

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ  
РОССИЙСКИЙ ФОНД ФУНДАМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ  
АДМИНИСТРАЦИЯ ТОМСКОЙ ОБЛАСТИ  
ТОМСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ



# **МАТЕРИАЛЫ**

**VII МЕЖДУНАРОДНОЙ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЙ  
КОНФЕРЕНЦИИ**

**«ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ  
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭНЕРГИИ»**

**14 – 16 октября 2015 г.  
Россия, Томск**

**УДК 621.314.5(063)**

**ББК 31.261.8л0**

**Э45**

**Э45**           Электромеханические преобразователи энергии: Материалы VII Международной научно-технической конференции – Томск, 14–16 октября 2015 г./ Томский политехнический университет. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2015. – 342 с.

Сборник содержит доклады на VI Международной научно-технической конференции «Электромеханические преобразователи энергии». Темы работ объединены в 5 групп и охватывают актуальные проблемы современной электромеханики и электроэнергетики. В них приводятся результаты теоретических и экспериментальных исследований электромеханических преобразователей энергии и электротехнических комплексов. Отдельный раздел посвящен вопросам подготовки инженерных и научных кадров в области электромеханики и электроэнергетики. В ряде докладов нашли отражение вопросы электротехнического материаловедения и обеспечения надежности электротехнических устройств.

УДК 621.314.5(063)

ББК 31.261.8л0

## **ОРГКОМИТЕТ КОНФЕРЕНЦИИ**

Аристов А.В. (председатель)

Завьялов В.М., Пушкаренко А. Б., Стрижак П.А., Букреев В.Г., Валов Б.М., Галишников Ю. П., Гарганеев А. Г., Дементьев Ю. Н., Ефимов А. А., Казанцев Ю. М., Кислов А. И., Клепиков В. Б., Лоос А. В., Муравлев О. П., Панкратов В. В., Радионов А.А., Рябин В.В., Вайда И., Чашин Д. И., Фаркаш А., Однокопылов И.Г.

© ФГАОУ ВО НИ ТПУ, 2015

## ПЛЕНАРНОЕ ЗАСЕДАНИЕ

### ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭНЕРГИИ МНОГОФАЗНЫХ ВЕНТИЛЬНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ МАЛОЙ МОЩНОСТИ ПОВЫШЕННОЙ НАДЕЖНОСТИ

*П. Г. Вигриянов*

Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет), филиал в г. Златоусте, Россия, Златоуст

Функциональные возможности техники новых поколений в настоящее время расширяются, увеличивается сложность и стоимость систем, а это заставляет повышать требования к устройствам, входящим в состав сложных технических систем. Наиболее ярко это проявляется при разработке систем автономных объектов, в которых используются бесконтактные электроприводы на базе вентильных двигателей (ВД) постоянного тока. Исследование современного состояния разработки и производства вентильных двигателей, проведенные ВНИИМЭМ, г. С-Петербург, показали, что существующее положение дел по производству малогабаритных электродвигателей не может удовлетворять предъявляемым в настоящее время требованиям к автономным объектам по массе и ресурсу [1].

Обеспечение надежности всегда стояло на первом месте при разработке двигателей систем автоматики. Но при этом разработчики ограничиваются исследованием надежности двигателей с малым числом фаз. Парадоксальность ситуации заключается в том, что современная электронная элементная база позволяет получить более высокую надежность полупроводниковых коммутаторов (ПК) и датчиков положения ротора (ДПР), чем надежность электромеханического преобразователя (ЭМП) с малым числом фаз (2-4). В сложившейся ситуации попытки получить ВД повышенной надежности традиционными методами оказываются неприемлемыми из-за большой массы и повышенных габаритов. Особенностью повышенных требований по надежности, является необходимость одновременного обеспечения нескольких составляющих показателей надежности. Чаще всего это вероятность безотказной работы  $p=0,99500\dots 0,99999$ ; наработка до отказа 5000...20000 ч.; назначенный ресурс 100000... 400000 включений при суммарном времени работы 250...5500 ч. (или назначенный срок службы 15...20 лет); средний срок сохраняемости 9...20 лет.

Выполнение повышенных требований по надежности машины может быть достигнуто путем применения системного подхода [2] к проектированию ЭМП за счет разработки новых схем двигателей и способов их резервирования.

Постановка задачи: при проектировании вентильных двигателей необходимо обеспечить выбор рациональной структуры ЭМП на стадии проектно-конструкторской проработки с целью обеспечения заданных показателей надежности и обоснования необходимого резервирования ВД.

С этой точки зрения наиболее перспективными являются многофазные вентильные двигатели постоянного тока, ЭМП которых обладают широкими возможностями для реализации структурного, алгоритмического и функционального резервирования [1, 3].

Структурная избыточность. Она обеспечивается за счет увеличения числа фаз ЭМП при заданной мощности электродвигателя. Это приводит к снижению величины пульсаций токовой составляющей электромагнитного момента. Для гальванически развязанных фаз и разомкнутых схем обмотки якоря уменьшается величина фазных токов и токов через силовые ключи ПК. За счет этого появляется возможность интегрального исполнения ПК, что повышает надежность его функционирования. Вместе с увеличением числа фаз ЭМП влияние каждой отдельной фазы на выходные координаты электродвигателя уменьшается. Использование этого факта позволяет обеспечить работоспособное состояние электродвигателя при возникновении отказов одного или нескольких элементов схемы ВД.

Достоинством ЭМП со структурной избыточностью является простота схемного решения, в процессе эксплуатации не требуется определения состояния элементов схемы ВД и её изменения. Однако рост числа фаз не безграничен. При заданных показателях надежности элементной базы имеется оптимальное число фаз, обеспечивающее максимальную надежность для выбранного варианта схемы ВД. Основной проблемой для практической реализации такого ЭМП является количественное определение выходных координат каждого из вариантов электродвигателя в исправном состоянии и при различных отказах элементов схемы. Математический аппарат для этого недостаточно развит. Большие объемы вычислений, обусловленные большим количеством вариантов схем ВД и необходимостью исследования физических процессов ЭМП как в исправном, так и поврежденном состоянии могут быть реализованы путем математического моделирования [4] и разработки соответствующего программного обеспечения. Для существенного сокращения объема вычислений необходимо провести систематизацию отказов [3].

Алгоритмическая избыточность.

Возможность управлять состоянием силовых ключей ПК позволяет реализовать для ЭМП ВД широкий набор алгоритмов симметричной и несимметричной коммутации. Если в работе принимают участие не все фазы обмотки якоря ЭМП, а только их часть, то такую коммутацию называют неполной [3].

При неполной симметричной коммутации одна или несколько фаз могут быть отключены на одном из участков МКИ или целиком на всем интервале. Это приводит к тому, что пути тока в течение одного МКИ различны, а ЭМП двигателя представляет систему с переменной структурой, которая имеет разные электрические состояния в разные моменты времени и описывается разными системами дифференциальных уравнений. С увеличением числа фаз ЭМП растет и число вариантов неполной коммутации. Применение вариантов несимметричной коммутации также приводит к увеличению числа алгоритмов

коммутации и вызывает дополнительные изменения структуры ЭМП в процессе работы электродвигателя, что существенно усложняет исследование физических процессов, особенно при отказах элементов. Вместе с этим изменение алгоритмов коммутации в аварийных режимах работы многофазной машины позволяет уменьшить влияние отказов на выходные характеристики. Отказы элементов при этом переводят машину в поврежденное состояние, сохранив, таким образом, её работоспособность [3, 5].

Практическая реализация ЭПМ с использованием алгоритмической избыточности также требует оценки количественных характеристик (и, следовательно, разработки математического и программного обеспечения) электродвигателей для используемых алгоритмов коммутации, как в штатных режимах работы, так и при отказах элементов [4, 6]. Кроме того объект, в составе которого используется двигатель, должен иметь систему управления надежностью, которая обеспечит переход с одного штатного алгоритма коммутации на другие в зависимости от места и характера отказа. Таким образом, проектирование ЭМП двигателя связано с проектированием электрооборудования всего объекта, на котором используется ВД.

Функциональная избыточность применяется в объектах с очень жесткими требованиями одновременно по надежности, массе и габаритам и её следует рассматривать в привязке к конкретному объекту. Используется в автономных объектах гораздо реже в связи со сложностями реализации. Это связано с назначением, особенностями исполнения и функционирования объекта. В настоящее время ЭМП используются в качестве датчиков положения ротора, регулируемых нагревательных элементов, динамических опор рабочего органа.

При практической реализации ВД с ЭМП повышенной надежности чаще всего используют сочетание различных видов избыточности и применяют различные варианты резервирования. Но и в этом случае необходимым условием является знание количественных значений выходных характеристик, как в исправном состоянии электродвигателя, так и возможных отказах любого из элементов схемы. Таким образом, наличие математического аппарата исследования физических процессов в ЭПМ и разработка программного обеспечения позволяют разрабатывать электромеханические преобразователи многофазных вентильных двигателей повышенной надежности.

### **Выводы**

1. Сохранение работоспособного состояния многофазного ЭМП ВД возможно при возникновении одного или нескольких отказов элементов схемы.

2. Проектирование ЭМП при известных показателях надежности выбранной схемы ВД требует количественной оценки интегральных характеристик машины или мгновенных значений выходных координат.

3. Многообразие вариантов построения схемы ВД и алгоритмов коммутации фаз обмотки якоря при ограниченном ресурсе времени на проектирование ЭМП требует наличия развитого математического и программного обеспечения для исследования электромагнитных процессов машины в исправном и поврежденном состоянии.

4. Желательно получить такое программное обеспечение, с помощью которого было бы возможно автоматически учитывать характер отказа для широкого диапазона изменения параметров схемы ЭМП, способов питания и управляющих сигналов.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Путников, В.В. Бесконтактные электродвигатели постоянного тока с повышенной наработкой для космических аппаратов / В.В. Путников, А.В. Путников, В.Б. Уваров // Электротехника. – 2007. – № 2. – С. 18–23.

2. Надежность и эффективность в технике. Методология. Организация. Терминология: справочник / под ред. А.И. Рембезы. – М.: Машиностроение, 1986. – Т.1. – 224 с.

3. Вигриянов, П.Г. Электромагнитные процессы многофазных вентильных двигателей: монография / П.Г. Вигриянов. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2007. – 143 с.

4. Вигриянов, П.Г. Особенности исследования электромагнитных процессов вентильных двигателей с изменяемой структурой электромеханического преобразователя при отказах элементов силовой части / П.Г. Вигриянов // Электричество. – 2012. – № 12. – С. 46-50.

5. Воронин, С.Г. Обеспечение работоспособности электропривода с синхронным двигателем при единичных отказах в силовом канале / С.Г. Воронин, П.О. Шабуров, Д.А. Курносов // Электричество. – 2010. – № 11. – С. 39-42.

6. Вигриянов, П.Г. Общая методика исследования электромагнитных процессов вентильного двигателя с изменяемой структурой электромеханического преобразователя коммутации / П.Г. Вигриянов // Электричество. – 2012. – № 8. – С. 44–51.

## ВЕНТИЛЯТОРЫ ГЛАВНОГО ПРОВЕТРИВАНИЯ МЕТРОПОЛИТЕНА ТОМСКОГО ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО ЗАВОДА ДЛЯ ИМПОРОЗАМЕЩЕНИЯ

*И.И. Пушкарёв\*, В.В. Големгрейн\*, О.П. Муравлёв\*\**

\* – ОАО «Томский электромеханический завод им. В.В. Вахрушева»

\*\* – Национальный исследовательский Томский политехнический университет, Россия, Томск

Проблема массовых перевозок людей в крупных городах успешно решается посредством создания внеуличного транспорта – метрополитена, который отличается большой провозной способностью, высокой скоростью сообщения, регулярностью движения и высокой надежностью по сравнению с наземным городским транспортом. Метрополитены способствуют сохранности окружающей среды, в первую очередь, воздушной.

Задачей вентиляции станций и тоннелей является не только поддержание в местах пребывания пассажиров заданных метеорологических условий и химического состава воздуха, удовлетворяющих гигиеническим требованиям, но и создание необходимых режимов проветривания при нарушении нормальной работы устройств метрополитена и задымлении. Воздухообмен на метрополитене должен составлять  $3 \div 3,5$  и при этом на одного пассажира необходимо подать не менее  $30 \text{ м}^3/\text{ч}$  воздуха, а в часы «пик» – не менее  $50 \text{ м}^3/\text{ч}$ . Стоимость систем тоннельной вентиляции составляет от 4 до 10 % сметной стоимости метрополитена. Рост стоимости электроэнергии привел к тому, что эксплуатационные издержки вентиляционных установок на 75÷99 % идут на оплату электроэнергии. Исправная работа вентиляционных агрегатов и квалифицированное обслуживание вентиляционных устройств является основой осуществления вентиляции станций и тоннелей. Системы вентиляции с искусственным побуждением являются основными для линий всех уровней заложения. Они делятся на реверсивные и нереверсивные. Реверсивные системы рекомендуются во всех климатических условиях. Для вентиляции тоннелей и станций отечественных метрополитенов используют осевые вентиляторы. Вентиляторами называют машины, служащие для перемещения воздуха, создающие избыточное давление до 15 кПа. Вентиляторы систем тоннельной вентиляции должны соответствовать требованиям действующих стандартов: иметь большую подачу ( $150000 \div 250000 \text{ м}^3/\text{ч}$ ) при сравнительно небольшом статическом напоре; широкий диапазон регулирования подачи ( $70000 \div 250000 \text{ м}^3/\text{ч}$ ); высокий коэффициент полезного действия и подачу в реверсивном режиме не менее 80 % подачи основного режима [1].

Цель работы – создание вентилятора главного проветривания метрополитена (ВГПМ) для импортозамещения, который должен обеспечить энергосбережение, высокую надежность при эксплуатации и нагревостойкость в условиях аварийного режима.

Проведенный анализ числа и количественных значений технических характеристик асинхронного двигателя позволил определить параметры, которым должен соответствовать асинхронный двигатель нового поколения (АД НП) Исходные требования получены исходя из требований [1], каталогов фирм «Korfmann» - Германия, «Howden» - Германия, «ZITRON» – Испания, российских производителей вентиляторов для проветривания шахт и требований заказчика на разработку асинхронных двигателей для вентиляторов.

Выделяются следующие требования. Вентилятор предназначен для проветривания тоннелей и станций метрополитенов с потребным количеством воздуха от 90000 до  $250000 \text{ м}^3/\text{час}$  и давлением от 300 до 950 Па. Вентиляторы устанавливаются в подземных вентиляционных камерах и степень защиты всех устройств ВГПМ – не ниже IP54. Максимальный к.п.д. – не менее 0,75. Требования к надежности: наработка на отказ не менее 15000 час, установленный ресурс до капитального ремонта не менее – 60000 час и срок службы не менее – 20 лет. Вентилятор (включая двигатель) должен

выдерживать работу в аварийном режиме при температуре до 400°С не менее одного часа.

Определены технические характеристики существующих ВГПМ. Как показывает анализ технических характеристик ВГПМ, направления развития АД для этих вентиляторов обусловлены глобальными мировыми процессами: ростом цен на энергоносители, усилением требований к экологии, необходимым повышением надежности и обеспечением безопасности людей при их массовом скоплении, как это бывает в метрополитене. Эти процессы обуславливают, с одной стороны, ужесточение энергетических требований и совершенствование надежности к электрооборудованию метрополитенов, а с другой стороны, поиск энергосберегающих технологий и разработку энергоэффективных асинхронных двигателей высокой надежности. На основе экспертных заключений специалистов выделены следующие основные требования, необходимые для создания АД НП вентиляторов главного проветривания метрополитенов: энергосбережение, надежность и нагревостойкость. Под нагревостойкостью понимаем работу двигателя в аварийном режиме при температуре 400°С не менее одного часа.

На основе системного подхода [2,3] построено дерево целей создания АД НП ВГПМ. Оно представлено на рис. 1 и имеет следующие уровни и составляющие.

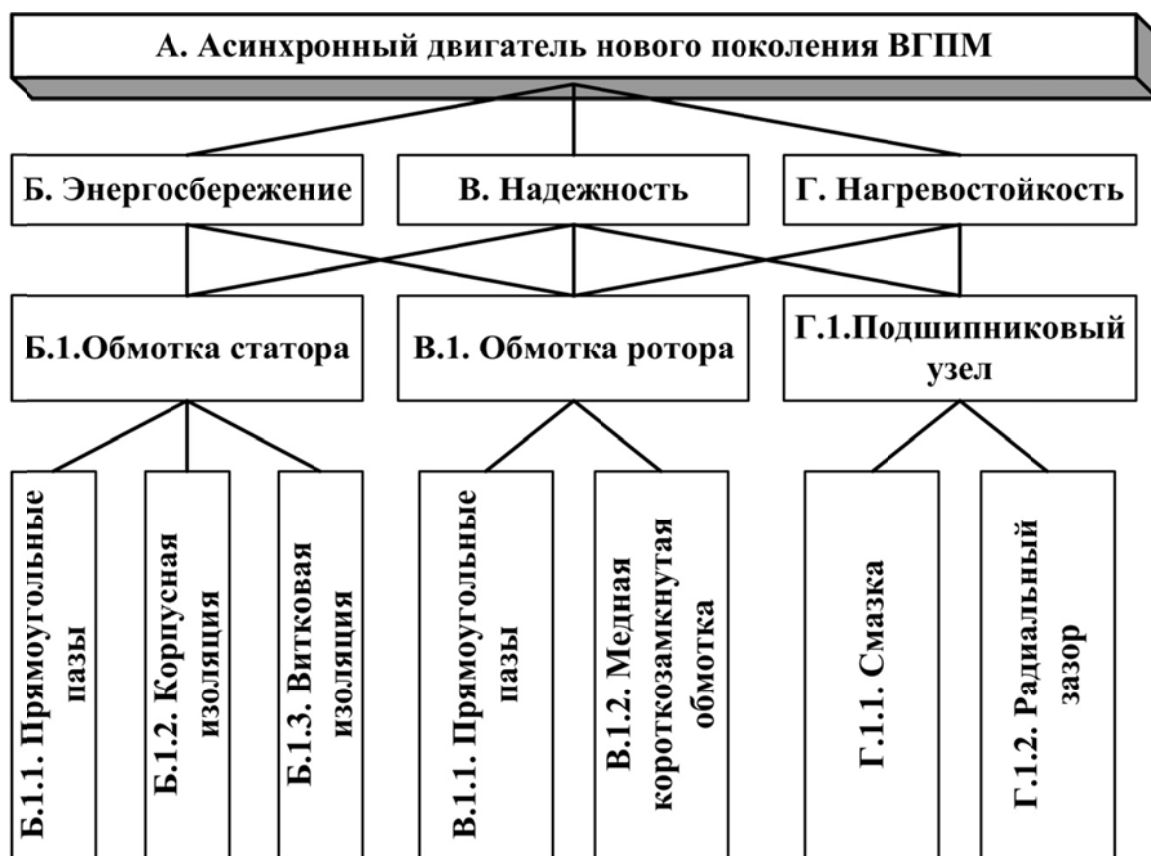


Рис. 1. Дерево целей создания асинхронных двигателей нового поколения для привода вентиляторов главного проветривания метрополитена



Основная цель уровень **A** – создание АД НП ВГПМ.

Первый уровень – основные технические требования при создании АД НП ВГПМ: **B** – энергосбережение; **B** – надежность; **Г** – нагревостойкость.

Второй уровень – основные сборочные единицы АД, которые определяют обеспечение технических требований: **B.1** – обмотка статора; **B.2** – обмотка ротора; **Г.3** – подшипниковый узел.

Третий уровень – конструктивные решения и новые материалы, необходимые для обеспечения заданных технических требований: **B.1.1** – прямоугольные пазы обмотки статора; **B.1.2** – корпусная изоляция обмотки статора; **B.1.3** – витковая изоляция обмотки статора; **B.1.1** – прямоугольные пазы обмотки ротора; **B.1.2** – медная короткозамкнутая обмотка ротора; **Г.1.1** – смазка подшипников; **Г.1.2** – радиальный зазор подшипников.

Рассмотрим элементы первого уровня. Для обеспечения энергосбережения при проектировании АД ВГПМ приняты следующие решения. Выбраны полуоткрытый паз статора прямоугольной формы и обмотка статора из проводников прямоугольного сечения, что позволило увеличить коэффициент заполнения паза медью. Короткозамкнутая обмотка ротора выполнена из меди вместо традиционного алюминия, что привело к уменьшению потерь в обмотке ротора и повышению коэффициента полезного действия. Коэффициент полезного действия АД НП ВГПМ превышает 75 %.

Создание АД повышенной надежности обеспечено выбором пазов прямоугольной формы и проводников прямоугольного сечения обмотки статора, а также усилением витковой и корпусной изоляции, что необходимо было сделать для решения вопроса с нагревостойкостью при аварийном режиме работы ВГПМ. Проводники прямоугольного сечения в пазу прямоугольной формы имеют упорядоченную укладку витков в отличие от насыпной обмотки из круглого провода, что значительно ограничивает перенапряжения между витками [4]. Обмотка статора состоит из жестких полукатушек, намотанных и пропитанных до их укладки в пазы. В связи с этим, дополнительные повреждения изоляции при изготовлении статорных обмоток практически исключены. Лобовые части таких обмоток монолитные, имеют повышенную жесткость и не разрушаются при пусках АД. Предыдущие конструкции ВГПМ имели насыпную обмотку статора, при которой лобовые части не обладали достаточной монолитностью и жесткостью и часто были причиной отказов АД. Расчет надежности обмоток АД при проектировании по существующим методикам является ориентировочным и не учитывает ряд факторов, поэтому самые достоверные данные по надежности можно получить по результатам эксплуатации.

Оценка эксплуатационной надежности вентилятора произведена по эксплуатационным данным аналогов рассматриваемых вентиляторов, которые выпускаются в ОАО «Томский электромеханический завод им. В.В. Вахрушева». В Московском метрополитене они установлены на ряде станций. В табл. 1 представлено их количество с датами установки, рассчитаны наработка в часах на один ВГПМ, накопленная наработка по всем вентиляторам

и средняя наработка на отдельных интервалах X4..X40 в зависимости от их количества и дат установки в метрополитене.

Таблица 1.

№ ВГПМ	Кол-во ВГПМ	Дата установки	Наработка на один ВГПМ, час	Накопленная наработка, час	Средняя наработка на интервале, час
1	2	3	4	5	6
1-4	4	12.2008	29520	118080	X4 = 29520
5-8	4	02.2010	24120	214560	X8 = 26820
9-10	2	10.2010	21600	257760	X10 = 25776
11-12	2	11.2010	21240	300240	X12 = 25020
13-14-	2	10.2011	17280	334800	X14 = 23914
15-16	2	11.2011	16920	368640	X16 = 23040
17-40	24	07.2012	14040	705600	X40 = 17640

За время эксплуатации ВГПМ ни одного отказа активных частей (обмоток ротора и статора) не произошло. Повышенная надежность обмотки ротора обеспечена технологией ее изготовления: короткозамкнутая медная сварная обмотка ротора с прямоугольными пазами. По сравнению с литой алюминиевой обмоткой ротора она имеет существенные преимущества – повышенная нагревостойкость, отсутствие дефектов при изготовлении и гарантированная механическая прочность при всех возможных режимах АД.

Повышенная надежность обмотки статора обеспечена специальной технологией ее изготовления, разработанной на заводе-изготовителе, и отсутствие отказов обмоток статоров АД при общей наработке всех двигателей, работающих в метрополитене, 705600 часов говорит о достигнутом результате. Следующее требование к надежности – наработка на отказ не менее 15000 час – выполнено для 16 двигателей, а для остальных (24) в настоящее время составляет 14040 час, что будет, несомненно, выполнено за два месяца работы. Установленный ресурс до капитального ремонта не менее – 60000 час – практически выполнен для первых четырех двигателей и успешно выполняется при дальнейшей эксплуатации вентиляторов.

Следующий элемент, определяющий надежность двигателя вентилятора – подшипниковые устройства. Для обеспечения их надежной работы предусмотрен мониторинг в составе автоматизированного контроля ВГПМ, включающий непрерывное измерение виброскорости и нагрева подшипниковых узлов. В процессе эксплуатации вентиляторов было два случая отключения асинхронного двигателя по результатам мониторинга из-за недопустимого повышения виброскорости, остановка дефектного двигателя и автоматическое включение резервного вентилятора. В метрополитене на одном

направлении всегда установлены два двигателя и перерыва работы нет, отказавшему двигателю заменяется дефектный подшипник без нарушения вентиляции.

Нагревостойкость АД НП ВГПМ обеспечивается всеми тремя сборочными единицами, представленными на рис. 1. Обмотка статора с прямоугольными пазами и проводниками прямоугольного сечения позволяют, кроме улучшения и надежности усилить нагревостойкость АД введением в витковую и корпусную изоляцию дополнительных слоев нагревостойкой изоляции. Элементы обмотки ротора, которые связаны с обеспечением нагревостойкости АД: изготовление короткозамкнутой обмотки из меди, что позволяет использование ее при нагреве до 400 °С без отказов по сравнению с короткозамкнутой обмоткой из алюминия. Для обеспечения нагревостойкости и надежности подшипникового узла применены специальные подшипники: 2 радиально-упорных типа 7220 со стороны рабочего колеса вентилятора и 1 подшипник типа 6220/С3 со стороны тормоза вентилятора. Эти подшипники имеют повышенный радиальный зазор и заполнены нагревостойкой смазкой, которая при высокой температуре разлагается на жидкую и пастообразную фракции. Более густая фракция обеспечивает смазку подшипников при работе вентилятора при высокой температуре в аварийном режиме.

Проведенные испытания в ОАО «Томский электромеханический завод им. В.В. Вахрушева» установили работоспособность созданного АД НП в комплексе с вентилятором при 400 °С в течение двух часов, что подтверждено испытаниями и сертификатом [5,6].

Разработанный асинхронный двигатель нового поколения для привода вентилятора главного проветривания метрополитена обеспечивает энергосбережение, высокую надежность при эксплуатации, имеет нагревостойкость 400 °С течение часа в условиях аварийного режима и его новизна подтверждена патентом на полезную модель [7].

Проведенные исследования позволяют сделать следующие выводы.

1. В ОАО «Томский электромеханический завод им. В.В. Вахрушева» разработаны и серийно изготавливаются вентиляторы с асинхронными двигателями для привода вентиляторов главного проветривания метрополитена, которые обеспечивают три основных составляющих цели: энергосбережение, повышенную надежность и нагревостойкость при аварийном режиме. Они являются двигателями нового поколения, что подтверждается патентом на полезную модель и сертификатом, определяющими соответствие требованиям технического регламента о пожарной безопасности. Предел огнестойкости: 2 часа при температуре 400 °С подтвержден результатами проведенных испытаний вентилятора ВГПМ-20 на специальной установке, разработанной на заводе для оценки нагревостойкости. Эти вентиляторы могут обеспечить импортозамещение вентиляторов главного проветривания метрополитена типа ВГПМ-20 в настоящее время.

2. Вентиляторы главного проветривания метрополитена типа ВГПМ-20 с разработанными в ОАО «Томский электромеханический завод им. В.В.

Вахрушева» асинхронными двигателями нового поколения установлены и работают в метрополитене г. Москвы при общей наработке 705600 часов не имеют отказов обмоток статора и ротора.

### **СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Россровский В.Г. Электромеханические устройства метрополитена. – М.: Империя Пресс, 2004. – 608 с.
2. Перегудов Ф.И., Тарасенко Ф.П. Основы системного анализа. – Томск: Изд-во НТЛ, 2001. – 396 с.
3. Вентилятор главного проветривания метрополитена ВГПМ-20. Руководство по эксплуатации. – Томск: Изд-во ТЭМЗ, 2014. – 47 с.
4. Кузнецов Н.Л. Надежность электрических машин: Учебное пособие для вузов. – М.: Издательский дом МЭИ, 2006. – 432 с.
5. Российская Федерация сертификат соответствия № С-RU.ПБ01.В.02003. Вентиляторы главного проветривания метрополитена типа ВГПМ. Изготовитель ОАО «Томский электромеханический завод им. В.В. Вахрушева». Подтверждается соответствие требованиям технического регламента о требованиях пожарной безопасности: предел огнестойкости 2 часа при температуре 400 °С. Срок действия сертификата соответствия с 16.05.2012 по 16.05.2027.
6. Пушкарёв, И. И. Исследование нагревостойкости асинхронного двигателя вентилятора главного проветривания метрополитена // И. И. Пушкарёв, В. В. Дударев, В. В. Големгрейн, О. П. Муравлёв // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. – 2011. – Вып. 6. – С. 34–37.
7. Вентиляционная установка: Патент на полезную модель № 142806 Рос. Федерация /И.И. Пушкарёв, И.С. Ильченко, В.В. Големгрейн, К.Ф. Матвеев; патентообладатель ОАО «Томский электромеханический завод им. В.В. Вахрушева». – № 201310478; заявл. 18.01.2013; опубл. 10.07.2014, бюл. № 19.

## **ПОВЫШЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ МНОГОДВИГАТЕЛЬНЫХ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ МАГИСТРАЛЬНЫХ ЛЕНТОЧНЫХ КОНВЕЙЕРОВ**

*И.Ю. Семькина*

Кузбасский государственный технический университет имени Т.Ф. Горбачева,  
Россия, Кемерово

### **Введение**

Современный шахтный магистральный ленточный конвейер представляет собой достаточно сложную технологическую установку, которая предназначена для транспортирования добытых полезных ископаемых. Для Кузбасса это – уголь. Конструкция такого конвейера обычно состоит из натяжного и

приводного барабанов с электроприводом, промежуточных опорных роликов и кольцевой ленты.

Трасса магистрального ленточного конвейера в горизонтальной плоскости может быть прямолинейной, а в вертикальной – наклонной, либо вовсе иметь весьма сложную конфигурацию. На шахтах Кузбасса длина ленточных конвейеров может достигать нескольких километров, а производительность может доходить до нескольких тысяч тонн в час. Именно поэтому шахтные магистральные ленточные конвейеры имеют высокую энергоемкость. Двигатели натяжного привода могут иметь мощность от 55 до 110 кВт, а для тягового привода – от 75 до 3000 кВт. Эти особенности магистральных ленточных конвейеров заставляют обращать особое внимание на вопросы эффективного использования энергоресурсов, электрической энергии и повышения энергоэффективности и утверждать, что эффект от энергосбережения на таких мощных энергопотребителях будет значительным.

Энергосбережение в двигателях возможно реализовать средствами автоматизированного электропривода. Электропривод должен обеспечивать экономию электроэнергии за счет экономичной работы конвейера и за счет уменьшения потерь в электроприводе, однако автоматизированный электропривод является источником не только рационального использования электроэнергии, но и ресурса оборудования.

Например, он может обеспечить режим работы с исключением излишней нагрузки путем плавного пуска и останов ленты в управляемом режиме. В этом случае, конвейер будет служить в течение длительного времени и обеспечивать экономию ресурса, так как самым дорогим компонентом любого ленточного конвейера является лента.

Это подтверждает, что исследование и разработка характеристик и режимов работы энергосберегающего электропривода магистрального ленточного конвейера актуальны для практических задач.

### **Системы энерго- и ресурсосбережения**

Частотно-регулируемый электропривод переменного тока постепенно становится стандартом электропривода для ленточных конвейеров. Он простой, имеет хорошие характеристики управления. Улучшение такого частотно-регулируемого электропривода переменного тока является предметом многих научных исследований.

Многие исследователи приводят доказательства, что снижение средней скорости конвейера при поддержании постоянной нагрузки уменьшает потери энергии на единицу веса транспортируемого угля [1]. При снижении производительности и поддержании постоянной скорости конвейера эффективность уменьшается, а относительная доля энергии, чтобы преодолеть момента холостого хода увеличивается. Например, в шахте Westfalen в Германии управление скорости конвейера позволяет экономить электроэнергию, потребляемую электродвигателем управляемого конвейера на 39 % по сравнению с нерегулируемым конвейером за тонну [2].

Автоматический контроль загрузки конвейерной ленты может быть реализован с использованием различных систем автоматического управления. Это может быть, например, стабилизирующая система автоматического управления удельной нагрузкой [3], которая поддерживает нагрузку на заданном уровне, где скорость ленты задается, опираясь на показания датчика удельной нагрузки. Эта система имеет несколько недостатков, таких как большое изменение частоты от скорости ленты и высокий уровень динамической нагрузки, которые снижают ресурс ленты. Еще одним недостатком является транспортная задержка и сложность поддержания требуемого качества управления.

Часть из этих недостатков устраняется двухканальной и трехпозиционной системе автоматического управления удельной нагрузкой [3]. Система использует загрузочный бункер с регулируемым по производительности питателем и с автоматизированным электроприводом для головного тягового привода конвейера. В качестве устройства управления используется трехпозиционный регулятор с двумя каналами управления. Каналы образуют ступенчатое изменение скорости ленты и производительности питателя в зависимости от уровня материала в бункере. Если входной грузопоток и уровень материала в бункере меняются, система управления регулирует скорость ленты и производительность питателя. Такая работа системы управления, поддерживает постоянную удельную нагрузку конвейерной ленты и в то же время исключает высокий уровень динамической нагрузки.

Приведенные выше системы управления рассматривают энергоэффективность электроприводов с позиции технологического процесса. Тем не менее, особенно для шахт Кузбасса, способность влиять на технологический процесс не всегда доступна, поэтому одним из важных критериев энергетической эффективности электрических приводов является уровень потерь электроэнергии.

### **Оптимизация потерь в электроприводе**

Задачу оптимизации потерь можно рассматривать по отношению к двигателю, к преобразователю частоты и в целом к электрическому приводу. Для ленточных конвейеров наиболее важной является оптимизация энергетических потерь асинхронного двигателя. Чтобы решить эту задачу оптимизации необходимо проанализировать экстремальные энергетические характеристики асинхронного двигателя, которые показывают характер зависимости между мощностью потерь и абсолютным скольжением двигателя.

Диаграммы таких характеристик [4] показывают изменение скольжения для конкретного режима работы, что позволяет определить условия для минимизации потерь асинхронного двигателя. Таким образом, при номинальной нагрузке минимум потерь электроэнергии асинхронного двигателя достигается, когда значение абсолютной скольжения меньше номинального скольжения. В этом случае, основное потокосцепление больше, чем номинальное значение, а напряжение питания формируется завышенным по отношению к номинальному напряжению. При номинальном скольжении и

выше асинхронный двигатель имеет специфические свойства и при повышении напряжения статора тока статора снижается.

На основании характеристик [4] был построен алгоритм поиска магнитного состояния асинхронного двигателя с целью минимизации потерь электроэнергии. Этот алгоритм является наиболее подходящим для асинхронных двигателей электроприводов с управлением  $U/f$ .

Для систем векторного управления проблема оптимизации потерь может быть сведена к поиску оптимального потока. Например, эта проблема может быть решена для оптимального потока статора. Величина такого оптимального потока статора лежит между оптимальным потоком для минимизации потерь в меди и оптимальным потоком для минимизации потерь в стали, для вычисления которых существуют специальные выражения [5]. Использование оптимального потока статора минимизирует общие потери электрической энергии, а для ее численного поиска предложен специальный метод. Преимущество предложенного метода определения оптимального потока статора является его применимость с любыми системами управления асинхронного двигателя электроприводов, обеспечивающих возможность контролировать состояние двигателя, как полеориентированное управление или прямое управление моментом.

#### **Анализ электропривода конвейера**

Приведенный выше анализ показывает, что эффект от применения частотно-регулируемого регулируемого электропривода для магистральных ленточных конвейеров достигается не только при простой установке преобразователя частоты, но при помощи правильно выбранной и настроенной системой управления.

Чтобы проверить этот вывод был проанализирован магистральный ленточный конвейер, работающих на одной из шахт Кузбасса, с тремя двигателями мощностью 500 кВт в головном привод и двумя двигателями мощностью 500 кВт в промежуточном приводе. Это двигатели компании MORLEY. Каждый двигатель управляется преобразователем частоты ACS 800 компании ABB и все преобразователи подключены к общей системе автоматизации. Особенностью этого магистрального ленточного конвейера является необходимость строгого выравнивания нагрузки отдельных приводов. Конвейер имеет высокую длину, в связи с чем в конструкции принят очень высокий коэффициент запаса мощности. Поэтому, средняя нагрузка двигателя конвейера составляет не более 30 % от номинальной: двигатели мощностью 500 кВт потребляют от 10 до 50 кВт. Электродвигатели головного тягового привода и промежуточного привода поддерживают требуемый электромагнитный момент и работают с постоянной средней скоростью и постоянным заданным потоком в системе прямого управления моментом в ACS 800.

Частотные преобразователи ACS 800 выдают данные мониторинга, которые были использованы для анализа работы описанного магистрального ленточного конвейера. Анализ рассматривает данные по эксплуатации конвейерных электроприводов в течение одной рабочей смены. Цель анализа

заключается в определении экономии энергии в денежном выражении от работы частотно-регулируемых приводов в сравнении с неконтролируемыми.

Данные мониторинга содержат информацию о скорости, электромагнитном моменте, токе статора, потребляемой мощности и напряжении питания каждого двигателя.

Во время обработки каждого частотно-регулируемого привода для каждого момента были рассчитаны выходная мощность двигателя, нагрузка на двигатель и электрические потери мощности в зависимости от электромагнитного момента. Также была рассчитана предполагаемая величина потребляемой мощности нерегулируемого двигателя с эквивалентной нагрузкой.

Наконец, обработанные данные позволяют строить анализ по времени. В ходе анализа визуализируется разница между потребляемой мощностью частотно-регулируемого двигателя и предполагаемой мощностью, потребляемой нерегулируемым двигателем. В случае рассматриваемого конвейера, она количественно мала. Во время работы электроприводов в одном и том же режиме в течение года путем суммирования за смену была определена ежегодная экономия. Для этого магистрального ленточного конвейера экономия составила немногим больше, чем 667 000 кВт·ч в год по всем пяти двигателям.

Показанные расчеты подтверждают, что без использования специальной системы управления электроприводом магистральный ленточный конвейер имеет низкий уровень сбережения энергии. Тем не менее, теория говорит о том, что величина экономии может быть увеличена.

При использовании прямого регулирования моментом с постоянным заданием потокосцепления в качестве метода управления асинхронного двигателя уровень магнитных потерь не изменяется. Полученная в расчетах экономия обусловлена не фактом применения преобразователя частоты, а уменьшением скорости двигателя и соответствующих этим снижением напряжения. По данным мониторинга, уровень напряжения опускается от 80 % до 85 % от номинального.

В соответствии с этой теорией, при работе в указанных выше условиях, значительный эффект от применения частотно-регулируемого электропривода с той же нагрузки может быть достигнут путем воздействия на магнитный поток. В преобразователях частоты ACS 800 это достигается с помощью опции «оптимизация потока».

При определении потенциальной экономии в электроприводах магистрального ленточного конвейера от помощи опции «оптимизация потока» следует отметить, прежде всего, что формула для определения правильного напряжения двигателя производителями ACS 800 не указывается, это ноу-хау компании АВВ. Таким образом, оценка экономии с помощью опции «оптимизация потока» может быть лишь приблизительной и выполняется как оценка «области экономии». Этот термин в приведенном выше анализе



относится к максимальной и минимальной границам экономии, а реальная экономия будет расположена между ними.

Одна из границ «области экономии» формируется как максимальное снижение напряжения, при котором критическое значение момента двигателя превышает реальный момент двигателя не более чем на 20 %. Потери будут самыми низкими, но такая работа асинхронного двигателя теоретически возможна, но неприемлема с практической точки зрения.

Вторая граница «области экономии» формируется за счет уменьшения напряжения, чтобы минимальный критический момент двигателя при максимальном падении напряжения соответствовал пусковому моменту двигателя. Остальные значения напряжения в промежуточных значениях нагрузки от минимальной нагрузки до номинальной нагрузки формируются по S-образной характеристике.

Дальнейшие расчеты были проведены на основе математического описания различных компонентов мощности электрических потерь асинхронного двигателя и параметров двигателя MORLEY 500 кВт. По результатам расчета напряжение на обеих границах «области экономии» ниже, чем напряжение питания двигателя по данным мониторинга. Этот факт подтверждает существование резерва энергосбережения для данного конвейера.

