответствующий коэффициент фиксируется на данном значении, что позволяет построить линии равного уровня. Кроме того, на вход принимается передаточная функция замкнутой системы с ПИД-регулятором, задаваемая в отдельном файле `TTF_input.m`.

Для каждой точки (K_p , K_i , K_d) определяется время переходного процесса и перерегулирование. После окончания вычислений программа

возвращает два массива (размером $N \times 5$, где N – общее количество точек):

rfull – массив из коэффициентов ПИД-регулятора и соответствующих времен переходного процесса и значений перерегулирования для всех точек из области определения;

rfiltered – массив из коэффициентов ПИД-регулятора и соответствующих времен переходного процесса и значений перерегулирования, в котором присутствуют только те точки, где время переходного процесса меньше либо равно целевому.

Формат данных в выходном массиве (*i*-я строка) имеет вид:

K_p	K_d	K_i	Время переходного процесса, с	Перерегулирование, %
-------	-------	-------	-------------------------------	----------------------

Время переходного процесса в некоторых строках результирующего массива может быть равно специальному значению NaN. Это говорит о том, что при данных значениях коэффициентов ПИД-регулятора система неустойчива.

Кроме того, при завершении работы программы выводятся два трехмерных графика и в случае, если один из коэффициентов фиксирован, графики линий равного уровня. Трехмерные графики представляют собой облака точек из массива *rfiltered*, где цвет точки соответствует значению времени переходного процесса на первом графике и перерегулированию – на втором (по цветовой шкале справа от графиков). Узнать конкретные значения можно с помощью встроенного инструмента MATLAB «Data Cursor». При этом если в программе *TTF.m* переменной *ttFlag* установлено значение 1, производится автоматическое построение графика переходного процесса заданной системы при значениях коэффициентов ПИД-регулятора, равных координатам выбранной точки.

Разработанное программное решение оптимизировано для многоядерных систем путем использования возможностей Parallel Computing Toolbox (цикл *parfor*). Производительность при просмотре итоговых трехмерных графиков зависит от количества результирующих данных и характеристик видеоадаптера.

Текст основной программы выглядит следующим образом:

```
function [rfull, rfiltered]=TTF(target, crit, Kpb, Kib, Kdb)
% Флаг для включения функции построения переходного процесса в Datatip
global ttFlag;
ttFlag= 1;

isFixedKp=0;
isFixedKi=0;
isFixedKd=0;
```

```
isoCount=50;
isoLabel=25;
if (numel(Kpb)== 1)
Kpb=[Kpb 1 Kpb];
isFixedKp= 1;
else
assert (numel(Kpb)== 3 && Kpb(1) < Kpb(3), 'Incorrect bounds for Kp')
assert (Kpb(2) <= Kpb(3)-Kpb(1), 'Too big step size for Kp bounds')
end
if (numel(Kib)== 1)
Kib=[Kib 1 Kib];
isFixedKi= 1;
else
assert (numel(Kib)== 3 && Kib(1) < Kib(3), 'Incorrect bounds for Ki')
assert (Kib(2) <= Kib(3)-Kib(1), 'Too big step size for Ki bounds')
end
if (numel(Kdb)== 1)
Kdb=[Kdb 1 Kdb];
isFixedKd= 1;
else
assert (numel(Kdb)== 3 && Kdb(1) < Kdb(3), 'Incorrect bounds for Kd')
assert (Kdb(2) <= Kdb(3)-Kdb(1), 'Too big step size for Kd bounds')
end
```

```
Ws=@(K) 1;
Ws=TTF_input();
```

```
bbi=Kpb(1);
sti=Kpb(2);
abi=Kpb(3);
```

```
bbj=Kdb(1);
stj=Kdb(2);
abj=Kdb(3);
```

```
bbk=Kib(1);
stk=Kib(2);
abk=Kib(3);
```

```
qnum=floor((abi-bbi)/sti);
pnum=floor((abj-bbj)/stj);
lnum=floor((abk-bbk)/stk);
total_it=(qnum+1)*(pnum+1)*(lnum+1);
data=zeros(total_it,5);
```

```
time=zeros(qnum,1);
it=0;
```

```
for q=0:qnum
tic
i=q*sti+bbi;
cnt2=it*(lnum+1)*(pnum+1);
for p=0:pnum
cnt=p*(lnum+1)+cnt2;
j=p*stj+bbj;
parfor l=1:lnum+1
k=(l-1)*stk+bbk;
info=stepinfo(Ws([i, k, j]), 'SettlingTimeThreshold', crit)
sttl=info.SettlingTime;
sigma=info.Overshoot;
```

```

data (l+cnt, :)= [i j k sttl sigma];
end
end
t=toc;
it=it + 1;
time (it)=t;
fprintf (' %d % % complete ( %d/%d) – iteration time: %d f s
(mean time: %d f s)\n',...
100*it/(qnum+1), it, (qnum+1), t, mean (time (1:it)))
end

rfull=data;
rfiltered=TTF_plot (data, target, Inf, 'Time', 'Time');
TTF_plot (data, target, Inf, 'Sigma', 'Time');
if (isFixedKp+isFixedKi+isFixedKd == 1)
figure
TTF_iso (data, target, 'Time', isoCount, isoLabel);
figure
TTF_iso (data, [], 'Sigma', isoCount, []);
end
    
```

Функции TTF_plot и TTF_iso, используемые в приведенном листинге, предназначены для построения трехмерного графика и линий равного уровня соответственно и для краткости не приводятся в тексте данной работы.

Испытание работы программного проекта TTF

Приведем пример использования программного проекта для решения следующей задачи: Дана передаточная функция объекта:

$$W(p) = \frac{1}{p(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)},$$

где $T_1 = 1$ с, $T_2 = 0,1$ с.

Необходимо выбрать коэффициенты ПИД-регулятора так, чтобы обеспечить время переходного процесса $t_n \leq 1$ с и перерегулирование $\sigma \leq 15\%$.

Для обеспечения требуемого качества переходного процесса последовательно с объектом управления включается ПИД-регулятор передаточная функция которого имеет вид:

$$W_{PID}(p) = K_p + K_i \frac{1}{p} + K_d p,$$

где K_p , K_i и K_d – коэффициенты, подлежащие определению. Тогда передаточная функция замкнутой системы будет иметь вид:

$$W_3(p) = \frac{W_{PID}(p)W(p)}{1 + W_{PID}(p)W(p)} = \frac{K_d p^2 + K_p p + K_i}{T_1 T_2 p^4 + (T_1 + T_2) p^3 + (K_d + 1) p^2 + K_p p + K_i}$$

Введем полученную передаточную функцию в файл TTF_input.m:

```

function W=TTF_input
s=tf('s');
% Передаточная функция замкнутой системы:
T1=0.1;
T2=1;
W=@(K) (K(3)*s^2+K(1)*s+K(2))/(T1*T2*s^4 + (T1+T2)*s^3 + (K(3) + 1)*s^2 + K(1)*s + K(2));
% K(1)=Kp, K(2)=Ki, K(3)=Kd
% Kp, Ki, Kd – коэффициенты пропорциональной, интегральной и
% дифференциальной составляющих ПИД-регулятора соответственно.
end
    
```