В результате, «оптимизация потока» действительно способна повысить энергоэффективность электроприводов магистрального ленточного конвейера. Таким образом, при низкой нагрузке двигателя экономия весьма значительна и достигает 70 % на холостом ходу, но при увеличении нагрузки экономия приближается к нулю. В количественном выражении, для исследуемых двигателей в их диапазоне нагрузок экономия на первой границе равна 3,51..6,11 кВт, а на второй – 0,79..3,75 кВт.

Таким образом, наше исследование показывает, что простое внедрение частотных преобразователей ACS 800 на электроприводы магистрального ленточного конвейера обеспечивает энергосбережение от 1,5 % до 10 %, а с опцией «оптимизация потока» энергосбережение может вырасти до 40 %.

### **Выводы**

Подводя итог проделанной работы в области повышения энергетической эффективности ленточного конвейера путем изменения скорости ленты, а также за счет оптимизации потерь двигателя, была сформирован алгоритм (рис. 1) для выбора наиболее подходящей системы управления электроприводом магистрального ленточного конвейера.

Этот алгоритм может быть полезен в инженерной практике персонала шахт, который эксплуатирует такие конвейеры, а также в проектных и изыскательских компаниях при разработке новых или модернизации существующих ленточных конвейеров.

*Работа выполнена в рамках Госзадания «Наука», проект № 3852*

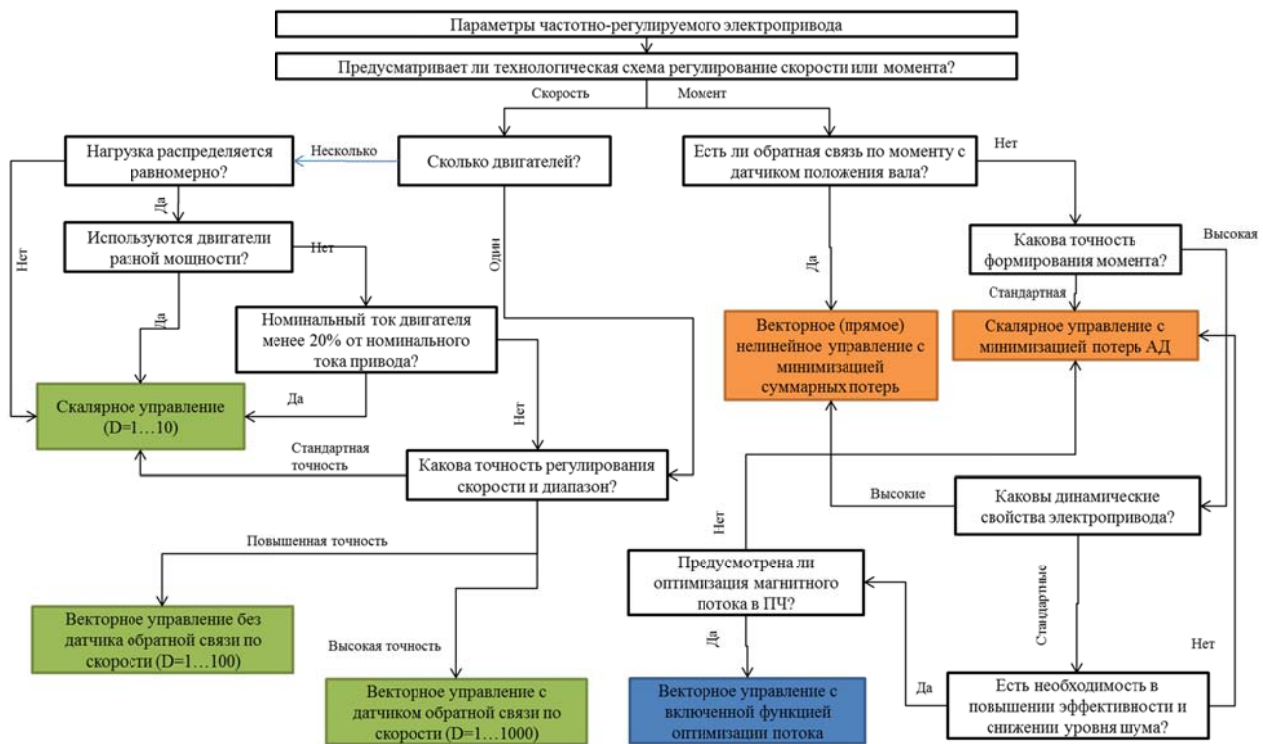


Рис. 1. Алгоритм выбора системы электропривода для ленточного конвейера

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Краснов И.Ю. Методы и средства энергосбережения на промышленных предприятиях: учебное пособие / И.Ю. Краснов; Томский политехнический университет. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2012. – 186 с.
2. Zaklika M., Kollek M. and Tytko C.: Belt conveyors with adjustable speed, BSS BARTEC, plant “Menden”, Germany, CARBO-BARTEC, Poland, mine “ANNA”, Poland, 1996. The original source of material: <http://www.bartecsst.ru/images/work/Media/for-conveyance.pdf>.
3. Медведев, А. Е. Автоматизация производственных процессов: учеб. пособие / А. Е. Медведев, А. В. Чупин. – Кемерово: КузГТУ, 2009. – 325 с.
4. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.
5. Семькина И.Ю. Повышение энерго- и ресурсоэффективности горных машин средствами регулируемого электропривода: дис. ... д-ра техн. наук. – Кемерово, 2013. – 312 с.

# МЕТОДЫ И СИСТЕМЫ ИМПУЛЬСНОГО УПРАВЛЕНИЯ ПРОЦЕССАМИ СВАРКИ И НАПЛАВКИ

*А.Ф. Князьков*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск

Несмотря на то, что со дня великого русского изобретения – электрической дуговой сварки (1881, Н.Н. Бенардос) прошло немногим более 100 лет, сварка и родственные технологии стали одними из наиболее распространенных технологий современной цивилизации, которые и впредь будут интенсивно развиваться, обеспечивая решение множества сложнейших технических проблем.

К таким технологиям относятся и процессы электродуговой сварки и наплавки. Уже в конце 70-х годов прошлого столетия стало ясно, что традиционные методы сварки, разработанные к тому времени, исчерпали свои возможности по повышению эффективности и одним из перспективных направлений совершенствования процессов электродуговой сварки и наплавки является импульсное управление этими процессами, которое получило развитие в ИЭС им. Е.О. Потона и во ВНИИЭСО.

Сущность этого направления в следующем.

Процесс электродуговой сварки и наплавки представляет сложный объект управления. Основной проблемой при управлении такими объектами является отсутствие прямых методов контроля выходных параметров в процессе сварки. Выходом в данной ситуации является построение главных обратных связей по контролю параметров внутреннего состояния объекта (ток и напряжение дугового промежутка), которые функционально связаны с выходными регулируемым величинами (рис. 1).

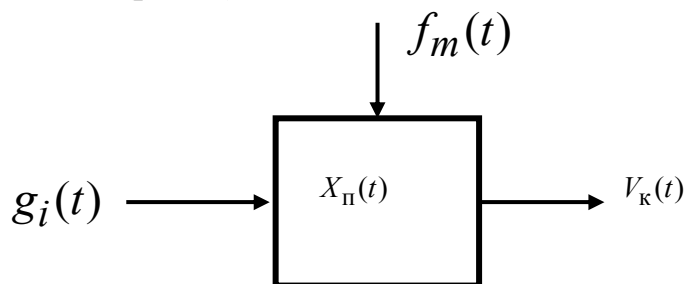


Рис. 1. Процесс сварки как объект управления:  $V_к(t)$  – выходные регулируемые параметры: геометрия шва, структура металла шва и зоны термического влияния, химический состав металла шва;  $X_П(t)$  – параметры внутреннего состояния объекта;  $g_i(t)$  – управляющие воздействия:  $U_0$  – напряжение холостого хода сварочного источника;  $V_П$  – скорость подачи электрода;  $l_В$  – вылет электрода и др.;  $f_m(t)$  – возмущающие воздействия.

Другая проблема определяется неповторимостью параметров объекта, которые зависят от материала, массы, теплофизических свойств материала, геометрии и т.д.

Третья проблема определяется действующими возмущениями, часть из которых можно скомпенсировать организационными мероприятиями, но такое, как изменение пространственного положения сварочной ванны или установочное изменение режима перед сваркой, требует геометрической и технологической адаптации.

При кажущейся непрерывности процесса внутри объекта – процесса сварки – имеют дискретный характер: это и капельный перенос электродного металла, и дискретная кристаллизация сварочной ванны и др.

Системы непрерывного действия не позволяют управлять этими процессами, т.к. они осуществляют контроль за состоянием объекта со средним значением контролируемых параметров и мгновенные значения остаются вне их видимости.

Методы и системы управления, разрабатываемые по данному направлению, направлены на дискретное управление микропроцессами по мгновенным значениям параметров, с целью получения качественного сварного соединения.

Все процессы сварки можно разделить на две группы: для сварки плавящимся электродом и неплавящимся электродом [1, 2]. При любом процессе электродуговой сварки сварочную дугу принято представлять как рабочий инструмент, состоящий из трех источников энергии: анодного, катодного и столба дуги. В процессе сварки плавящимся электродом на каплю, находящуюся на торце электрода, действуют силы:

- тяжести;
- поверхностного натяжения;
- электромагнитного происхождения;
- теплового происхождения.

На сварочную ванну действуют силы:

- веса жидкого металла;
- поверхностного натяжения;
- механического воздействия, являющиеся суммой сил: газокинетической, электромагнитной, действующей в дуге, электромагнитной, действующей в сварочной ванне, силы реактивного давления паров и газов, а при сварке плавящимся электродом – удары капель по сварочной ванне.

До настоящего времени разработаны отдельные модели различных явлений, протекающих в дуговых процессах, но нет общей математической модели процесса, увязывающей все многообразие отдельных моделей и явлений в одну общую математическую модель.

В соответствии с целями и задачами направления, вытекающими из названия, на основании общего подхода при сварке плавящимся электродом, независимо от способа сварки разработаны дискретные ячейки процесса. Каждая ячейка представляет импульс энергии, при котором происходит

расплавление одной или нескольких капель при номинальных для этого электрода параметрах режима и переход их в сварочную ванну в любом пространственном положении (перенос электродного металла, хим. Состав, отсутствие дефектов, формирование шва, механические свойства, стойкость и др.)

Поскольку электрод обладает незначительной тепловой инерцией по сравнению с изделием, то плавление электрода происходит мгновенными значениями сварочного тока, и плавление изделия и образование сварочной ванны осуществляется средним значением тока. Это позволяет плавить электрод только импульсами (во время дискретных ячеек) и всегда при номинальных значениях параметров режима для данного электрода, а изделие средним током – набором этих ячеек по заданному алгоритму с автокоррекцией по состоянию объекта.

Таким образом, за счет импульсной модуляции только одного параметра – сварочного тока – создана возможность независимого и отдельного управления плавлением и переносом электродного металла и плавлением и кристаллизацией основного металла (рис. 2).

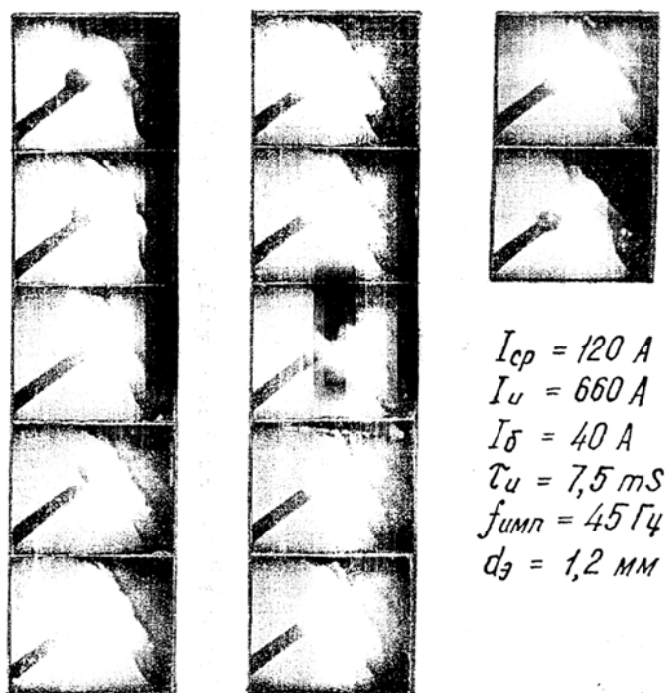


Рис. 2

В связи с тем, что нет прямых методов контроля выходных регулируемых величин, обратные связи при автоматизации сварочных процессов строятся по контролю параметров внутреннего состояния объекта, которыми являются ток и напряжение дугового промежутка. Но так как дуга является существенно нелинейным объектом, то зависимость между током и напряжением является также нелинейной зависимостью. Поэтому построение обратных связей по напряжению дуги при непрерывном режиме представляет весьма сложную задачу.

Сущность импульсного питания дуги заключается в том, что дугу питают импульсами сварочного тока (дискретные ячейки процесса) в промежутке между которыми горит дежурная дуга, которая обеспечивает непрерывность горения дуги и играет роль измерительной дуги. Поскольку ток дежурной дуги является постоянной величиной (15÷50)А и не зависит от среднего значения тока, то напряжение дежурной дуги позволяет однозначно оценивать длину дуги и обеспечивать при помощи обратной связи квазистабильность длины дуги, и динамическую стабилизацию в сварочной ванны.

Такой процесс реализован при сварке в защитных инертных и активных газах и прошел технологическую проверку во ВНИИСТ в двух разновидностях длинной и короткой дугой.

В настоящее время процесс сварки короткой дугой с управляемым механизмом коротких замыканий под названием STT используется американской фирмой «Линкольн-Электрик» при строительстве нефтепровода на Японию.

При ручной дуговой сварке (РДС) модулированным током электродами с покрытием разработана концепция «машина–человек–технология», позволившая разработать методы и средства модуляции второго поколения, впервые давшие возможность сварщику активно, по своему желанию, управлять тепловой мощностью дуги и формированием шва во всех пространственных положениях, с учетом своих физиологических возможностей и обстановки в зоне сварки.

Разработаны методы активного управления процессом РДС модулированным током, применение которых позволит сварщику управлять тепловой мощностью дуги. При РДС электродами с покрытием модулированным током, модулирующим параметром является напряжение дугового промежутка –  $U_d$ , которое сварщик изменяет в пределах 1,5–2 Вольт без нарушения газошлаковой защиты зоны сварки. Модулирующим параметром режима являются длительность основной паузы  $t_{п.осн}$ , длительность основного импульса  $t_{и.осн}$  или одновременно длительность основной паузы и основного импульса  $t_{и.осн} + t_{п.осн}$ . В результате изменения модулируемых параметров изменяется численное значение величины среднего тока –  $I_{ср}$ . Осциллограммы такого процесса представлены на рис. 3, 4.

Где  $I_{и}$  – ток импульса;  $I_{п}$  – ток паузы;  $I_{и.доп}$  – ток дополнительного импульса;  $T_{ц}$  – период основного цикла;  $t_{и.доп}$  – период импульса дополнительного;  $t_{п.доп}$  – период дополнительной паузы;  $I_{ср}$  – средний ток;  $U_d$  – напряжение дуги;  $U_3$  – заданное напряжение;  $U_{п}$  – пороговое напряжение;  $U_{разр}$  – напряжение разрыва дуги.

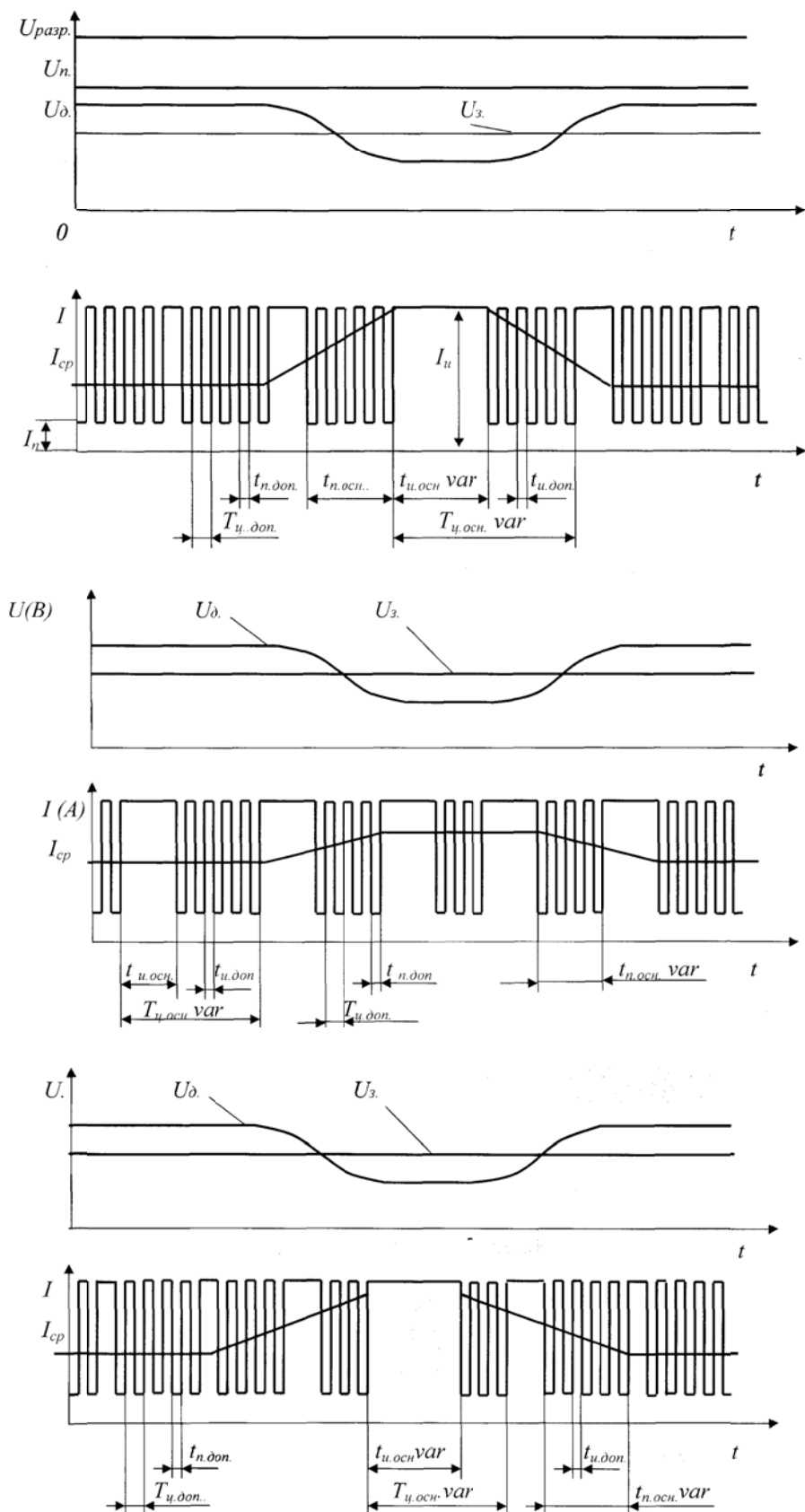


Рис. 3. Осциллограммы методов сварки модулированным током с активным управлением тепловой мощностью: циклограмма изменения  $U_{д}$  относительно  $U_{з}$  и величины среднего тока; метод РД сварки с импульсной модуляцией одновременно  $t_{и.осн.} + t_{п.осн.}$ ;

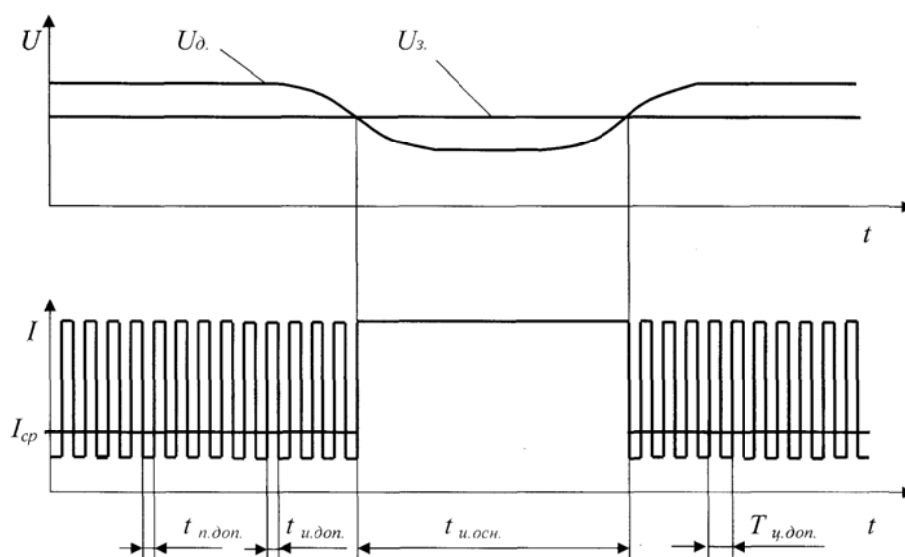


Рис. 4. Осциллограммы методов РД сварки модулированным током с активным управлением тепловой мощностью, реализующих релейный режим.

Такие методы, наряду с отличным формированием шва, обеспечивают высокую физическую устойчивость горения дуги, высокую технологическую устойчивость процесса сварки и снижает нагрузку на зрение от модуляции светового потока.

При сварке неплавящимся электродом в инертных газах (Ar, He) разработаны методы и средства для импульсного питания сварочной дуги [3, 4].

При сварке трубопроводов для транспортировки нефти, содержащей сероводород, особое значение приобретает качество сварки корневого слоя из-за ножевой коррозии. Для этой цели разрабатывается комплекс мероприятий и средств для сварки дугой, горящей в динамическом режиме. При малой длительности импульсов с малыми длительностями фронта и среза термодинамические процессы в столбе дуги не успевают следовать за изменением тока и происходит резкое контрагирование столба дуги и концентрированный ввод тепла дуги в изделие. Это позволяет вести сварку корневого слоя со сквозным проплавлением, формирующим технологическое отверстие в виде замочной скважины, обеспечивающем высокое качество корневого слоя.

На рис. 5 представлена динамическая характеристика дуги в аргоне.

Результаты НИР и ОКР по разработке методов и систем импульсного управления позволили создать технические средства для реализации различных технологических процессов.

Так автором предложен тиристорный ключ принудительной двухступенчатой коммутации последовательного типа, на базе которого разработаны модификации импульсно-регулируемого сопротивления для различных дуговых процессов в составе импульсных модуляторов сварочного тока до 1500 А в импульсе, отличающемся высокой надежностью и работоспособностью.





Рис. 5. Динамическая характеристика дуги в аргоне

Разработаны тиристорные и транзисторные инверторы, которые работают много лет в подразделения Кузбассэнерго, ОАО «Азот», в организациях, строящих трубопроводный транспорт, в мелких организациях и др.

На базе разработанных процессов сварки, методов управления и систем импульсного питания создан действующий макет специализированного робота для сварки неповоротных стыков магистральных трубопроводов с геометрической и технологической адаптацией параметров режима в функции пространственного положения сварочной ванны.

Основным направлением продолжения работ на будущее является разработка адекватных математических моделей различных процессов в дуге, объединение их в обобщенную математическую модель сварочного процесса, что позволит практически исключить эксперименты с металлом, разработка микропроцессорных (интеллектуальных) систем управления процессами сварки третьего поколения, обеспечивающими более комфортные условия сварщикам и операторам и управление процессами на уровне доменов.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А.с. СССР № 521089. Способ импульсно-дуговой сварки плавящимся электродом. Зайцев А.И., Князьков А.Ф., Дедюх Р.И и др. Бюл. № 26, опубл. 29.09.1976.
2. А.с. СССР № 522014. Способ импульсно-дуговой сварки плавящимся электродом. А.И. Зайцев, Князьков А.Ф., Р.И. Дедюх и др. Бюл. № 27, опубл. 23.03.1976.
3. Патент РФ № 2133660. Способ импульсно-дуговой сварки. Князьков А.Ф., Кралепиж Н.Ю., Петриков А.В. Бюл. № 21, опубл. 27.07.1999.
4. А.с. СССР № 1779506. Устройство для сварки. Князьков А.Ф., Швалев В.В., Долгун Б.П. Бюл. № 45, опубл. 07.12.1992.

## СЕКЦИЯ 1. ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА

### МЕТОДОЛОГИЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ СПОСОБОВ ПРОЕКТИРОВАНИЯ И АНАЛИЗА МЕХАТРОННЫХ СИСТЕМ

*Д.А. Падалко*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск

#### **Введение**

Для большинства автономных комплексов необходима собственная система электроснабжения, в промышленных системах распространение нашли электрические машины переменного и постоянного тока, наиболее часто используются синхронные генераторы широкого диапазона мощностей. При проектировании электромеханических систем специального назначения, возникают соответствующие вопросы обеспечения бесперебойной работы, безопасности потребителей и возможности управления при значительном изменении влияющих факторов. Решением данных вопросов необходимо заниматься на первых этапах конструирования системы, для уменьшения издержек на производство.

В настоящее время методология выбора научно-технических решений состоит из широкого выбора способов проектирования мехатронных систем специального назначения. Теория электромеханических систем возникла как обобщение постулатов и закономерностей, позволяющих применение классических методов к электротехническим объектам для изучения свойств и параметров сложных систем.

#### **Цель работы**

Целью данной работы – комплексное исследование методологии решения задач проектирования технических систем электромеханических систем и автономных систем генерирования электроэнергии, представление особенностей приведенных методов описания работы электромеханических систем с примерами реализации в пакетах прикладных программ.

#### **Представление объекта исследования как системы дифференциальных уравнений**

Классический метод описания с помощью систем дифференциальных уравнений является наиболее обобщенным. Поскольку математические модели абстрактны, они широко используются в системных исследованиях. Математическая модель объекта является его идеализацией, поэтому при составлении уравнений и рассмотрении переходных процессов используют общепринятые ограничения и допущения, связанные с «идеализированным» объектом. Так при составлении уравнений для электрических машин считают, что машина насыщена и фазные обмотки полностью симметричны, пренебрегают потерями в стали и т.д. В связи с упрощением объекта возникает задача «настройки» математической модели на реальный объект, суть которой

состоит в определении таких значений параметров, которые дадут результат максимально приближенный к экспериментальным данным. Наибольшее распространение для решения систем дифференциальных уравнений получил метод Эйлера и его модифицированный вариант. Применительно к электротехническим системам наиболее часто используют методы Рунге-Кутты, в математических пакетах зачастую реализуют методы не ниже четвертого порядка. Реализации данного метода имеются в пакетах прикладных программ, таких как MatLAB, Mathcad, Mathematica и прочих.

В качестве примера приведем систему дифференциальных уравнений асинхронной машины в комплексной системе координат  $\alpha$ - $\beta$  включающие выражения для тока и напряжения статора, потокосцепление ротора и статора, угловую скорость ротора, момент приводного двигателя и момент инерции.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{U_{s\alpha}}{L_s} - \frac{r_s \cdot i_{s\alpha}}{L_s} + \frac{kr}{L_s} \cdot \Psi_{r\alpha} + \frac{kr}{L_s} \cdot p \cdot \omega \cdot \Psi_{r\beta}; \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{U_{s\beta}}{L_s} - \frac{r_s \cdot i_{s\beta}}{L_s} + \frac{kr}{L_s} \cdot \Psi_{r\beta} + \frac{kr}{L_s} \cdot p \cdot \omega \cdot \Psi_{r\alpha}; \\ \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} = k_r \cdot r_r \cdot i_{s\alpha} - \frac{\Psi_{r\alpha}}{T_r} - p \cdot \omega \cdot \Psi_{r\beta}; \\ \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} = k_r \cdot r_r \cdot i_{s\beta} - \frac{\Psi_{r\beta}}{T_r} - p \cdot \omega \cdot \Psi_{r\alpha}; \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{k_r}{J_d} (\Psi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - \Psi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha}) - \frac{M_{вр}}{J_d}. \end{array} \right. \quad (1)$$

Решения указанной системы дифференциальных уравнений выполним с помощью пакета прикладных программ MatLab. Для этого достаточно описать систему в функции с указанием параметров электрической машины. Решение системы возможно выполнить через встроенную функцию ode45 в качестве входных параметров которой выступают: система дифференциальных уравнений, временной диапазон, начальные условия величин и точность нахождения решения. На рис. 1 укажем полученное решение для величины угловой скорости.

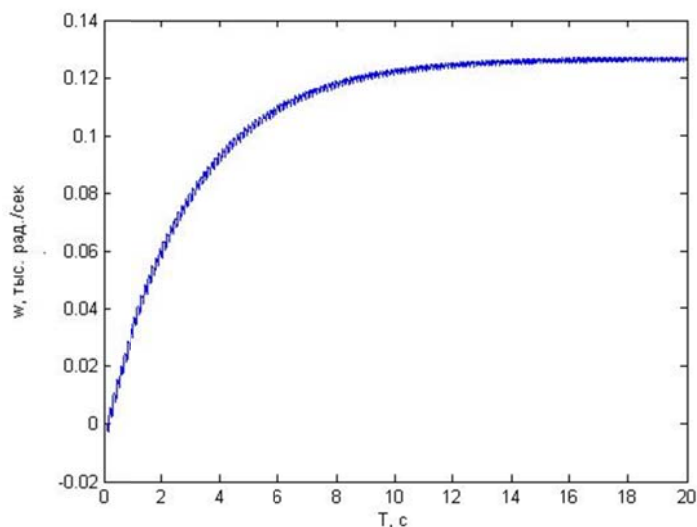


Рис. 1. График угловой скорости

## Метод визуального моделирования для описания электромеханических систем

Современный этап развития электротехнической промышленности характеризуется усложнением электромеханических систем, взаимодействий и связей между узлами. Наиболее простым в освоении и применении является метод визуального моделирования. Суть метода заключается в пошаговом воспроизведении событий происходящих в объекте в виде структурных блоков с конкретным функциональным назначением. Преимуществом таких моделей является ускоренный процесс в работе программы относительно событий в исследуемой системе в реальном масштабе времени. В настоящее время наиболее популярны на практике такие языки визуального моделирования, как BPMN и UML. Применительно к моделированию электромеханических систем наибольшую популярность получил Simulink – визуальная среда моделирования, дающая возможность при помощи стандартных блок-диаграмм, строить модели динамических систем, в том числе дискретных, непрерывных и нелинейных системы. Приведем пример моделирование мехатронных системы с использованием АГ и отдельно моделирование АМ.

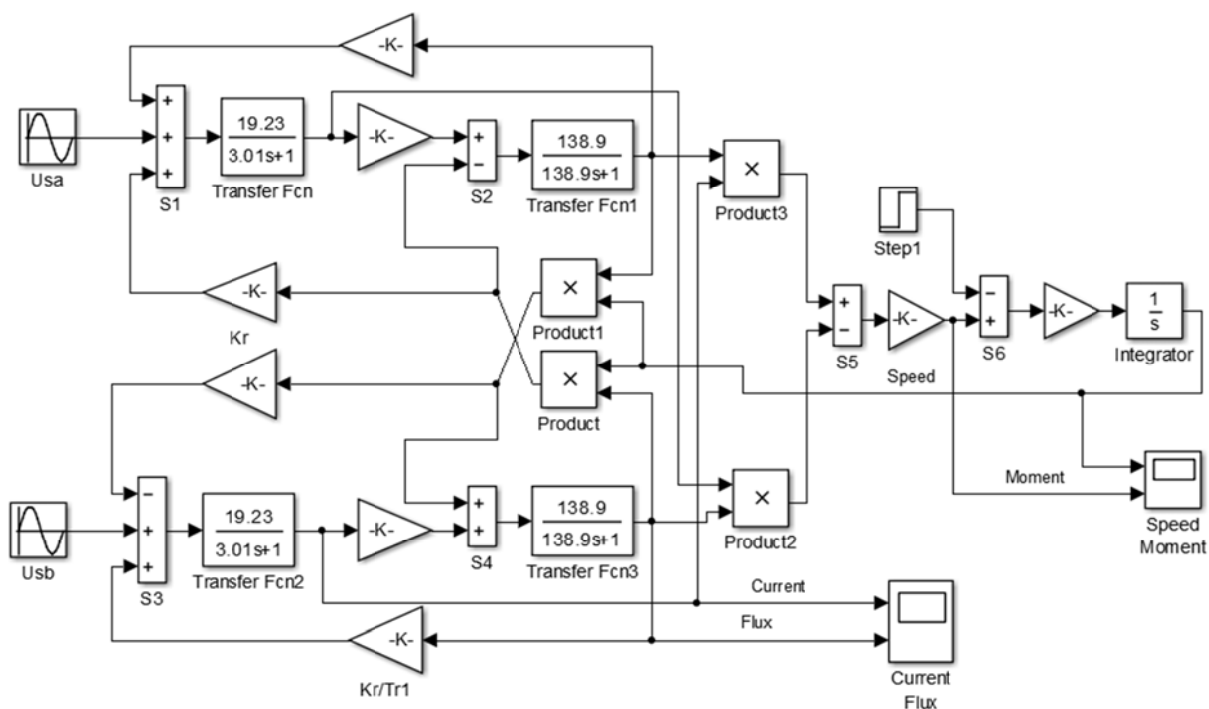


Рис. 2. Структурная схема асинхронного двигателя в неподвижной системе координат

В данном случае представлена структурная схема асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором в неподвижной системе координат. Отметим, что данная структурная схема также получена из системы уравнений в операторной форме.

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{s\alpha} = r(1 + Ts \cdot s)i_{s\alpha} - \frac{kr}{T_r} \cdot \Psi_{r\alpha} + kr \cdot p \cdot \omega \cdot \Psi_{r\beta}; \\ u_{s\beta} = r(1 + Ts \cdot s)i_{s\beta} - \frac{kr}{T_r} \cdot \Psi_{r\beta} + kr \cdot p \cdot \omega \cdot \Psi_{r\alpha}; \\ 0 = -k_r \cdot r_r \cdot i_{s\alpha} + \frac{1}{T_r} \cdot (1 + Tr \cdot s)\Psi_{r\alpha} - p \cdot \omega \cdot \Psi_{r\beta}; \\ 0 = -k_r \cdot r_r \cdot i_{s\beta} + \frac{1}{T_r} \cdot (1 + Tr \cdot s)\Psi_{r\beta} - p \cdot \omega \cdot \Psi_{r\alpha}; \\ M = \frac{3}{2}pk_r(\Psi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - \Psi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha}); \\ Js\omega = M - M_H. \end{array} \right. \quad (2)$$

В таком случае, как мы видим из рис. 2, мы можем получить функции момента и скорости.

Основными преимуществами визуального моделирования является возможность получения результата без знания методов Эйлера и Рунге-Кутты для решения дифференциальных уравнений и простота интеграции объекта в сложную систему без существенного увеличения времени расчета.

### **Описание научно-технических систем с позиций теории автоматического управления**

Достаточно обобщенным методом изучения научно-технических систем с точки зрения моделирования являются методы теории автоматического управления (ТАУ), они позволяют описывать динамические системы с помощью моделей в непрерывном и дискретном времени. Для этого необходимо построить функциональную схему системы или объекта, составленную по функциональному назначению элемента через типовые звенья ТАУ. То есть реализовать модель-алгоритм воспроизводящий процесс функционирования системы во времени, причем имитируются элементарными явлениями, составляющими процесс их логической структуры и последовательности протекания во времени. Реализация данного метода потребует серьезного понимания происходящих физико-математических процессов, знание преобразований физических величин в ходе работы объекта или системы. Стоит отметить, что для моделирования сложных систем необходимо использование системного подхода, дифференцируя сложную систему на гораздо более простые узлы.

В качестве примера рассмотрим создание модели асинхронного генератора с позиции теории автоматического управления. Как известно схема классического АГ включает батарею конденсаторов выступающую источником, необходимой для возбуждения, реактивной энергией. Асинхронный генератор, как электромеханическая система состоит из электрического и магнитного контуров. Наличие остаточного магнитного потока Фост приводит при вращении ротора к возникновению ЭДС Ег на выходе генератора, по принципу генерирования электроэнергии в машинах переменного тока генерация обуславливается выражением 3.

$$E_{\Gamma} = k \cdot \frac{d\Phi}{dt} \quad (3)$$



объектов является сложность создания сложных систем состоящих из нескольких объектов, в таком случае структурная схема сложной системы является слишком громоздкой и сложной для преобразования на некоторых из этапов. Данная проблема обходится путем использования законченных блоков и компоновки созданных объектов.

Классический метод описания с помощью систем дифференциальных уравнений позволяет учитывать сколь угодно большое число факторов, интегрировать объекты в сложные системы без испытывания особых трудностей проектирования. Недостатками данного способа являются необходимость знания и умения использовать методы решения систем дифференциального уравнения и высокая потребность в вычислительных и временных ресурсах.

### **СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Сипайлов Г.А. Математическое моделирование электрических машин./ Сипайлов Г.А., Лоос А.В. – М.: Высшая школа, 1980. – 176 с.

2. Пятибратов Г.Я., Барыльник Д.В. Моделирование электромеханических систем: Учеб. пособие// Юж.-Рос. гос. политехн. ун-т. – Новочеркасск: ЮРГПУ, 2013.-103 с.

3. Лукутин Б.В., Обухов С.Г., Шандарова Е.Б. Автономное электроснабжение от микрогидроэлектростанций: Монография. – Изд-во ТПУ, 2001.

4. Дворецкий С.И. Основы математического моделирования и оптимизации процессов и систем очистки и регенерации воздуха: учебное пособие/ С.И. Дворецкий, С.В. Матвеева, С.Б. Путин, Е.Н. Туголуков. – Тамбов: Изд-во Тамб. Гос. Техн. Ун-та, 2008. – 324 с.

5. Alexander G.Garganeev Principles of Electric Power Generation Based on the Self-Excited Electrical Machines Using the Perspectives of the Automatic Control Theory [Text] / Alexander G.Garganeev, Dmitry A. Padalko // Proceedings of the 14th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, EDM 2013, Erlagol (Altai), Russia, July 1-5, 2013. – Novosibirsk: NSTU Printing Office, 2013. – p. 319 – 321.

### **ИССЛЕДОВАНИЕ ВЫХОДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МАЛОГАБАРИТНОГО ДВУХКАНАЛЬНОГО ЛИНЕЙНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНО- ТРАНСФОРМАТОРНОГО ТИПА ПРИ КОРОТКОМ ЗАМЫКАНИИ ВТОРИЧНОЙ ОБМОТКИ ЦЕПИ И ОБРЫВЕ ОДНОГО ИЗ КАНАЛОВ**

*Д.А. Симон*

Акционерное общество «Научно-производственный центр «Полюс», Россия,  
Томск

В обратной связи систем управления космической, авиационной техники, оборудования нефтяной и газовой промышленности для контроля за перемещением штоков приводных механизмов применяются датчики линейного перемещения. Надежную работу и высокую точность измерения для такой техники обеспечивают дифференциально-трансформаторные датчики линейного перемещения типа ЛДТ (LVDT).

Дифференциально-трансформаторный датчик линейных перемещений относится к области приборостроения и может быть использован в обратной связи систем управления приводных механизмов для контроля за перемещением штоков.

Целью данной работы является: исследование выходных характеристик датчика типа ЛДТ на рабочий ход  $\pm 5$  мм с дублированием обмоток и определение его работоспособности при коротком замыкании и обрыве одного из каналов.

Задачи:

- экспериментальным методом получить зависимость выходной характеристики датчика от перемещения штока при нормальном режиме работы, при обрыве вторичной обмотки цепи и при коротком замыкании;
- исследовать выходные характеристики датчика, а также крутизну выходной характеристики и нелинейность;
- сравнить полученные результаты и дать оценку эффективности работоспособности датчика при данных условиях работы;

Дифференциально-трансформаторный датчик (рис. 1) содержит корпус 1 из немагнитной стали, наружный магнитопровод 2 из ферромагнитной стали, служащий для уменьшения энергопотребления и защиты от воздействия внешних магнитных полей, отпрессованный пластмассовый каркас 5, на котором расположены две секции измерительной обмотки 4 и обмотка возбуждения 3, сердечник 6, тяга 7, служащая для связи с объектом, перемещение которого измеряется.

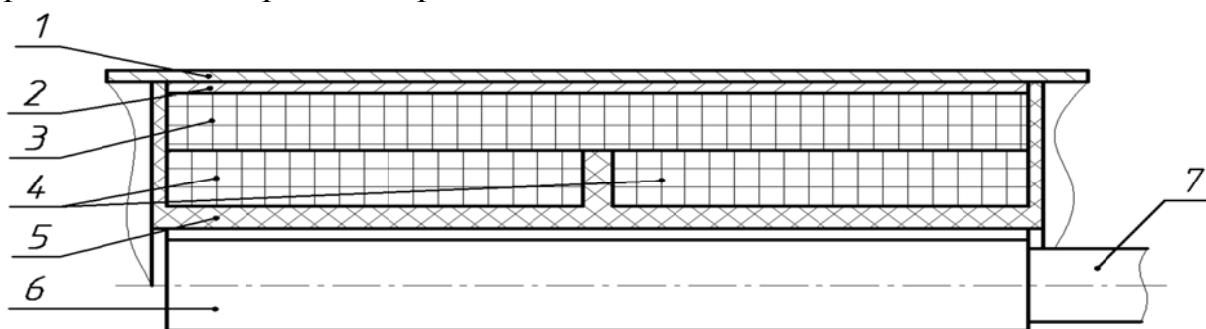


Рис. 1. Конструктивная схема датчика

Датчик работает следующим образом. На обмотки возбуждения подается напряжение переменного тока. В цепи этих обмоток протекают токи, которые создают намагничивающую силу. Под действием намагничивающей силы возникает магнитный поток, взаимодействующий с витками секций измерительных обмоток и замыкающийся вокруг обмоток возбуждения.



Часть потока проходит по сердечнику, а часть по воздуху. Когда сердечник располагается на электрической нейтрали, поток симметричен относительно секций измерительных обмоток, ЭДС наведенные в секциях равны. Перемещение сердечника влево или вправо от электрической нейтрали вызывает увеличение потокосцепления одной пары секций и уменьшение другой пары. Соответственно изменяются и выходные напряжения секций, которые увеличиваются или уменьшаются в зависимости от направления перемещения сердечника.

В ходе работы за экспериментальный образец был взят двухканальный датчик изготовленный в АО «НПЦ «Полус» с рабочим ходом  $\pm 5$  мм, наружным диаметром 11 мм и длиной корпуса 47 мм. Получены параметры экспериментальных исследований при напряжении питания 3 В и частоте питающей сети 4000 Гц (табл. 1), при коротком замыкании вторичной обмотки цепи (табл. 2) и обрыве первого канала датчика (табл. 3).

Таблица 1.

Параметры датчика при напряжении питания 3 В и частоте питающей сети 4000 Гц

X1	Вых.хар.	Крут.	Нелин.	U <sub>вых. 1</sub>	U <sub>вых. 2</sub>
-5,0	0,265469	0,053094	-0,349	0,7912	1,3631
-4,0	0,212149	0,053037	-0,322	0,8547	1,3150
-3,0	0,159197	0,053066	-0,225	0,9174	1,2648
-2,0	0,106375	0,053188	-0,105	0,9791	1,2122
-1,0	0,053710	0,053710	0,045	1,0395	1,1575
1,0	0,053988	0,053988	0,097	1,1577	1,0391
2,0	0,107632	0,053816	0,130	1,2133	0,9775
3,0	0,161243	0,053748	0,157	1,2668	0,9150
4,0	0,215063	0,053766	0,223	1,3181	0,8515
5,0	0,269200	0,053840	0,348	1,3675	0,7874

X2	Вых.хар.	Крут.	Нелин.	U <sub>вых. 1</sub>	U <sub>вых. 2</sub>
-5,0	0,265640	0,053128	-0,342	0,7941	1,3686
-4,0	0,212233	0,053058	-0,326	0,8578	1,3200
-3,0	0,159202	0,053067	-0,239	0,9208	1,2695
-2,0	0,106484	0,053242	-0,094	0,9826	1,2168
-1,0	0,053739	0,053739	0,046	1,0433	1,1618
1,0	0,053963	0,053963	0,088	1,1621	1,0431
2,0	0,107625	0,053813	0,119	1,2180	0,9813
3,0	0,161287	0,053762	0,151	1,2719	0,9186
4,0	0,215188	0,053797	0,227	1,3234	0,8547
5,0	0,269449	0,053890	0,370	1,3731	0,7902

Таблица 2.

Параметры датчика при коротком замыкании вторичной обмотки цепи

X1	Вых.хар.	Крут.	Нелин.	U <sub>ВЫХ. 1</sub>	U <sub>ВЫХ. 2</sub>
-5,0	0,261886	0,052497	-0,114	0,2290	0,3915
-4,0	0,210771	0,052497	0,149	0,2462	0,3777
-3,0	0,159272	0,052497	0,339	0,2634	0,3632
-2,0	0,106938	0,052497	0,370	0,2806	0,3478
-1,0	0,054187	0,052497	0,322	0,2976	0,3317
1,0	0,051845	0,052497	-0,124	0,3307	0,2981
2,0	0,104659	0,052497	-0,064	0,3462	0,2806
3,0	0,156731	0,052497	-0,145	0,3609	0,2631
4,0	0,208642	0,052497	-0,256	0,3748	0,2454
5,0	0,259981	0,052497	-0,477	0,3882	0,2280

Таблица 3.

Параметры датчика при обрыве первого канала

X2	Вых.хар.	Крут.	Нелин.	U <sub>ВЫХ. 1</sub>	U <sub>ВЫХ. 2</sub>
-5,0	0,265897	0,053812	-0,587	0,5403	0,9317
-4,0	0,213724	0,053812	-0,283	0,5844	0,9021
-3,0	0,161092	0,053812	-0,064	0,6283	0,8696
-2,0	0,107688	0,053812	0,012	0,6720	0,8342
-1,0	0,053746	0,053812	-0,012	0,7148	0,7960
1,0	0,055423	0,053812	0,299	0,7960	0,7124
2,0	0,109512	0,053812	0,351	0,8328	0,6684
3,0	0,162875	0,053812	0,268	0,8664	0,6237
4,0	0,215984	0,053812	0,137	0,8977	0,5788
5,0	0,268406	0,053812	-0,121	0,9260	0,5341

В ходе дальнейшей работы были произведены расчеты выходного напряжения датчика, его крутизны и нелинейности.

Для достижения точности измерения используется инвариантная схема построения датчика, когда выходной характеристикой является отношение разности напряжений выходных полуобмоток:

$$\gamma_1 = \frac{U_{1(1)} - U_{2(1)}}{U_{1(1)} + U_{2(1)}}, \quad \gamma_2 = \frac{U_{1(2)} - U_{2(2)}}{U_{1(2)} + U_{2(2)}}$$

где  $\gamma_i$  – текущее значение выходной характеристики;

Крутизна выходной характеристики определялась по формуле:

$$K = \frac{\sum \gamma_{li}}{\sum x_i},$$

где  $x_i$  – текущее значение перемещения подвижной части, мм;

$x_{\max}$  – максимальное перемещение подвижной части.

По выходной характеристики  $\gamma$  и зависимостям выходных напряжений  $U_1$  и  $U_2$  на вторичных обмотках (рис. 2 а) для напряжения питания 3 В и частоте

питающей сети 4000 Гц было определено значение нелинейности (рис. 2 б). Нелинейность  $n$  выходной характеристики, %, определялась по формуле:

$$n = \frac{\left(\frac{\gamma_i}{K}\right) - x_i}{x_{\max}} 100,$$

где  $\gamma_i$  – текущее значение выходной характеристики.

Несоответствие левой и правой части значений нелинейности прежде всего обусловлено несимметрией расположения катушки по отношению к общей магнитной системе. Также на это влияет качество намотки катушек, а именно несимметричность распределения витков на катушках.

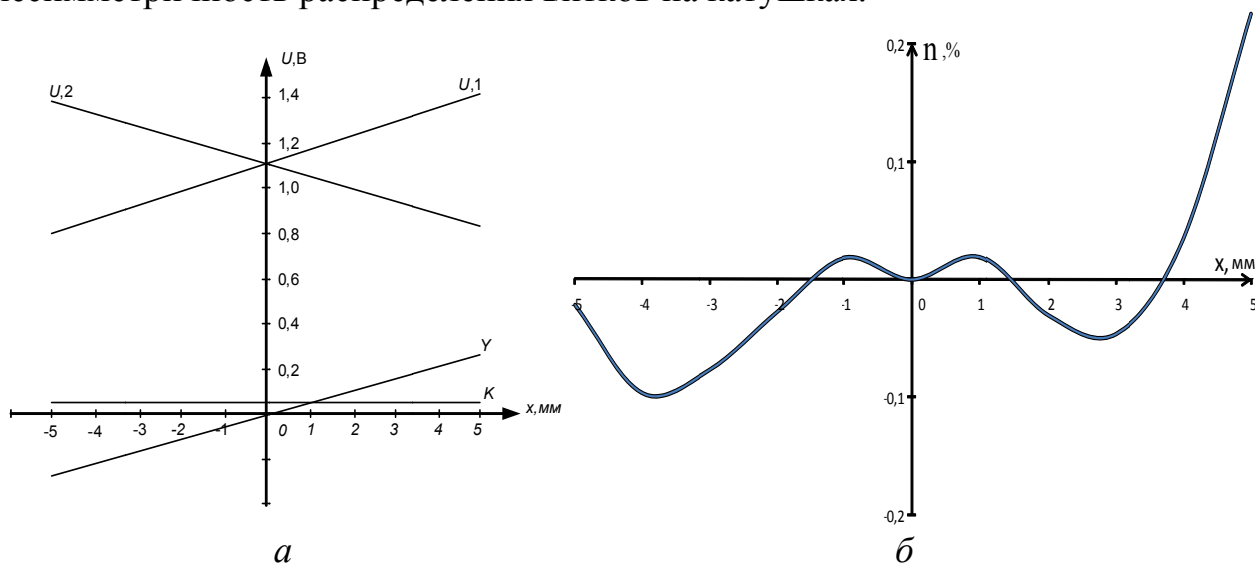


Рис. 2. Выходная характеристика  $\gamma$  и зависимости напряжений  $U1$  и  $U2$  на вторичных обмотках (а), экспериментальные значения нелинейности (б)

Аналогично были построены выходные характеристики датчика для короткого замыкания вторичной обмотки цепи (рис. 3 а) и обрыве первого канала датчика (рис. 3 б).

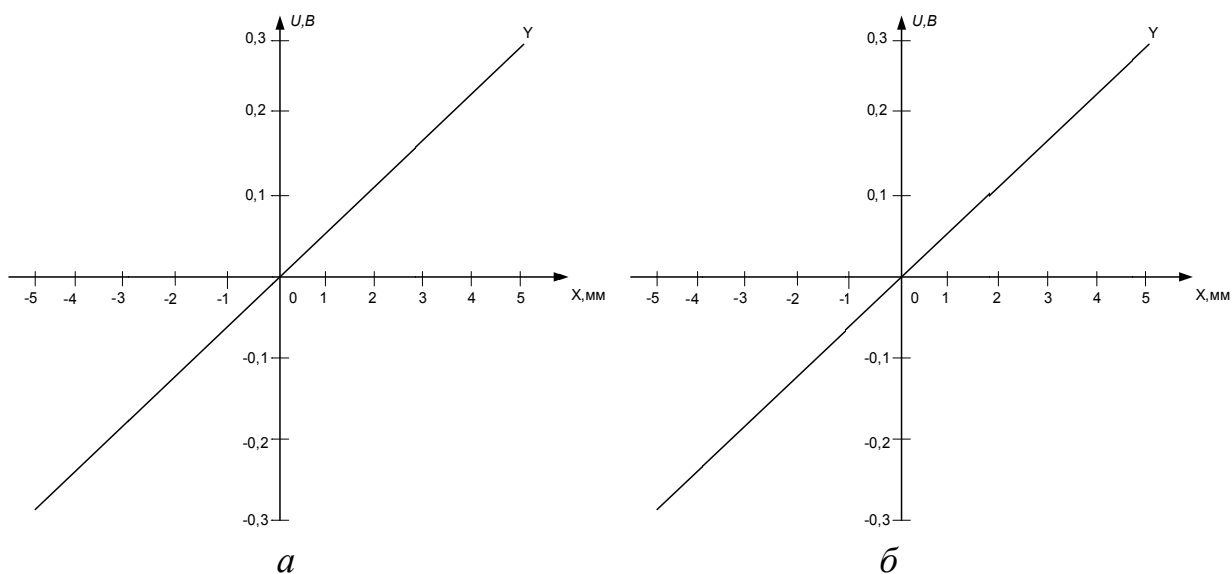


Рис. 3. Выходная характеристика датчика при коротком замыкании вторичной обмотки цепи (рис. 3 а) и обрыве первого канала (рис. 3 б)

## **Выводы**

Исходя из экспериментальных данных, можно сделать вывод, что выходные характеристики датчика с рабочим ходом  $\pm 5$  мм, наружным диаметром 11 мм и длиной корпуса 47 мм в нормальном рабочем режиме не отличаются от характеристик при коротком замыкании вторичной обмотки цепи и обрыве первого канала датчика. Нелинейность выходной характеристики составляет менее  $\pm 0,4\%$ , ток в первичной цепи датчика менее 30 мА. Датчик сохраняет свою работоспособность при одной возможной неисправности типа "обрыв" или "короткое замыкание" без существенного изменения выходных характеристик.

## **СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Компенсация погрешностей индукционных бесконтактных датчиков положения / М.Г. Савченко [и др.] // Электронные и электромеханические системы и устройства : сб. науч. трудов НПЦ "Полус". Томск, 2001. С. 299 – 306.
2. Савченко М.Г., Марьянов Г.М., Филиппов В.И. Двухканальные датчики типа ЛДТ на одном магнитопроводе // Электронные и электромеханические системы и устройства: сб. науч. трудов. Новосибирск: Наука, 2007. С. 305–311.

## **МОДЕЛИРОВАНИЕ ПУСКА АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ПРИ ГРУППОВОМ ВКЛЮЧЕНИИ В ОДНОФАЗНУЮ СЕТЬ ЭЛЕКТРОВОЗА**

*А.С. Гирник, А.Л. Федянин, А.С. Карпов*

Национальный исследовательский Томский политехнический  
университет, Россия, Томск

В современных электровозах переменного тока, работающих от однофазной сети, имеют место нарушения в работе вспомогательных асинхронных двигателей (ВЭМ), такие как пробой изоляции статора, что влечёт за собой преждевременный выход из строя электрической машины.

Возможными причинами пробоя изоляции обмоток статора могут быть сильные электрические перенапряжения, возникающие при периодических пусках ВЭМ, так как последние питаются от однофазной сети по конденсаторной схеме. При этом может также иметь место несимметрия фазных напряжений на зажимах двигателей. Общая упрощённая схема такого питания приведена на рис. 1. Где,  $U$  – питающее однофазное напряжение, I и II – первый и второй двигатели,  $A_I, B_I, C_I$  и  $A_{II}, B_{II}, C_{II}$  – фазы первого и второго двигателей соответственно,  $C_1, C_2$  и  $C_3$  – конденсаторы, необходимые для симметрирования фазных питающих напряжений ВЭМ в процессе пуска и

длительной работы. Подключаемые к зажимам «а» и «б» конденсаторы образуют результирующую ёмкость  $C_p$ .

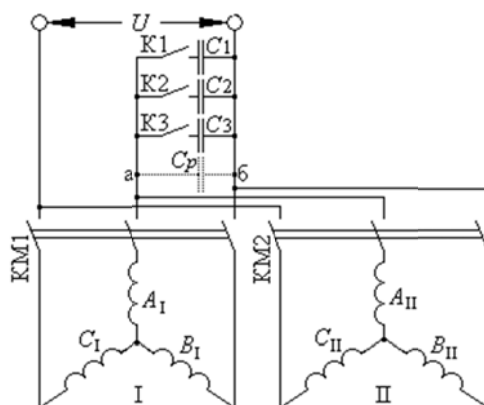


Рис. 1. Схема питания ВЭМ при их совместной работе

Разработаем математическую модель для исследования пуска двигателей при данной схеме соединения.

Для схемы рис. 1 составим уравнения по второму закону Кирхгофа:

$$\dot{U}_{(I)} = \dot{U}_{B(I)} - \dot{U}_{C(I)}; \quad (1)$$

$$\dot{U}_{(II)} = \dot{U}_{B(II)} - \dot{U}_{C(II)}; \quad (2)$$

$$\dot{U}_{A(I)} - \dot{I}_{Cp} \dot{Z}_{Cp} = \dot{U}_{B(I)}; \quad (3)$$

$$\dot{U}_{A(II)} - \dot{I}_{Cp} \dot{Z}_{Cp} = \dot{U}_{B(II)}, \quad (4)$$

где,  $\dot{U}_A$ ,  $\dot{U}_B$  и  $\dot{U}_C$  – комплексные значения фазных напряжений, В;

$\dot{U}$  – комплексное значение однофазного напряжения, В;

$\dot{Z}_{Cp}$  – комплексное сопротивление результирующей ёмкости  $C_p$ , Ом;

$\dot{I}_{Cp}$  – комплексное значение тока результирующей ёмкости  $C_p$ , А.

На рис. 2 приведена схема замещения одной фазы для напряжения прямой и обратной последовательностей всех гармоник питающего напряжения.

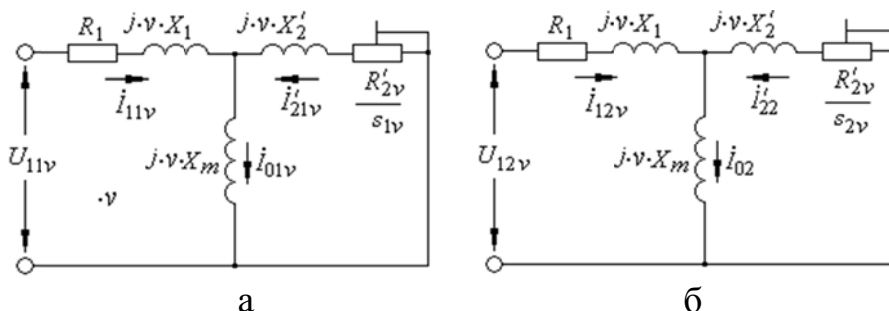


Рис. 2. Схема замещения одной фазы для напряжения прямой (а) и обратной (б) последовательностей всех гармоник

С использованием метода симметричных составляющих для каждого из двигателей по рис. 1. можно записать следующие уравнения всех гармоник:

$$\dot{I}_{Av} = \dot{I}_{11v} + \dot{I}_{12v}; \quad (5)$$

$$\dot{I}_{Bv} = a \dot{I}_{11v} + a^2 \dot{I}_{12v}; \quad (6)$$

$$\dot{I}_{Cv} = a^2 \dot{I}_{11v} + a \dot{I}_{12v}; \quad (7)$$

$$\dot{U}_{Av} = \dot{U}_{11v} + \dot{U}_{12v} = \dot{I}_{11v} \dot{Z}_{11v} + \dot{I}_{12v} \dot{Z}_{12v}; \quad (8)$$

$$\dot{U}_{Bv} = a \dot{U}_{11v} + a^2 \dot{U}_{12v} = a \dot{I}_{11v} \dot{Z}_{11v} + a^2 \dot{I}_{12v} \dot{Z}_{12v}; \quad (9)$$

$$\dot{U}_{Cv} = a^2 \dot{U}_{11v} + a \dot{U}_{12v} = a^2 \dot{I}_{11v} \dot{Z}_{11v} + a \dot{I}_{12v} \dot{Z}_{12v}; \quad (10)$$

Так как данные уравнения справедливы для обоих двигателей, то индексы I и II опущены. В уравнениях (5-10) используются следующие величины:

$v$  – номер гармоники;

$a = e^{-j\frac{2\pi}{3}}$  – оператор поворота вектора на  $120^\circ$ ;

$\dot{U}_{11v}$  и  $\dot{U}_{12v}$  – напряжения прямой и обратной последовательностей;

$\dot{Z}_{11v}$  и  $\dot{Z}_{12v}$  – комплексные сопротивления статора прямой и обратной последовательностей;

$\dot{Z}_{21v}$  и  $\dot{Z}_{22v}$  – комплексные сопротивления ротора прямой и обратной последовательностей.

Если соотношения (5-10) для токов и напряжений фаз подставить в (1) и (2), то можно получить следующие уравнения для вычисления токов прямой и обратной последовательностей каждой из гармоник:

$$\dot{I}_{11(I)} = \frac{U\gamma_2 (\dot{Z}_{12(I)} \dot{Z}_{11(II)} - \dot{Z}_{12(I)} \dot{Z}_{Cp} - a \dot{Z}_{12(I)} \dot{Z}_{11(II)}) (a - a^2) + U\Delta_2}{(\Delta_1 \dot{Z}_{12(I)} + \Delta_2 \dot{Z}_{11(II)}) (a - a^2)}; \quad (11)$$

$$\dot{I}_{12(I)} = \frac{U\gamma_2 (\dot{Z}_{11(I)} \dot{Z}_{11(II)} - \dot{Z}_{11(I)} \dot{Z}_{Cp} - a \dot{Z}_{11(I)} \dot{Z}_{11(II)}) (a - a^2) - U\Delta_1}{(\Delta_2 \dot{Z}_{11(I)} + \Delta_1 \dot{Z}_{12(I)}) (a - a^2)}. \quad (12)$$

Где:

$$\Delta_1 = \dot{Z}_{Cp} \dot{Z}_{11(II)} \gamma_2 + \gamma_1 (a - a^2) \left[ \dot{Z}_{11(I)} \dot{Z}_{11(II)} - \dot{Z}_{Cp} \dot{Z}_{11(II)} - 2a (\dot{Z}_{11(I)} \dot{Z}_{11(II)}) - \dot{Z}_{11(I)} \dot{Z}_{Cp} + \right]; \quad (13)$$

$$\Delta_2 = \dot{Z}_{Cp} \dot{Z}_{11(II)} \gamma_2 + \gamma_1 (a - a^2) \left[ 2\dot{Z}_{12(I)} \dot{Z}_{11(II)} - a^2 (\dot{Z}_{12(I)} \dot{Z}_{11(II)}) - \dot{Z}_{12(I)} \dot{Z}_{Cp} + \dot{Z}_{Cp}^2 + \right]; \quad (14)$$

$$\gamma_1 = \dot{Z}_{12(II)} \dot{Z}_{Cp} - 2\dot{Z}_{11(II)} \dot{Z}_{12(II)} + a \dot{Z}_{11(II)} \dot{Z}_{12(II)} + \dot{Z}_{11(II)} \dot{Z}_{Cp} + a^2 (\dot{Z}_{11(II)} \cdot \dot{Z}_{12(II)}); \quad (15)$$

$$\gamma_2 = \dot{Z}_{Cp} (\dot{Z}_{11(II)} - \dot{Z}_{12(II)} + a^2 \dot{Z}_{12(II)} - a \dot{Z}_{11(II)}) \quad (16)$$

Сопротивления  $\dot{Z}_{11v}$  и  $\dot{Z}_{12v}$ ,  $\dot{Z}_{21v}$  и  $\dot{Z}_{22v}$  находились по следующим соотношениям:

$$\dot{Z}_{21v} = jvX'_2 Kxr_{\xi i \dot{a}\dot{n}21v} + \frac{R'_2 Kr_{21v}}{S_{1v}}; \quad (17)$$

$$\dot{Z}_{22v} = jvX'_2 Kxr_{\xi i \dot{a}\dot{n}22v} + \frac{R'_2 Kr_{22v}}{S_{2v}}; \quad (18)$$

$$\dot{Z}_{11v} = R_1 + jvX_1 Kxs_{i \dot{a}\dot{n}11v} + [\dot{Z}_{0v}^{-1} + \dot{Z}_{21v}^{-1}]^{-1}; \quad (19)$$

$$\dot{Z}_{12v} = R_1 + jvKxs_{i \dot{a}\dot{n}12v} + [\dot{Z}_{0v}^{-1} + \dot{Z}_{22v}^{-1}]^{-1}; \quad (20)$$

$$\dot{Z}_{0v} = jvX_m. \quad (21)$$

Где:

$s_{1v}$  и  $s_{2v}$  – скольжения для поля прямой и обратной последовательностей гармоники  $v$ , о.е.;

$R_1$  – активное сопротивление фазы статора, Ом;

$R'_2$  – активное приведённое сопротивление фазы ротора, Ом;

$X_1$  – индуктивное сопротивление фазы статора при 50 Гц, Ом;

$X'_2$  – приведённое индуктивное сопротивление фазы ротора при 50 Гц,

Ом;

$X_m$  – индуктивное сопротивление цепи намагничивания при 50 Гц, Ом;

$\dot{Z}_{Cpv}$  – комплексное ёмкостное сопротивление конденсатора  $C_p$  гармоники  $v$ , Ом;

$Kr_{21v}$  и  $Kr_{22v}$  – коэффициенты увеличения сопротивления ротора под влиянием эффекта вытеснения тока от полей прямой и обратной последовательностей гармоник;

$Kxr_{\xi_{нас21v}}$  и  $Kxr_{\xi_{нас22v}}$  – коэффициенты уменьшения индуктивного сопротивления ротора под влиянием эффектов вытеснения тока и насыщения от полей прямой и обратной последовательностей гармоники  $v$ ;

Разность моментов, созданных полями прямой и обратной последовательностей соответствующей гармоники:

$$M = m \sum_{v=1}^{\infty} \frac{I_{21v}^2 \cdot R'_2 \cdot Kr_{21v}}{\Omega_{cv} \cdot s_{1v}} - m \sum_{v=1}^{\infty} \frac{I_{22v}^2 \cdot R'_2 \cdot Kr_{22v}}{\Omega_{cv} \cdot s_{2v}}, \quad (22)$$

где,  $m$  – число фаз (в данном случае 3);

$\Omega_{cv}$  – синхронная частота вращения гармоники  $v$ .

Для моделирования, необходимо задать множество точек скольжения  $s$  через определённый интервал  $\Delta s$ . Количество точек определяется числом  $i$ . При этом необходимо учесть инерционные свойства ВЭМ за счёт момента инерции  $J$ . Далее можно получить следующее соотношение для расчёта промежутков времени за дискретный интервал  $\Delta s$ :

$$t_{i+1} = J \frac{(\omega_{2i+1} - \omega_i)}{M_i} \quad (23)$$

Где,  $\omega_{2i}$  – угловая частота вращения, зависящая от скольжения, рад./сек.

Теперь видно, что используя полученные величины временных интервалов и подставляя токи  $I_{11}$  и  $I_{12}$  в уравнения (8-10), можно получить зависимости фазных или линейных напряжений на контактных зажимах асинхронного двигателя в зависимости от времени переходного процесса.

С использованием выше описанной математической модели были проведены исследования пусковых режимов работы вспомогательных машин НВА-55, работающих по схеме рис. 1. Исходные параметры двигателя:

$\omega_1 = 157$  рад/с – синхронная частота вращения поля статора;

$L_{\sigma 1} = 0,000376$  Гн – индуктивность рассеяния фазы статора;

$L'_{\sigma 2} = 0,000372$  Гн – приведённая индуктивность рассеяния фазы ротора;

$L_m = 0,0098$  Гн – индуктивность цепи намагничивания;

$p_1 = 2$  – число пар полюсов;

$R_1 = 0,047$  Ом;

$R'_2 = 0,0893$  Ом;

Моделирование проводилось с учётом того, что питающее однофазное напряжение  $U$  могло достигать 470 В. Величина ёмкости каждого из конденсаторов  $C_1$ ,  $C_2$  и  $C_3$  составляет 726 мкФ.

По рис. 3 видно, что величина перенапряжения может достигать 710 В при одиночном пуске ВЭМ, что превышает номинальное напряжение питания двигателя 380 В почти в два раза. При пуске двигателя, одновременно с работающим в установившемся режиме ВЭМ, рис. 4, величина перенапряжения составляет до 510 В.

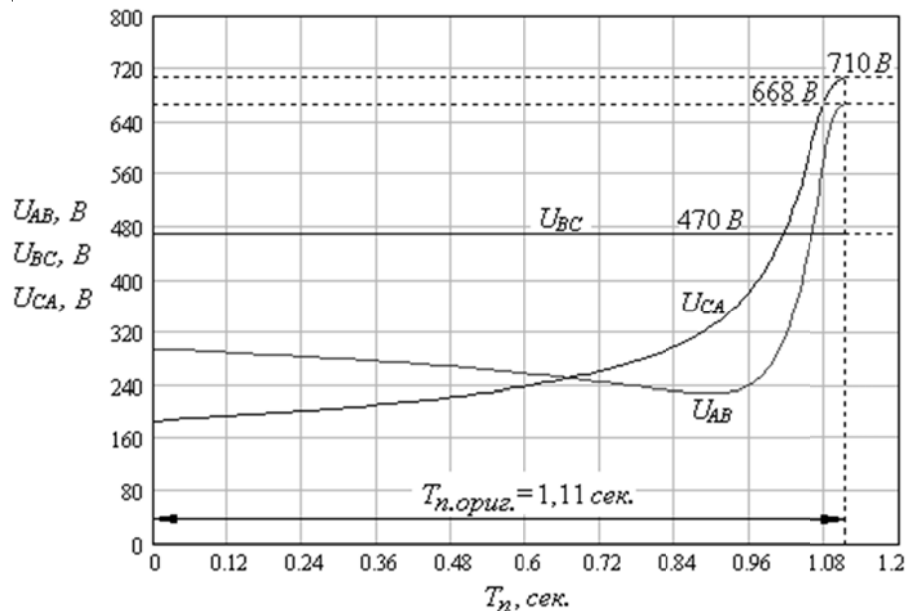


Рис. 3. Диаграмма линейных напряжений двигателя при его одиночном пуске от однофазного питания 470 В

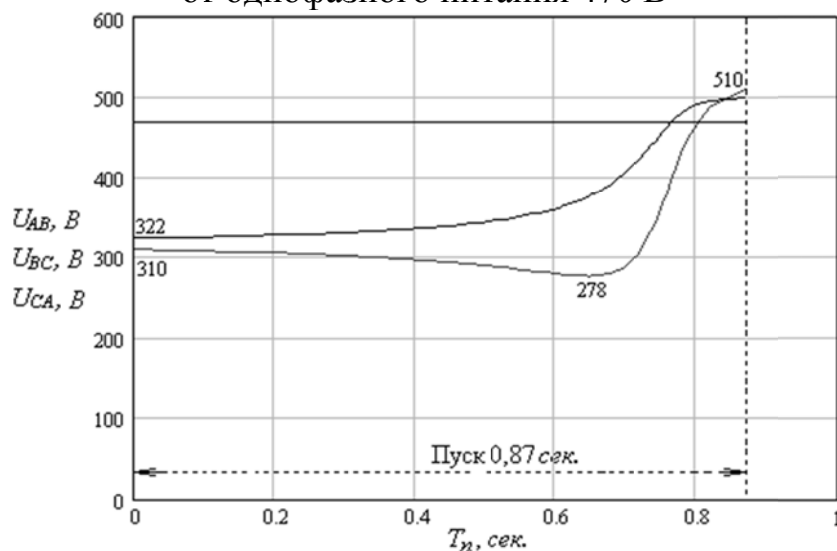


Рис. 4. Диаграмма линейных напряжений запускающегося двигателя, при работе в длительном установившемся режиме соседней асинхронной машины

На рис. 5 представлены механические и токовые характеристики двигателя НВА-55 при одиночном пуске, напряжении питания 470 В и пусковой ёмкости 2178 мкФ. Пусковые токи фаз не превышают допустимого значения 1105 А по ТУ для НВА-55. В режиме одиночного пуска асинхронного



вспомогательного двигателя также возникает некоторое увеличение фазных токов двигателя в конце разгона машины (рис. 5). Данное увеличение токов вызвано явлением резонанса напряжений. В номинальном длительном режиме работы вспомогательной асинхронной машины эффект резонанса почти не проявляется и рабочие токи составляют 85 А в одной фазе и 111 А в двух других фазах.

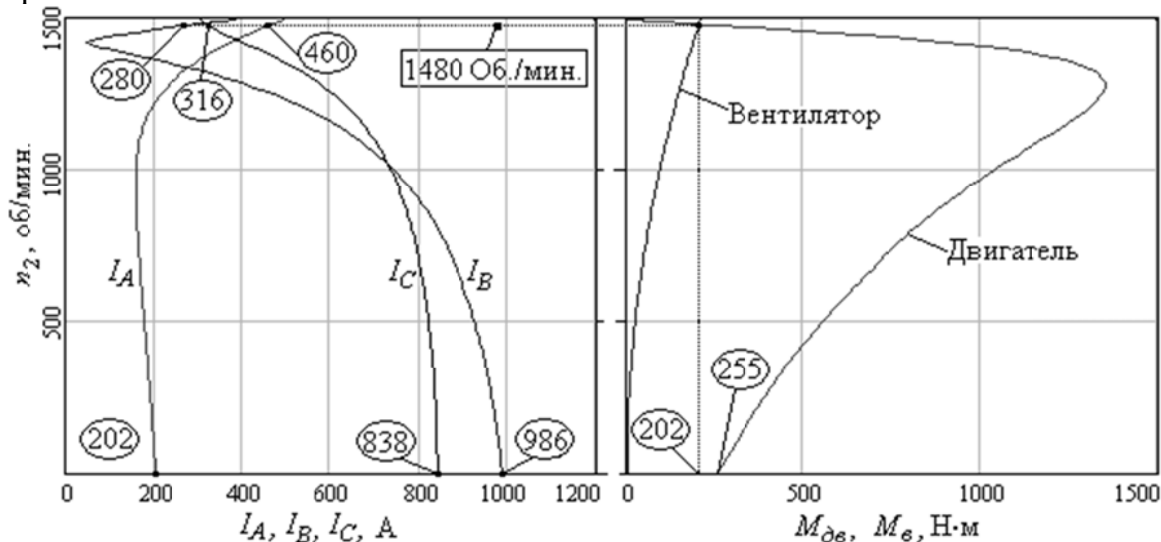


Рис. 5. Механические и токовые характеристики двигателя НВА-55 при одиночном пуске, напряжении питания 470 В и пусковой ёмкости 2178 мкФ

При пуске двигателя НВА-55, с одновременно работающим ВЭМ в длительном установившемся режиме, при однофазном напряжении питания 470 В пусковые токи не превышают допустимое по ТУ значение 1105 А (рис. 6).

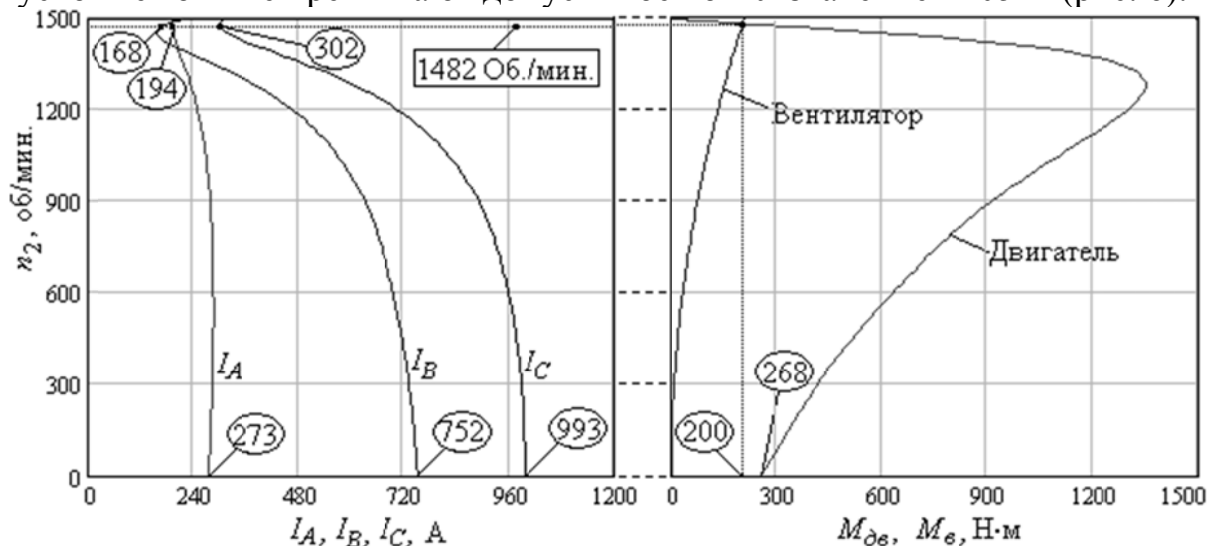


Рис. 6. Механические и токовые характеристики двигателя НВА-55 при пуске и одновременно работающей соседней машине в длительном режиме, напряжении питания 470 В

## Выводы

Одиночный и групповой пуски 3-х фазных двигателей при однофазном питании с общей симметрирующей конденсаторной батареей приводят к

сильным броскам линейного напряжения, которые превышают номинальное значение питающего напряжения 380 В. Такие перенапряжения способствуют ускоренному старению изоляции статора. Поэтому, для улучшения условий работы таких двигателей, целесообразно применить утолщенную изоляцию обмотки статора для повышения её устойчивости к электрическим перенапряжениям при одиночном пуске ВЭМ. Также необходимо принять меры по модернизации конструкции ВЭМ с целью повышения его устойчивости к тяжёлым динамическим режимам.

### **СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Кононенко Е.В., Кононенко К.Е., Кружков В.Г. Анализ работы асинхронных двигателей при несимметрии первичного напряжения // Известия вузов. Электромеханика. – №3. – 2000. – С.26–29.
2. Качан Ю.Г. Реализация модели асинхронного двигателя для условий некачественного питания // Вестник КДПУ имени Михаила Остроградского. – №3. – 2009. – С.150–153.
3. Анализ технического состояния электровозного парка по сети железных дорог России за 2008 год. – М: ИПЦ «Желдориздат», 2009.
4. Лопухина Е.М., Сомихина Г.С. Расчет асинхронных электродвигателей однофазного и трехфазного тока. – М. Л., Госэнергоиздат, 1961. – 312 с.
5. Курбасов А.С. Повышение работоспособности тяговых электрических машин. – М.: Транспорт, 1976. – 56 с.

### **ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОБЛАСТИ ПАРАМЕТРОВ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩЕГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПРИВОДА ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ**

*П.Р. Баранов*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск

Электромагнитный привод имеет широкое применение в электротехнических комплексах: муфты, контакторы, приводы тормоза, клапанов и т.д. В данной статье основное внимание уделено электромагнитному приводу тормоза асинхронных электродвигателей. Указанные электродвигатели имеют общую конструкцию с дисковыми тормозными устройствами и являются одной из модификаций единой серии. В обозначении таких двигателей используется буква «Е» перед указанием климатического исполнения [1-2]. Двигатели с тормозом широко применяются в подъемно-транспортном машиностроении, станкостроении, автоматических технологических линиях и т.д.

Объединение в единой конструкции противоположных по назначению технических устройств «двигатель» и «тормоз» позволяет сократить габариты и

массу устройства по сравнению с комплексами, состоящих их отдельных конструкций двигателя и механического тормоза. При эксплуатации должно быть предусмотрено минимальное время их одновременной работы. Например, в момент пуска двигателя фрикционные диски тормоза какое-то время остаются замкнутыми, поэтому затягиваются разгон и пусковые токи, фрикционные поверхности подвергаются износу. Это приводит к дополнительному нагреву при частых пусках, снижению сроков между очередным обслуживанием тормоза. В то же время, если интервал времени между рабочими циклами двигателя и тормоза относительно высок, то это приведет к снижению технического уровня всего устройства, например, при отключении двигателя и задержке срабатывания тормоза может привести к неприемлемой просадке груза в грузоподъемном механизме, либо усложнение аварийной ситуации на обрабатывающем станке. Совершенным, с точки зрения эксплуатации, можно считать такой электродвигатель, в котором в момент подачи напряжения фрикционные поверхности начинают размыкаться, а при отключении – с началом момента торможения [3].

Целью данной работы является определение при проектировании такой области параметров электромагнитного привода тормоза, которые обеспечат увязку этих параметров с заданным быстродействием и конструкционным требованиям электродвигателя.

Растормаживающий электромагнит имеет бронированную конструкцию, которая обеспечивает минимум потока рассеяния и максимальное тяговое усилие. Обычно, растормаживающий электромагнит расположен между подшипниковым щитом и вентилятором [1-3]. Соотношение геометрических размеров сердечника и катушки в нем обусловлены требованиями конструкции базового электродвигателя. Как и электродвигатель, электромагнит имеет цилиндрическую форму, в центре и по краям расположены два полюса (рис. 1). Зависимость формы, габаритов и критериев оптимизации от конструкции базового электродвигателя [4] делают не приемлемыми рекомендации из области проектирования электромагнитов электрических аппаратов об оптимальном соотношении ширины и высоты устройства [5].