Выберем следующие области определения коэффициентов ПИД-регулятора:

$$K_p \in [2;10], K_i \in [0;8], K_d \in [2;10].$$

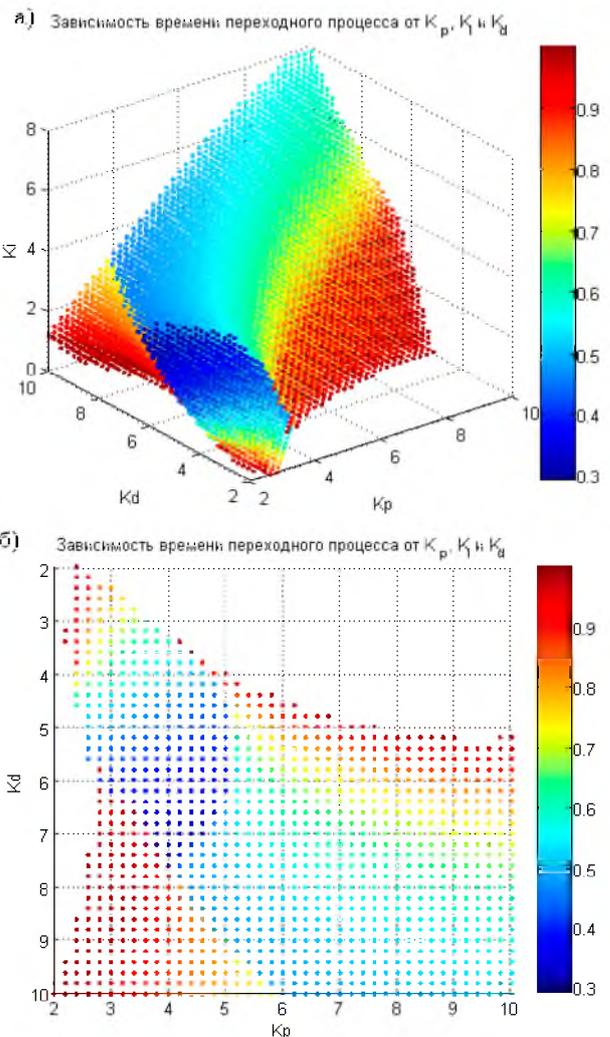


Рис. 1. Облако точек для времен переходного процесса, меньших 1 с

Для определения времени переходного процесса будем использовать критерий 5 %.

Тогда вызов функции ТТФ может иметь следующий вид:

```
[data dataf]=TTF(1,0.05,[2 0.2
10],[0 0.2 8],[2 0.2 10]).
```

В результате выполнения программы были получены графики, изображенные на рис. 1–2. Выбрав инструментом Data Cursor произвольную точку на графике с рис. 1, получим переходный процесс, удовлетворяющий требованиям по $t_{п}$ и с высокой вероятностью, по значению σ (рис. 3–4).

Проанализировав график на рис. 1б, можно обнаружить, что имеется область с времена-

ми переходного процесса около 0,4 с, где $K_i=0$. Отсюда можно сделать вывод, что для данной системы обеспечить наименьшие времена переходного процесса позволяет ПД-регулятор, а анализ можно производить в плоскости $K_i=0$. Из рис. 2 видно, что в этой плоскости имеются как удовлетворительные, так и очень малые значения перерегулирования. Тогда для дальнейшего анализа можем построить линии равного уровня (рис. 5). Выбранная на рис. 5 точка $K_p=4$; $K_d=5$ попадает на линии равного уровня со значениями $t_{п}=0,44$ с и $\sigma=1,1$ %. Вернувшись на трехмерный график можем построить переходный процесс в данной точке (после повторного вызова функции ТТФ для вывода линий равного уровня были также построены новые графики, в которых представлены только точки в плоскости $K_i=0$) (рис. 6).

Таким образом, имеем следующие параметры ПИД-регулятора:

$$K_p=4; K_i=0; K_d=5.$$

Им соответствуют следующие значения показателей качества:

$$t_{п}=0,44 \text{ с}; \sigma=1,1 \text{ \%}.$$

Полученное значение времени переходного процесса вдвое меньше требуемого, а величина перерегулирования – в 15 раз. Достижение таких показателей стало возможно за счет первичного анализа в трехмерном пространстве коэффициентов ПИД-регулятора и последующего уточнения по линиям равного уровня. Пользователю при этом не понадобилось вводить ника-

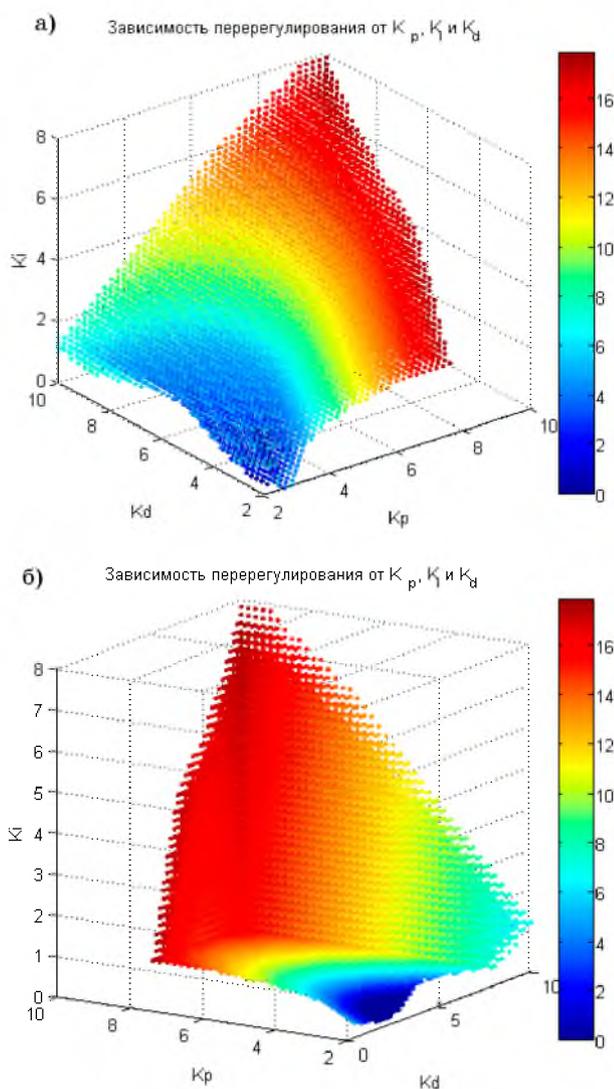


Рис. 2. Облако точек для значений перерегулирования (во всех точках время переходного процесса меньше 1 с): а) и б) – разные ракурсы