При выводе основных соотношений воспользуемся следующими известными допущениями [3-4, 6]: противодействующее усилие якоря постоянно на протяжении всего рабочего хода; распределение индукции в воздушном зазоре равномерно; потоки рассеяния и выпучивания отсутствуют. Погрешность от введения таких допущений будет незначительна, так как растормаживающий электромагнит выполняется короткоходовым, величина воздушного рабочего зазора  $\delta$  обычно изменяется в диапазоне от 0,5 до 1,5 мм, а наружный диаметр магнитопровода превышает 100 мм.

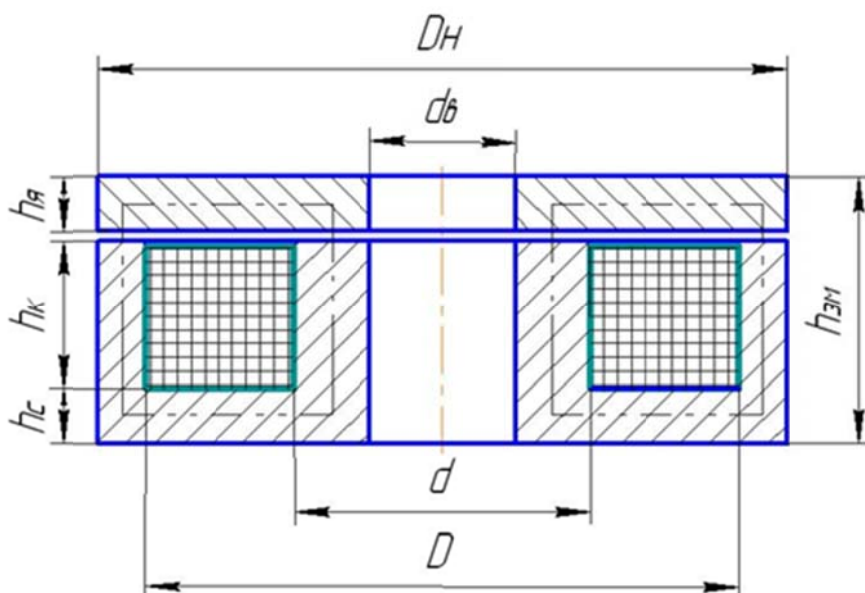


Рис. 1. Эскиз бронированной конструкции электромагнита

При проектировании необходимо для электромагнита и схемы управления определить реальные границы допустимых параметров, в области которых устройства обеспечат приемлемое решение и будет удовлетворять конструктивным и техническим ограничениям по унификации. Для этой цели проводится предварительная конструкторская проработка электродвигателя, в результате которой определяются область геометрических размеров электромагнита и его быстродействие (время трогания).

В результате проработки необходимо получить следующие данные: наружный диаметр магнитопровода  $D_H$  (рис. 1), минимальный внутренний диаметр  $d_b$ , максимальную осевую длину электромагнита  $h_{эм}$ , величину остаточного зазора  $\delta_0$ , материал магнитопровода, а также средний ток электромагнита в номинальном режиме  $I_y$ , обеспечивающий необходимую компактность полупроводниковых элементов схемы управления [9].

По результатам проектирования дискового тормоза для исходных данных проектирования будет известна величина противодействующего усилия возвратных пружин  $Q_{пр}$  [4].

Учитывая принятые допущения, используя формулу Максвелла для тягового усилия получим для известной индукции на полюсах  $B\delta$  величину площади одного полюса  $S_p$  [8]. При рациональном проектировании, площади наружного и внутреннего полюса электромагнита должны быть одинаковыми. По известным формулам, при известном значении  $S_p$ , легко определить размеры под катушку  $D$ ,  $d$ , среднюю длину витка обмотки  $l$  (рис. 1) [3]. По известной геометрии магнитопровода и индукции в воздушном зазоре  $B\delta$  проводится традиционный расчет магнитной цепи в ходе которого для рабочего зазора  $\delta$  определяется величина МДС трогания электромагнита  $F_{тр}$ , а для остаточного зазора после срабатывания  $\delta_0$  определяется величина МДС удержания  $F_y$ , необходимой для удержания якоря в притянутом состоянии.

Принимая во внимание допущение об отсутствии потоков рассеяния в бронированной конструкции электромагнита можно записать:

$$\Phi_{\delta} w = LI_{mp}, \quad (1)$$

где  $\Phi_{\delta}$  – магнитный поток;

$w$  – число витков обмотки;

$L$  – индуктивность обмотки;

$I_{тр}$  – величина тока при котором начинается движения якоря (ток трогания).

Величина активного сопротивления обмотки определится по известной формуле:

$$R = \rho_{\theta} w l / s, \quad (2)$$

где  $\rho_{\theta}$  – удельное сопротивление материала обмоточного провода при рабочей температуре  $\theta$ ;

$l$  – средняя длина витка обмотки;

$s$  – сечение обмоточного провода.

Предварительно, число витков обмотки можно определить через известные МДС и ток удержания по формуле:

$$w = F_y - I_y, \quad (3)$$

Используя формулы (1)–(3) получим выражение для постоянной времени обмотки в момент трогания:

$$T = \frac{L}{R} = \frac{B_{\delta} S_{II} F_y s}{\rho_{\theta} l F_{mp} I_y}. \quad (4)$$

Полученные результаты расчетов в совокупности с напряжением питания достаточны для определения обмоточных параметров обмотки электромагнита, но эти результаты не отражают важнейшего показателя данного типа электромагнитов – быстродействия. Для учета этого показателя в методике расчетов рассмотрим динамику работы электромагнитного привода. В данной статье ограничимся анализом схем управления, обеспечивающих питание электромагнитов постоянным током.

При пуске и подачи постоянного напряжения  $U_k$  обмотке электромагнита и при условии ненасыщенной магнитной системы, значение тока в обмотке электромагнита в любой момент времени описывается следующим выражением [8]:

$$i(t) = \frac{U}{R} (1 - e^{-\frac{t}{T}}) \quad (5)$$

При известном времени трогания  $t_{тр}$  и величине просадки сети в момент включения  $k_c$  можно определить величину тока трогания, при этом токе сила электромагнитного притяжения равна противодействующей силе возвратных пружин электромагнита:

$$I_{mp} = \frac{k_c U}{R} \left(1 - e^{-\frac{t_{mp}}{T}}\right) \quad (6)$$

Тогда величина магнитодвижущей силы (МДС) трогания определится по аналогии:

$$F_{mp} = \frac{k_c U w}{R} (1 - e^{-\frac{t_{mp}}{T}}) \quad (7)$$

Тогда с учетом (2) и (7) можно получить:

$$F_{mp} = \frac{k_c U s}{\rho_{\theta} l} \left( 1 - e^{-\frac{t_{mp}}{T}} \right). \quad (8)$$

Из полученной формулы (8) получим выражение для постоянной времени обмотки электромагнита, обеспечивающей заданное время трогания:

$$T = \frac{t_{mp}}{\ln \frac{k_c U s}{k_c U s - F_{mp} \rho_{\theta} l}}. \quad (9)$$

В полученном выражении (9) объединены следующие параметры: быстродействие, сечение обмоточного провода, напряжение, геометрические размеры обмотки, удельное сопротивление материала обмотки и электромагнитные характеристики, обеспечивающие величину тягового усилия. Анализ полученного выражения позволяет найти области соотношений этих параметров, при которых выполняется условие быстродействия и значения сечения обмоточного провода являются вещественными:

$$s > \frac{F_{mp} \rho_{\theta} l}{k_c U}. \quad (10)$$

В формуле (9) два неизвестных параметра:  $T$  – постоянная времени и  $s$  – сечение обмоточного провода. Ранее было получено выражение для постоянной времени  $T$ . С учетом (4) и (9) получим уравнение, содержащее одно неизвестное – сечение обмоточного провода обмотки:

$$\frac{B_{\delta} S_{II} F_y s}{\rho_{\theta} l F_{mp} I_y} = \frac{t_{mp}}{\ln \frac{k_c U s}{k_c U s - F_{mp} \rho_{\theta} l}}. \quad (11)$$

Уравнение (11) относится к разряду трансцендентных, которые решений в общем виде не имеет. Поэтому возможны два способа решения уравнения (11) [7]: графический метод, либо численный метод, в котором с помощью специальных программ определяется неизвестное значение.

После определения величин  $s$  и  $T$  округляем сечение провода до ближайшего табличного значения  $s_T$ . Для уточнения числа витков получим соответствующую формулу с учетом (13) и (12):

$$w = \frac{T \rho_{\theta} l F_{mp}}{B_{\delta} S_n S_m}. \quad (12)$$

Полученные параметры – число витков и сечение провода обмотки обеспечит требуемое быстродействие электромагнита  $t_{тр}$ .

В качестве иллюстрации и наглядности на рис. 2 приведен пример графического расчета параметров обмотки электромагнитного привода тормоза асинхронного двигателя мощностью 15 кВт [8].

На нем представлены зависимости  $T_1 = f(s)$  и  $T_2 = f(s)$ , которые описывают левую и правую часть уравнения (11) соответственно. В точке их пересечения с координатами:  $T = 0,06$  с и  $s = 2,2$  мм<sup>2</sup> получаем искомые значения параметров электромагнита, обеспечивающие заданное быстродействие и расчетное тяговое усилие.

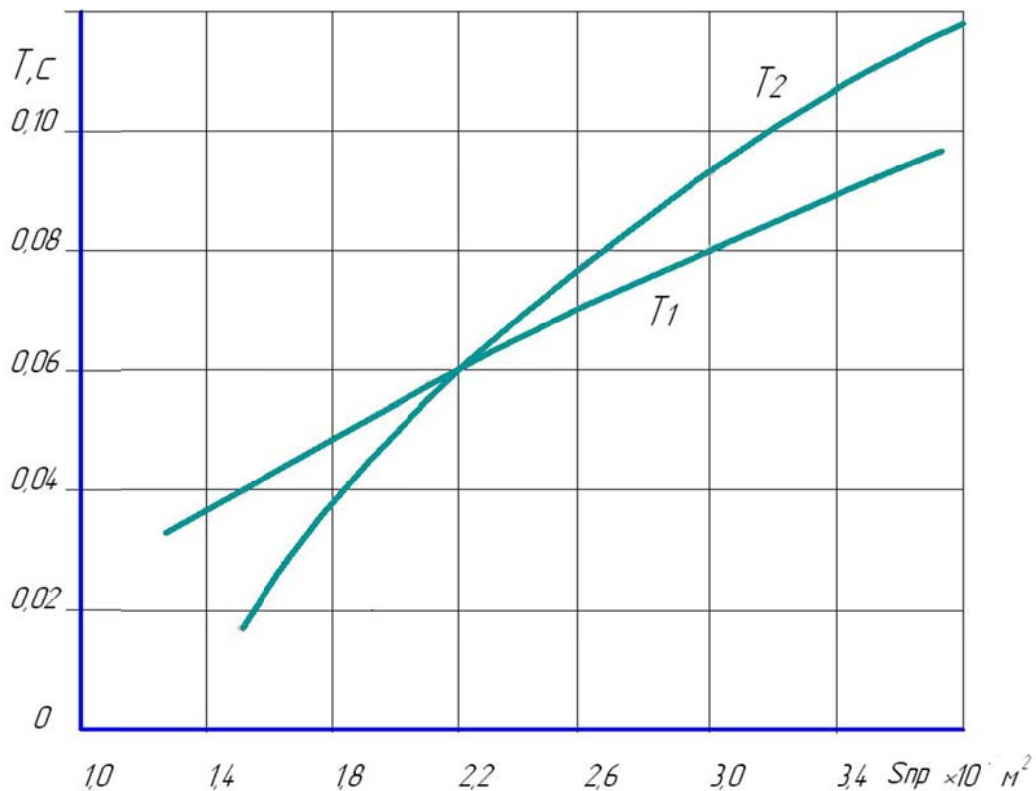


Рис. 2. Графическое определение сечения обмоточного провода электромагнита

Более точное и удобное решение таких уравнений обеспечивают программы MathCad, MatLab и другие прикладные программы.

После определения обмоточных параметров рассчитывается осевая высота обмотки  $h_k$  (рис. 1), размещается обмотка в окне сердечника, проводится оценка электромагнита на нагрев по известной методике [с] в зависимости от заданного режима работы.

### Выводы

1. Теоретическую основу методики расчета составляют выражения и рекомендации, полученные для расчета области параметров электромагнитного привода тормоза асинхронных двигателей при проектировании.

2. Получены выражения для определения области исходных данных и независимых переменных электромагнитного привода, удовлетворяющих при расчете электромагнитного привода требованиям быстродействия, тяговых характеристик и конструкции асинхронного двигателя.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Унифицированная серия асинхронных двигателей Интерэлектро //Радин В.И., Лондин Й. , Розенкноп В.Д. и др.; Под ред. В.И. Радина. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 416 с.

2. Алиханян К.А. Проектирование асинхронных двигателей со встроенным электромагнитным тормозом // Электротехника. – 1984.- № 7. – С. 55-56.

3. Соленков В.В., Гринберг В.С., Гусельников Э.М. Расчет электромагнита с форсировкой для электродвигателей со встроенным тормозом

//Электрооборудование автоматизированных установок. – Томск: Изд-во ТГУ, 1980. – С. 59–63.

4. Гусельников Э.М., Цукерман Б.С. Самотормозящие электродвигатели. – М.: Энергия, 1971. – 96 с.

5. Сливинская А.Г. Электромагниты и постоянные магниты. - М.: Энергия, 1972.- 247с.

6. Баранов П.Р., Гринберг В.С. Выбор схемы включения двухобмоточного электромагнита // Электричество. – 1986. – № 4. – С. 47–49.

7. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. – М.: Наука, 1986. – 544 с.

8. Баранов П. Р., Шараевский А. А. Расчет электромагнитного привода дисковых тормозных устройств асинхронных двигателей с заданным быстродействиюобразования // Интернет-журнал «Науковедение», 2013 №3 (16) [Электронный ресурс] – М.: Науковедение, 2013 – Режим доступа: <http://naukovedenie.ru/sbornik6/4.pdf>, свободный. – Загл. с экрана. – Яз. рус., англ.

9. Баранов П. Р., Попов В. Ю. Новые конструкторские решения при создании электромагнитного привода тормозного устройства электродвигателей// Интернет-журнал «Науковедение», 2013 №3 (16) [Электронный ресурс] – М.: Науковедение, 2013. Режим доступа: <http://naukovedenie.ru/sbornik6/4.pdf>, свободный. – Загл. с экрана. – Яз. рус., англ.

## **РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ ЛИНЕЙНОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ДАТЧИКОМ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ**

*П.И. Кашин*

Акционерное общество «Научно-производственный центр «Полюс», Россия,  
Томск

В схемах автоматического контроля и измерения различных неэлектрических величин широко применяется их преобразование в какие-либо электрические сигналы. Подобное преобразование позволяет относительно просто осуществить передачу на расстояние и обработку результатов измерения. Однако часто процесс преобразования неэлектрической величины в электрическую осложняется необходимостью соблюдения ряда условий, связанных со спецификой осуществляемого измерения. Выполнение этих условий в некоторых случаях представляют собой задачу не менее сложную, чем сам процесс преобразования.

Так, перемещение исполнительного механизма может осуществляться с помощью электромагнитного линейного двигателя, а преобразование перемещения в электрический сигнал может обеспечиваться датчиком обратной связи [1].



Целью данной работы является разработка линейного электромагнитного преобразователя (рис.1), предназначенного для линейного перемещения дозирующего элемента в диапазоне 0 – 4 мм с усилием, пропорциональным току управления, и выдачи с датчика сигнала о положении дозирующего элемента.

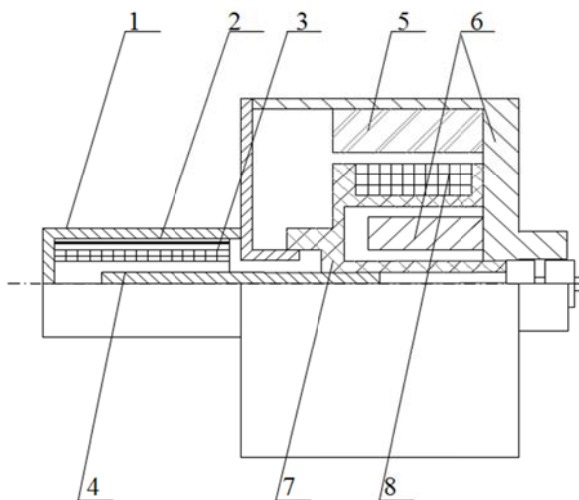


Рис.1. Общий вид преобразователя: 1 – корпус датчика, 2 – магнитопровод датчика, 3 – катушка датчика, 4 – подвижная часть датчика, 5 – магнит, 6 – магнитопровод преобразователя, 8 – обмотка преобразователя.

Задачи данной работы заключаются в проведении исследований линейного электромагнитного преобразователя:

- получении выходных характеристик преобразователя при разных частотах питающего напряжения;
- построение и обработка результатов выходных характеристик датчика преобразователя.

Преобразователь состоит из двух сборочных единиц: датчика и линейного двигателя. Датчик состоит из корпуса датчика 1, магнитопровода 2 и катушки 3. Линейный двигатель состоит из магнита 5, магнитопровода 6, якоря 7, на котором расположена обмотка 8 и в который ввинчены подвижная часть датчика 4.

Датчик относится к дифференциально-трансформаторному типу, принцип действия которого основан на изменении взаимных индуктивностей рабочих обмоток с обмоткой возбуждения при перемещении подвижной части. По обмотке возбуждения датчика протекает ток, который создает магнитный поток, наводящий в рабочих обмотках ЭДС. При нулевом положении подвижной части наводимые в обмотках ЭДС равны по значению, но противоположны по фазе.

При перемещении подвижной части из нулевого положения равновесие нарушается – выходное напряжение одной измерительной обмотки уменьшается, другой обмотки увеличивается [2].

Выходной характеристикой датчика является зависимость:

$$Y = \left( \frac{U_{1вых} - U_{2вых}}{U_{1вых} + U_{2вых}} \right)$$

от перемещения  $L$  якоря ЛЭП.

Здесь  $U_{1\text{вых}}, U_{2\text{вых}}$  – выходные напряжения измерительных обмоток.

При этом номинальные значения  $Y$  для каждого значения перемещения определяются формулой:

$$Y_{ni} = (K_n \times L_i)$$

Значения выходной характеристики увеличиваются пропорционально перемещению подвижной части от нулевого положения. Вид выходной характеристики датчика приведен на (рис.3).

Нулевым положением преобразователя считается положение подвижной части, при котором выходные напряжения рабочих обмоток одинаковы по амплитуде.

Крутизна выходной характеристики датчика определяется по формуле:

$$K = \frac{\sum_{i=1}^n \left( \frac{U_{1\text{вых}i} - U_{2\text{вых}i}}{U_{1\text{вых}i} + U_{2\text{вых}i}} \right)}{\sum_{i=1}^n L_i},$$

где  $U_{1\text{вых}i}, U_{2\text{вых}i}$  – текущие выходные напряжения рабочих обмоток PO1, PO2 датчика соответственно, В;

$L_i$  – текущее значение перемещения якоря ЛЭП, мм;

$n$  – количество точек измерений.

Конструкция линейного двигателя с линейным дифференциально-трансформаторным датчиком положения обеспечивает измерение хода якоря с погрешностью во всех условиях эксплуатации не более 1,2 % [3,4].

В результате проведенных исследований были получены следующие параметры и характеристики датчика, представленные при разных частотах питающего напряжения в табл.1.

Таблица 1

2000 Гц					
L, мм	U1, В	U2, В	Y	K	n, %
0,5	2,0424	1,9265	0,029202	0,058676	-0,058
1	2,0947	1,8634	0,058437	0,058676	-0,102
1,5	2,1432	1,7971	0,087836	0,058676	-0,076
2	2,1878	1,7288	0,117193	0,058676	-0,067
2,5	2,2281	1,658	0,146702	0,058676	0,005
3	2,2648	1,5863	0,176183	0,058676	0,066
3,5	2,2971	1,5135	0,205637	0,058676	0,116
4	2,3262	1,441	0,234976	0,058676	0,116
5000 Гц					
L, мм	U1, В	U2, В	Y	K	n, %
0,5	2,0698	1,9537	0,028855	0,05773	-0,004
1	2,1223	1,8908	0,057686	0,05773	-0,019
1,5	2,1709	1,8252	0,086509	0,05773	-0,037
2	2,2155	1,757	0,115419	0,05773	-0,018

Продолжение табл.1					
2,5	2,2567	1,6875	0,144313	0,05773	-0,005
3	2,2936	1,616	0,173317	0,05773	0,055
3,5	2,3273	1,5445	0,20218	0,05773	0,054
4	2,3566	1,4726	0,230858	0,05773	-0,027
10000 Гц					
L, мм	U1, В	U2, В	Y	K	n, %
0,5	2,0467	1,9355	0,027924	0,055143	0,160
1	2,0962	1,8758	0,055488	0,055143	0,156
1,5	2,1419	1,8141	0,082861	0,055143	0,066
2	2,1839	1,7495	0,110439	0,055143	0,069
2,5	2,2225	1,6836	0,137964	0,055143	0,048
3	2,2572	1,6164	0,165428	0,055143	-0,001
3,5	2,2886	1,5493	0,192631	0,055143	-0,168
4	2,3163	1,4814	0,219844	0,055143	-0,331
15000 Гц					
L, мм	U1, В	U2, В	Y	K	n, %
0,5	2,0076	1,9041	0,026459	0,051544	0,333
1	2,0528	1,8492	0,052178	0,051544	0,308
1,5	2,0944	1,7923	0,077727	0,051544	0,199
2	2,1327	1,7328	0,103454	0,051544	0,177
2,5	2,1675	1,6724	0,128936	0,051544	0,036
3	2,199	1,6105	0,154482	0,051544	-0,073
3,5	2,2275	1,5487	0,179757	0,051544	-0,314
4	2,2528	1,4869	0,204803	0,051544	-0,667
20000 Гц					
L, мм	U1, В	U2, В	Y	K	n, %
0,5	1,9586	1,8647	0,02456	0,047259	0,492
1	1,9989	1,8151	0,048191	0,047259	0,493
1,5	2,0357	1,7637	0,07159	0,047259	0,371
2	2,0694	1,7102	0,095037	0,047259	0,274
2,5	2,1002	1,656	0,118258	0,047259	0,058
3	2,1278	1,6002	0,141524	0,047259	-0,134
3,5	2,1528	1,5448	0,164431	0,047259	-0,516
4	2,1746	1,4892	0,187074	0,047259	-1,038

Результаты табл. 1 графически отражены на (рис. 2, 3).

В результате проведенных исследований перемещения якоря линейного электромагнитного преобразователя при различных частотах питающего напряжения датчика видно, что с увеличением частоты увеличивается и погрешность выходной характеристики датчика  $n$ , %, что обусловлено потерями в магнитопроводе и ведет к снижению крутизны выходной характеристики (рис.3). Тем не менее стабильность выходной характеристики обеспечивается в широком диапазоне частот от 2 до 10 кГц.

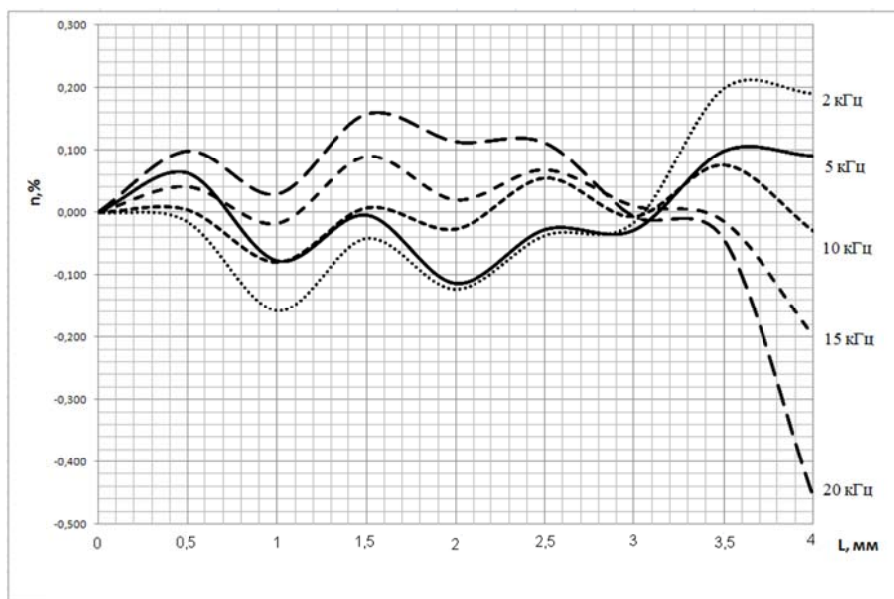


Рис. 2. Нелинейность характеристики датчика преобразователя при различной частоте питающего напряжения

Представленные экспериментальные данные могут быть использованы в дальнейших исследованиях при решении дифференциальных уравнений, характеризующих работу ЛЭП в системе регулирования дозирующей аппаратуры.

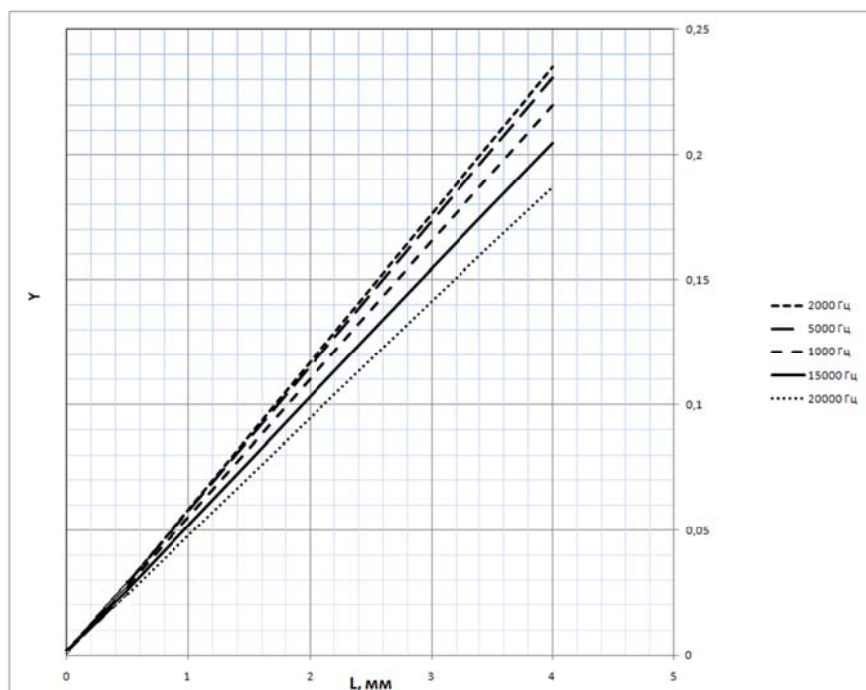


Рис. 3. Выходная характеристика датчика преобразователя при различной частоте питающего напряжения

Привод обладает высоким быстродействием. Полный ход дозирующего золотника в агрегате совершается за (0,04-0,05)с, что обеспечивает высокую динамику системы.

Результаты исследований подтвердили правильность выбора конструкции преобразователя, высокоэнергетических магнитов для обеспечения силовой характеристики, расположения датчика вне двигателя для уменьшения влияния электромагнитных полей двигателя на датчик, расположения капилляров в якоре преобразователя для получения необходимых динамических свойств.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кашин П.И. Линейный электромагнитный преобразователь с датчиком обратной связи. // Современные техника и технологии: сборник докладов XX Международной юбилейной научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. В 3 т. Т. 1. – Томск: Изд-во ТПУ, 2014. – 265с.

2. М.П. Рашкович, П.М. Рашкович, Б.И. Шкловский. // Индуктивные преобразователи для автоматизации металлорежущих станков. М., «Машиностроение», 1969.

3. Снижение эксплуатационных погрешностей индукционных бесконтактных датчиков положения. /М.Г. Савченко, Г.М. Марьянов, В.И. Филиппов, О.А. Цыганов//Электронные и электромеханические системы и устройства: Сб. науч. трудов НПЦ "Полус". Томск, 1997. С. 191 – 194.

4. Гурницкий В.Н. Разработка и исследование линейного электромагнитного двигателя. Автореф. дисс. канд. техн. наук.- Томск, 1965. – 16 с.

### ДАТЧИК УГЛОВЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ С РЕГУЛИРУЕМОЙ КРУТИЗНОЙ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

*Н.А. Селиванов*

Акционерное общество «Научно-производственный центр «Полус», г. Томск

Большую группу технических средств современной автоматики составляют электромеханические приборные устройства, при помощи которых может быть выполнен ряд функциональных преобразований между механическими и электрическими величинами.

Датчики угловых перемещений – относятся к индукционным элементам в автоматических устройствах и, в частности в авиационных. Широкое применение индукционных элементов обусловлено разнообразием функциональных свойств, а также высокой надежностью и точностью при малогабаритных конструкциях.

*Цель работы:* определить возможность и эффективность регулировки крутизны выходного напряжения датчика угловых перемещений, для компенсации технологических погрешностей при изготовлении.

*Задачи:*

-определить основные факторы, влияющие на погрешность датчика и крутизну выходной характеристики;

- экспериментальным методом получить зависимость выходной характеристики датчика от угла поворота с использованием шунтов и экранов;
- оценить эффективность предложенных методов регулировки.

Конструкция датчика содержит двухсекционную систему обмоток, переход от ранее используемой четырех секционной системы обмоток, позволяет увеличить сечение меди обмотки, повысить добротность  $^x/R$ , снизив тем самым дополнительную погрешность, а так же значительно упрощает технологию изготовления обмоточного узла, исключая высокие требования по идентичности количества витков в секциях. Такая конструкция индукционного датчика угла, известная под названием «дуалсин» в последнее время вытеснила четырех секционный микросин, применяемый в качестве датчика угла [1].

Устройство (рис.1) состоит из статора (1) с обмотками электромашинного типа (3, 4) и безобмоточного ротора (2) с явно выраженной двухполюсной системой, полюсная дуга ротора составляет  $90^\circ$  и поверхность полюсов цилиндрическая.

Принцип действия индукционного датчика заключается в изменении потокосцепления между спаренными обмотками возбуждения и рабочими обмотками. Индукционная связь между этими обмотками, а следовательно, и выходное напряжение, зависит от положения ротора, оно достигает максимума, когда ось пакета ротора повернута на  $45^\circ$ , и минимально, когда ось пакета ротора совпадает с осью одной из обмоток [2].

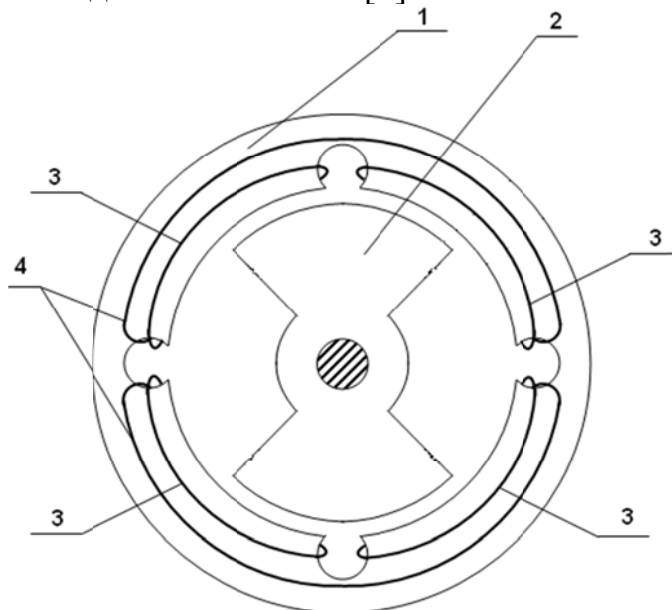


Рис. 1. Электромагнитная схема датчика

Погрешность измерения индукционного датчика угловых перемещений может быть значительно снижена благодаря практически полному исключению эксплуатационной составляющей: от колебания напряжения питания, частоты, температуры, давления и др. Это снижение осуществляется инвариантной схемой построения устройства, когда выходной характеристикой датчика  $Y$

является отношение разности напряжений выходных полуобмоток  $U_{1.1}$  и  $U_{1.2}$  к опорному сигналу, за который может быть принята их сумма ( $U_{1.1}+U_{1.2}$ ):

$$Y = \frac{U_{1.1} - U_{1.2}}{U_{1.1} + U_{1.2}}.$$

В датчиках угла поворота погрешностью воспроизведения линейной зависимости являются сопротивление магнитопровода, увеличение длины пути потока, сцепленного с вторичными обмотками, и нелинейное изменение краевых проводимостей. Принципиальное отличие неявнополюсной конструкции от явнополюсной в том, что дуга статора выполняется близкой по размеру дуге ротора или большей, и имеет два нулевых положения с различными точностными характеристиками [3]. Параметры датчика, полученные экспериментальным способом приведены в табл. 1.

Таблица 1.

Параметры датчика угловых перемещений

$\alpha$	$Y$	$K$	$n$	$U_{1.1}$	$U_{2.1}$
град	о.е.	1/град	%	В	В
-40	0,56651	0,01414	-0,1809	1,0602	3,8312
-35	0,49661		-0,1308	1,2331	3,6660
-30	0,42523		-0,0889	1,4092	3,4941
-25	0,35386		-0,0717	1,5854	3,3219
-20	0,28259		-0,0676	1,7616	3,1494
-15	0,21151		-0,0506	1,9373	2,9767
-10	0,14078		-0,0488	2,1116	2,8037
-5	0,07021		-0,0229	2,2849	2,6300
5	0,07038		0,0275	2,6303	2,2844
10	0,14094		0,0403	2,8037	2,1110
15	0,21159		0,0441	2,9763	1,9367
20	0,28261		0,0564	3,1485	1,7610
25	0,35373		0,0606	3,3203	1,5851
30	0,42468		0,0623	3,4912	1,4098
35	0,49538		0,0752	3,6610	1,2354
40	0,56366		0,1702	3,8223	1,0666

Для компенсации технологических погрешностей, влияющих на крутизну характеристики выходного напряжения, между полюсами ротора на всю ширину пазов через изолирующие прокладки, как правило, размещаются ферромагнитные шунты или токопроводящие экраны (рис. 2.). Шунт изготавливается в виде сплошной пластины из магнитомягкого материала, а экран – в виде короткозамкнутого витка из немагнитного материала [4].

Метод шунтирования позволяет снизить крутизну выходного напряжения за счет уменьшения рабочего магнитного потока  $\Phi_4$  (рис. 3, а), поскольку часть магнитного потока  $\Phi_{ш}$  проходит через шунт. Экспериментальные данные приведены в табл. 2.

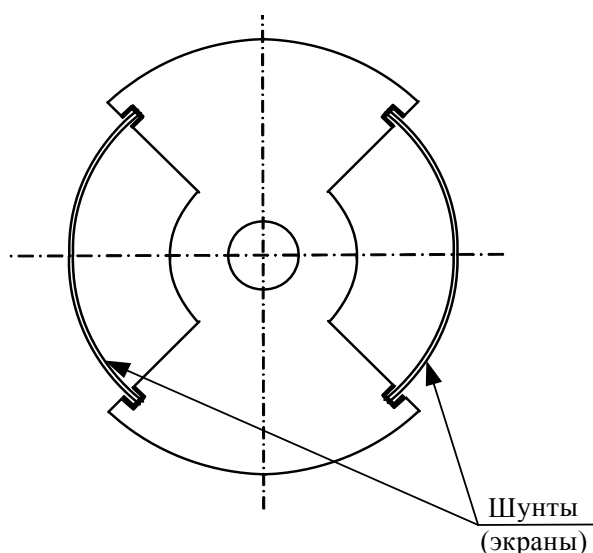


Рис. 2. Схема расположения шунтов (экранов) в роторе

Диапазон регулировки крутизны определяется размером воздушного зазора над шунтами и их суммарным сечением. Шунт устанавливается в скобу, которая клеивается по всей длине ротора и выполнена из немагнитного материала.

Таблица 2.

Параметры датчика при шунтировании магнитного потока.

$\alpha$	$Y$	$K$	$n$	$U_{1,1}$	$U_{2,1}$
град	о.е.	1/град	%	В	В
-40	0,56415	0,01408	-0,1565	1,0660	3,8256
-35	0,49469		-0,1261	1,2378	3,6614
-30	0,42351		-0,1023	1,4134	3,4901
-25	0,35242		-0,0734	1,5890	3,3185
-20	0,28145		-0,0619	1,7645	3,1468
-15	0,21062		-0,0511	1,9397	2,9748
-10	0,14019		-0,0501	2,1133	2,8025
-5	0,06994		-0,0409	2,2858	2,6296
5	0,06994		0,0406	2,6294	2,2856
10	0,14017		0,0519	2,8021	2,1130
15	0,21055		0,0561	2,9739	1,9394
20	0,28127		0,0623	3,1454	1,7644
25	0,35208		0,0738	3,3164	1,5892
30	0,42284		0,0829	3,4869	1,4144
35	0,49327		0,0947	3,6559	1,2406
40	0,56126		0,1694	3,8165	1,0725



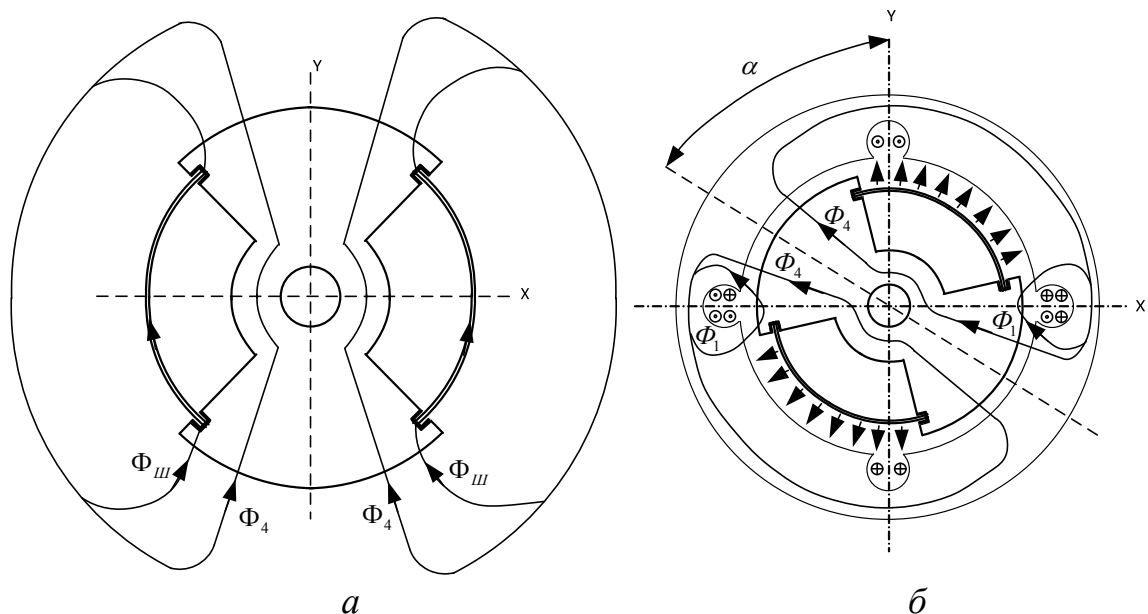


Рис. 3. Шунтирование и экранирование рабочего магнитного потока

Экранирование рабочего магнитного потока (рис. 3, б) позволяет увеличить значение крутизны выходной характеристики. Параметры датчика, с установленными экранами, приведены в табл.3.

Экранирование позволяет направить потоки рассеяния в рабочую область, и тем самым увеличить значение рабочего магнитного потока  $\Phi_4$ . Диапазон регулировки выходной характеристики определяется сопротивлением экранов и их положением по глубине пазов.

Таблица 3.

Параметры датчика при экранировании магнитного потока.

$\alpha$	$Y$	$K$	$n$	$U_{1,1}$	$U_{2,1}$
град	о.е.	1/град	%	В	В
-40	0,56998	0,01421	-0,1192	1,0501	3,8339
-35	0,49969		-0,1094	1,2239	3,6687
-30	0,42769		-0,1079	1,4016	3,4965
-25	0,35579		-0,0752	1,5793	3,3238
-20	0,28411		-0,0667	1,7567	3,1511
-15	0,21263		-0,0528	1,9337	2,9781
-10	0,14156		-0,0519	2,1091	2,8047
-5	0,07059		-0,0424	2,2835	2,6304
5	0,07058		0,0442	2,6301	2,2833
10	0,14147		0,0601	2,8041	2,1090
15	0,21251		0,0642	2,9772	1,9336
20	0,28391		0,0747	3,1497	1,7567
25	0,35540		0,0806	3,3217	1,5797
30	0,42688		0,0964	3,4928	1,4029
35	0,49803		0,1231	3,6627	1,2273
40	0,56675		0,1653	3,8239	1,0574

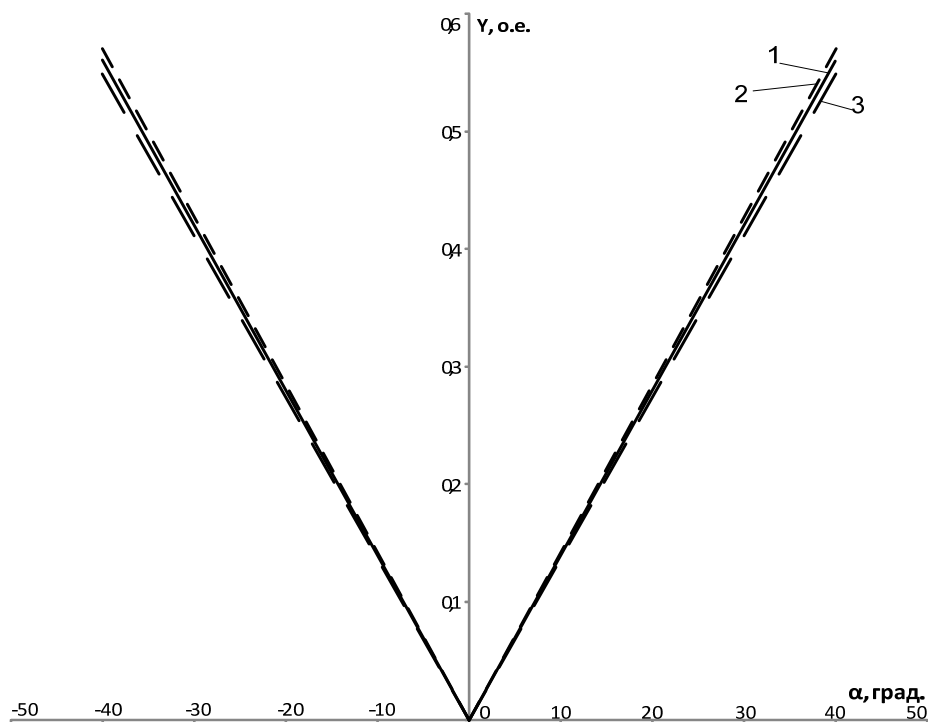


Рис. 4. Влияние шунтов и экранов на рабочую характеристику

Выходная характеристика датчика от угла поворота, полученная экспериментально (рис. 4, 1) имеет линейный характер, что указывает на высокую точность датчика. Характеристика, полученная методом экранирования (рис. 4, 2) имеет более высокую крутизну с сохранением линейности характеристики. Метод шунтирования (рис. 4, 3) позволяет снизить крутизну, не влияя на линейный характер выходной характеристики.

#### **Выводы**

Для повышения точности и минимизации погрешности при сборке датчика целесообразно применение термокомпенсирующих оправок.

Погрешность измерения датчиков угловых перемещений, имеющих классическую электромашинную конструкцию, в первую очередь связана с неравномерностью воздушного зазора, которая обусловлена технологическими погрешностями при изготовлении и несоосностью при сопряжении деталей узлов.

При проведении проектных работ необходимо учитывать не только проводимости полюсов статора, но и функции краевых проводимостей, имеющих сложное пространственное распределение.

Шунтирование рабочего магнитного потока позволяет уменьшать крутизну выходного напряжения за счет того, что часть рабочего потока шунтируется и не сцепляется с вторичной обмоткой датчика;

Уменьшение крутизны напрямую зависит от размера и толщины шунта, поскольку скобы, в которых располагается шунт, практически не имеют магнитного сопротивления.

Увеличение крутизны достигается путем экранирования рабочего магнитного потока с сохранением линейности выходной характеристики.

Эффективность использования экрана достигает 90 % в зависимости от его толщины и положения относительно дуги статора.

Использование регулировки характеристики выходного напряжения шунтами (экранами) позволяет на 1–2 % изменять крутизну выходного напряжения датчика. Этого бывает достаточно, чтобы компенсировать технологические погрешности при его изготовлении, поскольку погрешность датчика не превышает 0,5 %.

### **СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Селиванов Н.А. Исследование выходных характеристик двухканального индукционного датчика угловых перемещений // Современные техника и технологии : сб. трудов XIX Междунар. науч.-практ. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. В 3 т. Т. 1. Томск: Изд-во ТПУ, 2013. С. 345–346.

2. Савченко М.Г., Марьянов Г.М., Филиппов В.И. Снижение эксплуатационных погрешностей индукционных бесконтактных датчиков положения // Электронные и электромеханические системы и устройства : сб. науч. трудов НПЦ "Полус". Томск, 1997. С. 250–211.

3. Пульер Ю.В. Индукционные электромеханические элементы вычислительных и дистанционно-следающих систем. М.: Машиностроение, 1964. – 156 с.

4. Селиванов Н.А. Компенсация технологических погрешностей на крутизну характеристики выходного напряжения датчика угловых перемещений // Современные техника и технологии: сб. докл. XX Междунар. юбилейной науч.-практ. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. В 3 т. Т. 1. Томск: Изд-во ТПУ, 2014. С. 265–266.

## **НЕИСПРАВНОСТИ В РАБОТЕ СИЛОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ. ПУТИ ПОВЫШЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ СИЛОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЕМ 110-220 кВ РЕСПУБЛИКИ КАЗАХСТАН**

*Д.С. Кунулеков, О.П. Муравлев*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск

Надёжность функционирования трансформаторного оборудования непосредственно связана с его сроком службы. От продолжительности эксплуатации силового трансформатора зависят допустимые значения воздействующих режимных факторов и их количество.

Нарастающий характер кривой повреждаемости трансформаторов со временем (или «кривой жизни» конкретного трансформатора) после отработки им нормированного срока службы аналогичен подобным зависимостям

старения всех видов электрооборудования. Основная особенность трансформаторного оборудования состоит в том, что срок службы в большой степени определяется состоянием бумажно-масляной изоляции в процессе ее естественного временного старения и под воздействием внешних факторов.

Цель работы состоит в определении количественных значений показателей эксплуатационной надежности силовых трансформаторов, необходимых для их проектирования и совершенствования системы технического обслуживания и ремонта

Основное, что подвигло в настоящее время к форсированию развития средств и методов контроля состояния трансформаторов, это проблема их эксплуатации за пределами номинальных сроков службы. У большого числа трансформаторов, находящихся в эксплуатации, закончился или подходит к концу номинальный срок службы. Такое положение заставило уделить большее внимание продлению их интегрального срока службы (наработки) за счет эффективного контроля состояния, оптимизации проведения профилактических мероприятий.

По данным эксплуатации силовых трансформаторов в настоящее время на напряжения 110 кВ и выше, 40 % оборудования подстанций напряжением 110-220 кВ прослужили более 25 лет, 35 % - 15-25 лет, около 25 % - менее 15 лет [1]. Это соответствует общему положению со старением оборудования в энергосистемах. По данным эксплуатации известно, что наибольший процент технологических нарушений трансформаторного оборудования приходится на период его эксплуатации от 20 до 30 лет. Своевременное проведение капитальных ремонтов продлевают срок службы трансформатора. Большая часть технологических нарушений связана с повреждениями маслонаполненных вводов, обмоток и устройств регулирования.

Рост повреждаемости при работе за пределами нормированного срока службы увеличивает расходы на текущий ремонт оборудования, повышает вероятность аварийного выхода из строя и из-за этого растет объем профилактических мероприятий.

Таким образом, темпы прироста мощностей во всей мировой энергетике резко снижаются, а прирост выработки электроэнергии достигается главным образом за счет интенсификации использования и улучшения методов эксплуатации оборудования. Заметно растёт доля оборудования, отработавшего установленный стандартами номинальный срок службы. Расчеты показывают, что продление срока службы на 20-30 лет дает большую выгоду, чем замена оборудования на новое.

Проведенный анализ показывает, что в энергетике на сегодняшний день очень высок удельный вес оборудования, исчерпывающий свой нормативный ресурс работы. В ближайшие годы (8-10) лет доля этого оборудования будет увеличиваться, несмотря на предпринимаемые меры по его замене. Это означает, что без специальных мер, предпринимаемых на всех уровнях, количество отказов стареющего оборудования будет возрастать, а энергетика

будет нести значительные убытки. Эти тенденции могут оказать влияние на экономику Республики Казахстан.

Одним из способов продления эксплуатации силовых трансформаторов является диагностика технического состояния.

В ближайшие годы, как по экономическим, так и по техническим причинам не ожидается существенного обновления отработавших свой срок трансформаторов и на ближайшую перспективу усилия по сохранению работоспособности энергосистем будут направлены в основном на продление срока службы ныне работающих машин.

Первостепенное значение приобретают эффективный контроль состояния трансформаторного оборудования, определение их работоспособности как важнейшие составные части эксплуатации электрических сетей.

Стоимость одного силового трансформатора в среднем достигает 250 тыс. - 1,5 млн. долл. США, а с демонтажем поврежденного трансформатора, транспортными расходами, с работами по восстановлению и монтажом нового – достигает 2,5 млн.

На данный момент в Казахстане (как в прочем и в России) отработали свой нормативный срок службы в 25 лет (ГОСТ 11677-85) большая часть силовых трансформаторов. В связи с этим все большее значение приобретает проблема оценки возможности дальнейшей эксплуатации вырабатывающий свой нормативный ресурс оборудования и продления срока службы[2].

Обеспечение надёжной, бесперебойной работы силовых трансформаторов необходимо, в первую очередь, для предотвращения аварийных последствий, таких как, пожары из-за внутренних повреждений трансформатора или выбросы масла[3].

Во избежание таких повреждений силовых трансформаторов необходимо усиление прочности бака, предотвращение растекания масла, автоматическое пожаротушение, соответствующее устройство мембран, быстродействующие защитные системы. Вопросы транспортабельности требуют тщательной проработки при подготовке к транспортировке и проектировании, так как силовые трансформаторы необходимо перевозить в собранном виде, и транспортные габариты ограничены. Дабы не допустить появления дефектов, которые впоследствии могут привести к аварии.

На работу трансформатора влияют как аномальные режимы работы энергосистемы, так и сильные внешние воздействия. Перечислим основные воздействия и их последствия.

*Коммутационные и грозовые перенапряжения*, приводящие к повреждениям главной и витковой изоляции при недостаточных запасах их электрической прочности.

*Повышения рабочего напряжения* вызывающие перевозбуждение трансформаторов. Перевозбуждение магнитной системы приводит к повышенному нагреву не только сердечника, но и конструкционных стальных деталей, что опасно для изоляции.

*Токи короткого замыкания, воздействующие на обмотки.* Опасное влияние со стороны сети является воздействие на трансформаторы токов коротких замыканий, вызывающих повреждения и деформацию обмоток при их динамической нестойкости.

*При включении токи намагничивания, приводят к повреждению обмоток из-за механических и электрических переходных процессов.* Причиной броска тока намагничивания сердечника может быть включение силового трансформатора с сеть. Так, для трансформатора мощностью 1000 МВ-А блока АЭС на мгновение по причине броска тока при включении на стороны ВН для генераторов создается режим форсировки возбуждения. Очень много зависит от конструкции сердечника, из-за остаточной индукции в сердечнике трансформатора наблюдаются броски тока при включении. Разрабатываются способы снижения и ликвидации бросков тока.

*Перегрузка трансформатора по току.* Так же на продолжительность службы силового трансформатора влияет по причине старения режим нагрузки.

В жаркое время года опасное влияние оказывает тепловое воздействие перегрузок, которые становятся причиной выхода из строя герметичных вводов ВН. Наиболее нагретые верхние слои масла нагревают данные вводы в нижней части. В результате таких повреждений образуется желтый налет внутри крышки. [4].

Проанализируем повреждаемость силовых трансформаторов 110 кВ ТЭЦ-3 АО «Павлодарэнерго» и ТЭЦ-1 ОАО «АЛЮМИНИЙ КАЗАХСТАНА», г. Павлодара за 2009-2011 годы. В результате наблюдений за двухлетний период получено сорок пять значений наработок до отказа трансформаторов.

Распределение повреждений в зависимости от места повреждения (узла/системы) трансформатора, приведено в таблице.

Наиболее часто повреждается витковая изоляция – 10 случаев (22%), причиной возникновения неисправности могут быть старение изоляции, постоянные перегрузки, динамические усилия при коротких замыканиях.

Второе место среди причин повреждений занимают вводы – 8 случаев (17%), основные неисправности связаны с увлажнением и загрязнением изоляции негерметичных вводов, что приводит к развитию теплового и электрического пробоя изоляции ввода. Также неисправности связаны с отложением осадка на внутренней поверхности фарфора и на поверхности остова. Они адсорбируют влагу и загрязнения, в том числе металлосодержащие. И приводит к возникновению проводящих дорожек, развитию разрядов и пробоя масляного канала ввода. Также случаи течи масла из вводов через резиновые прокладки. Возможно вызванные дефектами монтажа, ремонта и эксплуатации. Что приводит к снижению давления масла, нарушению герметичности, попаданию влаги и воздуха во ввод (табл. 1).

Третье место занимают по повреждаемости обмотки – 7 случаев (15%). Наиболее часто обмотки выходят из строя по причине плохих контактных соединений и витковых КЗ.

Следующее место среди причин повреждения занимают недостатки переключающих устройств, которые начинаются с 14 лет эксплуатации. Максимальное количество повреждений переключающих устройств при 15-23 годов эксплуатации трансформаторов. Неисправности связаны с отсутствием контакта и оплавлением контактной поверхности.

Таблица 1.

Распределение повреждений

Поврежденный узел	Количество	%
Междуфазная изоляция	2	4,45
Обмотки и изоляция (из-за динамических усилий)	7	15,55
Витковая изоляция	10	22,23
Переключатели ответвлений	6	13,33
Активная сталь	1	2,23
Вводы	8	17,77
Отводы	1	2,23
Токоведущие части	3	6,66
Бак	3	6,66
Радиаторы	1	2,23
Прочие	3	6,66
Итого	45	100

Дефекты проходной изоляции, бака, фильтров, радиаторов, неисправности системы охлаждения малочисленны, но не менее опасны.

Не редко, трансформаторы отключаются в результате недостатков релейной защиты. В последнее время наблюдается возрастания таких отказов, что, скорее всего связана с нехваткой квалифицированных релейщиков и большой текучкой кадров в группах РЗиА. Хотя такая тенденция характерна для всего обслуживающего персонала ТЭЦ-1 и ТЭЦ-3.

Проанализировав собранные данные, определим вероятность безотказной работы трансформаторов 110 кВ (тип ТДТН-80000/110) ТЭЦ-3 АО «Павлодарэнерго» и ТЭЦ-1 ОАО «АЛЮМИНИЙ КАЗАХСТАНА», г. Павлодара за двухлетний период. Времени  $t_i = 4000, 10000, 18000$  ч, если интенсивность отказов  $\lambda = 2,4 \cdot 10^{-4} \text{ ч}^{-1}$ . Закон распределения отказов экспоненциальный.

При экспоненциальном законе распределения справедливы соотношения:

$$P(t) = e^{-\lambda t}; f(t) = \lambda e^{-\lambda t}; T_{\text{ср}} = \frac{1}{\lambda}; \lambda = \text{const.}$$

Отсюда:

$$T_{\text{ср}} = \frac{1}{\lambda} = \frac{10^4}{2.4} = 4166 \text{ ч};$$

$$P(4000) = \exp\left[-\frac{4000}{4166}\right] = e^{-0.96} = 0.625;$$

$$P(10000) = \exp\left[-\frac{10000}{4166}\right] = e^{-2.4} = 0.427;$$

$$P(18000) = \exp \left[ -\frac{18000}{4166} \right] = e^{-4.32} = 0.284.$$

В результате полученных расчетных данных строим график зависимости вероятности безотказной работы от времени  $P(t) = e^{-\lambda t}$  трансформаторов 110 кВ (рис. 1).

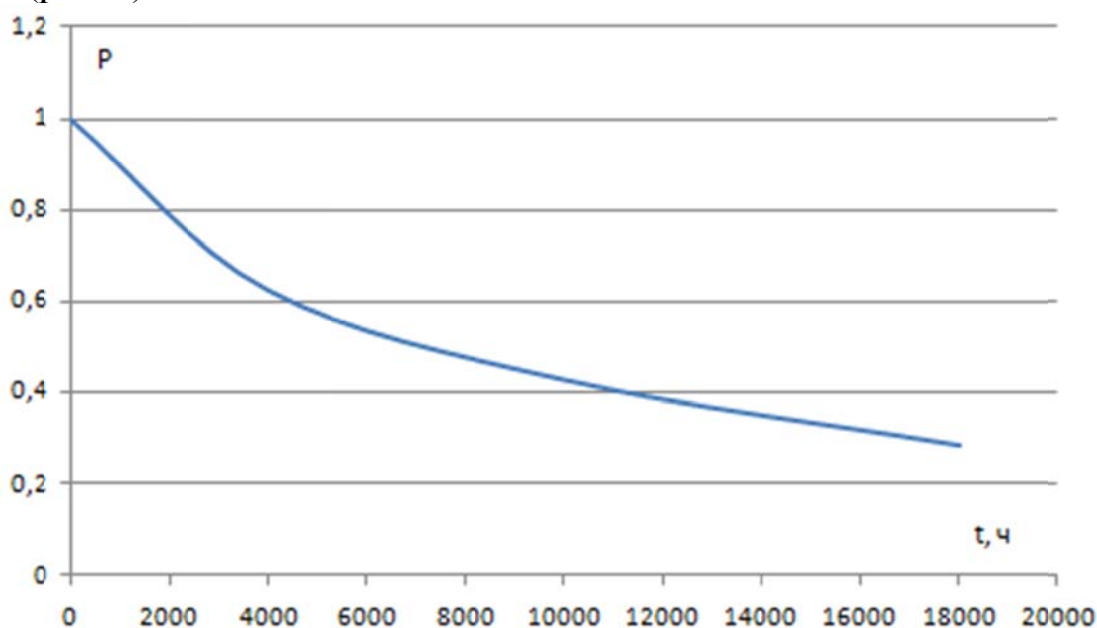


Рис. 1. Вероятность безотказной работы трансформаторов

### Заключение

Таким образом, можно сделать вывод о том, что с увеличением времени эксплуатации трансформаторов (находящиеся в работе более 25 лет), вероятность безотказной работы будет, снижается согласно кривой рис.1. Следовательно, требует более тщательного обслуживания, проведения капитальных ремонтов или замены устаревшего оборудования, в случае нерентабельности дальнейшей эксплуатации.

Обеспечение надёжной работы трансформаторов необходимо, прежде всего, для предотвращения катастрофических последствий, таких как выбросы масла или пожары из-за внутренних повреждений трансформатора.

Во избежание таких повреждений трансформаторов требуются усиление прочности бака, соответствующее устройство мембран, предотвращение растекания масла, автоматическое пожаротушение, быстродействующие защитные системы. Вопросы транспортабельности требуют тщательной проработки при подготовке к транспортировке и проектировании, так как трансформаторы необходимо перевозить в собранном виде, и транспортные габариты ограничены. Дабы не допустить появления дефектов, которые впоследствии могут привести к аварии. Уделить большее внимание продлению их интегрального срока службы (наработки) за счет эффективного контроля состояния, оптимизации проведения профилактических мероприятий.

На основании проведенных исследований можно обобщить следующие выводы:



1. Учитывая объективную необходимость эксплуатации трансформаторов со сверхнормативным сроком эксплуатации, для повышения надежности их работы целесообразно проводить в процессе эксплуатации комплексные диагностические обследования, позволяющие получить объективную оценку состояния трансформаторов и осуществить правильное планирование ремонтов.

2. Реализовывать программы по внедрению систем автоматизированного мониторинга и диагностики на трансформаторах 35-220 кВ и систем on-line диагностики на трансформаторах 6-20 кВ для своевременного выявления и устранения неисправностей.

3. Для существенного снижения затрат на эксплуатацию и ремонт силовых трансформаторов необходима реализация долгосрочной программы модернизации с применением современного высоконадежного оборудования.

### **СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Алексеев Б.А., Несвижский Е.И. Система контроля и диагностики состояния трансформаторов // Электрические станции. – 2000. – №3. – С. 48-50.

2. Чупак Т. М. Прогнозирование технического состояния силовых маслонаполненных трансформаторов дис. канд. тех. наук. – Красноярск, 2007. – 196 с.

3. Аль Хамри Саид Сейф Сабир Исследование дефектов в силовых трансформаторах и разработка мероприятий по повышению эффективности их диагностирования: дис. канд. тех. наук. – Иванова, 2005. – 152 с.

4. Ярославкина Е. Е. Информационно-измерительная система стендовых испытаний силовых трансформаторов в режимах холостого хода и короткого замыкания: дис. канд. тех. наук. – Самара, 2010. – 168 с.

## **МОДЕЛИРОВАНИЕ ОДНОФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ С МОДИФИЦИРОВАННОЙ КОНСТРУКЦИЕЙ СТАТОРА С ПОМОЩЬЮ СОВРЕМЕННЫХ ПРОГРАММНЫХ СРЕДСТВ**

*Л.Ю. Бурцев, А.Б. Серов, Д.Э. Асатурян*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск

### **Введение**

Однофазные асинхронные электродвигатели применяются в различных сферах применения, преимущественно бытовых, таких как холодильные установки, стиральные машины, станки по обработке дерева и металла, системы вентиляции и отопления, а также в других сферах. Для большинства перечисленных устройств важно, чтобы электродвигатель имел высокий номинальный момент, а также обладал высокой кратностью пускового

момента, особенно необходимой для двигателя, применяемого в приводе компрессоров холодильных установок, для обрабатывающих станков по дереву и металлу, а также для различных дробильных и измельчительных установок. Не менее актуально данная проблема проявляется при питании устройств от сети с пониженным напряжением, что часто встречается в нашей стране в отдаленных районах, в сельской местности и даже в пригородных поселках.

Повышение номинального момента, а также повышение пускового момента однофазных асинхронных электродвигателей является актуальной задачей для предприятий, занимающихся проектированием и производством данных двигателей. Решение указанной задачи позволит обеспечить стабильную и безопасную работу вышеперечисленных устройств. Кроме этого, для некоторых устройств и приборов за счет увеличения кратности пускового момента можно будет рекомендовать асинхронные двигатели меньшей мощности, что позволит решить ряд других задач, таких как снижение массогабаритных показателей установок и уменьшения стоимости готового изделия за счет снижения расхода активных материалов.

Объектом моделирования стал однофазный асинхронный двигатель с рабочей и пусковой обмотками, используемый в шлифовальных машинах настольного исполнения (электроточило «Томск-УХЛ 4», потребляемая мощность  $P = 460 \text{ В} \cdot \text{А}$ , напряжение питания  $U = 220 \text{ В}$ , номинальная частота вращения  $n = 2700 \text{ мин}^{-1}$ ).

Исследования однофазного асинхронного электродвигателя с модифицированной конструкцией статора проводились путем моделирования в программной среде ANSYS Software. Расчёт момента вращения в программе ANSYS Maxwell 2D осуществлялся путем дифференцирования величины энергии магнитного поля в воздушном зазоре машины по углу поворота ротора. Модель в среде Maxwell является динамической и представлена системой интегро-дифференциальных уравнений, которые, в свою очередь показывают изменение состояния электромеханического объекта во времени при наличии управляющих воздействий. Модель асинхронного однофазного электродвигателя УХЛ-4, импортированная в программе Ansys Maxwell 2D, представлена на рис. 1, 2.

Задачи повышения момента имеет различные технические решения. Одно из таких решений предложено коллективом авторов Томского политехнического университета [1]. Основная суть предложенного решения заключается в расположении в зонах магнитных осей пусковой обмотки немагнитных сквозных зазоров, что позволяет снизить индуктивность ротора до двух раз по сравнению с обычной конструкцией статора. В результате снижения индуктивности обмотки ротора удастся достичь снижения величины индуктивного сопротивления фазы ротора, и, соответственно, повышения пускового момента.

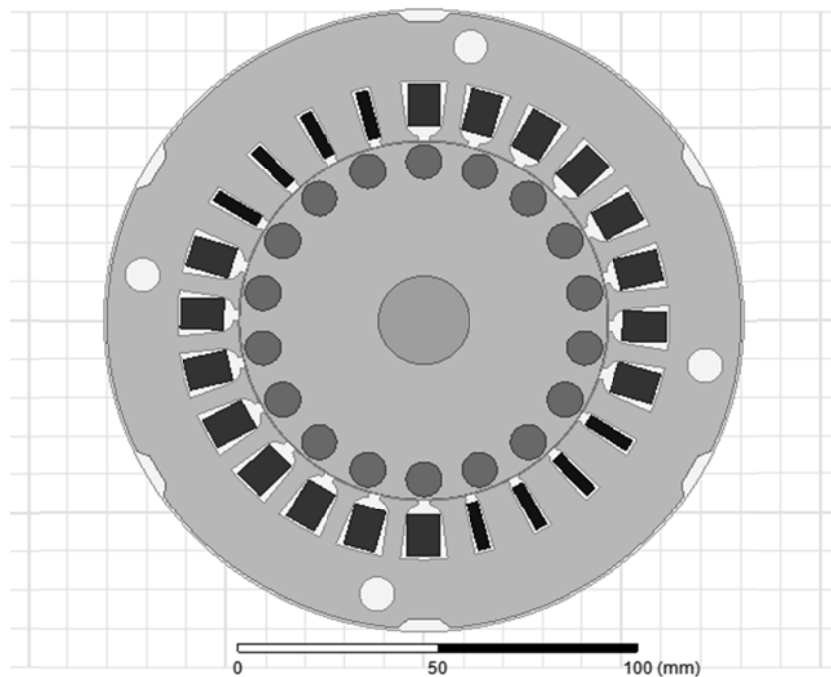


Рис.1. Модель асинхронного однофазного электродвигателя УХЛ-4, импортированная в программе Ansys Maxwell 2D

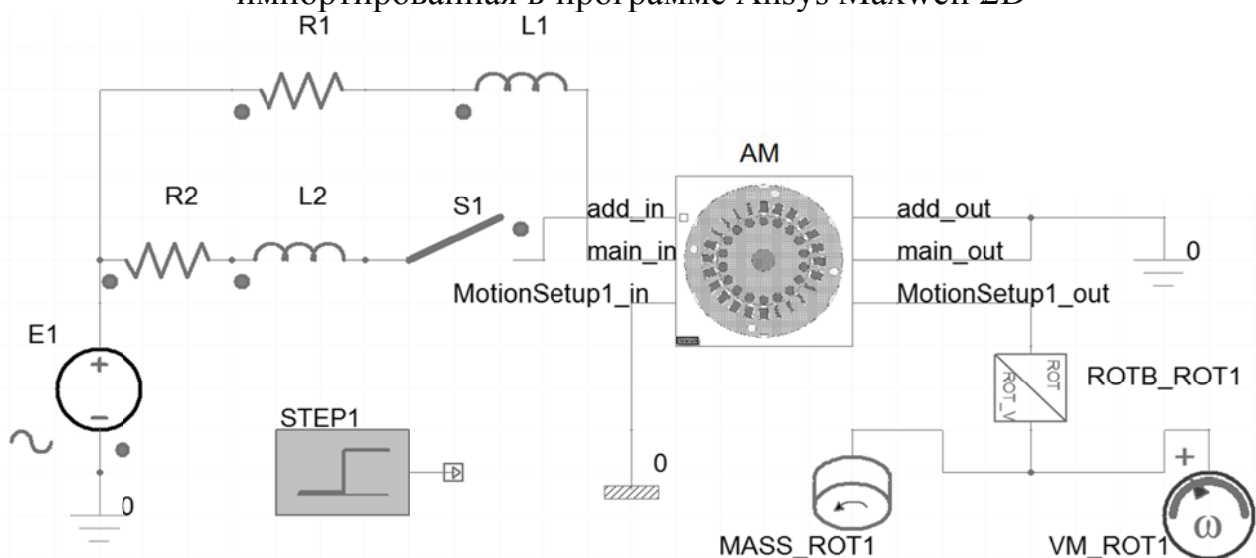


Рис. 2. Схема управления однофазного асинхронного электродвигателя в Ansys Simplorer

По результатам исследований проводился анализ механических характеристик нескольких вариантов исполнения однофазного асинхронного электродвигателя при равных условиях испытаний:

1 вариант. Электродвигатель с традиционной конструкцией статора серийного производства (прототип).

2-7 варианты. Электродвигатели модернизированной конструкции, изготовленные в соответствии с предложенным техническим решением и отличающиеся друг от друга положением немагнитных зазоров в статоре электродвигателя в области пазов пусковой и рабочей обмоток (рис.3).

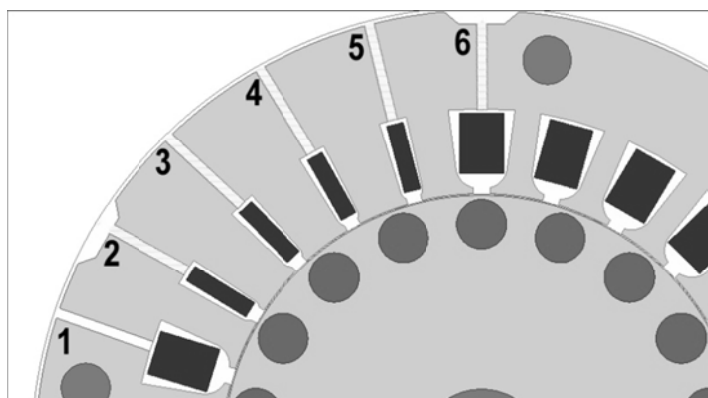


Рис. 3. Модернизированная конструкция двигателя с различным положением немагнитных зазоров статора в программе Ansys Maxwell 2D.

Результаты моделирования различных положений немагнитных зазоров указанных конструкций обобщены и представлены в табл. 1.

Таблица 1.

Конструкция электродвигателя	Номинальная скорость вращения	Время разгона	Средний пусковой момент	Увеличение момента	Уменьшение времени пуска
Прототип	2700 об/мин	1.83 с	0.86 Н·м	+0%	-0%
Положение выреза №1	2700 об/мин	1.64 с	0.92 Н·м	+6.9%	-10.4%
Положение выреза №2	2700 об/мин	1.48 с	1.06 Н·м	+23.2%	-19.1%
Положение выреза №3	2700 об/мин	1.3 с	1.22 Н·м	+41.8%	-29%
Положение выреза №4	2700 об/мин	1.32 с	1.2 Н·м	+40.1 %	-28%
Положение выреза №5	2700 об/мин	1.64 с	0.94 Н·м	+9 %	-10.3%
Положение выреза №6	2700 об/мин	2.10 с	0.75 Н·м	-14%	+12%

Семейство механических характеристик рассмотренных модификаций и прототипа представлено на рис. 4. Стоит отметить, что механическая характеристика прототипа с учетом момента инерции вращающихся масс (ротор и шлифовальные круги) в значительной степени совпадает с экспериментальными данными, полученными в результате натуральных испытаний прототипа на динамометрическом стенде, что свидетельствует об адекватности рассматриваемой модели электродвигателя. Последнее в свою очередь позволяет осуществлять сравнительный анализ математических моделей модификаций и прототипа.

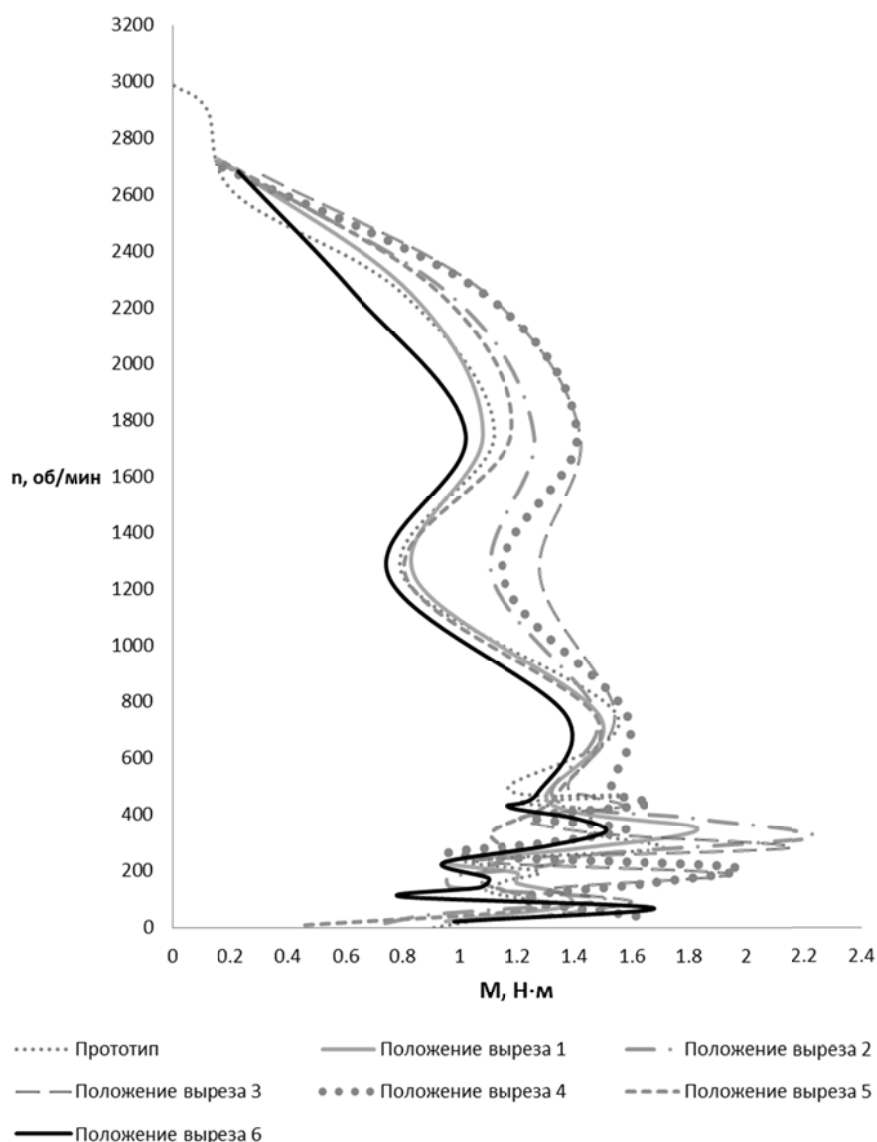


Рис. 4. Семейство механических характеристик для различных положений немагнитных вырезов

## Выводы

1. Моделирование магнитного состояния двигателя выполнялось через конечно – элементный комплекс ANSYS Maxwell 2D. Выбор данного программного продукта обусловлен его широкими возможностями – решение задач по переходным процессам (во временной области); в моделирование включены эффекты вращательного движения.

2. Через анализ результатов моделирования было выявлено оптимальное место расположения немагнитного зазора (положение №3) в области пазов пусковой обмотки.

3. Использование модифицированной конструкции статора (положение №3) позволило получить более высокие пусковые характеристики, в частности увеличение пускового момента на 41.8% и уменьшения времени пуска на 29%.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пат. 2 5101 20 РФ, МПК Н 02К 17/08. Однофазный электродвигатель / С.И. Качин, О.С. Качин (РФ). – №2 012 139 937/07; заявл. 18.09.12; опубл. 20.03.14. Бюл. № 8. – 8 с.
2. ANSYS, Inc.: современные методы моделирования электромагнитного поля [электронный ресурс]. Режим доступа: [http://www.cae-expert.ru/sites/default/files/sovremennye\\_metody\\_modelirovaniya\\_elektromagnitnog\\_o\\_polya.pdf](http://www.cae-expert.ru/sites/default/files/sovremennye_metody_modelirovaniya_elektromagnitnog_o_polya.pdf)
3. Специальные электрические машины: источники и преобразователи энергии: учебное пособие для вузов / А.И. Бертинов, Д.А. Бут, С.Р. Мизюрин и др.; под ред. А.И. Бертинова. М.: Энергоиздат, 1982. – 552 с.

## ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО ИСПЫТАТЕЛЬНОГО СТЕНДА НА ОСНОВЕ АСИНХРОННО-ВЕНТИЛЬНОГО КАСКАДА

*И.В. Дорощенко*

Гомельский государственный технический  
университет имени П.О. Сухого, Республика Беларусь, Гомель

### **Введение**

Электромагнитная совместимость электрооборудования становится актуальной проблемой вследствие увеличения суммарной мощности электроприводов с регулированием частоты вращения посредством силовых полупроводниковых преобразователей [1, 2, 3]. Повышенные требования к параметрам качества электрической энергии питающей сети ставят актуальной задачу исследования влияния работы испытательных стендов на основе асинхронно-вентильного каскада (АВК) на сеть. Важнейшим фактором в проблеме электромагнитной совместимости являются генерирование преобразователями высших гармоник тока и напряжения и влияние их на качество электроэнергии. Гармонический спектр тока, генерируемый АВК, зависит, в основном, от типа вентильного преобразователя, используемого в схеме. Обеспечение электромагнитной совместимости возможно посредством минимизации высших гармоник напряжения и тока, генерируемых силовыми полупроводниковыми преобразователями в электрическую сеть. Наличие высших гармоник в кривой сетевого напряжения снижает надежность и качество работы электрооборудования технологических установок [1, 3].

В последние годы в электроприводах переменного тока и в системах электропитания различных потребителей широко используют инверторы напряжения, корректоры коэффициента мощности и активные выпрямители, которые способствуют основной мировой тенденции - энергосбережению [4]. Для обеспечения высокого качества электрической энергии на входе и (или) выходе таких преобразователей применяют различные виды широтно-импульсной модуляции (ШИМ) [5], [6]. Искажения напряжения сети, вносимые

силовыми полупроводниковыми преобразователями для разных схем, характеризуются различным составом их высших гармоник. Поскольку искажение кривой напряжения возникают из-за падения напряжения от токов высших гармонических составляющих на импедансах элементов сети, то спектр частот гармоник напряжения сети совпадает со спектром частот гармоник тока, потребляемого преобразователем из сети [1, 2]. Допустимый коэффициент искажения синусоидальности напряжения определяет ГОСТ 13109 – 97 [3].

Целью данной работы является исследование электромагнитной совместимости электромеханического испытательного стенда на основе асинхронно-вентильного, а в частности гармонического состава потребляемого и рекуперированного через роторную цепь токов АВК с различными преобразователями в роторной цепи.

Имеющаяся в среде Matlab Simulink модель асинхронного электродвигателя представлена двухфазной моделью обобщенной электрической машины, которая справедлива для схемы включения статорных обмоток «звезда с нейтралью». Для исследования же динамики двигателя при работе с автономным инвертором напряжения и при несимметричных схемах включения необходимо работать с линейными напряжениями. В связи с этим мною использовалась трехфазная математическая модель асинхронной машины, составленная на основании уравнений электрического равновесия статора и ротора и учитывающая указанные выше особенности [7]. При этом для удобства учета коммутации силовых полупроводниковых приборов, уравнения модели разрешены относительно производных потокоцеплений.

С учетом приведенного математического описания асинхронного двигателя [5] и функциональных схем АВК (рис.1 а, б), в программе Matlab Simulink составлены соответствующие имитационные модели электромеханического испытательного стенда на основе АВК. С их помощью был выполнен расчет токов статора и тока рекуперированного в сеть через роторную цепь для двигательного режима работы АВК, а также произведен анализ гармонического состава этих токов. В исследуемых схемах АВК в качестве электрической машины М1 использовался асинхронный двигатель с фазным ротором МТФ-112-6 мощностью 5 кВт и номинальной частотой вращения  $n_H = 930$  об/мин. В качестве вентилей в инверторе UZ2 (рис.1 а) использовались тиристоры, а в инверторе UF (рис. 1 б) применялись IGBT-модули.

На рис. 2 и 3, соответственно, представлены полученные диаграммы фазных токов статора (потребляемого) и тока рекуперированного через роторную цепь, а также гармонический спектр данных токов для двигательного режима АВК при постоянной нагрузке  $M_c = 20$  Н·м и скорости  $0,36 \cdot n_H$ .