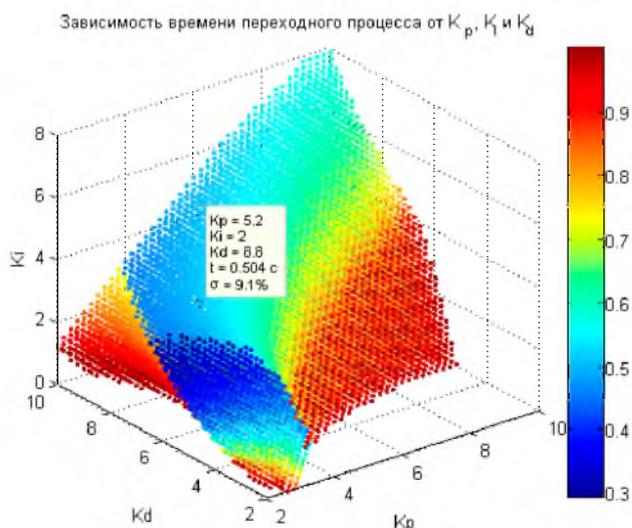


Рис. 3. Выбор произвольной точки из облака

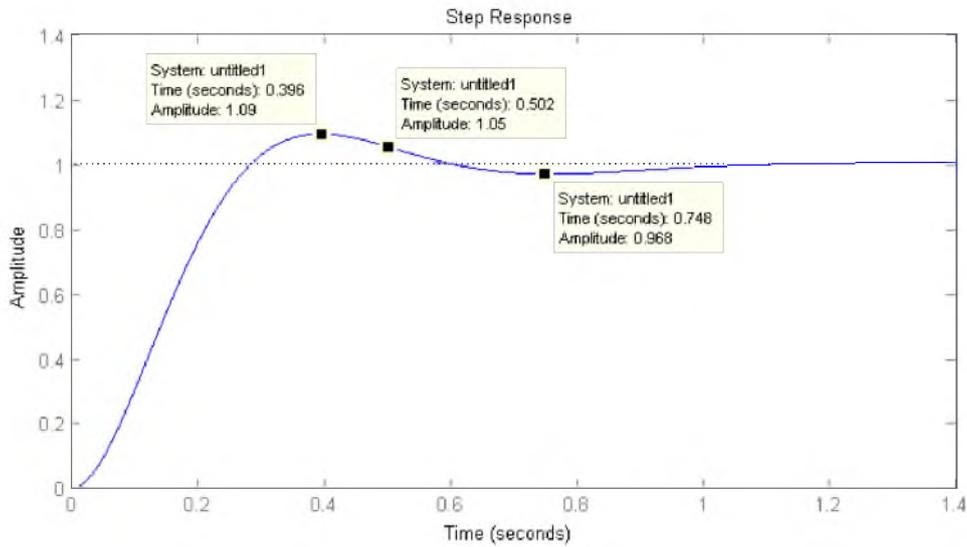


Рис. 4. Переходный процесс, построенный в выбранной точке автоматически

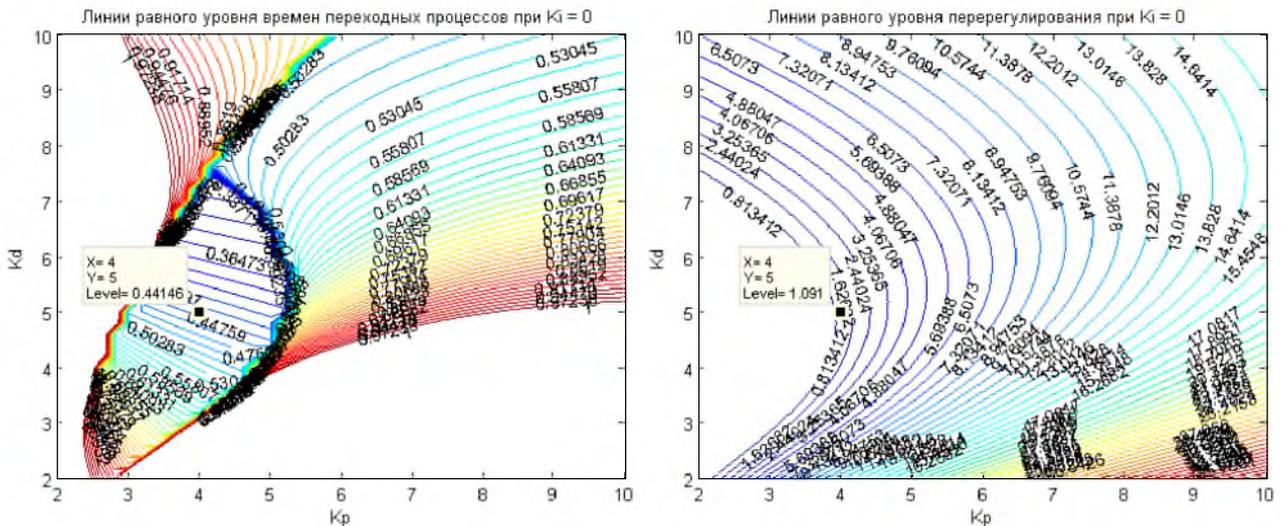


Рис. 5. Выбор точки коэффициентов ПД-регулятора по линиям равного уровня

ких команд, кроме запуска функции TTF: анализ производился путем рассмотрения и сопоставления графиков и выборочного уточнения данных встроенным инструментом MATLAB «Data Cursor».

Сравнение с существующими решениями и оценка производительности

Пакет MATLAB Simulink предоставляет пользователю возможность выполнять параметрический синтез регуляторов при помощи ин-

струмента «PID Tuner», доступного из блока «PID Controller» [5, 6]. Этот инструмент обладает удобным интерфейсом и автоматически рассчитывает коэффициенты регулятора исходя из двух значений, задаваемых с помощью одноименных ползунков: Response time и Transient behavior – первый отвечает за отзывчивость системы, а второй – за ее стабильность. Перемещая ползунки, пользователь может наблюдать за изменением графика переходного процесса (рис. 7):

Когда получен переходный процесс, удовлетворяющий заданным требованиям, остается на-

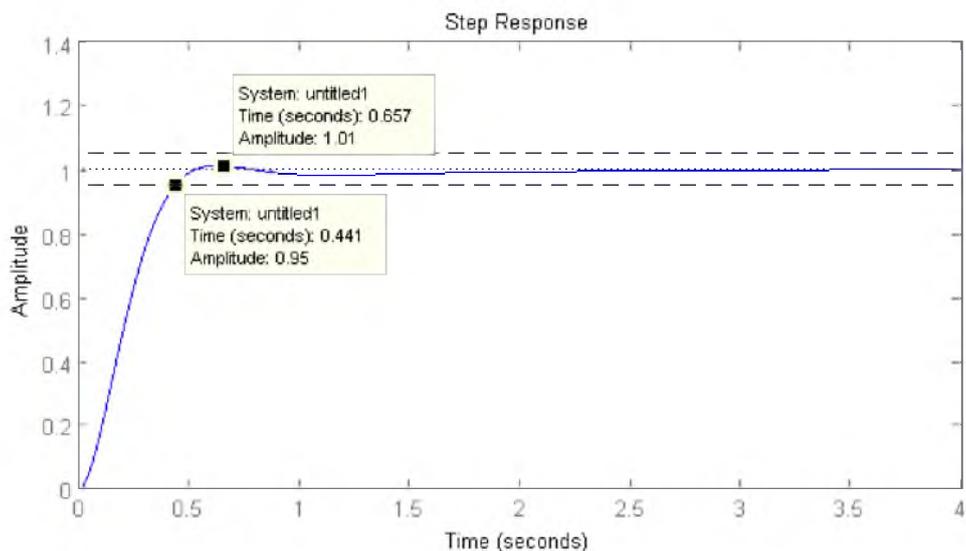


Рис. 6. Переходный процесс в точке, выбранной по линиям равного уровня

жать на кнопку «Apply», и блоку PID Controller будут присвоены рассчитанные коэффициенты. Однако данный блок помимо трех обычных коэффициентов имеет и четвертый коэффициент N , называемый «Filter coefficient», введенный исходя из ограничений Simulink при реализации операции дифференцирования.

Разработанная программа ТТФ не вводит подобные корректировки, поэтому имеет некоторое преимущество в плане точности, однако инструмент PID Tuner позволяет не менее успешно решать задачу параметрического синтеза. После применения параметров, приведенных на

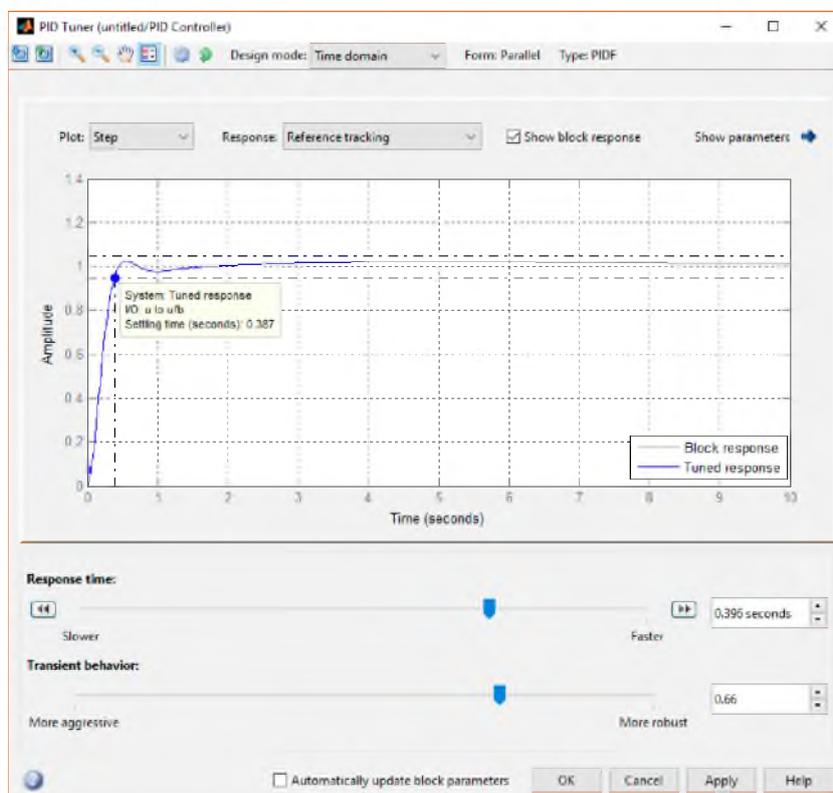


Рис. 7. Настройка ПИД-регулятора при помощи инструмента PID Tuner

рис. 7, были получены следующие коэффициенты ПИД-регулятора:

$$K_p=4; K_i=0,6; K_d=5,7.$$

При этом были получены следующие значения показателей качества:

$$t_n=0,39 \text{ с}; \sigma=2 \text{ \%}.$$

Соответствующая схема моделирования приведена на рис. 8, а график переходного процесса – на рис. 9.

Инструмент PID Tuner может быть неудобен тем, что трудно понять, как изменение положения ползунков повлияет на время переходного процесса и перерегулирование. Также не очевидно, когда небольшое изменение одного из параметров приведет к пересечению 5 %-ной границы. Авторское программное решение ТТФ в этом плане значительно нагляднее, так как предоставляет общую картину, которую можно рассмотреть с разных сторон. Это полезно при выборе коэффициентов исходя из *требований к робастности*: точки, вблизи которых резко меняются цвета, и точки, находящиеся на границе облака, можно сразу отбросить, поскольку в них небольшое изменение коэффициентов приводит к значительным изменениям показателей качества или выходу за поставленные границы соответственно. Инструмент PID Tuner не позволяет делать такие выводы.

Главным преимуществом инструмента PID Tuner над программой ТТФ является скорость

его работы: требуется лишь несколько секунд при запуске инструмента, а дальнейшая работа не требует существенных затрат машинного времени. При использовании ТТФ затраты машинного времени существенно зависят от числа точек, в которых необходимо производить расчет. Число точек в свою очередь выбирается пользователем при задании областей определения коэффициентов регулятора.

Таким образом, время работы программы во многом зависит от требований пользователя. По этой причине во время работы функция ТТФ выводит на экран текущий прогресс; время, затраченное на каждую итерацию внешнего цикла (один шаг по коэффициенту K_p); общее число итераций и среднее время итерации. Выводимые данные позволяют оценить время, которое потребуется на выполнение вычислений и прекратить работу программы, если это время слишком велико, чтобы увеличить размер шага и запустить программу заново.

Проанализировав упомянутые выше достоинства и недостатки обоих инструментов, отметим, что для решения задачи параметрического синтеза регуляторов выбор зависит от предпочтений пользователя и дополнительных требований при решении задачи. Однако заметим, что программа ТТФ принимает на вход любую передаточную функцию с тремя параметрами, подлежащими определению. Это не обязательно должны быть коэффициенты ПИД-регулятора. И хотя при выводе графиков они будут назва-

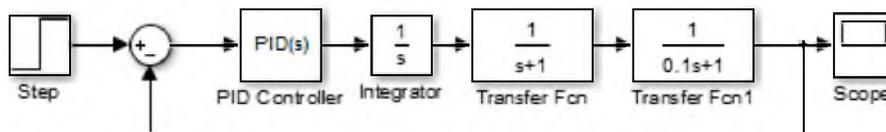


Рис. 8. Схема моделирования в Simulink

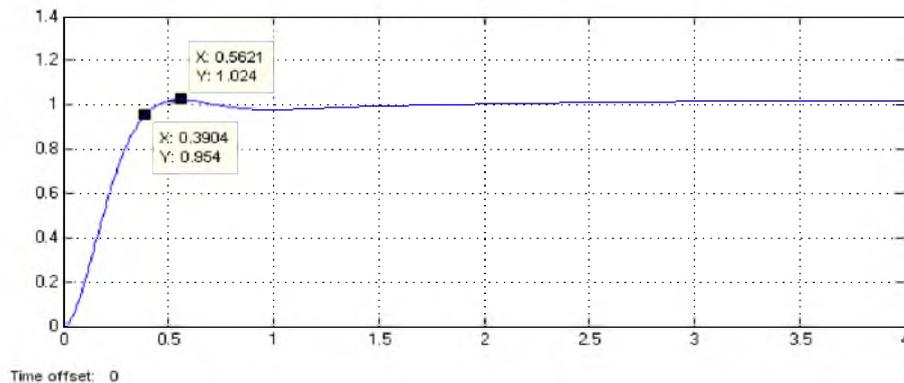


Рис. 9. Переходный процесс, полученный при помощи инструмента PID Tuner

ны именно так, по сути, программу ТТФ можно использовать при анализе показателей качества любых линейных систем с одним, двумя или тремя параметрами, будь то коэффициенты усиления, постоянные времени или что-то еще. Это существенно расширяет применимость ТТФ и дает ей преимущество над существующими решениями.

Заключение

Разработанный авторами программный проект ТТФ позволяет существенно упростить процесс параметрического синтеза ПИД-регуляторов для линейных САУ при заданных требованиях по качеству управления. Одним из его преимуществ является работа непосредственно с показателями качества: временем переходного процесса и перерегулированием, что позволяет избежать неточностей, которые возникают при использовании приближенных формул, которые в свою очередь связывают эти показатели с корневыми критериями качества (степень устойчивости и степень колебательности). Кроме того, разработанное программное решение рассматривает передаточную функцию целиком, поэтому учитывает взаимное расположение нулей и полюсов, что позволяет получить более правдивую картину по сравнению с методами, анализирующими качество систем только по характеристическому полиному их передаточной функции.

Результат работы авторского проекта – исчерпывающий массив данных, из которого с помощью средств MATLAB можно извлечь гораздо больше информации, чем выводится по умолчанию. Используемые функцией ТТФ подпрограммы подходят для использования вручную и позволяют строить графики по рассчитанным ранее данным, используя разные значения времени переходного процесса и перерегулирования для фильтрации точек. Такая схема работы позволяет один раз выполнить расчеты с высокой точностью на высокопроизводительном компьютере, а затем анализировать данные на сравнительно слабых машинах. Другой подход – итеративное приближение к наилучшим показателям качества за счет использования сравнительно большого шага и постепенного сужения областей определения коэффициентов регулятора. В примере, рассмотренном в данной статье, использовался первый подход, и он позволил успешно и быстро справиться с поставленной задачей.

Библиографический список

1. Справочные материалы по ПИД-регулятору в среде Simulink. Mathworks Inc. 2015. URL: <http://www.mathworks.com/help/simulink/slref/pidcontroller.html> (дата обращения: 12.12.2019).
2. *Turevskiy A.* MathWorks. PID Control Design with Control System Toolbox. URL: <https://www.mathworks.com/videos/pid-control-design-with-control-system-toolbox-68748.html> (дата обращения: 12.04.2019).
3. *Денисенко В. В.* ПИД-регуляторы: вопросы реализации // Современные технологии автоматизации. 2008. № 1. С. 86–99.
4. *Ala Eldin Abdallah Awouda and Rosbi bin Mamat.* New PID Tuning Rule Using ITAE Criteria. International Journal of Engineering (IJE). 2010. Vol. P. 597–608.
5. *Ziegler J., Nichols N.* Optimum settings for automatic controllers // Trans. ASME. 1942. Vol. 64. P. 759–768.
6. *Chien K., Hrones J., Reswick J.* On automatic control of generalized passive systems // Trans. ASME. 1952. Vol. 74. P. 175–185.
7. *Li Y., Ang K., Chong G.* Patents, Software, and Hardware for PID control: an overview and analysis of the current art // IEEE Control Systems Magazine. Feb. 2006. P. 42–54.
8. Control System Design and Tuning. URL: <https://ww2.mathworks.cn/help/slcontrol/referencelist.html?type=block> (дата обращения: 12.12.2019).
9. *Фомичева С. Г.* Теоретические аспекты квантования баз знаний в мультиагентных системах. Информационно-управляющие системы. 2017. № 3 (88). С. 2–10.
10. The model reference control by adaptive PID like fuzzy neural controller / P. Tsai, H. Huang, S. Chuang, Y. Chen, R. Hwang // IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics. 2005. Vol. 1. P. 239–244.
11. *Фомичева С. Г., Конев А. В.* Адаптивная система управления содержанием оксида кремния в шлаках при переработке медно-никелевых руд // Программные продукты и системы. 2014. № 3. С. 131–140.
12. Разработка и реализация ПИД-регуляторов. URL: <https://matlab.ru/solutions/spheres/control-systems/pid-control> (дата обращения: 12.12.2019).
13. *Кутрубас В. А., Сычева Е. Е.* Эффективный ПИД-регулятор // Промышленные АСУ и контроллеры. 2013. № 5. С. 60–65.
14. *Тараненко Ю.* Оптимизация настроек ПИД регулятора по интегральному критерию качества регулирования. URL: <https://habr.com/ru/post/349686> (дата обращения: 12.12.2019).