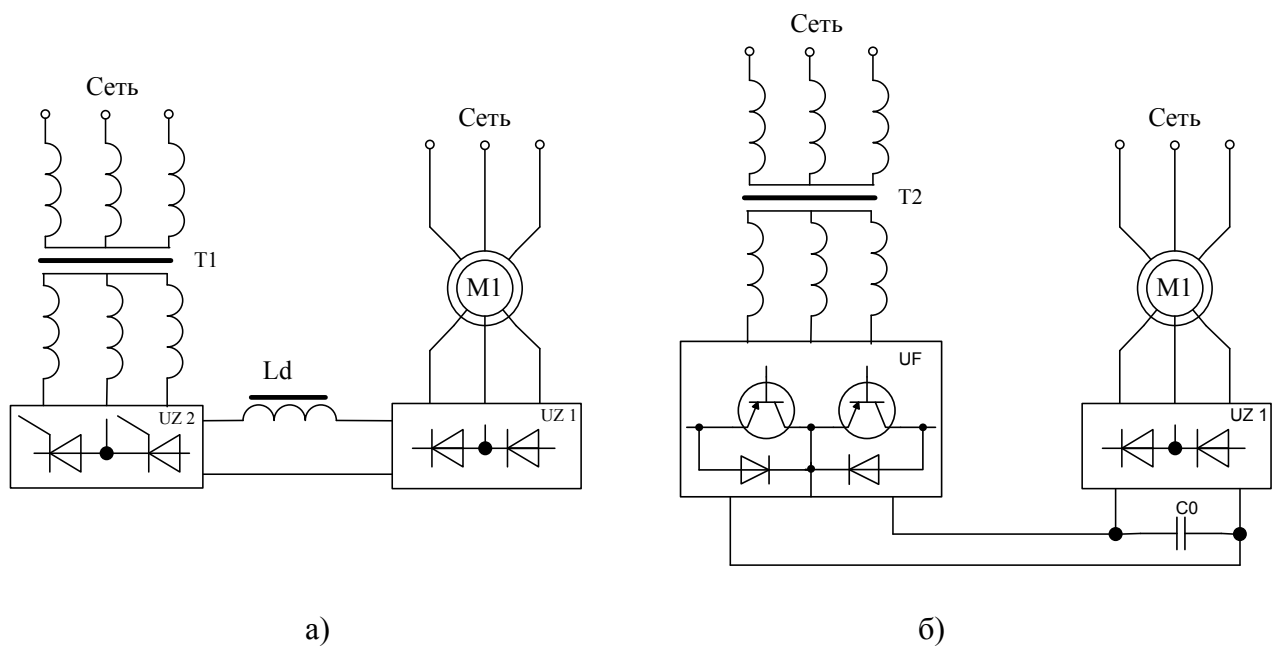


Рис. 1. Функциональные схемы электромеханического испытательного стенда на основе АВК: а) с тиристорным инвертором в роторной цепи; б) с транзисторным инвертором в роторной цепи

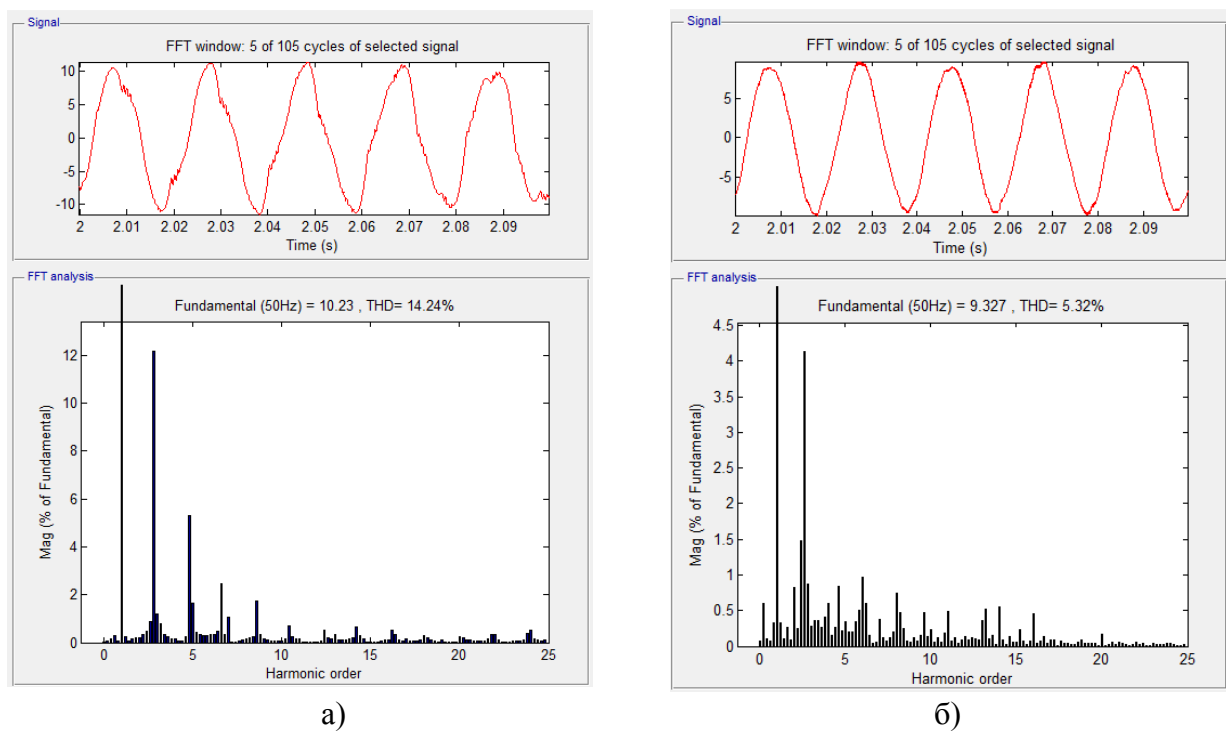


Рис. 2. Форма и гармонический спектр потребляемого тока АВК: а) с тиристорным инвертором в роторной цепи; б) с транзисторным инвертором в роторной цепи



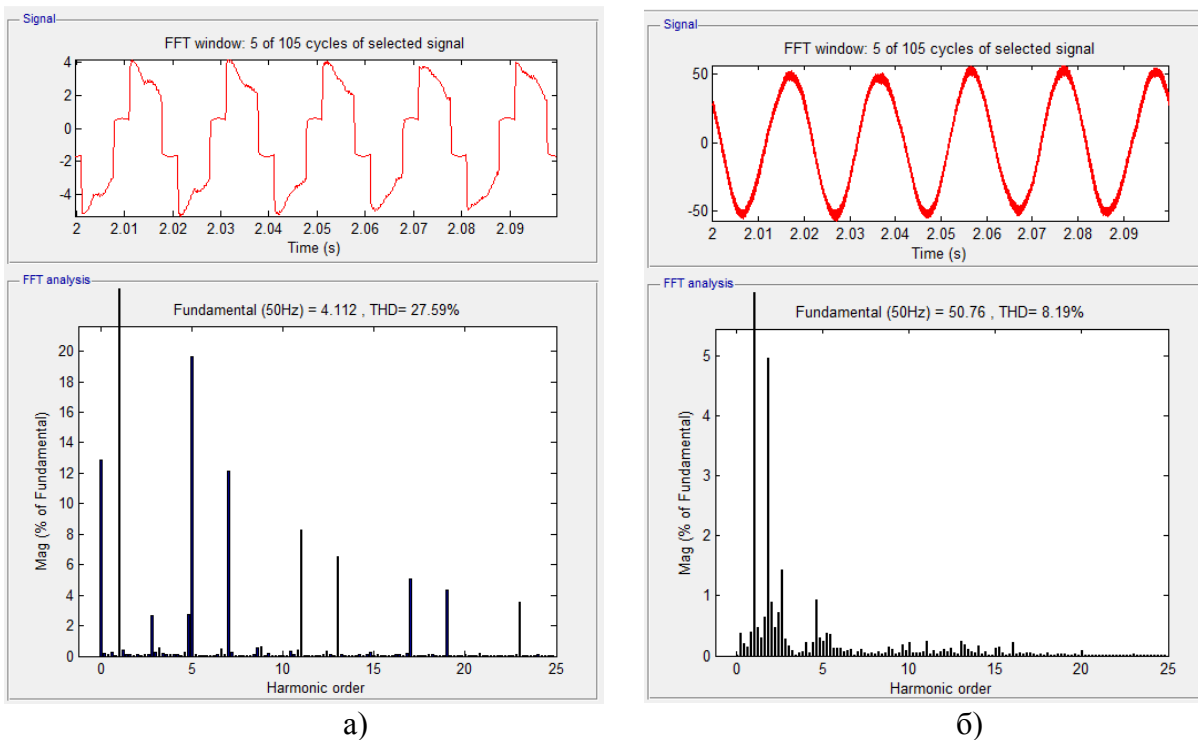


Рис. 3. Форма и гармонический спектр рекуперированных через роторную цепь токов АВК: а) с тиристорным инвертором в роторной цепи; б) с транзисторным инвертором в роторной цепи

Анализируя спектры генерируемых в сеть токов (рис. 3), можно увидеть, что для схемы АВК с тиристорным инвертором в роторной цепи, в основном, на искажение синусоидальности формы тока оказывают 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23 гармоники. Для схемы АВК с транзисторным инвертором в роторной цепи и трехфазной ШИМ на искажение синусоидальности формы тока оказывают высшие гармоники – 3, 5.

Аналогичные исследования были проведены и для других значений рабочих скоростей испытательного стенда на основе АВК в диапазоне от  $0,98 \cdot n_H$  до  $0,35 \cdot n_H$ . При этом установлено, что коэффициент искажения синусоидальности кривой потребляемого тока (статора) для схемы АВК с тиристорным инвертором в роторной цепи изменяется в пределах 0,03...14,3%, а для схемы АВК с транзисторным инвертором в роторной цепи изменяется в пределах 3,7...6,7%. При уменьшении скорости в указанном выше диапазоне коэффициент искажения рекуперированного в сеть тока для обеих схем увеличивается. Так, для схемы электромеханического испытательного стенда на основе АВК с тиристорным инвертором в роторной цепи коэффициент искажения изменяется в пределах 8,7...27,6%, а для схемы электромеханического испытательного стенда на основе АВК с транзисторным инвертором в роторной цепи в пределах 6,8...9,5%. Ухудшение гармонического состава тока при использовании тиристорного инвертора связана с тем, что управление осуществляется импульсно-фазовым способом и коммутация производится 1 раз за период сети, в то время как для транзисторного

инвертора управление осуществляется широтно-импульсным способом на частоте значительно превышающей частоту сети.

### **Выводы**

В результате проделанных исследований установлено, что коэффициент искажения синусоидальности кривой потребляемого тока для схемы электромеханического испытательного стенда на основе АВК с тиристорным инвертором в роторной цепи составил 14,6%, а для схемы электромеханического испытательного стенда на основе АВК с транзисторным инвертором в роторной цепи составил 6,4%. Коэффициент искажения рекуперированного в сеть тока для схемы электромеханического испытательного стенда на основе АВК с тиристорным инвертором в роторной цепи составил 25%, а для схемы электромеханического испытательного стенда на основе АВК с транзисторным инвертором в роторной цепи составил 9,45%. Согласно ГОСТ 13109 – 197 нормально-допустимое значение коэффициента искажения синусоидальности напряжения составляет 8%, а предельно допустимое значение коэффициента искажения - 12%. Таким образом, нормативу удовлетворяет схема электромеханического испытательного стенда на основе АВК с транзисторным инвертором в роторной цепи. Следовательно, лучшая электромагнитная совместимость обеспечивается по схеме асинхронно-вентильного каскада с транзисторным инвертором в цепи ротора.

### **СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Волошко, А.В. К вопросу мониторинга качества электрической энергии / А.В. Волошко, А.Л. Харчук // Известия Томского политехнического университета. – 2015. – Т. 326. № 3. – С. 76–85.
2. Белов М.П. Инжиниринг электроприводов и систем автоматизации: учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений / М.П. Белов, О.И. Земенов, А.Е. Козярук и др.; под ред. В.А. Новикова, Л.М. Чернигова. – М.: изд. Центр «Академия», 2006. – 368с.
3. Электрическая энергия. Совместимость технических средств. Электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения: ГОСТ 13109–97. – Введ. 01.01.1999. – Минск: Межгос. совет по стандартизации, метрологии и сертификации: Белорус. гос. ин-т стандартизации и сертификации, 1999. – 31 с.
4. Ушаков, В.Я. Основные проблемы энергетики и возможные способы их решения / В.Я. Ушаков // Известия Томского политехнического университета. – 2011. – Т. 319. № 4. – С. 5–13.
5. Обухов С.Г., Чаплыгин Е.Е., Кондратьев Д.Е. Широтно-импульсная модуляция в трехфазных инверторах напряжения / С.Г. Обухов, Е.Е. Чаплыгин, Д.Е. Кондратьев // Электричество – 2008. – № 7. – С. 56–59
6. Чаплыгин Е. Е. Спектральное моделирование преобразователей с широтно-импульсной модуляцией: Учеб. Пособие / Е. Е. Чаплыгин. М.: из-во МЭИ, 2009. – 56 с.

7. Захаренко В.С. Особенности имитационного моделирования асинхронного двигателя для составления модели с учетом коммутации и при несимметричных схемах включения / В.С. Захаренко, И.В. Дорощенко // Вестник Гомельского гос. техн. универ-та им. П.О. Сухого. – 2011. – № 3. – С. 66 – 74.

## РАСЧЁТ ВНУТРЕННИХ ПАРАМЕТРОВ МАШИНЫ ДВОЙНОГО ПИТАНИЯ ПРИ ЕЁ РАБОТЕ В РЕЖИМЕ ВЫНУЖДЕННЫХ КОЛЕБАНИЙ

*Л.А. Паюк*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск

При работе электрической машины в режиме вынужденных колебаний необходимо учитывать особенности формирования колебательного режима работы на её внутренние параметры. Нелишним будет отметить влияние, в первую очередь, частоты питающей сети на них, а так же взаимосвязь геометрических размеров исполнительного двигателя, динамических и энергетических характеристик электропривода колебательного движения [1]. При этом целесообразно воспользоваться методом и допущениями, изложенными [2].

Активное сопротивление фазы статора  $r_s$  и ротора  $r_r$  согласно [2] определяем по основной расчётной формуле:

$$r = k_r \rho_{\vartheta} \frac{L}{q_{\text{эф}} a}, \quad (1)$$

где  $L$  – общая длина эффективных проводников фазы обмотки, определяется по выражению:  $L = l_{\text{ср}} W$ , здесь  $l_{\text{ср}}$  – средняя длина витка обмотки,  $W$  – число витков фазы обмотки;  $q_{\text{эф}}$  – сечение эффективного проводника фазы обмотки,  $a$  – число параллельных ветвей,  $\rho_{\vartheta}$  – удельное сопротивление материала обмотки при расчётной температуре,  $k_r$  – коэффициент увеличения активного сопротивления фазы обмотки от действия эффекта вытеснения тока.

Число витков обмотки статора определим, используя известные выражения для магнитного потока:

$$\Phi = \frac{B_{\delta} D l_{\delta}}{p} = \frac{k_E U}{4 k_B f W k_{\text{об}}}, \quad (2)$$

где  $B_{\delta}$  – значение индукции в воздушном зазоре;  $p$  – число пар полюсов ЭМ;  $f$  – частота питающей сети;  $k_E$  – коэффициент, учитывающий падение напряжения в обмотке статора;  $k_B$  – коэффициент формы поля;  $k_{\text{об}}$  – обмоточный коэффициент.

Из данного равенства определяем число витков по выражению:

$$W = \frac{k_E}{4k_B k_{o\delta}} \cdot \frac{pU}{B_\delta f} \cdot \frac{1}{Dl_\delta}, \quad (3)$$

или  $W = K_1 \cdot \frac{1}{Dl_\delta}$ ,

где  $K_1 = \frac{k_E}{4k_B k_{o\delta}} \cdot \frac{pU}{B_\delta f}$  – коэффициент, учитывающий влияние ЭДС статора и формы поля асинхронного двигателя.

Подставив выражение (3) в (1) получим зависимости активных сопротивлений фаз статора и ротора от геометрических параметров электрической машины:

$$\begin{aligned} r_s &= \frac{k_{r1} K_{1s} (2l_\delta + k_1 \pi D p)}{D l_\delta q_{\text{эф1}} a_1 \rho_{\theta 1}} ; \\ r_r &= \frac{k_{r2} K_{1r} (2l_\delta + k_1 \pi p D_2)}{D_2 l_\delta q_{\text{эф2}} a_2 \rho_{\theta 2}}, \end{aligned} \quad (4)$$

где  $k_1$  – коэффициент приведения параметров первичной обмотки к параметрам вторичной обмотки,  $l_\delta$  – длина магнитопровода,  $D$  – внутренний диаметр расточки статора,  $D_2$  – внешний диаметр ротора, который определяем по выражению:  $D_2 = D - 2\delta$ , согласно рекомендациям [3].

Для МДП активные сопротивления обмоток статора и ротора, приведенные к осям  $\alpha$ ,  $\beta$  рассчитываются с учетом [2, 4] запишутся в следующем виде:

$$\begin{aligned} r_{\alpha s} &= \frac{1}{\omega} \left[ A_1 \cdot \frac{1}{D q_{\text{эф1}}} + A_2 \cdot \frac{1}{l_\delta q_{\text{эф1}}} \right] ; \\ r_{\beta s} &= \frac{1}{\omega + \Omega} \left[ A_1 \cdot \frac{1}{D q_{\text{эф1}}} + A_2 \cdot \frac{1}{l_\delta q_{\text{эф1}}} \right] ; \\ r_{\alpha r} &= \frac{1}{\omega} \left[ A_3 \cdot \frac{(1 - \frac{2\delta}{D})^2}{(D - 2\delta) q_{\text{эф2}}} + A_4 \cdot \frac{(1 - \frac{2\delta}{D})^2}{l_\delta q_{\text{эф2}}} \right] ; \\ r_{\beta r} &= \frac{1}{\omega + \Omega} \left[ A_3 \cdot \frac{(1 - \frac{2\delta}{D})^2}{(D - 2\delta) q_{\text{эф2}}} + A_4 \cdot \frac{(1 - \frac{2\delta}{D})^2}{l_\delta q_{\text{эф2}}} \right], \end{aligned} \quad (5)$$

где  $\delta$  – величина воздушного зазора; коэффициенты  $A_1 \div A_4$  определяемые выражениями:

$$A_1 = \pi \rho \frac{k_{r1} k_{E1} p_1 U_1}{a_1 k_{B1} k_{o\delta 1} B_\delta} ; \quad A_2 = \frac{2,2 A_1}{p_1} ; \quad A_3 = [A_1]^* k_1 ; \quad A_4 = [A_2]^* k_1 .$$

Здесь коэффициенты  $[A_1]^*$ ,  $[A_2]^*$  находятся при соответствующей замене параметров статора на роторные.

Индуктивности рассеяния обмоток статора и ротора определяются выражением:

$$L_{\sigma} = 2.5110^{-2} \left( \frac{W}{100} \right)^2 \cdot \frac{l_{\delta}}{pq} \Sigma \lambda ,$$

где  $q$  – число пазов на полюс и фазу;  $\Sigma \lambda$  – коэффициент магнитной проводимости, учитывающий пазовую ( $\lambda_{\Pi}$ ), лобовую ( $\lambda_{Л}$ ) и дифференциальную ( $\lambda_{Д}$ ) составляющие:

$$\Sigma \lambda = \lambda_{\Pi} + \lambda_{Л} + \lambda_{Д} .$$

Так, для обмоток  $\alpha s$ ,  $\beta s$  первичного элемента они могут быть рассчитаны с учетом выбранной конфигурации паза и вида обмотки по формулам:

$$L_{\sigma\alpha s} = \frac{1}{\omega^2} A_5 \cdot \frac{1}{D^2 l_{\delta}} \Sigma \lambda_1 ;$$

$$L_{\sigma\beta s} = \frac{1}{(\omega + \Omega)^2} A_5 \cdot \frac{1}{D^2 l_{\delta}} \Sigma \lambda_2 , \quad (6)$$

где  $A_5$  – коэффициент пропорциональности, который рассчитывается по следующему выражению:  $A_5 = 6.2 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{p}{q} \left( \frac{k_E U_1}{k_B k_{\text{об1}} B_{\delta}} \right)^2$ ;  $\Sigma \lambda_1$ ,  $\Sigma \lambda_2$  – коэффициенты

магнитной проводимости обмоток статора и ротора, учитывающие: пазовую, лобовую и дифференциальную составляющие, которые в свою очередь определяем по следующим формулам:

$$\lambda_{Л} = A_6 \cdot \frac{D}{l_{\delta}} + A_7 \cdot \frac{1}{l_{\delta}} \text{ – лобовая составляющая,}$$

$$\lambda_{Д} = A_8 \cdot \frac{(D - A_{10})[(D - 2\delta) - A_{11}]}{(D - 2\delta)} \cdot q_{\text{эф}}^2 + A_9 \cdot \frac{(D - A_{10})[(D - 2\delta) - A_{11}]}{D(D - 2\delta)} \text{ –}$$

дифференцирующая составляющая,

$$\text{где } A_6 = \frac{q\beta}{p} (0,534k_{\text{л1}} - 0,341), \quad A_7 = q \left[ 0,534 \frac{k_{\text{л1}}\beta h_{\text{л1}}}{p} + 0,341(2B + h_{\text{л1}}) \right],$$

$$A_8 = 0.00575 \frac{1}{Z_1 \delta}, \quad A_9 = \frac{0.261}{Z_1 \delta} [2 - (k_{\text{об1}})^2 (1 + \Delta Z_1)], \quad A_{10} = \frac{\gamma_1 \delta Z_1}{\pi}, \quad A_{11} = \frac{\gamma_2 \delta Z_2}{\pi}$$

коэффициенты взаимосвязи лобового и дифференцирующего рассеяния.

Здесь  $\beta$ ,  $k_{\text{л1}}$ ,  $h_{\text{л1}}$ ,  $B$ ,  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $\Delta Z$ ,  $\gamma_1$ ,  $\gamma_2$  – соответственно коэффициент укорочения шага обмотки и коэффициент, определяемый числом пар полюсов машины и наличием изоляции в лобовых частях; высота паза статора; длина вылета лобовых частей; число пазов статора и ротора; коэффициенты, зависящие от соотношения ширины шлица, величины зубцового деления и воздушного зазора.

Пазовая магнитная проводимость определяется исходя из выбранной конфигурации паза. Так, для трапецеидального паза она может быть рассчитана, согласно [2], как:

$$\lambda_{\Pi} = \frac{1}{\omega} \left( A_{12} \cdot \frac{q_{\phi}}{D^3 l_{\delta}} + A_{13} \cdot \frac{1}{D^2 l_{\delta}} \right),$$

где коэффициенты взаимосвязи для пазового рассеяния рассчитываются по выражениям:

$$A_{12} = \frac{0,4mak_E p U_1 Z_1}{c_1 k_{\Pi} k_B k_{\sigma\beta 1} B_{\delta} (1 - 1/\xi k_{cm})} \cdot \left( \frac{c_1}{3c_5} k_{\beta} + \frac{c_2}{c_5} k'_{\beta} + \frac{3c_3}{c_6} k'_{\beta} \right);$$

$$A_{13} = \frac{0,4mak_E p U_1 k'_{\beta}}{c_1 k_{\Pi} k_B k_{\sigma\beta 1} B_{\delta} (1 - 1/\xi k_{cm}) c_7},$$

где  $c_1 \div c_7$ ,  $k_{\Pi}$  – коэффициенты пропорциональности, заполнения паза изолированными проводами,  $\xi$  – отношение индукции в зубцах и воздушном зазоре.

Для вторичного элемента индуктивности рассеяния обмоток  $\alpha r$ ,  $\beta r$  определяются аналогично, путем соответствующей замены параметров статора на роторные с учетом коэффициента приведения  $k_1$ .

Полную взаимоиндуктивность колебательного электродвигателя можно рассчитать по следующему выражению:

$$L_m = \frac{x_m}{\omega},$$

где  $x_m$  – сопротивление взаимной индукции обмоток статора и ротора определяем по методике [2]:

$$x_m = \frac{1}{\omega^2} \cdot \frac{k_m}{D l_{\delta}}, \quad (7)$$

где  $k_m$  – коэффициент, учитывающий особенности электрической машины, который находим следующим образом:

$$k_m = \frac{2,5mk_{\sigma\beta 1} K_1^2}{10^8 \delta k_{\mu} p^2},$$

где  $k_{\mu}$  – коэффициент насыщения магнитной цепи,  $m$  число фаз электрической машины.

Полные индуктивности обмоток статора и ротора (выражения 2.4, 2.5) по осям  $\alpha$  и  $\beta$  запишутся как:

$$L_{\alpha s} = L_{\sigma\alpha s} + L_m; L_{\beta s} = L_{\sigma\beta s} + L_m; L_{\alpha r} = L_{\sigma\alpha r} + L_m; L_{\beta r} = L_{\sigma\beta r} + L_m; \quad (8)$$

Расчёт параметров электрической машины можно свести к алгоритму, представленному на рис. 1. Алгоритм расчёта включает в себя следующие блоки: ввод данных и ограничений; определение диапазона переменных; расчёт коэффициентов; расчёт активных сопротивлений фаз обмоток статора и ротора ЭМ; определение конфигураций пазов и расчёт проводимостей

рассеяния; определение полных индуктивностей рассеяния фаз обмоток статора и ротора; анализ и вывод результатов.

Исходными данными для расчёта являются начальные значения геометрических параметров ЭМ: внутренний диаметр расточки статора ( $D$ ), длина магнитопровода ( $l_\delta$ ), сечение эффективных проводников фаз обмоток статора ( $q_{\text{эф1}}$ ) и ротора ( $q_{\text{эф2}}$ ).

Полученные выражения позволяют оценить влияние частоты колебаний подвижного элемента двигателя  $\Omega$  и его геометрических размеров на электрические параметры электромеханического преобразователя энергии при фазовом способе возбуждения колебательного режима работы.

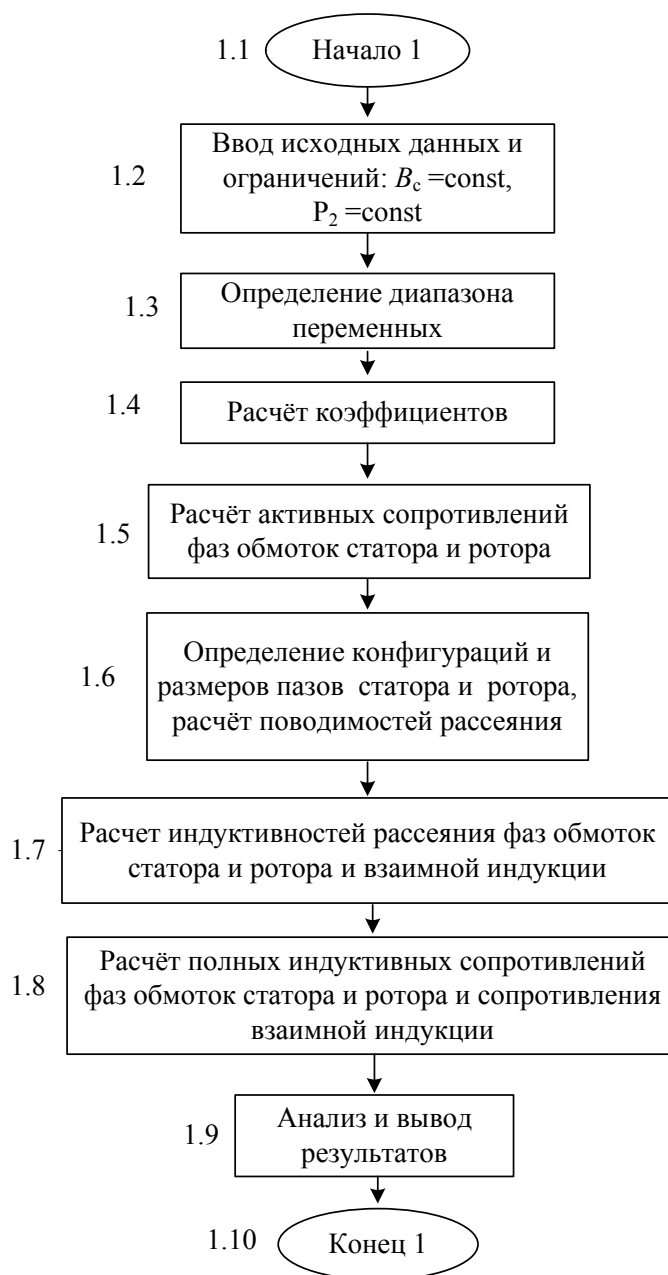


Рис. 1. Алгоритм расчёта параметров электрической машины в зависимости от её геометрии

Так, на рис. 2 представлены области изменения активного сопротивления обмотки статора и полной ее индуктивности по оси  $\alpha$  при варьировании размерами МДП. Численные расчеты проведены для двигателя с фазным ротором типа МТН–011–6У, имеющего следующие номинальные параметры:  $R_s=4,5$  [Ом];  $R_r=7,41$  [Ом];  $x_s=4,11$  [Ом];  $x_r=3,778$  [Ом];  $x_m=5,3$  [Ом];  $L_s=0,00131$  [Гн];  $L_r=0,0012$  [Гн],  $L_m=0,0085$  [Гн].

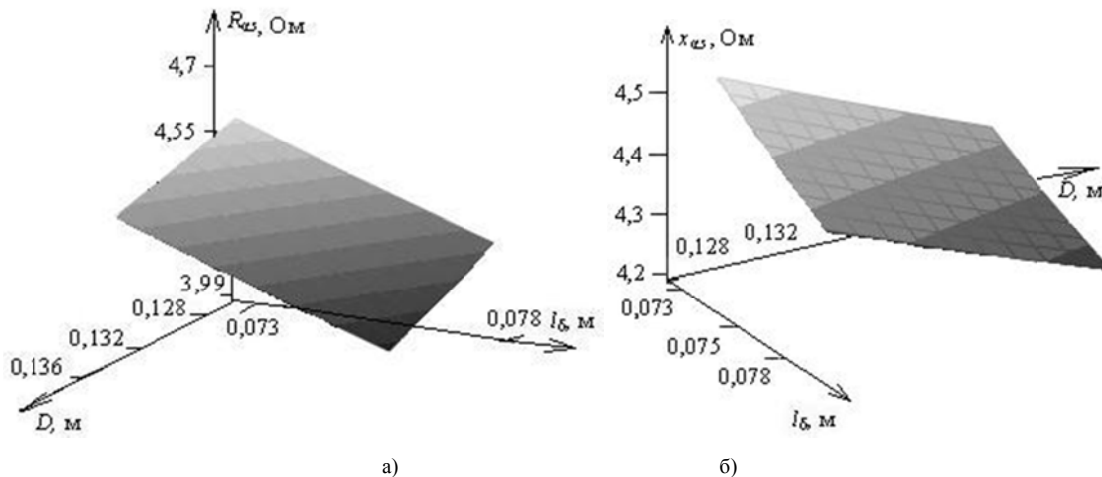


Рис. 2. Области изменения: а) активного сопротивления статора по оси  $\alpha$ ; б) полного индуктивного сопротивления статора по оси  $\alpha$ : при  $l_\delta = \text{var}$ ,  $D = \text{var}$ ,  $q_{\text{эф1}} = \text{const}$ ,  $q_{\text{эф2}} = \text{const}$ ,  $\Omega=31,4$  [рад/сек]

Проанализировав, полученные графики (рис. 2) можно прийти к выводу, что при изменении длины магнитопровода  $l_\delta$  от 0,073 до 0,079 [м] и внутреннего диаметра статора  $D$  от 0,128 до 0,136 [м] активное сопротивление статора по оси  $\alpha$  ( $R_{\alpha s}$ ) уменьшается практически по линейному закону (не имея точек экстремума) от значения 33 до 3,99 [Ом], что составляет 12%.

Аналогично изменяется активное сопротивление статора по оси  $\beta$ , и активные сопротивления ротора по осям  $\alpha$  и  $\beta$ . Они также имеют тенденцию к уменьшению своих значений при возрастании варьируемых параметров, однако отклонение их от базового значения составляет всего 2,5%. Полные индуктивные сопротивления статора и ротора, напротив, увеличиваются в среднем на 2%.

Согласно рис. 3 наибольшее влияние на параметры МДП, работающей в колебательном режиме работы, оказывают изменение величин сечений эффективных проводников фаз обмоток статора и ротора.

При варьировании их значений в пределах:  $q_{\text{эф1}}$  от  $1,1 \cdot 10^{-6}$  до  $1,7 \cdot 10^{-6}$  [м<sup>2</sup>],  $q_{\text{эф2}}$   $5,8 \cdot 10^{-7}$  до  $6,6 \cdot 10^{-7}$  [м<sup>2</sup>] активное сопротивление обмотки статора по оси  $\alpha$  ( $R_{\alpha s}$ ) изменялось в пределах от 4,56 до 3,8 [Ом], что составило 20%. Аналогично уменьшается и активное сопротивление статора по оси  $\beta$  ( $R_{\beta s}$ ). В этом случае также наблюдается уменьшение активных сопротивлений ротора по осям  $\alpha$  и  $\beta$  на 3% и 4% соответственно. Полные индуктивные



сопротивления обмоток статора  $x_s$  и ротора  $x_r$  увеличиваются на 12% и 26,0% соответственно. Они так же не имеют точек экстремума.

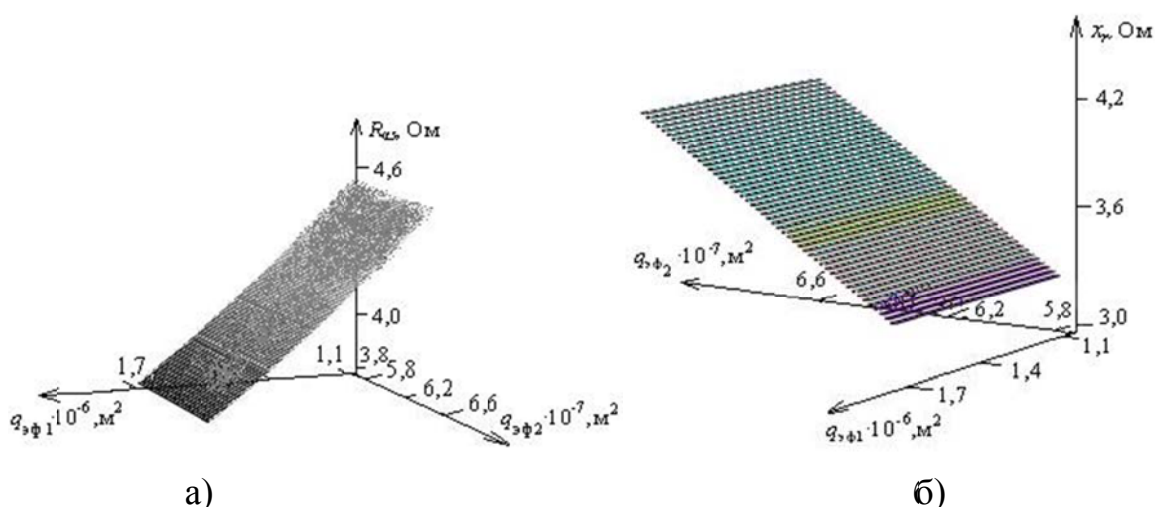


Рис. 3. Области изменения: а) активного сопротивления статора по оси  $\alpha$ ; б) полного индуктивного сопротивления статора: при  $q_{\Phi 1} = \text{var}$ ,  $q_{\Phi 2} = \text{var}$ ,  $l_{\delta} = \text{const}$ ,  $D = \text{const}$ ,  $\Omega = 31,4$  [рад/сек]

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Аристов А.В., Паук Л.А. Взаимосвязь динамических показателей электропривода колебательного движения с геометрическими параметрами МДП при фазовой модуляции // Электромеханика, электротехнические комплексы и системы, 2010. – С. 116–121.
2. Загорский А. Е., Управление переходными процессами в электрических машинах переменного тока. / А.Е. Загорский, Ю.Г. Шакарян. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 176 с.
3. Иоханнабер Ф. Литьевые машины. Справочное руководство 4-е. изд. Перевод с английского под общ. ред. д-ра. т. н., проф. Э. Л. Калиничева – Спб.: ЦОП «Профессия», 2010. – 432 с.
4. Луковников В. И. Электромашинный безредукторный колебательный электропривод. – Электротехническая промышленность. Электропривод, 1980, вып. 8 (88). – С. 14–18.

### МИКРОГЭС С АВТОБАЛАНСНЫМ ВЫРАВНИВАНИЕМ НАГРУЗКИ

*Ю.Н. Дементьев\**, *А.Д. Суровец\**, *Р.В. Кузьмин\*\**, *В.И. Суздорф\*\**

\* – Национальный исследовательский Томский политехнический университет, Россия, Томск

\*\* – Комсомольский-на-Амуре государственный технический университет, Россия, Хабаровский край, Комсомольск-на-Амуре

Энергетические установки, требующие питания от источника стабильной частоты и напряжения переменного тока ставят специфичную задачу

реализации в системе с микроГЭС, для которой характерны изменения энергии воды и, особенно, нагрузки. Кроме того, нагрузка зачастую соизмеримой мощности.

Сказанное приводит к тому, что в практике обычно для стабилизации выходных параметров источника используют балластную нагрузку, которая образует параллельную цепь «полезной» и выравнивает суммарную нагрузку микроГЭС [1, 2]. Балластное активное сопротивление включают через тиристорный регулятор (рис. 1.) [3].

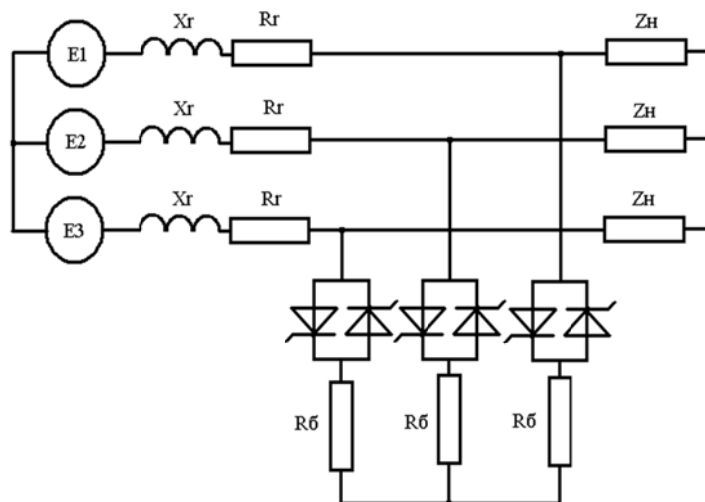


Рис. 1. МикроГЭС с автобалластной нагрузкой

Таким образом, для выравнивания эквивалентной общей нагрузки важно определить зависимости амплитуд и фаз первой гармоники тока цепи балластного сопротивления от угла регулирования. Для исследования рассматриваемой системы перейдем к эквивалентной, где нагрузка представляет собой совокупность гармоник напряжения и тока генератора. Преобразователь – тиристорный с естественной коммутацией вентилей.

Фазовые параметры тока через балластное сопротивление зависят от угла управления. С целью выделения первой гармоники и определения фазового сдвига относительно напряжения можно использовать разложение функции  $I_{\theta}(\alpha)$  в ряд Фурье. Функция удовлетворяет условию  $i_{\theta}(\omega t) = -i_{\theta}(\omega t + \pi)$ , следовательно она содержит только нечетные гармоники и ее можно представить в виде известного гармонического рядам:

$$I_{\theta}(\omega t) = \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(\omega t) + \sum_{k=1}^{\infty} B_k \sin(\omega t)$$

С ростом угла регулирования происходит уменьшение величины первой гармоники балластного тока и увеличение отставания его от фазного напряжения генератора. Указанный факт говорит о том, что эквивалентная балластная нагрузка генератора является активно-индуктивным сопротивлением  $Z_{\theta}$ , величина и характер которого определяются углом  $\alpha$ . На рис. 2 приведены найденные зависимости сопротивления эквивалентной

нагрузки от угла регулирования  $\alpha$ . Расчетные формулы (1) получены методом наименьших квадратов.