**Акопов
Владимир Сергеевич**



Кандидат технических наук, старший научный сотрудник, доцент кафедры управления в технических системах. Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения. Область научных интересов – управление локальными системами, моделирование движения транспортных средств. vakopov@yandex.ru

**Белоусова
Мария Владимировна**



Аспирант. Санкт-Петербургский государственный университет, факультет прикладной математики – процессов управления, кафедра моделирования экономических систем. Область научных интересов – теория надежности, математическая статистика, эконометрика. 27bmw1993@mail.ru

**Армашова-Тельник
Галина Семеновна**



Кандидат экономических наук, доцент кафедры программно-целевого управления в приборостроении. Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения. Область научных интересов – экономика и управление на предприятии, организация и планирование хозяйственной деятельности, социальная инфраструктура предприятия, управление персоналом. atgs@yandex.ru

**Булатов
Виталий Владимирович**



Кандидат технических наук, доцент. Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, кафедра электромеханики и робототехники. Область научных интересов – эксплуатационная надежность, оптические методы контроля. bulatov-vitaly@yandex.ru

**Афонин
Андрей Николаевич**



Доктор технических наук, доцент, Профессор кафедры информационных и робототехнических систем. ФГАОУ «Белгородский государственный национальный исследовательский университет». Область научных интересов – разработка автоматизированных систем научных исследований. Методы совместного проектирования организационно-технологических распределенных комплексов и систем управления ими. afonin@bsu.edu.ru

**Бушуев
Александр Борисович**



Старший преподаватель. Университет ИТМО. Область научных интересов – алгоритмы выявления препятствий и определения расстояния до них при движении мобильного робота по пересеченной местности. bushuev@inbox.ru

**Белоусов
Алексей Сергеевич**



Аспирант кафедры Электропривода. Липецкий государственный технический университет. Область научных интересов – моделирование систем управления многофазными электроприводами; двухфазные двигатели. 011bas962@gmail.com

**Важник
Василий Сергеевич**



Магистрант кафедры электромеханики и робототехники. Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения. Область научных интересов – инновационные методы повышения энергоэффективности электротехнических комплексов объектов социальной инфраструктуры. Vazhnik-Vasiliy@yandex.ru

**Ватаева
Елизавета Юрьевна**

Ассистент кафедры управления в технических системах.
Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения.
Область научных интересов – синтез нелинейных систем автоматического управления.
89217450004@bk.ru

**Дранникова
Вера Руслановна**

Магистрант кафедры электромеханики и робототехники.
Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения.
Область научных интересов – энергоэффективность электроэнергетических систем.
vera.drannikova@yandex.ru

**Голубков
Виктор Александрович**

Кандидат технических наук, доцент кафедры управления в технических системах.
Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения.
Область научных интересов – контроль и диагностика электромеханических систем.
viktor-golubkov@yandex.ru

**Елина
Татьяна Николаевна**

Кандидат экономических наук, доцент кафедры технологий защиты информации.
Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения.
Область научных интересов – управление проектами, нейронечеткие системы, экспертные системы, экономико-математическое моделирование.
elinatn@yandex.ru

**Даев
Жанат Арикулович**

Доктор философии, профессор кафедры инженерии и транспортных услуг.
Баишев Университет
Область научных интересов – автоматизированные системы, моделирование, приборостроение.
zhand@yandex.ru

**Елтышев
Борис Константинович**

Кандидат технических наук, доцент кафедры судовой автоматики и измерений.
Санкт-Петербургский государственный морской технический университет.
Область научных интересов – имитационное моделирование сложных систем.
bkelt1@yandex.ru

**Дергачев
Степан Алексеевич**

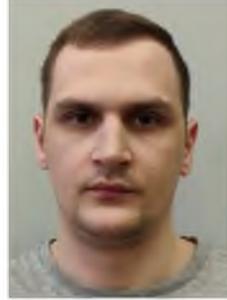
Студент, техник.
Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики».
Федеральный исследовательский центр «Информатика и Управление» РАН.
Область научных интересов – групповая навигация, многоагентные системы.
sadergachev@edu.hse.ru

**Елтышева
Ирина Владимировна**

Старший преподаватель.
Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения.
Область научных интересов – становление практикоориентированного направления в образовании.
eltiv1@yandex

**Ершов
Дмитрий Юрьевич**

Кандидат технических наук. Санкт-Петербургский университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербургский горный университет. Область научных интересов – амплитудно-частотная характеристика привода технологического оборудования. fetcat@mail.ru

**Казakov
Егор Павлович**

Лаборант сектора по разработке электроприводов, магистрант факультета «Системы управления и робототехника». АО «Научно-исследовательский институт командных приборов», Санкт-Петербург, Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики. Область научных интересов – системы автоматического управления. e.kazakov.1@mail.ru

**Ефимов
Александр Андреевич**

Доктор технических наук, профессор кафедры управления в технических системах. Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения. Область научных интересов – силовая электроника, электропривод. efa33@aanet.ru

**Каиракбаев
Аиат Крымович**

Кандидат физико-математических наук, профессор кафедры информационно-коммуникационных технологий. Баишев Университет. Область научных интересов – автоматизированные системы, моделирование, приборостроение. kairak@mail.ru

**Ефремова
Елена Сергеевна**

Ассистент кафедры приборов и информационно-измерительных систем. Казанский национальный исследовательский технический университет им. А. Н. Туполева-КАИ. Область научных интересов – теоретические основы построения, анализ и синтез измерительных каналов, разработка и исследование систем воздушных сигналов на основе вихревого метода для летательных аппаратов различного класса и назначения. Soldatkina1991@bk.ru

**Коваленко
Анна Валериевна**

Ассистент кафедры «Электрические станции». Донецкий национальный технический университет. Область научных интересов – электрические станции, возобновляемые источники, релейная защита и автоматика. anna.kovalenkoetf@gmail.com

**Иващук
Ольга Александровна**

Доктор технических наук, профессор, заведующая кафедрой информационных и робототехнических систем. ФГАОУ «Белгородский государственный национальный исследовательский университет». Область научных интересов – разработка автоматизированных систем научных исследований. Методы совместного проектирования организационно-технологических распределенных комплексов и систем управления ими. ivaschuk@bsu.edu.ru

**Комарова
Екатерина Андреевна**

Магистрант кафедры электромеханики и робототехники. Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения. Область научных интересов – особенности схем блоков быстрого разряда ITER. katerina_kata@mail.ru

**Криволапчук
Игорь Григорьевич**

Старший преподаватель кафедры управления в технических системах. Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения. Область научных интересов – авиационные тренажеры, системы управления.

**Лукьяненко
Ирина Николаевна**

Доцент кафедры высшей математики и механики. Санкт-Петербургский университет аэрокосмического приборостроения. Область научных интересов – амплитудно-частотная характеристика привода технологического оборудования. irina.n.lukyanenko@gmail.com

**Курбанов
Вугар Гариб Оглы**

Кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник, доцент кафедры управления в технических системах. Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения. Область научных интересов – системы управления с искусственным интеллектом. vugar_borchali@yahoo.com

**Ляшенко
Александр Леонидович**

Кандидат технических наук, доцент кафедры системного анализа и управления. Санкт-Петербургский горный университет. Область научных интересов – анализ и синтез систем с распределенными параметрами частотными методами. akuna_matata_kmv@mail.ru

**Лазерко
Виталий Александрович**

Студент. Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения. Область научных интересов – электромеханика и электротехника, магнитные поля, высокотемпературная сверхпроводимость. lazerko-vitl@mail.ru

**Максимова
Ирина Федоровна**

Научный сотрудник института электрофизики и электроэнергетики. Институт электрофизики и электроэнергетики. Область научных интересов – электроэнергетика, электромеханические преобразователи нетрадиционной конструкции, интеллектуальные материалы, солнечная энергетика, накопители энергии.

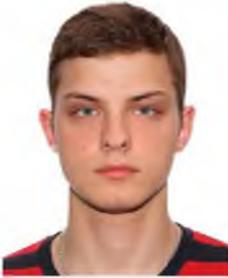
**Литвинов
Юрий Володарович**

Кандидат технических наук, доцент кафедры систем управления. Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения. Область научных интересов – алгоритмы выявления препятствий и определения расстояния до них при движении мобильного робота по пересеченной местности. yurl13@yandex.ru

**Малатынская
Екатерина Юрьевна**

Магистрант. Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения. Область научных интересов – электромеханика, электротехника. katuwka1996@mail.ru

**Маркелов
Александр Игоревич**



Магистрант. Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения. Область научных интересов – электромеханика, электротехника. markelov.aleks96@mail.ru

**Мыльников
Владимир Аркадьевич**



Кандидат технических наук, доцент кафедры технологий защиты информации. Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения. Область научных интересов – облачные вычисления, распределенные информационные системы, имитационное моделирование, нейронные сети. va.mylnikov@yandex.ru

**Мартынов Александр
Александрович**



Кандидат технических наук, доцент кафедры технической физики, электромеханики и робототехники. Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения. Область научных интересов – электромеханика: электрические машины и полупроводниковая преобразовательная техника. Martynov41@mail.ru

**Назаренко
Федор Александрович**



Магистрант кафедры электромеханики и робототехники. Санкт-Петербургский университет аэрокосмического приборостроения. Область научных интересов – автоматизированная система ввода данных о выполненных работах по гарантийным обязательствам. pro100swt@gmail.com

**Меднов
Антон Александрович**



Аспирант. Уфимский государственный авиационный технический университет. Область научных интересов – электромеханические и полупроводниковые преобразователи энергии. mednov@spartak.ru

Нгуен Хю Хунг



Магистрант. Университет ИТМО. Область научных интересов – алгоритмы выявления препятствий и определения расстояния до них при движении мобильного робота по пересеченной местности. huyhung2404@gmail.com

**Мельников
Сергей Юрьевич**



Кандидат технических наук, доцент кафедры управления в технических системах. Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения. Область научных интересов – электротехника, электроника, шаговые электродвигатели, диагностика мехатронных систем. sburime@mail.ru

**Никитин
Александр Владимирович**



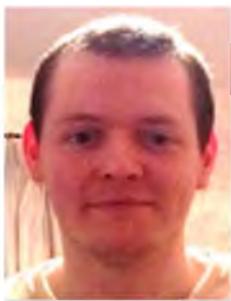
Кандидат технических наук, доцент кафедры приборов и информационно-измерительных систем. Казанский национальный исследовательский технический университет им. А. Н. Туполева-КАИ. Область научных интересов – методы и средства инструментального обеспечения безопасности полета. Приборы и информационно-измерительные системы воздушных параметров движения летательных аппаратов. nikitin.rf@mail.ru

**Павлюков
Валерий Александрович**

Кандидат технических наук, доцент кафедры электрические станции. Донецкий национальный технический университет.
Область научных интересов – электрические станции, возобновляемые источники, релейная защита и автоматика, САПР.
avlukovva@gmail.com

**Пруссак
Николай Ильич**

Магистрант. Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения.
Область научных интересов – высокоэффективные способы получения электрической и тепловой энергии, электромеханика, электротехника.
nprussak@yandex.ru

**Петров
Вадим Александрович**

Аспирант Университет ИТМО.
Область научных интересов – алгоритмы выявления препятствий и определения расстояния до них при движении мобильного робота по пересеченной местности.
fles23@mail.ru

**Решетникова
Наталья Викторовна**

Ассистент кафедры управления в технических системах. Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения.
Область научных интересов – авиационные тренажеры, системы управления.
kaf31guar@gmail.com

**Положенцев
Дмитрий Сергеевич**

Инженер 1-й категории. АО «Научно-исследовательский институт командных приборов», Санкт-Петербург.
Область научных интересов – системы автоматического управления, силовой электропривод.
ds6476564@yandex.ru

**Рогинская
Любовь Эммануиловна**

Доктор технических наук, профессор кафедры электромеханики. Уфимский государственный авиационный технический университет.
Область научных интересов – электромеханические и полупроводниковые преобразователи энергии.
roginskaya36@mail.ru

**Полякова
Татьяна Геннадьевна**

Кандидат технических наук, доцент кафедры управления в технических системах. Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения.
Область научных интересов – интеллектуальные системы автоматического управления.
tgp@acts.aanet.ru

**Романова
Марина Сергеевна**

Магистрант кафедры электромеханики и робототехники. Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения.
Область научных интересов – особенности схем блоков быстрого разряда ITER.
marina.2108@mail.ru

**Салова
Ирина Александровна**



Кандидат технических наук, доцент кафедры управления в технических системах. Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения. Область научных интересов – моделирование методом конечных элементов. salova_irine@mail.ru

**Солдаткин
Владимир Михайлович**



Доктор технических наук, профессор кафедры приборов и информационно-измерительных систем. Казанский национальный исследовательский технический университет им. А. Н. Туполева-КАИ. Область научных интересов – методы и средства инструментального обеспечения безопасности полета. Приборы и информационно-измерительные системы воздушных параметров движения летательных аппаратов. w-soldatkin@mail.ru

**Семенова
Вероника Алексеевна**



Кандидат экономических наук, Профессор кафедры информатики. Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения. Область научных интересов – энергоэффективность и энергосбережение. 9767871@mail.ru

**Солдаткин
Вячеслав Владимирович**



Доктор технических наук, доцент, заведующий кафедрой приборов и информационно-измерительных систем. Казанский национальный исследовательский технический университет им. А. Н. Туполева-КАИ. Область научных интересов – методы и средства инструментального обеспечения безопасности полета. Приборы и информационно-измерительные системы воздушных параметров движения летательных аппаратов. vv-soldatkin@mail.ru

**Сиваченко
Леонид Александрович**



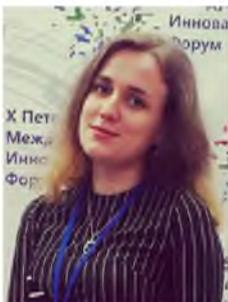
Профессор, доктор технических наук. Межгосударственное образовательное учреждение высшего образования Белорусско-Российский университет. Область научных интересов – машиностроение, строительство. 228011@mail.ru

**Солёная
Оксана Ярославовна**



Кандидат технических наук, доцент кафедры технической физики, электромеханики и робототехники. Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения. Область научных интересов – энергосбережение и повышение энергетической эффективности; развитие методов оценки безопасности технологических объектов.

**Соколова
Полина Николаевна**



Магистрант. Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения. Область научных интересов – менеджмент в электроэнергетике, системы управления.

**Солёный
Сергей Валентинович**



Кандидат технических наук, доцент кафедры технической физики, электромеханики и робототехники. Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения. Область научных интересов – электро-, пожаро- и взрывобезопасность; развитие систем «Умный дом» и Smart Grid; надежность сложных по структуре схем систем электроснабжения. ssv555svv@yandex.ru

**Сотник
Леонид Леонидович**

Руководитель секции.
Учреждение образования
Барановичский государственный университет.
Область научных интересов – машиностроение, строительство.
sotnikleonidtm@gmail.com

**Федоренко
Андрей Григорьевич**

Кандидат технических наук, доцент кафедры прикладной математики.
Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения.
Область научных интересов – проблемы повышения точности многополюсных вращающихся трансформаторов.