Функциональные зависимости суммарной нагрузки генератора для первых гармонических составляющих токов приведены на рис. 3.

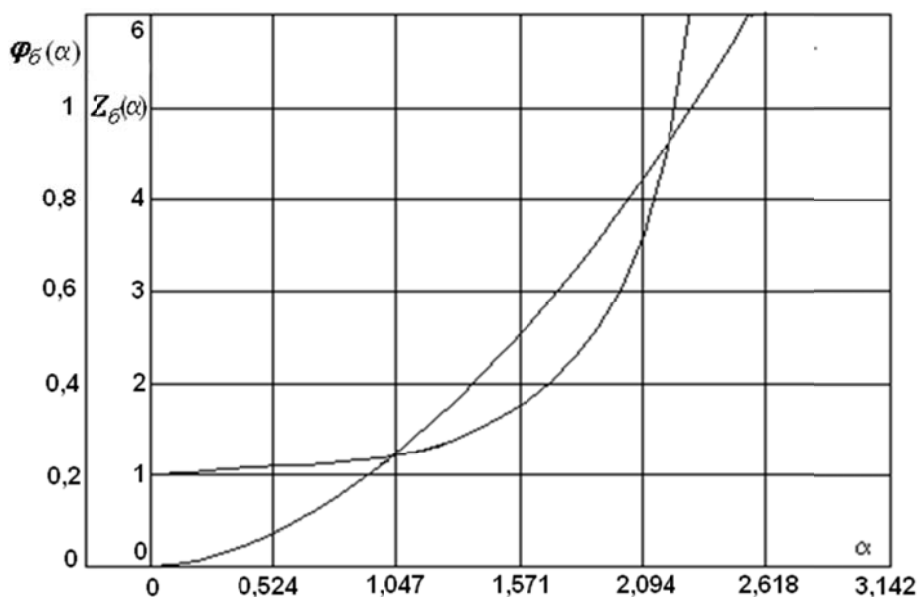


Рис. 2. Зависимость эквивалентной балластной нагрузки и угла сдвига  $\varphi_\delta$  от  $\alpha$

$$\begin{aligned} Z_\delta &= \frac{1}{1.443 - 0.556 \alpha}, \\ \varphi_\delta &= 0.228 \alpha^{1.77} \end{aligned} \quad (1)$$

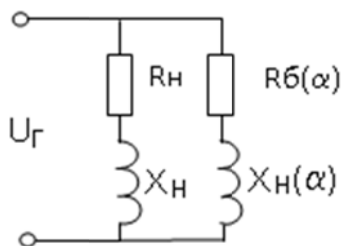


Рис. 3. Схема эквивалентной нагрузки синхронного генератора

Параметры результирующей нагрузки определяются как [4]:

$$\left. \begin{aligned} x_\delta &= \frac{x_H}{\Delta} [r_B^2(\alpha) + x_B^2(\alpha)] + \frac{x_B(\alpha)}{\Delta} [r_H^2 + x_H^2]; \\ r_\delta &= \frac{r_H}{\Delta} [r_B^2(\alpha) + x_B^2(\alpha)] + \frac{r_B^2(\alpha)}{\Delta} [r_H^2 + x_H^2]; \\ \Delta &= [r_B(\alpha) + r_H]^2 + [x_B(\alpha) + x_H]^2; \\ \varphi_\delta &= \arctg \frac{x_\delta}{r_\delta} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Результаты численного эксперимента с учетом формул (2), для определения величины и характера эквивалентной нагрузки, приведены на рис 4. Расчеты проведены для двух типичных случаев управления величиной балластной нагрузки: стабилизация активного  $r_9$ , а также полного  $Z_9$  эквивалентного сопротивления генератора.

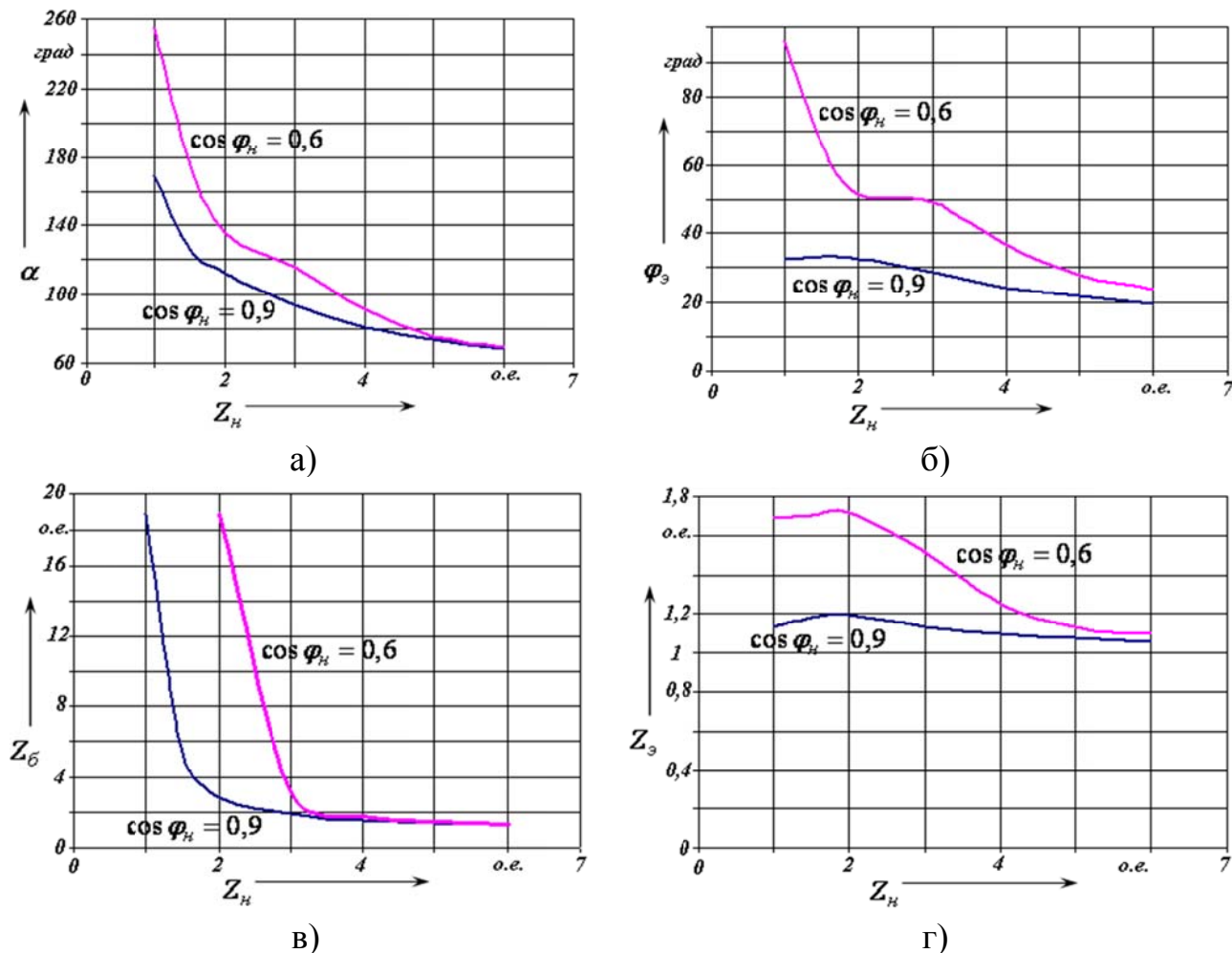


Рис. 4. Зависимости эквивалентной нагрузки синхронного генератора при  $R_9 = 1$

- зависимость характера эквивалентной нагрузки от полезной нагрузки,
- зависимость угла управления тиристорами регулятора от полезной нагрузки
- зависимость балластной нагрузки от полезной нагрузки
- зависимость эквивалентной нагрузки от полезной нагрузки

Графики на рис. 4 (а-г) показывают найденные зависимости при регулировании балласта по величине активного тока нагрузки.

Анализ полученных зависимостей позволяет сделать вывод об инвариантности (при пренебрежении погрешностью аппроксимации в 5%) угла регулирования преобразователя, характера эквивалентной и балластной нагрузок при изменении полезной нагрузки. По этой причине нет необходимости в проведении исследований во всем диапазоне изменения полезной нагрузки.

Проведенные исследования показывают, что полностью стабилизировать частоту и выходное напряжение генератора за счет управления автобалластной нагрузкой в как правило невозможно. Условием такой стабилизации является подбор величин и характера автобалластной нагрузки таким образом, чтобы при любом изменении полезной нагрузки эквивалентная нагрузка генератора оставалась постоянной по величине и характеру [5]. Регулятор автобалластной нагрузки в этом случае должен формировать достаточно сложный закон управления при стохастическом законе изменения параметров полезной нагрузки:

$$x_{\varphi} = \frac{x_n}{\Delta} [r_{\delta}^2(\alpha) + x_{\delta}^2(\alpha)] + \frac{x_{\delta}(\alpha)}{\Delta} [r_n^2 + x_n^2] = const;$$

$$r_{\varphi} = \frac{r_n}{\Delta} [r_{\delta}^2(\alpha) + x_{\delta}^2(\alpha)] + \frac{r_{\delta}^2(\alpha)}{\Delta} [r_n^2 + x_n^2] = const.$$

Практическая реализация системы стабилизации выходных параметров генератора микроГЭС возможна при невысоких требованиях к их стабильности, либо диапазону изменения нагрузки. Некоторым выходом является построение систем регулирования с автобалластной нагрузкой, настроенные на один из выходных параметров – частоту, либо напряжение.

В работе авторами предложена конструкция индукторного генератора микроГЭС, в котором выходное напряжение индукторного генератора легко регулировать по цепи возбуждения, поэтому с помощью автобалласта целесообразно стабилизировать частоту вращения гидротурбины и, соответственно, частоту напряжения. Точность стабилизации выходных параметров при этом может быть значительно повышена.

*Работа выполнена в рамках Госзадания «Наука», проект №3852.*

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кузьмин В.М., Суздорф В.И. Математическая модель автономного источника с электромашинным формированием кривой выходного напряжения//Ученые записки Комсомольского-на-Амуре государственного технического университета. 2011. Т. 1. № 5. С. 23-28.
2. Суздорф В.И. Моделирование источников напряжения для систем автономного питания// Образование наука: состояние и перспективы развития// Сб. науч. Тр. По материалам НТК 31 июля 2014 г.: в 6 частях. Ч.3. Тамбов: ООО «Консалтинговая компания Юком», 2014.- С.128-130.
3. Dementiev Y.N., Susdorf V.I. Optimal structure synthesis for a speedy single-phase electric drive// Technika – Periodika, #11, 1991, p. 131, Budapest, Hungary.
4. Meshkov A. S., Susdorf V.I., Dementyev Y.N., Kaftasyev D.A. Energy efficiency improvement of medical electric tools and devices// The 2<sup>nd</sup> International Youth Forum “Smart Grids”, MATEC Web of Conferences, Volume 19, 2014.
5. Мешков А.С., Суздорф В.И. Инновационные исследования и разработки в рамках международного сотрудничества//Ученые записки Ученые

## ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК И ПАРАМЕТРОВ СИНХРОННЫХ ГИБРИДНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ МЕТОДАМИ ТЕОРИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ

*Е.Е. Суворкова, Ю.Н. Дементьев, Л.К. Бурулько, Д.А. Кафтасьев*  
Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск.

### Введение

Совершенствование функциональных возможностей современных и конкурентоспособных электродвигателей невозможно без изменения их конструктивного исполнения. Это подтверждается тем, что в последнее время появляется большое количество различного вида, так называемых электрических двигателей нетрадиционных конструкций [1]. К числу таких двигателей можно отнести синхронный гибридный двигатель (СГД). Особенностью (СГД) является сочетание в единой конструкции положительных свойств синхронной реактивной машины (СРМ) и синхронной машины с постоянными магнитами (СМПМ) [2, 7].

Конструкция статора СГД разработана на основе серийных асинхронных двигателей. Ротор СГД в аксиальном направлении состоит из двух частей, а именно: синхронная реактивная часть составляет 70% общей длины, а магнитоэлектрическая часть 30%, энергия постоянных магнитов которой используется для повышения энергетических и эксплуатационных характеристик. При таком конструктивном исполнении ротора СГД основной магнитный поток формируется со стороны статора, как для синхронной реактивной части ротора, так и для магнитоэлектрической части (МЭЧ). При этом в МЭЧ за счет встроенных магнитов он усиливается и появляется возможность для формирования пускового момента [8].

Появление механического взаимодействия магнитного поля в рассматриваемом конструктивном исполнении СГД связано:

- с магнитной несимметрией ротора, характерной для обеих частей;
- с влиянием на магнитное поле двигателя смещенного в пространстве магнитного потока встроенных магнитов, расположенных на роторе.

Целью данной статьи является выявление связи интегральных характеристик и параметров СГД с его магнитным полем. В результате, используя расчеты магнитного поля, получены базовые выражения для вычисления основных параметров СГД и его интегральной характеристики.

## Общая задача расчета магнитного поля

Электромагнитные процессы преобразования энергии в электрических машинах (ЭМ), вне зависимости от их конструктивного исполнения, осуществляются через магнитное поле. Поэтому непосредственное использование результатов расчета магнитного поля ЭМ является наиболее перспективным при ее проектировании.

В настоящее время проектирование любой ЭМ осуществляется с помощью компьютерной вычислительной техники, а определение параметров и процессов в ней применением численных методов расчета электромагнитных полей.

В численных методах расчета магнитных полей эффективно используются методы конечных разностей (МКР) и конечных элементов (МКЭ). Метод конечных элементов, как метод моделирования, достаточно хорошо известен, поэтому для него разработаны соответствующие прикладные программные пакеты, в частности ELCUT [3].

Для расчета магнитных полей в синхронном гибридном двигателе авторами предложены двухмерные модели в прямоугольной системе координат. Для этого отдельно рассмотрены поперечные сечения в синхронной реактивной и магнитоэлектрической частях ЭМ.

В общем случае стационарное магнитное поле в поперечном сечении ЭМ описывается дифференциальным уравнением [4]

$$\operatorname{rot}[(\nu \cdot \operatorname{rot}(\vec{k} \cdot A_z))] = \vec{k} \cdot J_z, \quad (1)$$

где  $A_z$ ,  $J_z$  – аксиальные составляющие векторного магнитного потенциала (ВМП) и плотности тока;  $\nu$  – удельное магнитное сопротивление (УМС);  $\vec{k}$  – орт.

В прямоугольной системе координат при отсутствии вихревых токов в синхронной реактивной части СГД уравнение (1) можно записать следующим образом [5]

$$\frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{\mu_y} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \frac{1}{\mu_x} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = -\delta_z, \quad (2)$$

Мгновенная реальная картина плоскопараллельного магнитного поля МЭЧ описывается уравнением вида

$$\frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{\mu_y} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \frac{1}{\mu_x} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = -\delta_z + \left( \frac{\partial H_{cy}}{\partial x} - \frac{\partial H_{cx}}{\partial y} \right), \quad (3)$$

где  $\mu_x, \mu_y$  – составляющие магнитной проницаемости по осям  $x, y$ ;  $H_{cy}, H_{cx}$  – составляющие коэрцитивной силы встроенного магнита  $H_c$ .

При расчете магнитных полей в СГД методом конечных элементов был использован прикладной программный пакет ELCUT. Области расчета магнитных полей как в СРЧ, так и в МЭЧ охватывали полностью поперечные сечения этих частей СГД. Полученные в результате расчета картины распределения силовых линий магнитных полей представлены на рис 1.

На рис. 1 *а*, 1 *б* соответственно представлено распределение силовых линий магнитного поля в синхронной реактивной части двигателя и в магнитоэлектрической части двигателя с радиальным расположением встроенных магнитов.

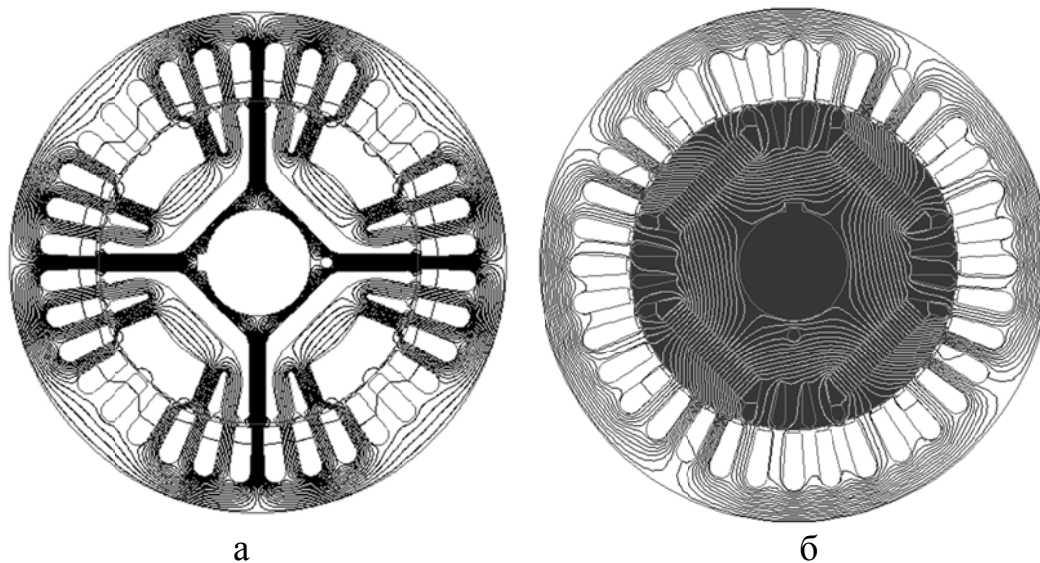


Рис. 1. Распределение силовых линий магнитного поля в четырехполюсном синхронном гибридном двигателе

### **Общий подход к расчету электромагнитных параметров СГД по результатам расчета магнитных полей**

Одной из базовых величин, по которой принято анализировать магнитное поле, является магнитная индукция, вычисляемая по распределению векторного магнитного потенциала (ВМП) на основе общего выражения [5]

$$\vec{B} = \text{rot}(\vec{A}). \quad (4)$$

В общем случае магнитный поток через поверхность, ограниченную контуром  $l$ , определяется по выражению

$$\Phi = \oint \vec{A} \cdot d\vec{l}. \quad (5)$$

При двухмерной структуре поля магнитный поток можно определить по выражению

$$\Phi = (A_{z1} - A_{z2}) \cdot l_a, \quad (6)$$

где  $A_{z1}$  и  $A_{z2}$  – значения ВМП в точках 1 и 2 плоскости расчета, через которые проходят боковые стороны контура,  $l_a$  – активная длина рассчитываемой части СГД.

Учитывая конструктивные особенности ротора СГД и наличие в МЭЧ встроенного магнита, ось полюсов которого сдвинута на угол  $\lambda$  относительно полюсов СРЧ, полный магнитный поток вдоль расточки статор имеет две составляющие [6, 7]

$$\Phi = \Phi_{\text{ср}} + \Phi_{\text{мэ}}, \quad (7)$$



где  $\Phi_{\text{ср}}$  – составляющая магнитного потока в синхронной реактивной части двигателя,  $\Phi_{\text{мэ}}$  – составляющая магнитного потока в магнитоэлектрической части.

При равномерно распределенной плотности тока, принимаемой при расчетах магнитных полей в электрических машинах, потокосцепления в поперечных сечениях СРЧ и МЭЧ на один усредненный виток обмотки статора определяются по следующему выражению [4]

$$\Psi_e = \left( \frac{1}{S_1} \int_{S_1} A_z ds - \frac{1}{S_2} \int_{S_2} A_z ds \right), \quad (8)$$

где  $S_1$  и  $S_2$  – площади поперечного сечения в выбранных точках расчета.

Полученные потокосцепления являются единичными, т.е. приходятся на один усредненный виток катушки и единицу аксиальной длины. Для всей катушки статора СГД с учетом всех ее витков и активной длины полное потокосцепление можно представить в виде:

$$\Psi = \Psi_{\text{ср}} + \Psi_{\text{мэ}} = W \Psi_e l_{\text{ср}} + W \Psi_e l_{\text{мэ}}, \quad (9)$$

где  $\Psi_{\text{ср}}$  и  $\Psi_{\text{мэ}}$  – составляющие потокосцеплений синхронной реактивной и магнитоэлектрической части СГД;  $l_{\text{ср}}$  и  $l_{\text{эм}}$  – активные длины СРЧ и МЭЧ синхронного гибридного двигателя;  $W$  – число витков обмотки статора.

Вводя допущения о линейности характеристики намагничивания магнитной цепи, величина индуктивности катушки может быть определена, как коэффициент пропорциональности между током и потокосцеплением [1,4,5,7]

$$L = \Psi / I. \quad (10)$$

Тогда индуктивное сопротивление при частоте  $f$  и угловой частоте  $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$  можно вычислить следующим образом:

$$X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L = \omega \cdot L. \quad (11)$$

Величины  $\Psi, L, X_L$  – могут оказаться собственными или взаимными в зависимости от того, что является источником векторного магнитного потенциала  $A_z$ . В зависимости от постановки полевой задачи, по результатам расчета магнитного поля, можно определить индуктивные параметры СГД.

### **Определение индуктивных параметров СГД**

К числу индуктивных параметров СГД, которые определяют его поведение и протекающие в нем процессы, относятся [2, 6, 7]:

- синхронные индуктивные сопротивления  $x_d$  и  $x_q$  по осям  $d$  и  $q$  для синхронной реактивной части СГД;
- синхронные индуктивные сопротивления  $x_{d1}$  и  $x_{q1}$  по осям  $d$  и  $q$  для магнитоэлектрической части СГД;
- эквивалентные индуктивные сопротивления, учитывающие электромагнитную связь между синхронной реактивной и магнитоэлектрической частями ротора синхронного гибридного двигателя.

Для упрощения анализа процессов электромагнитного преобразования энергии полное потокосцепление каждой из обмоток электрической машины представляют в виде суммы двух составляющих – главного потокосцепления и потокосцепления рассеяния:

$$\Psi_i = \Psi_{im} + \Psi_{i\sigma}. \quad (12)$$

Тогда синхронные индуктивные сопротивления по осям  $d$  и  $q$  для СРЧ и МЭЧ синхронного гибридного двигателя можно представить в виде:

$$\begin{cases} x_d = x_{ad} + x_s; \\ x_q = x_{aq} + x_s, \end{cases} \quad (13)$$

$$\begin{cases} x_{d1} = x_{ad1} + x_s; \\ x_{q1} = x_{aq1} + x_s; \end{cases} \quad (14)$$

где  $x_{ad}$  и  $x_{aq}$  – сопротивления взаимоиндукции обмотки статора по осям  $d$  и  $q$  для синхронной реактивной части СГД;  $x_s$  – сопротивление рассеяния обмотки статора;  $x_{ad1}$  и  $x_{aq1}$  – сопротивления взаимоиндукции обмотки статора по осям  $d$  и  $q$  для магнитоэлектрической части СГД.

Зная сопротивления взаимоиндукции СРЧ и МЭЧ  $x_d, x_q, x_{d1}, x_{q1}$ , эквивалентные индуктивные сопротивления СГД определяются по следующим выражениям [2]:

$$\begin{cases} x_{d\vartheta} = 1 + \frac{x_{d1}}{x_d} \cos^2 \lambda + \frac{x_{q1}}{x_d} \sin^2 \lambda; \\ x_{q\vartheta} = \frac{x_q}{x_d} + \frac{x_{q1}}{x_d} \cos^2 \lambda + \frac{x_{d1}}{x_d} \sin^2 \lambda; \\ x_\vartheta = \frac{x_{d1} - x_{q1}}{x_d} \sin \lambda \cos \lambda, \end{cases} \quad (15)$$

где  $x_{d\vartheta}$  – эквивалентное синхронное индуктивное сопротивление по оси  $d$  СГД;

$x_{q\vartheta}$  – эквивалентное синхронное индуктивное сопротивление по оси  $q$  СГД;

$x_\vartheta$  – эквивалентное индуктивное сопротивление взаимоиндукции СГД;

$\lambda$  – угол сдвига полюсов магнитоэлектрической части ротора относительно полюсов СРЧ.

Анализ уравнений (13-15) показывает, что для определения параметров синхронных гибридных двигателей методами теории электромагнитного поля необходимо знание индуктивного сопротивления рассеяния обмотки статора и сопротивления взаимоиндукции обмотки статора по осям  $d$  и  $q$  для синхронной реактивной и магнитоэлектрической части СГД.

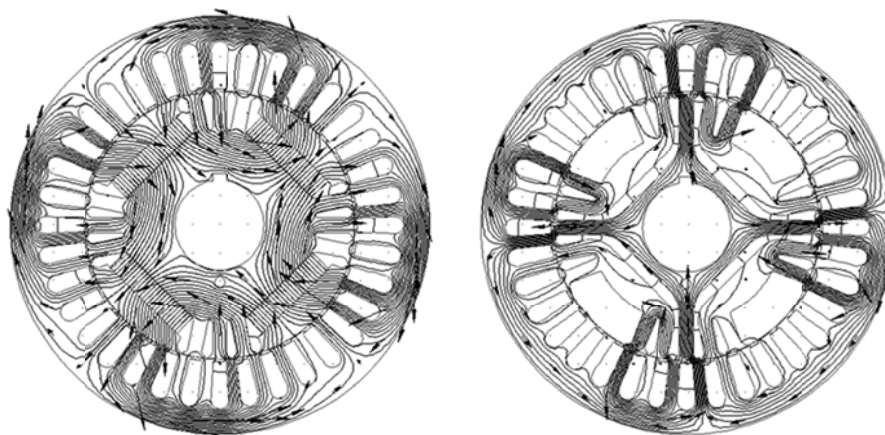
Определение этих параметров осуществляется с помощью расчетных моделей для моделирования магнитных полей обмотки статора при удаленном

роторе из расточки статора СГД, и для моделирования полей в СРЧ и МЭЧ синхронного гибридного двигателя по осям  $d$  и  $q$ .

Индуктивность фазы обмотки статора СГД определяется через векторный магнитный потенциал при удаленном роторе из расточки статора [4]

$$L_{m,n} = \frac{W_m l_a}{I_n} \left( \frac{1}{S_{m1}} \cdot \int_{S_{m1}} A_{zn} \cdot ds - \frac{1}{S_{m2}} \cdot \int_{S_{m2}} A_{zn} \cdot ds \right) \quad (16)$$

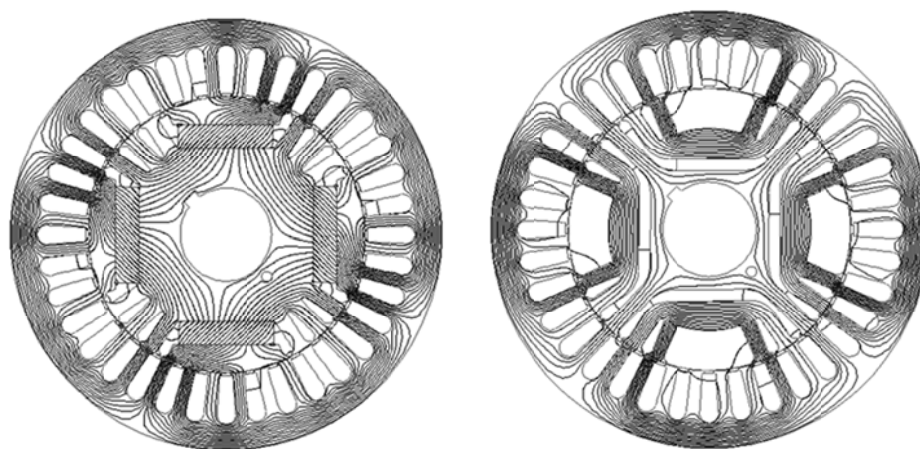
где  $A_{zn}$  – векторный магнитный потенциал поля, возбужденного током  $I_n$  фазы  $n$ ,  $S_{m1}$  и  $S_{m2}$  – площади поперечного сечения сторон фазы  $m$ ,  $W_m$  – число витков фазы. Если  $n$  и  $m$  различны, то получаем коэффициент взаимной индуктивности между фазами обмотки статора СГД, если равны, то коэффициент собственной индуктивности данной фазы. Индуктивность рассеяния  $L_\sigma$  определяется через энергию магнитного поля фазы [6, 7]. При определении главных индуктивных сопротивлений по осям  $d$  и  $q$  были использованы результаты моделирования магнитных полей в СРЧ и МЭЧ синхронного гибридного двигателя, представленные на рис. 2 и рис 3.



а) б)

Рис. 2. Распределение силовых линий магнитного поля по продольной оси  $d$ :

а) МЭЧ СГД, б) СРЧ СГД



а) б)

Рис. 3. Распределение силовых линий магнитного поля по поперечной оси  $q$ :

а) МЭЧ СГД, б) СРЧ СГД

Величина главной индуктивности по осям  $d$  и  $q$  для МЭЧ и СРЧ СГД определяется по выражению (10) с использованием соответствующих значений потокосцеплений, полученных из анализа картин распределения силовых линий магнитного поля, а индуктивные сопротивления по выражению (11).

Таким образом, если пренебречь активным сопротивлением обмотки статора и зная индуктивные параметры синхронного гибридного двигателя его электромагнитный момент можно рассчитать по следующему выражению:

$$M = \frac{m \cdot U \cdot E_0}{\omega_1 \cdot x_{d1}} \cdot \sin \theta + \frac{m \cdot U^2}{2 \cdot \omega_1} \cdot \left( \frac{1}{x_{d1}} - \frac{1}{x_{q1}} \right) \cdot \sin 2\theta + \frac{U^2}{2 \cdot x_d} \cdot \left( \frac{x_d}{x_q} - 1 \right) \cos 2\theta, \quad (17)$$

где  $m$  – число фаз,  $U$  – напряжение сети,  $E_0$  – ЭДС, наводимая в обмотке статора встроенным постоянным магнитом.

Исходя из вышеприведенного установлено, что использование результатов расчета магнитного поля позволяет определить основные параметры СГД и рассчитать электромагнитный момент, являющийся интегральной угловой характеристикой СГД.

*Работа выполнена в рамках Госзадания «Наука», проект №3852*

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Суханов В.В. Расчет магнитных полей в электрических машинах нетрадиционной конструкции. Санкт-Петербургский Государственный Политехнический Университет. – Санкт-Петербург: Изд-во СПбГТУ, [www.elcut.ru/articles/sukhanov/motors.pdf](http://www.elcut.ru/articles/sukhanov/motors.pdf).

2. Големгрейн В. В. Динамические режимы работы синхронного гибридного двигателя. Автореферат кандидатской диссертации Томск 2002. – 20 с.

3. Дубицкий С., Поднос В. ELCUT – инженерная система моделирования физических полей. CADmaster 1, 2001. – 17–21 с.

4. Милых В.И., Данько В.Г., Полякова Н.В. Методология поверочного электромагнитного расчета сверхпереходного криотурбогенератора на основе решения полевых задач. // Электротехника і електромеханіка – 2002. – №2 – С. 47–52.

5. Суворкова (Пирогова) Е. Е. , Дементьев Ю. Н. , Бурулько Л. К. Характеристики гибридной синхронной машины // Известия Томского политехнического университета. – 2013 - Т. 322 – №. 4. – С. 170–172.

6. Данилевич Я.Б., Домбровский В.В., Казовский Е.Я. Параметры электрических машин переменного тока. – Издательство «Наука», Москва-Ленинград, 1965. – 329 с.

7. Suvorkova E. E. , Vayda I. A. , Dementjev Y. N. , Burulko L. K. Hybrid Synchronous Motor with Improved Starting Torque // 12th International Symposium "Topical problems in the field of electrical and power engineering": proceedings, Курессааре, 11-16 Июня 2012. - Kuressaare: Elektriajam, 2012. – С. 93–95.

8. Suvorkova E. E. , Burulko L. K. Hybrid synchronous motor electromagnetic torque research (Article number 01026) // MATEC Web of Conferences . – 2014. - Vol. 19. – p. 1–3.

## **АНАЛИЗ ОТКАЗОВ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ И ВЫЯВЛЕНИЕ ПРИЧИН ИХ ВОЗНИКНОВЕНИЯ**

*С.А. Смолярчук, А.Л. Федянин, О.П. Муравлев*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск

Трехфазные асинхронные двигатели (АД) являются наиболее многочисленной продукцией российского электромашиностроения. При соблюдении условий эксплуатации и обслуживания АД, можно добиться высоких показателей надежности при их использовании. В силу простоты конструкции около 95% электроприводов оснащают именно АД, которые потребляют более 60% всей производимой электроэнергии в стране и в мире.

Цель статьи – анализ отказов АД и выявление причин их возникновения в химической промышленности.

В процессе эксплуатации электродвигателей по разным причинам в них возникают неисправности, которые могут привести к простоям в работе технологического оборудования.

Для того чтобы такие перерывы как можно меньше сказывались на выполнении предприятием производственных планов, необходимо уметь быстро найти причину неисправности и устранить ее.

Необходимость в быстрейшем устранении повреждений обуславливается также и тем, что работа электродвигателя, имеющего небольшое повреждение, может привести к развитию повреждения и необходимости более сложного ремонта.

Чтобы определить объем ремонтных работ АД, необходимо выявить характер его неисправностей. Отказы АД можно условно разделить на внешние и внутренние.

К внешним отказам АД относят:

- обрыв одной или нескольких фаз, соединяющих АД с сетью, или несоблюдение схемы соединения;
- неисправности аппаратуры пуска или управления, пониженное или повышенное напряжение питающей сети;
- перегрузка АД;
- недостаточная вентиляция или ее отсутствие.

Внутренние отказы АД подразделяются на механические и электрические.

К механическим отказам АД относят:

- нарушение работы подшипников;

- деформация или поломка вала ротора;
- трещины в подшипниковых щитах или в станине.

К электрическим отказам АД относят:

- межвитковые замыкания;
- обрывы в обмотках;
- пробой изоляции на корпус;
- старение изоляции и др.;

Наиболее широко в химической промышленности используются электроприводы типа “А” с двухсторонней муфтой ограничения крутящего момента. Его предназначение – дистанционное и местное управление трубопроводной запорной арматурой.

Согласно статистическим данным, собранным на Радиохимическом заводе Сибирского химического комбината основные неисправности АД распределяются следующим образом см. рис. 1.



Рис. 1. Распределение неисправностей АД

Исходя из выше изложенного, можно выделить основные причины, приводящие к повреждениям и отказам АД.

### 1. Недостатки чертежей и научно-технической документации

К недостаткам чертежей и научно-технической документации относят: ошибки в чертежах; завышенные требования к производственному оборудованию, не совпадающие с его возможностями; несовершенство конструкции АД с точки зрения сборки, монтажа, транспортирования и ТО; недостаточная точность при обработке; неправильные допуски; ошибки при конструкторских расчетах.

### 2. Неправильный выбор материалов или их недоброкачественность

Неправильный выбор или недоброкачественность материалов (например, их большая неоднородность или наличие в них дефектов) вызывают не только появление повреждений и отказов, но и необходимость перестройки технологического процесса обработки материалов, изменения ритма работы, повышенный износ или поломку технологического оборудования.

Повреждения и отказы по указанным причинам возникают по вине, как технических служб завода-изготовителя, так и его отдела снабжения.

### 3. Недостатки технологии изготовления

К недостаткам технологии изготовления относят: изношенность оборудования, приспособлений и инструмента; несоответствие оборудования предъявленным к нему требованиям; неудовлетворительная настройка и ремонт оборудования; плохое состояние транспортных средств и тары для межцеховых перевозок, промежуточных складов и складов готовых изделий неправильный выбор режимов обработки материалов, деталей и сборочных единиц изделия, неправильное описание операций при разработке и оформлении технологической документации, ошибки рабочих и цеховых инженерно-технических работников.

### 4. Низкая квалификация рабочих и инженерно-технических работников

Низкая квалификация рабочих и инженерно-технических работников оказывает прямое влияние на появление повреждений и отказов из-за увеличения ошибок персонала на всех этапах разработки и изготовления изделий.

### 5. Поверхностный контроль качества изготовления

Поверхностный контроль качества изготовления изделий, связанный с отсутствием на заводе-изготовителе наиболее эффективных методов контроля, которые позволяют обнаружить наличие в изделиях явных и скрытых дефектов изготовления, приводит к тому, что эти дефекты перерастают в повреждения и отказы, особенно в первый, приработочный период эксплуатации.

### 6. Неправильное транспортирование и хранение готового изделия, неправильный монтаж, недостатки в эксплуатации

АД, как и любую систему, можно представить в виде последовательно связанных между собой частей (рис. 2), каждая из которых выполняет определенную функцию.

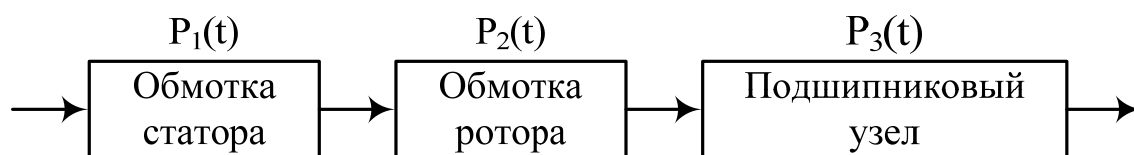


Рис. 2. Структурная схема соединения сборочных единиц асинхронного двигателя

Вероятность безотказной работы  $P(t)$  для каждого элемента системы определяется по формуле [1,3,4]:

$$P(t) = \frac{N_0 - n(t)}{N_0},$$

где  $N_0$  – исходное число работоспособных объектов;  
 $n(t)$  – число отказавших объектов за время  $t$ .

Так как части АД соединены последовательно и не имеют резервирования, используют теорию умножения вероятностей:

$$P(t) = \prod_{k=1}^n P_k(t),$$

где  $n$  – число составных частей;

$P_k(t)$  – вероятность безотказной работы  $k$ -й составной части.

Выводы:

1. На Радиохимическом заводе Сибирского химического комбината собраны следующие данные по отказам:

- Перегрузка или перегрев статора электродвигателя - 31%;
- Межвитковое замыкание - 15%;
- Повреждения подшипников - 12%;
- Повреждение обмоток статора или изоляции - 11%;
- Неравномерный воздушный зазор между статором и ротором - 9%;
- Работа электродвигателя на двух фазах - 8%;
- Прочие неисправности - 14%.

Поскольку отказы АД происходят под влиянием большого числа факторов конструктивного, производственного и эксплуатационного характера, то проблема повышения надежности должна решаться комплексно на всех стадиях жизненного цикла электрических машин.

2. Сбор и анализ эксплуатационных данных о характере и технических причинах отказов позволяют выявить наиболее аварийные сборочные единицы, детали и материалы, применяемые в АД. Необходимо учитывать полученное распределение отказов при расчетах надежности, разработать меры по обеспечению надежности.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кузнецов Н.Л. Надежность электрических машин: учеб.пособие для вузов / Н.Л. Кузнецов. – М.: Издательский дом МЭИ, 2006. – 432 с.
2. Гольдберг О.Д. Качество и надежность асинхронных двигателей . - М.: Энергоиздат, 1968. – 176 с.
3. Половко А.М., Гуров С.В. Основы теории надежности. – 2-е изд. – СПб.: БХВ-Петербург, 2006. – 704 с.: ил.
4. Котеленец Н.Ф., Кузнецов Н.Л. Испытания и надежность электрических машин: Учеб. Пособие для вузов по спец. «Электромеханика». – М.: Высш. Шк., 1988. – 232с.: ил.



## СЕКЦИЯ 2. ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ

### АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ КОМПЛЕКС УПРАВЛЕНИЯ ИСПЫТАТЕЛЬНЫМ ПРОЦЕССОМ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ АРК-900

*Ю.А. Кремзуков, А.О. Одиков*

Научно-исследовательский институт автоматики и электромеханики Томского университета систем управления и радиоэлектроники, Россия, Томск

В настоящее время, автономные системы электропитания (СЭП) космических аппаратов (КА), использующие в качестве первичных источников энергии фотоэлектрические батареи, а в качестве накопителей энергии – аккумуляторные батареи, имеют автономную аппаратуру регулирования и контроля (АРК). Аппаратура регулирования и контроля обеспечивает оптимальный способ управления системой электропитания космического аппарата. Техническим результатом является: повышение живучести космического аппарата в аварийных режимах его работы, максимальное использование запасенной емкости аккумуляторной батареи и обеспечение питанием бортового комплекса управления для прекращения или сдерживания процесса развития аварийной ситуации, а так же недопущение необратимого разряда аккумуляторной батареи в случае нарушения энергобаланса [1, 2].