**Тимофеев
Сергей Сергеевич**

Старший преподаватель кафедры технической физики, электромеханики и робототехники.
Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения.
Область научных интересов – сверхпроводимость, нанотехнологии, электрические машины, автоматические системы проектирования.
kaf_32@aanet.ru

**Филатов
Юрий Константинович**

Инженер.
АО «Научно-исследовательский институт командных приборов», Санкт-Петербург.
Область научных интересов – цифро-аналоговые системы обработки информации.
yuri@filatov.piro

**Тимофеева
Екатерина Владимировна**

Эксперт отдела подготовки кадров высшей квалификации департамента подготовки и аттестации научно-педагогических кадров.
ФГАОУ «Белгородский государственный национальный исследовательский университет».
Область научных интересов – разработка автоматизированных систем научных исследований. Методы совместного проектирования организационно-технологических распределенных комплексов и систем управления ими.
timofeeva_e@bsu.edu.ru

**Фомичева
Татьяна Ивановна**

Кандидат технических наук, доцент кафедры управления в технических системах.
Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения.
Область научных интересов – неорганическая химия, природные сорбенты.
mukhlenova@mail.ru

**Ткаченко
Сергей Николаевич**

Кандидат технических наук, доцент, заведующий кафедрой «Электрические станции».
Донецкий национальный технический университет.
Область научных интересов – электрические станции, возобновляемые источники, релейная защита и автоматика.
tsn1981@mail.ru

**Щащина
Марина Максимовна**

Аспирант.
Университет ИТМО.
Область научных интересов – алгоритмы выявления препятствий и определения расстояния до них при движении мобильного робота по пересеченной местности.
marichaschina@mail.ru

**Чернышева
Ольга Борисовна**



Ассистент кафедры технической физики, электромеханики и робототехники. Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения.
Область научных интересов – математические методы исследования систем реального времени; прикладное программирование.

**Шошин
Евгений Леонидович**



Кандидат технических наук, доцент кафедры радиоэлектроники и электроэнергетики. Сургутский государственный университет ХМАО-Югры.
Область научных интересов – радиолокация, цифровая обработка сигналов, приборостроение.
shoshin6@mail.ru

**Шарафудинов
Тамиргазиз Талибуллович**



Старший преподаватель кафедры управления в технических системах. Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения.
Область научных интересов – вибро-акустическая диагностика сложных систем.
timsx@mail.ru

**Якимовский
Дмитрий Олегович**



Кандидат технических наук, начальник научно-исследовательского отделения. Научно-исследовательский институт командных приборов.
Область научных интересов – прецизионное приборостроение.
yakimovskiy@yandex.ru

**Шишляков
Владислав Федорович**



Доктор технических наук, профессор, директор Института инновационных технологий в электромеханике и робототехнике. Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения.
Область научных интересов – синтез нелинейных систем автоматического управления с различными видами модуляции сигнала.

**Яковлев Константин
Сергеевич**



Кандидат физико-математических наук, доцент, ведущий научный сотрудник. Федеральный исследовательский центр «Информатика и Управление» РАН, Национальный Исследовательский Университет «Высшая школа экономики», Московский физико-технический институт.
Область научных интересов – искусственный интеллект, интеллектуальные динамические системы, интеллектуальные системы управления, интеллектуальная робототехника, интеллектуальное планирование, планирование траектории, эвристический поиск, многоагентные системы, когнитивные агенты.
yakovlev@isa.ru

**Шишляков
Дмитрий Владиславович**



Кандидат технических наук, доцент кафедры управления в технических системах. Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения.
Область научных интересов – многосвязные системы автоматического управления.

СОДЕРЖАНИЕ

ПАМЯТИ ХРУЩЕВА ВИТАЛИЯ ВАСИЛЬЕВИЧА	3
УПРАВЛЕНИЕ В ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ	5
<i>Акопов В. С., Салова И. А.</i> ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ДИАМЕТРОВ ВОДОПРОВОДНЫХ ТРУБ НА ПРОЦЕССЫ ТЕПЛООБМЕНА В НИХ	5
<i>Акопов В. С.</i> ПОВЫШЕНИЕ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ МЕХАНИЗМА ТОРМОЖЕНИЯ КОЛЕС АВТОМОБИЛЯ	9
<i>Акопов В. С., Полякова Т. Г., Тимофеев С. С.</i> ИНТЕГРИРУЮЩИЙ ПРИВОД	13
<i>Белоусов А. С.</i> МИНИМАЛЬНО-МАКСИМАЛЬНАЯ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВЕКТОРНАЯ МОДУЛЯЦИЯ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ДВУХФАЗНЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ.....	17
<i>Бушуев А. Б., Литвинов Ю. В., Хунг Нгуен, Петров В. А., Чащина М. М.</i> АЛГОРИТМЫ ВЫЯВЛЕНИЯ ПРЕПЯТСТВИЙ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ РАССТОЯНИЯ ДО НИХ ПРИ ДВИЖЕНИИ МОБИЛЬНОГО РОБОТА ПО ПЕРЕСЕЧЕННОЙ МЕСТНОСТИ	21
<i>Ватаева Е. Ю., Криволапчук И. Г., Полякова Т. Г., Решетникова Н. В.</i> ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ «СИСТЕМЫ ЭКСТРЕМАЛЬНОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ»	26
<i>Голубков В. А., Федоренко А. Г., Шарафудинов Т. Т., Ватаева Е. Ю., Елтышева И. В.</i> РАСЧЕТ СПЕКТРАЛЬНОГО СОСТАВА ЖЕСТКОСТИ ЗУБЧАТЫХ ЗАЦЕПЛЕНИЙ В ПЛАНЕТАРНОМ РЕДУКТОРЕ	31
<i>Голубков В. А., Федоренко А. Г., Ватаева Е. Ю., Шишлаков В. Ф.</i> МОДЕЛИРОВАНИЕ УЗЛОВ МАНИПУЛЯТОРА	37
<i>Городецкий А. Е., Курбанов В. Г., Тарасова И. Л.</i> АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ ЯЗЫКА ОЩУЩЕНИЙ РОБОТА	41
<i>Даев Ж. А., Кайракбаев А. К.</i> ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ В ЦЕЛЯХ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ КОНТРОЛЯ И ИЗМЕРЕНИЯ РАСХОДА ГАЗА	47
<i>Ефимов А. А.</i> ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ АКТИВНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ В АВИАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ ГЕНЕРИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ	54
<i>Ефимов А. А., Мельников С. Ю.</i> АНАЛИЗ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ АКТИВНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ НАПРЯЖЕНИЯ	66
<i>Ефимов А. А., Мельников С. Ю.</i> ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА С АКТИВНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ	75
<i>Ефремова Е. С., Солдаткин В. М.</i> ИНТЕГРИРОВАННАЯ СЕНСОРНАЯ СИСТЕМА КОНТРОЛЯ ВЫСОТНО-СКОРОСТНЫХ ПАРАМЕТРОВ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА НА ОСНОВЕ ВИХРЕВОГО МЕТОДА.....	84
<i>Купченко С. М., Эль-Салим С. З.</i> ПЕРСПЕКТИВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ АВИАЦИОННОГО ТРАНСПОРТА	89
<i>Литвиненко А. М., Баранов Д. С., Новиков А. Е.</i> ОПТИМАЛЬНОЕ УПРАВЛЕНИЕ СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ	100
<i>Ляшенко А. Л.</i> МОДЕЛИРОВАНИЕ ОБЪЕКТОВ УПРАВЛЕНИЯ С ПОДВИЖНЫМ ТЕПЛОНОСИТЕЛЕМ С ПОМОЩЬЮ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ФУНКЦИЙ.....	106
<i>Ляшенко А. Л.</i> РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ТЕПЛОВЫХ ПОЛЕЙ ИНКУБАТОРА.....	110
<i>Ляшенко А. Л., Морева С. Л.</i> РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ УРОВНЕМ ВОДЫ В БАРАБАНЕ ПАРОВОГО КОТЛА.....	117
<i>Мкртычян А. Р., Николаенко А. А., Положенцев Д. С., Филатов Ю. К., Казаков Е. П.</i> ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПЕРСПЕКТИВНОГО УПРАВЛЯЮЩЕГО ДВИГАТЕЛЯ-МАХОВИКА.....	122

Муравьев К. Ф., Боковой А. В., Яковлев К. С. ОЦЕНКА КАЧЕСТВА АЛГОРИТМОВ КАРТИРОВАНИЯ И ЛОКАЛИЗАЦИИ НА ОСНОВЕ ВИДЕОДАННЫХ В СИМУЛЯЦИОННЫХ СРЕДАХ.....	129
Никитин А. В., Солдаткин В. В., Солдаткин В. М. ТЕХНОЛОГИЯ ПОСТРОЕНИЯ МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ И УПРАВЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЕМ БЕСПИЛОТНОГО ОДНОВИНТОВОГО ВЕРТОЛЕТА.....	136
Положенцев Д. С., Казаков Е. П. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ УГОЛ-КОД НА БАЗЕ МИКРОСХЕМЫ 1310NM025.....	142
Решетникова Н. В., Ватаева Е. Ю. МЕТОДЫ ИССЛЕДОВАНИЯ САУ В УСЛОВИЯХ НЕСТАЦИОНАРНОСТИ.....	148
Савельев А. С., Неретин Е. С. ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ БЕЗОПАСНОСТИ АКТИВНЫХ САЙДСТИКОВ ПРИ РАБОТЕ АВТОПИЛОТА.....	152
Салова И. А. ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ГЛУБИНЫ ПАЗА ПРИ ДВУХСТОРОННЕЙ ЗУБЧАТОСТИ НА ГАРМОНИЧЕСКИЙ СОСТАВ МАГНИТНОЙ ПРОВОДИМОСТИ ВОЗДУШНОГО ЗАЗОРА.....	159
Сотник Л. Л., Сиваченко Л. А. МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ДЕФОРМИРОВАНИЯ МАТЕРИАЛА В ВИБРОВАЛКОВОМ ИЗМЕЛЬЧИТЕЛЕ.....	163
Фомичева Т. И. ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПОЛУЧЕНИЯ БИОЛОГИЧЕСКИ АКТИВНОЙ ДОБАВКИ ПУСТЫРНИК В ВИДЕ КАПСУЛ.....	168
Шишлаков Д. В., Гончарова В. И. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЗВЕНА С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ.....	170
Шошин Е. Л. УПРАВЛЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫМ СКАНИРОВАНИЕМ ПРОМЫШЛЕННЫХ СТРОИТЕЛЬНЫХ КОНСТРУКЦИЙ.....	175
Якимовский Д. О., Джукич Д. Й., Киселев С. А., Мещанова А. С. ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ.....	181
ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА И РОБОТОТЕХНИКА	186
Булатов В. В., Назаренко Ф. А., Белоусова М. В. АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА ВВОДА ДАННЫХ О ВЫПОЛНЕННЫХ РАБОТАХ ПО ГАРАНТИЙНЫМ ОБЯЗАТЕЛЬСТВАМ.....	186
Булатов В. В., Солёный С. В., Лопаткин Александр С., Лопаткин Алексей С. ИССЛЕДОВАНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ВОЗМОЖНОСТЕЙ СОВРЕМЕННЫХ ПНЕВМОПРИВОДОВ.....	189
Дергачев С. А., Яковлев К. С. АЛГОРИТМА ТНЭТА И ORCA В ЗАДАЧЕ ДЕЦЕНТРАЛИЗОВАННОЙ НАВИГАЦИИ ГРУППЫ МОБИЛЬНЫХ РОБОТОВ.....	193
Елтышева И. В., Елтышев Б. К. ВОЗМОЖНОСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ СТАНДАРТОВ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ БЕЗОПАСНОСТИ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ АСЗИ.....	199
Ершов Д. Ю., Лукьяненко И. Н. АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ПРИВОДА ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ.....	203
Комарова Е. А., Романова М. С. ОСОБЕННОСТИ СХЕМ БЛОКОВ БЫСТРОГО РАЗРЯДА ITCR.....	211
Лазерко В. А. РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА С ВНЕДРЕНИЕМ ВТСП-ТЕХНОЛОГИЙ.....	214
Лазерко В. А., Максимова И. Ф. ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ МАТЕРИАЛЫ.....	227
Малатынская Е. Ю., Маркелов А. И. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИНДУКТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ДИСКОВОГО СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ.....	236
Маркелов А. И., Малатынская Е. Ю. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОСНОВНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ НАГРУЗОК И ГЛАВНЫХ РАЗМЕРОВ ДИСКОВОГО СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА.....	240
Мартынов А. А. ТРЕХФАЗНАЯ ПОПЛАВКОВАЯ ВОЛНОВАЯ ЭЛЕКТРОСТАНЦИЯ.....	245
Мартынов А. А. УСТРОЙСТВА ДЛЯ ЗАРЯДА И РАЗРЯДА АККУМУЛЯТОРНЫХ БАТАРЕЙ.....	250
Павлюков В. А., Ткаченко С. Н., Коваленко А. В. ПОДСИСТЕМА САПР ПЕРВИЧНЫХ СОЕДИНЕНИЙ ОТВЕТСТВЕННЫХ ЭЛЕКТРОУСТАНОВОК ПЕРЕМЕННОГО ТОКА.....	255
Рогинская Л. Э., Меднов А. А. ВНЕШНЯЯ ХАРАКТЕРИСТИКА МНОГОФАЗНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ ДЛЯ ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИИ.....	265

Соколова А. И. СИСТЕМА ОПЕРАТИВНОЙ КОММУТАЦИИ ТОКА ДЛЯ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ИТЭР.....	269
Солёная О. Я., Важник В. С., Пруссак Н. И. ИННОВАЦИОННЫЕ МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ ОБЪЕКТОВ СОЦИАЛЬНОЙ ИНФРАСТРУКТУРЫ	272
Солёная О. Я., Пруссак Н. И. Важник В. С. ВТОРИЧНЫЕ ЭНЕРГОРЕСУРСЫ: ВИДЫ, ХАРАКТЕРИСТИКИ И ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ.....	278
Солёная О. Я., Дранникова В. Р. АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ГОЛОЛЕДНЫХ НАГРУЗОК НА НАДЕЖНОСТЬ ВОЗДУШНЫХ ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧ.....	285
Тимофеева Е. В., Афонин А. Н., Иващук О. А. МОБИЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ В ЖИВОТНОВОДСТВЕ.....	292
Чернышева О. Б. ПРИВОДЫ В РОБОТОТЕХНИКЕ	296
ПРОГРАММНО-ЦЕЛЕВОЕ УПРАВЛЕНИЕ В ПРИБОРОСТРОЕНИИ	301
Армашова-Тельник Г. С., Соколова П. Н. АНАЛИЗ КЛЮЧЕВЫХ АСПЕКТОВ ЦИФРОВИЗАЦИИ В ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ОТРАСЛИ.....	301
Армашова-Тельник Г. С., Соколова П. Н. ВОПРОСЫ КООРДИНАЦИИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО СЕКТОРА В РОССИИ.....	306
Семенова В. А. ТЕКУЩИЕ РЕЗУЛЬТАТЫ И ОРИЕНТИРЫ РАЗВИТИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО СЕКТОРА РОССИИ.....	310
ТЕХНОЛОГИИ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ	313
Елина Т. Н., Мыльников В. А. МОДЕЛЬ БЕЗОПАСНОСТИ ОБЛАЧНОГО СЕРВИСА С ПОЛНЫМ ПЕРЕКРЫТИЕМ УГРОЗ.....	313
Елина Т. Н., Мыльников В. А. МОДЕЛИРОВАНИЕ ДЕЙСТВИЙ НАРУШИТЕЛЯ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ ПРЕДПРИЯТИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СЕТЕЙ ПЕТРИ.....	317
Елина Т. Н., Мыльников В. А. АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ НА ИЗОБРАЖЕНИЯХ.....	321
Фомичева С. Г., Жемелев Г. А. МЕТОДЫ ВИЗУАЛИЗАЦИИ И ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ.....	324
СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ.....	333

Научное издание

ЗАВАЛИШИНСКИЕ ЧТЕНИЯ'20

XV Международная конференция
по электромеханике и робототехнике
15–18 апреля 2020 г.

Сборник докладов

ISBN: 978-5-8088-1446-2



9 785808 814462

Ответственные за выпуск:
доктор технических наук, профессор *В. Ф. Шишлаков*;
С. С. Тимофеев

Редакторская подготовка *Е. В. Тороповой*
Компьютерная верстка *А. Н. Колешко*

Подписано к печати 20.03.20. Формат 60×84 1/8.
Усл. печ. л. 40,2. Уч.-изд. л. 40,0. Тираж 150 экз. Заказ № 62.

Редакционно-издательский центр ГУАП
190000, Санкт-Петербург, Б. Морская, ул., 67