АРК должен обеспечивать бесперебойную работу на всех этапах управления и контроля СЭП КА. Для выявления и исключения возможных аварийных ситуаций, необходимо провести ряд испытаний. Автоматизированный комплекс управления испытательным процессом системы электропитания (АКУ ИП СЭП) предназначен для решения следующих задач:



Рис. 1. Автоматизированный комплекс управления испытательным процессом системы электропитания

- проведения входного контроля аппаратуры регулирования и контроля (АРК-900) системы электропитания космического аппарата 191КС;
- проведения экспериментальной отработки системы электропитания космического аппарата 191КС с использованием контрольно-испытательного оборудования.

В составе:

- пульт управления;
- контрольно-испытательная станция КИС;
- системный коммутатор СК – 3 шт.;
- устройство измерения УИ;
- имитатор нагрузки ИН-27/360;
- имитатор солнечной батареи ИБС-60/60 – 2 шт.;
- имитатор аккумуляторной батареи ИАБ-30/140/45 – 6 шт.;
- имитатор переменной частотно-регулируемой нагрузки ИПЧН-27/60.

На рис. 2 представлена структурная схема автоматизированного комплекса управления испытательным процессом систем электропитания, позволяющая реализовать в полном объеме комплекс натуральных испытаний СЭП КА, включающих специализированное энергоснабжение, все виды нагрузок, измерение электрических параметров, формирование команд управления и контроль телеметрии [3–11].

АКУ ИП СЭП при проведении входного контроля АРК обеспечивает:

- проверку сообщенных и разобращенных цепей и сопротивления изоляции блоков АРК;
- управление имитатором солнечной батареи (ИБС);
- управление имитатором аккумуляторной батареи (ИАБ);

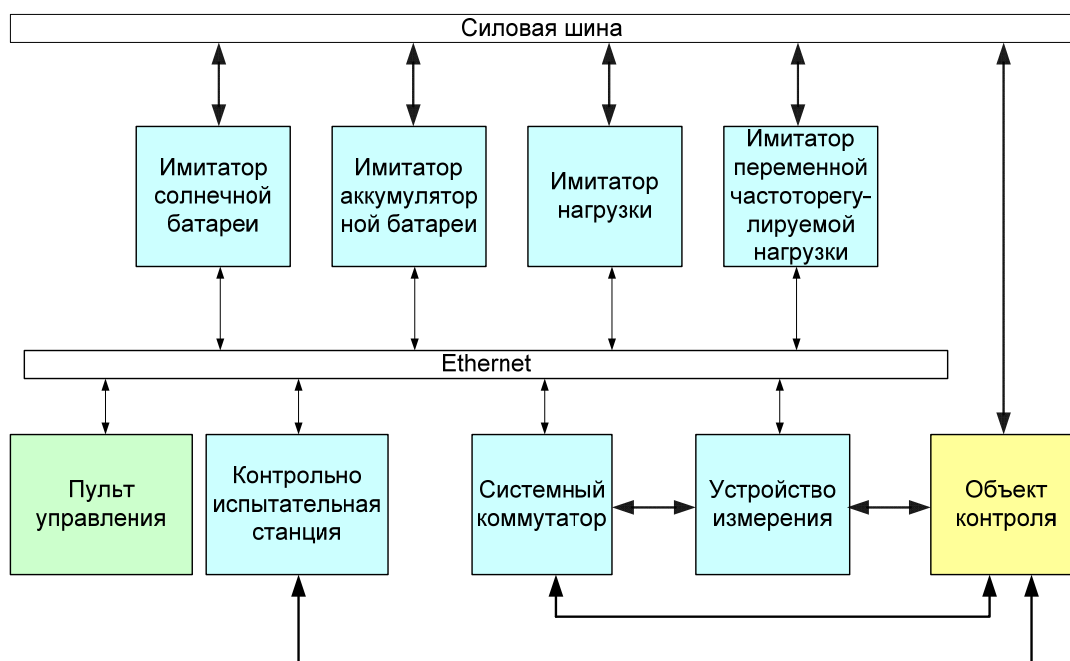


Рис. 2. Структурная схема автоматизированного комплекса управления испытательным процессом системы электропитания

- управление имитатором нагрузки (ИН);
- управление АРК (выдача команд управления);
- измерение и регистрация параметров АРК (сигнальная, телеметрическая информация, массивы мультиплексорного канала информационного обмена, токи, напряжения, переходные процессы).

АКУ ИП СЭП при проведении экспериментальной отработки СЭП обеспечивает:

- подготовку циклограмм (расписание команд) изменения тока солнечной батареи и нагрузки в зависимости от времени;
- синхронное управление от одного до четырех имитаторов солнечной батареи по заданной циклограмме;
- управление от одного до четырех имитаторов солнечной батареи в режиме ВАХ по командам оператора;
- управление от одного до шести имитаторов аккумуляторной батареи в режиме задания параметров по командам оператора;
- измерение и регистрация параметров АРК и имитаторов (сигнальная, телеметрическая информация, массивы мультиплексорного канала информационного обмена, токи, напряжения, переходные процессы);
- обработку и визуализацию информации о состоянии АРК, ИБС, ИАБ и ИН на средствах отображения информации;
- прием, обработку и документирование информации без остановки испытаний в течение трех суток;
- формирование протоколов испытаний с фиксацией выдачи команд, изменения аналоговых и цифровых параметров;
- формирование графиков изменения параметров СЭП в зависимости от времени и других параметров.

В системе АКУ ИП СЭП имеются следующие уровни управления:

- интерфейс ручного удаленного ввода/вывода данных для оператора;
- возможность управления комплексом в автоматическом режиме;
- автономная работа отдельных устройств, входящих в состав системы.

Программное обеспечение комплекса разделяется на уровни, показанные на рис. 3. На верхнем уровне расположены: три персональных компьютера и один сервер, шесть мониторов для отображения информации оператору, источник бесперебойного питания, принтер. На ПК системы располагается вся архивная информация и протоколы, отображается состав рабочего места оператора и оператор ведёт технологический процесс, имея всю необходимую информацию на экране монитора. АКУ ИП СЭП поддерживается программным обеспечением тестирования и отладки, позволяющим пошагово проводить отладку рабочих циклограмм.

На среднем уровне расположены: плата промышленного компьютера PC104 (MSM 800), преобразователь интерфейса (RS232-RS485). Программное обеспечение этого уровня работает под управлением 64-битной операционной системы Debian Linux, поддерживает протоколы обмена по интерфейсам RS-

485 и Ethernet, и обрабатывает информационные потоки между верхним и нижним уровнями. При обрыве связи с верхним уровнем имеется возможность закончить испытания в ручном режиме.

На нижнем уровне контроллеры выполняют измерение параметров и управляют протеканием процесса. Обмен информацией происходит по протоколу Wake, от системы управления поступают команды (каждая команда квитируется), исполняемые контроллерами, а также запросы параметров.

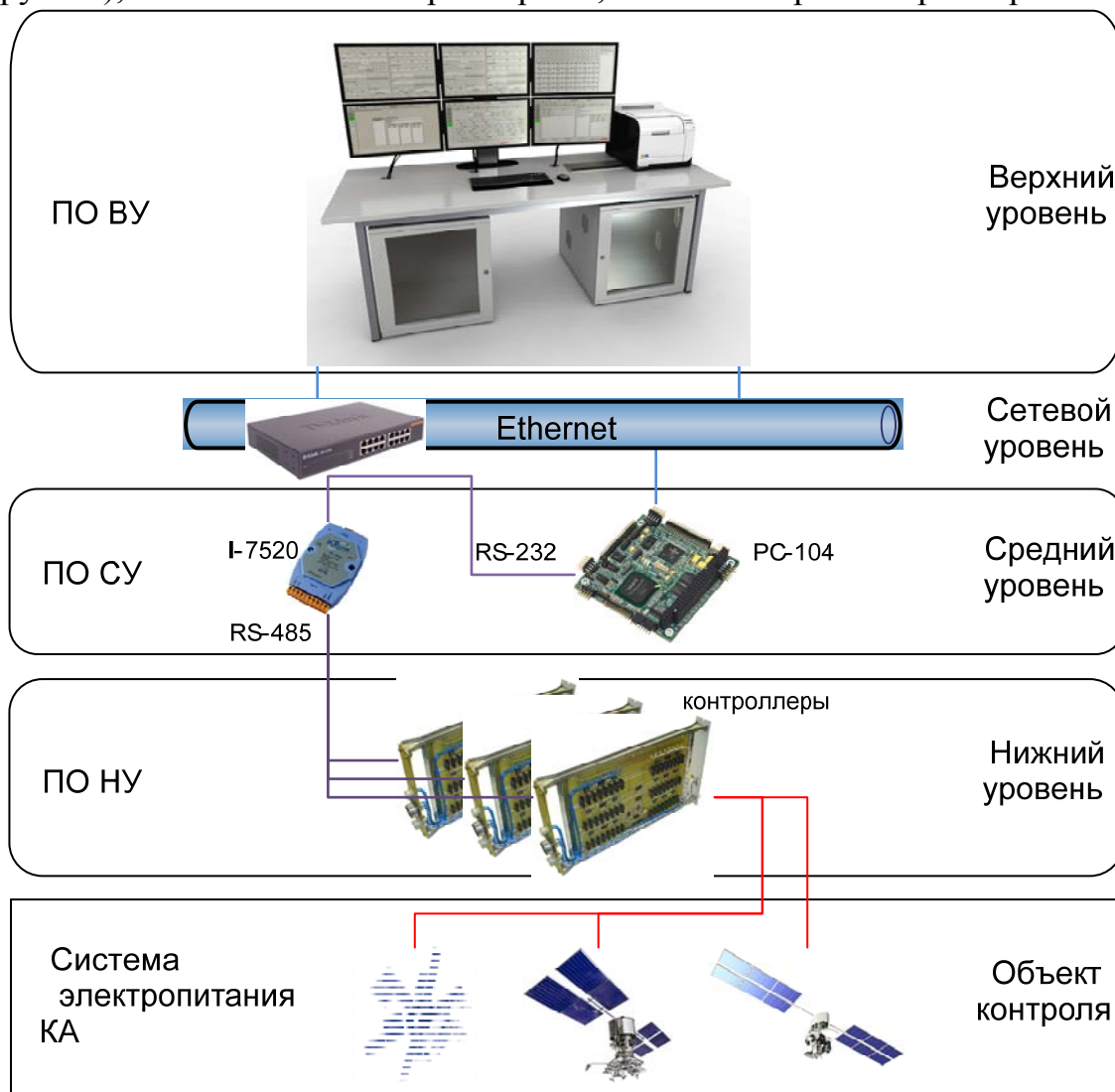


Рис. 3. Структурная схема программного обеспечения автоматизированного комплекса управления испытательным процессом системы электропитания

Использование АКУ ИП СЭП позволяет с наименьшими затратами рабочего времени расширить область исследования и настройки блоков СЭП, а также произвести полный контроль СЭП КА.

Используя специализированное программное обеспечение АКУ ИП СЭП, оператор имеет возможность задавать программу испытаний, по которой система будет работать в течение необходимого времени с непрерывным протоколированием результатов испытаний и постоянным контролем возможных аварийных ситуаций.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кудряшов В.С. Современное состояние и перспективы развития бортовых СЭП связанных ИСЗ / В.С. Кудряшов, В.В. Хартов // Электронные и электромеханические системы и устройства: сб. науч. трудов НПЦ «Полус». - Томск: МГП «РАСКО» при издательстве «Радио и связь», 2001. – С. 17–27.
2. Анализ технических требований к системам электропитания автоматических космических аппаратов / А.В. Чечин, В.И. Пушкин, А.С. Гуртов, А.Н. Филатов // Электронные и электромеханические системы и устройства: сб. науч. трудов НПЦ «Полус». – Томск: МГП «РАСКО» при издательстве «Радио и связь», 2001. – С. 59–66.
3. Казанцев Ю.М. Автоматизированная система контроля энергопреобразующей аппаратуры СЭП КА / Ю.М. Казанцев, Ю.А. Кремзуков // Известия Томского политехнического университета. Энергетика. – 2009. – Т. 314. – № 4. – С. 138–141.
4. Патент на полезную модель 73102 РФ. Имитатор аккумуляторной батареи для испытания систем электроснабжения космических аппаратов / Мишин В.Н., Бубнов О.В., Пчельников В.А., Юденцев А.Г., Леонов В.В., Цебенко Н.Н., Кайсанов С.А., Бюл. № 13, 2008.
5. Патент на полезную модель 73087 РФ. Имитатор переменной частоторегулируемой нагрузки / Мишин В.Н., Бубнов О.В., Пчельников В.А., Ковальчук Д.А., Иванов В.Л., Миргородский С.К., Патрахина О.В., Бюл. № 13, 2008.
6. Патент на полезную модель 75755 РФ. Имитатор нагрузок для испытания систем электроснабжения космических аппаратов / Мишин В.Н., Бубнов О.В., Пчельников В.А., Юденцев А.Г., Иванов В.Л., Патрахина О.В. Бюл. № 23, 2008.
7. Патент на полезную модель 77695 РФ. Устройство имитации вольтамперной характеристики солнечной батареи / Мишин В.Н., Пчельников В.А., Бубнов О.В., Кремзуков Ю.А., Кайсанов С.А. Бюл. №30, 2008.
8. Патент на полезную модель 88812 РФ. Комплекс имитации нагрузки для испытаний систем электропитания космических аппаратов / Мишин В.Н., Бубнов О.В., Пчельников В.А. Бюл. № 32, 2009.
9. Патент на полезную модель 90589 РФ. Автоматизированный комплекс наземного контроля и испытаний систем электроснабжения космических аппаратов / Мишин В.Н., Ракитин Г.А., Пчельников В.А., Кремзуков Ю.А., Миргородский С.К., Рулевский В.М., Цветков М.Н., Иванов В.Л. Бюл. № 1, 2010.
10. Патент на полезную модель 97007 РФ. Устройство для имитации секционированной солнечной батареи с общей шиной / Мишин В.Н., Пчельников В.А., Кремзуков Ю.А., Михайлов А.В., Миргородский С.К., Иконописцев И.А., Бюл. № 23, 2010.
11. НИИ АЭМ ТУСУР [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.niiaem.tomsk.ru>, свободный (дата обращения: 05.05.15).

# АЛГОРИТМ ПОИСКА ТОЧКИ МАКСИМАЛЬНОЙ МОЩНОСТИ ДЛЯ ПОВЫШАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ПИ- РЕГУЛЯТОРОМ В СОЛНЕЧНОМ ИНВЕРТОРЕ

Р.К. Диксон\*, В.А. Русскин\*\*, С.М. Семёнов\*\*

\* – Ямайка, Кингстон,

\*\* – Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск

Для расширения диапазона работы солнечного инвертора в качестве промежуточного звена между солнечной батареей (СБ) и автономным инвертором напряжения (АИН) используется преобразователь постоянного напряжения (рис. 1), который так же может производить отслеживание точки максимальной мощности (maximum power point tracking – MPPT). В качестве такого преобразователя энергии солнечных батарей (ПЭСБ) могут выступать понижающий, повышающий, инвертирующий преобразователи или преобразователь, выполненный по схеме Кука. Подобные схемы обеспечивают высокий КПД за счёт снижения количества силовых элементов, при этом массо-габаритные показатели фильтра минимизируются высокими частотами преобразования [1]. Одним из основных способов повышения энергетической эффективности фотоэлектрических установок является реализация режима отбора максимума мощности в соответствующей точке вольт-амперной характеристики (ВАХ) солнечной батареи (рис. 2) [4].

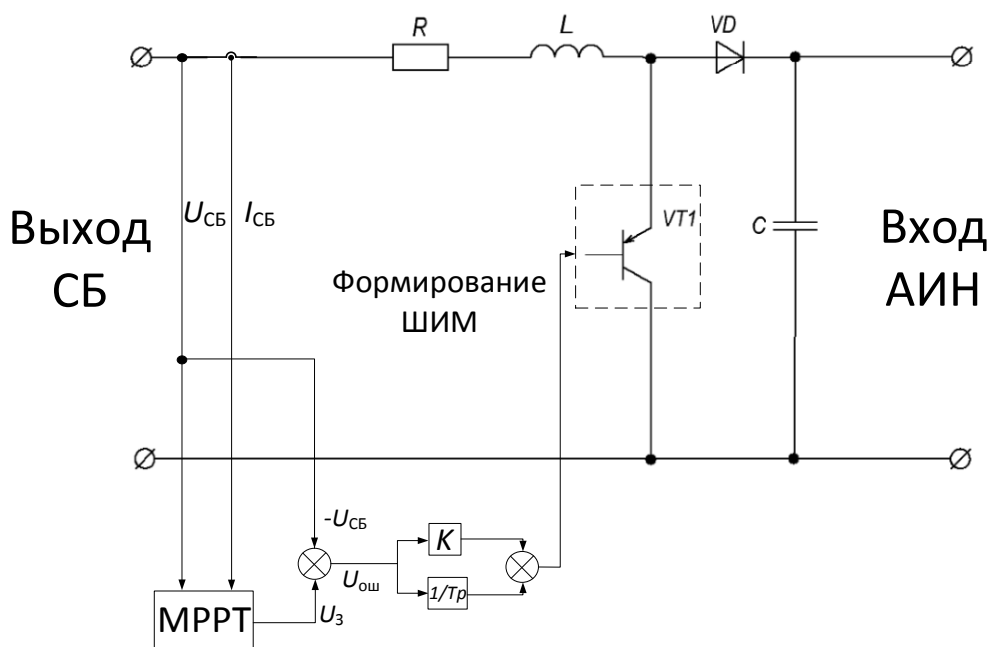


Рис. 1. Структура преобразователя энергии солнечных батарей

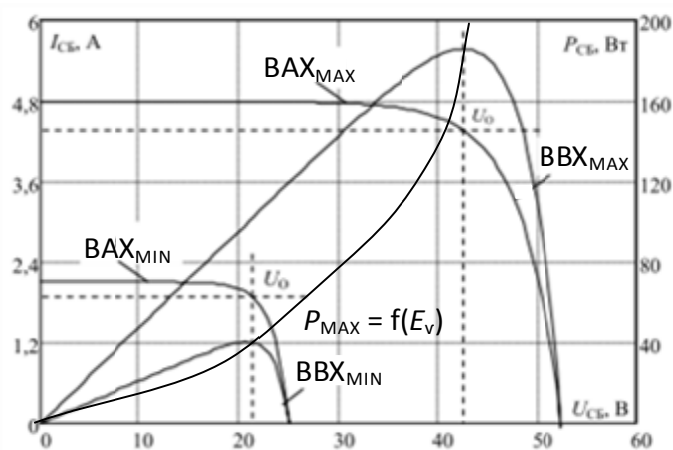


Рис. 2. Характеристики СБ на примере фотоэлектрической панели КСМ-160

Типовые схемы преобразователей энергии солнечных батарей приведены на рис. 3. Самым распространённым вариантом является понижающий преобразователь (рис. 3, а). Преимуществом этой схемы является стабильный ток заряда аккумулятора, обеспечиваемый большой выходной индуктивностью, однако прерывистое импульсное потребление входного тока требует установки громоздкого С-фильтра [2].

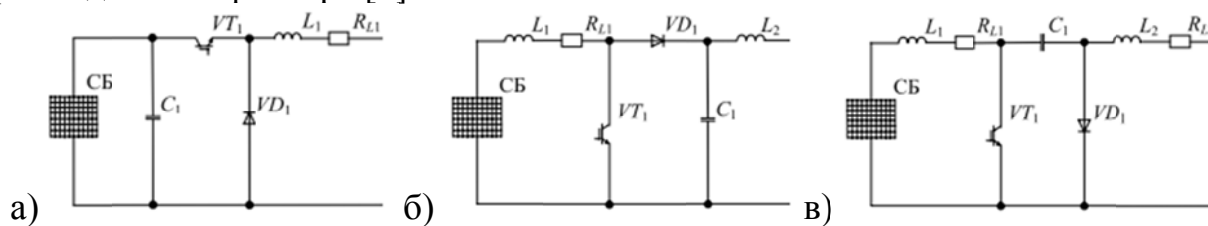


Рис. 3. Типовые схемы ПЭСБ: а) понижающий; б) повышающий; в) преобразователь Кука

Повышающий преобразователь (рис. 3, б) имеет на выходе дроссель, обеспечивающий непрерывность входного тока и стабильность рабочей точки ВАХ по току. Однако его характеристика показывает увеличение напряжения на всем диапазоне регулирования. Это приводит к необходимости использования байпаса для предотвращения превышения напряжения на выходе.

Для успешного регулирования точки ВАХ с максимальной мощностью при любом соотношении напряжений на СБ и выходе можно использовать преобразователь Кука, имеющего входной каскад на основе повышающего, а выходной на основе понижающего преобразователей (рис. 3, в) [1].

Для оптимизации выходной мощности фотомодулей, как правило, используется один из трёх алгоритмов. В некоторых устройствах для отслеживания точки максимальной мощности реализуют несколько алгоритмов, и переключения между ними осуществляются в зависимости от условий работы. Основными методами алгоритмизации МРРТ являются:

возмущения и наблюдения (его блок-схема приведена на рис. 4), а так же методы возрастающей проводимости и постоянного напряжения [3].

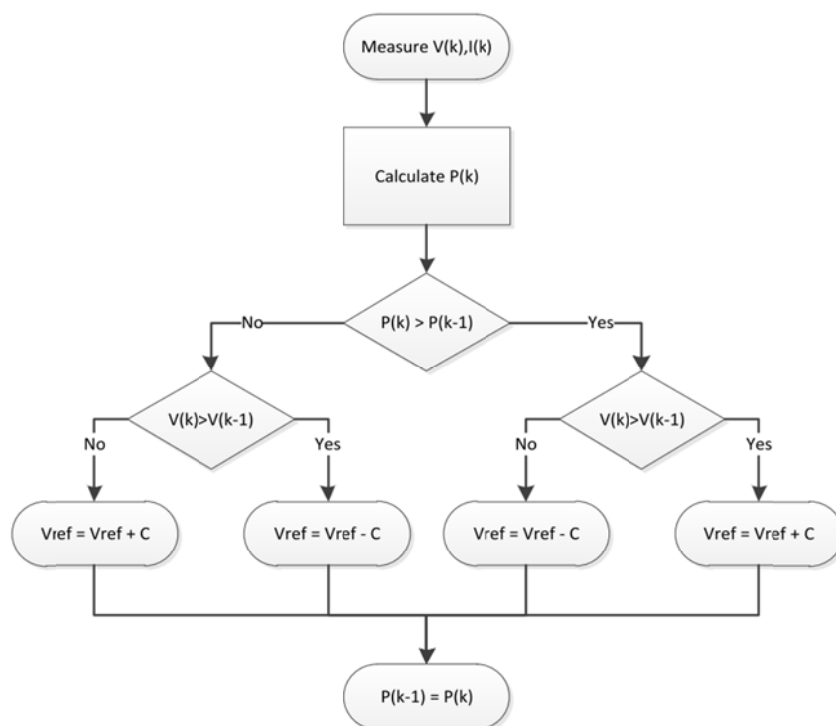


Рис. 4. Блок-схема алгоритма отслеживания точки максимальной мощности

При использовании метода возмущения и наблюдения устройство на небольшую величину изменяет входное сопротивление (путём варьирования скважности силового ключа или задания на входные напряжение, ток или мощность), вследствие чего изменяется напряжение на СБ и далее производятся измерения её выходных параметров. Если мощность увеличивается – контроллер продолжает изменять задающий параметр в этом же направлении, пока мощность не перестанет увеличиваться. Данный метод является наиболее распространённым, несмотря на то, что он приводит к колебаниям мощности. Распространённость этого метода обусловлена его простотой и может быть реализована по типу функциональной схемы системы управления ППН, приведенной на рис. 5 [5].

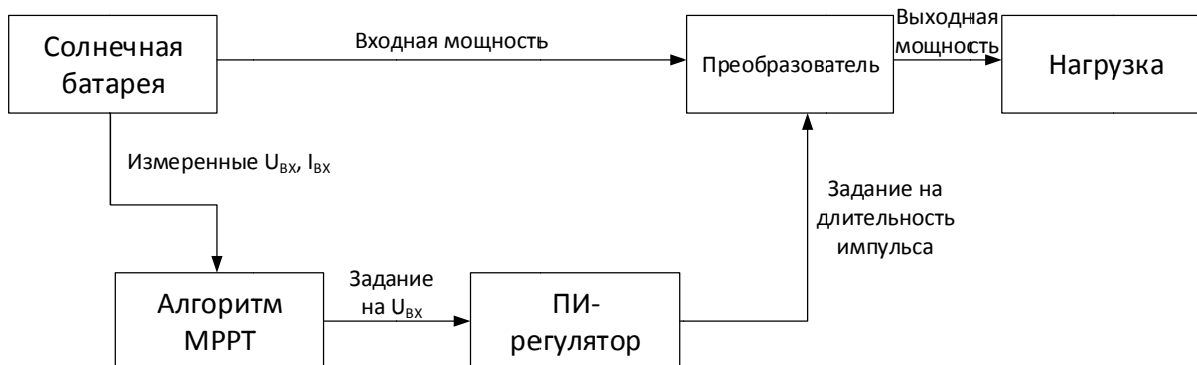


Рис. 5. Функциональная схема системы управления ППН



### Экспериментальные исследования.

Для получения нелинейной ВАХ использовался лабораторный источник питания, результаты экспериментов приведены на рис. 6,а. Вариант последовательного ( $R_{\text{посл}}$ ) и параллельного ( $R_{\text{пар}}$ ) подключения сопротивлений к источнику (рис. 6,б) позволил получить вольт-амперные и  $P = f(I)$  характеристики, изображённые на рис. 7,а и б.

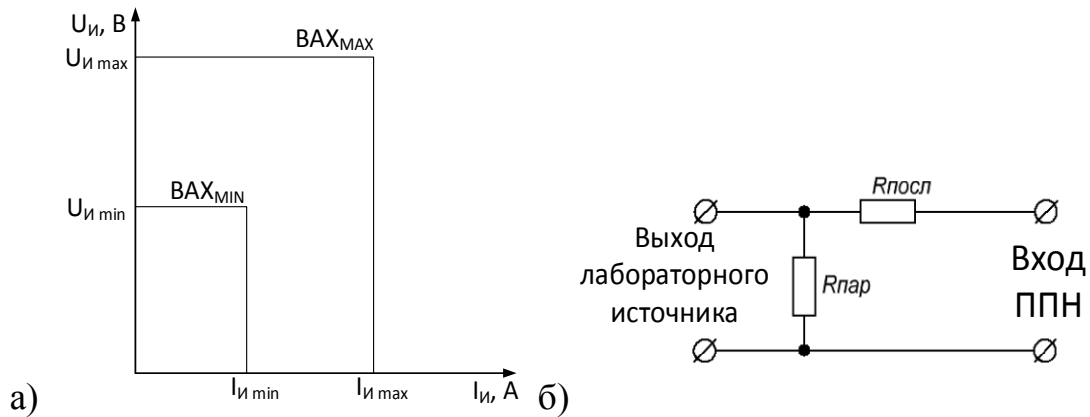


Рис. 6. Схема подключения сопротивлений

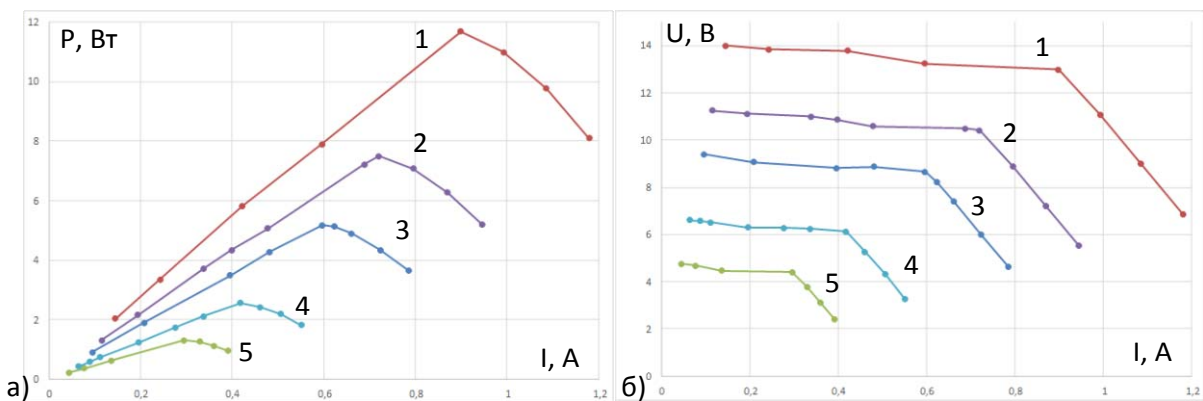


Рис. 7. Семейство характеристик нелинейного источника питания: а)  $P = f(I)$ ; б)  $U = f(I)$

В табл. 1 приведены значения входных токов и напряжений, соответствующих точкам максимальной мощности для каждой ВАХ.

Таблица 1.

№ характеристики	$I_{\text{МАХ}}, \text{А}$	$U_{\text{МАХ}}, \text{В}$	$P_{\text{МАХ1}}, \text{Вт}$
1	0,9	13	11,687
2	0,72	10,41	7,49
3	0,6	8,66	5,17
4	0,42	6,12	2,55
5	0,3	4,4	1,24

В рассматриваемом алгоритме возмущение реализуется через изменение задания на входное напряжение преобразователя, которое обрабатывается ПИ-регулятором. Реакция системы на изменение управляющего воздействия приведена на рис. 8.

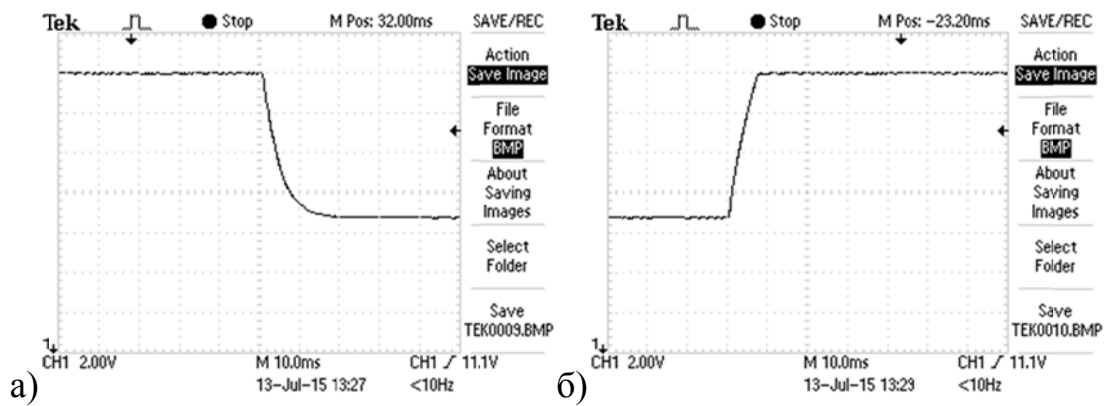


Рис. 8. Реакция системы на уменьшение (а) и увеличение (б) задания на входное напряжение

Частота вызова алгоритма МРРТ выбиралась исходя из динамических свойств замкнутой системы управления. Из осциллограмм видно, что время переходного процесса входного напряжения равняется 10мс. В соответствии с этим выбираем частоту вызова алгоритма МРРТ не выше 100Гц [5–7].

На рис. 9 приведена осциллограмма работы алгоритма при запуске и переходе между характеристиками источника питания.

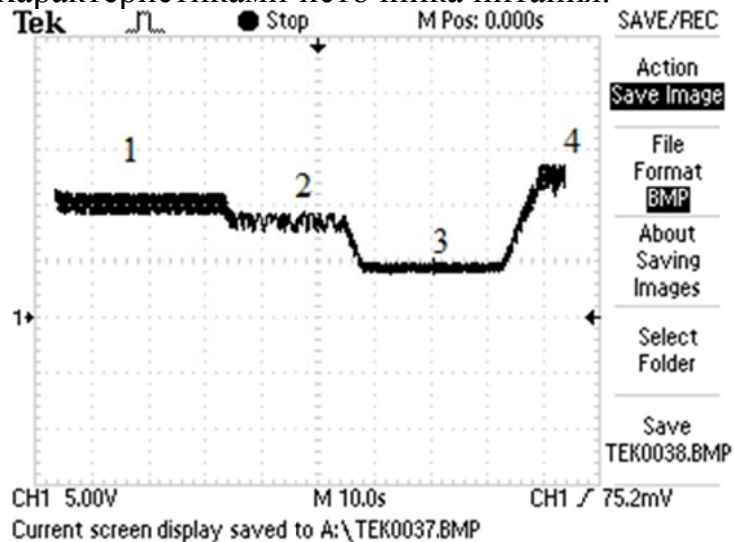


Рис. 9. Осциллограмма работы алгоритма

На данном рисунке обозначениям 1, 2, 3 и 4 соответствует работа ППН на характеристиках 12V 1,2A, 10V 1A, 5V 0,5A и 15V 1,5A.

Проведен расчёт эффективности на каждой рабочей точке. В качестве примера для точки 1:

$$P_{\text{MAX1}} = U_{\text{MAX}} \cdot I_{\text{MAX}} = 12 \cdot 1,2 = 14,4 \text{ Вт}; P_{\text{MAX2}} = U_2 \cdot I_2 = 11,34 \cdot 1,2 = 13,608 \text{ Вт}.$$

Рассчитаем эффективность как  $(P_{\text{MAX2}} / P_{\text{MAX1}}) \cdot 100\% = (13,608 / 14,4) \cdot 100 = 94,5\%$ . Где  $I_{\text{MAX}}$ ,  $U_{\text{MAX}}$ ,  $P_{\text{MAX1}}$  – максимальные значения тока, напряжения и мощности для каждой ВАХ источника;  $I_2$ ,  $U_2$  и  $P_{\text{MAX2}}$  – установившиеся в результате работы алгоритма значения тока, напряжения и мощности на выходе источника.

Результаты расчетов для первой и остальных точек приведены в табл. 2.

Номер рабочей точки	Эффективность, %
1	94,5
2	93,4
3	95,2
4	95,73

Потери мощности связаны в первую очередь с колебаниями задания на входное напряжение (рис. 10, а). Их можно избежать, если использовать адаптивный алгоритм изменения шага возмущения по мере приближения к отслеживаемой точке (рис. 10, б). При испытании адаптивного алгоритма эффективность составила 98–99% [8,9].

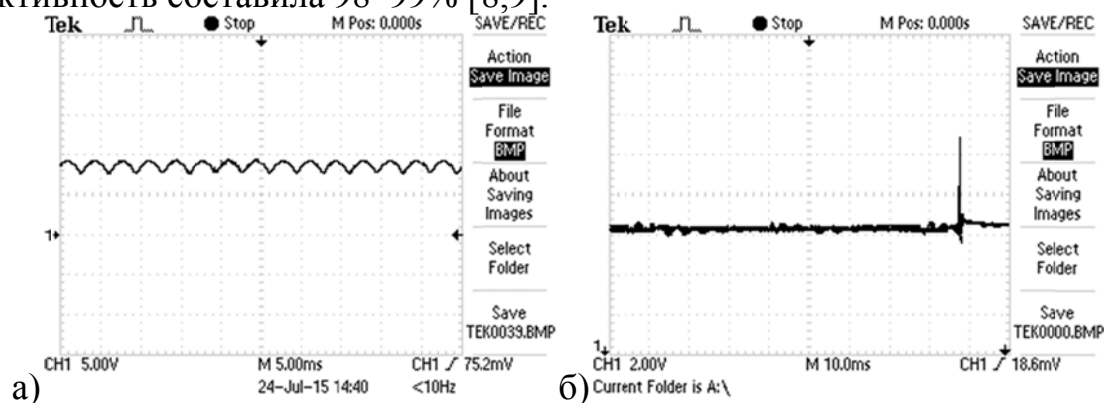


Рис. 10. Колебания входного напряжения источника при работе: а) неадаптивного алгоритма; б) адаптивного алгоритма

## Выводы

- Достигнутая эффективность при работе неадаптивного (93,4–95% на различных рабочих точках) алгоритма возмущения и наблюдения удовлетворяет теоретическим и экспериментальным данным отечественных и зарубежных исследователей[1, 5–10].

- Для увеличения точности (до 99%) отслеживания точки максимальной мощности может быть реализован алгоритм изменения шага возмущения при отыскании максимума мощности;

- Метод возмущения и наблюдения является наилучшим, поскольку наименее требователен к ресурсам микроконтроллера и, при реализации адаптивного алгоритма, обеспечивает высокий уровень точности.

Полученные результаты предполагается использовать в ПЭСБ альтернативной энергетики для повышения КПД автономных и сетевых инверторов солнечных батарей.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Осипов А.В., Шурыгин Ю.А., Шиняков Ю.А., Отто А.И., Черная М.М. Сопоставительный анализ энергетической эффективности преобразования энергии солнечной батареи преобразователями постоянного напряжения, Доклады ТУСУРа, №1 (27), март 2013, стр. 14.

2. Кобзев А.В., Коновалов Б.И., Семенов В.Д. Энергетическая электроника. Учебное пособие. – Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2010. – 164 с.
3. A. PradeepKumarYadav, S. Thirumaliah, G. HarithaComparison of MPPT Algorithms for DC-DC converters based PV syysems. International journal of advanced research in electrical, electronics and instrumentation engineering, Vol 1, July 2012.
4. Характеристики фотоэлектрического модуля КСМ-160. ОАО НПФ «Квант».
5. StefanMoring, AntonPols. Maximum Power Point Tracking: Algorithm and Software Development. Delft University of Technology, 27 June, 2012.
6. Ting-Chung Yu, Yu-Cheng Lin. A study on maximum power point tracking algorithms for photovoltaic systems. Lunghwa University of Science and Technology, 2012.
7. SauravStapathy. Photovoltaic power control using MPPT and boost converter. A thesis submitted in partial fulfillment of the requirements for the degree of Bachelor of Technology in Electrical engineering. National Institute of Technology, Rourkela, 2012.
8. DivyaTeja Reddy Challa, I. Raghavendar. Implementation of Incremental Conductance MPPT with Direct Control Method Using Cuk Converter. International Journal of modern engineering research. Vol 2, issue 6, pp-4491-4496, 2012.
9. Dezso Sera, TamasKerekes, Remus Teodorescu, FredeBlaabjerg. Improved MPPT algorithms for rapidly changing environmental conditions.
10. SamerAlsadi, BasimAlsaid. Maximum power point tracking simulation for photovoltaic systems using perturb and observe algorithm. International journal of engineering and innovative technology, vol 2, issue 6, 2012.

## **СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МОДАЛЬНОГО И ПОДЧИНЕННОГО УПРАВЛЕНИЙ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ**

*М. Ф. Коротков, А. Н. Пахомов*

Сибирский Федеральный университет, Россия, Красноярск

Теория систем векторного подчиненного управления частотно-регулируемого асинхронного электропривода разработана достаточно полно [1, 2]. Однако вопросы синтеза модальных регуляторов рассматриваются, как правило, для электроприводов постоянного тока. В работе проведен сравнительный анализ систем модального и подчиненного управлений асинхронным электроприводом. В литературе [3] отражены результаты экспериментальных исследований, подтверждающие достоверность результатов математического моделирования систем подчиненного управления асинхронным электроприводом. Основываясь на этом, при моделировании системы с модальным регулятором в работе в качестве базовой используется

модель частотно-управляемого асинхронного электропривода [1, 2] с подчиненным регулированием переменных, в которой регуляторы подчиненного управления заменены модальным регулятором. Очевидно, что результаты математического моделирования такой системы будут соответствовать результатам физического эксперимента.

В работе проводится исследование переходных процессов в замкнутых системах асинхронного электропривода при подчиненном и модальном управлении. Нагрузку на двигатель формирует конденсатный насос.

На рис. 109 приведена функциональная схема замкнутой системы асинхронного электропривода конденсатного насоса. Она состоит из: блока регуляторов (БР), блока компенсаций (БК), прямого и обратного преобразователя координат (ПКП, ПКО), преобразователя частоты (ПЧ), блока вычисления модуля потокосцепления (МП) [4], электродвигателя и насоса. Назначение и реализация блоков БК и ПКП, ПКО приведены в [1, 2, 5].

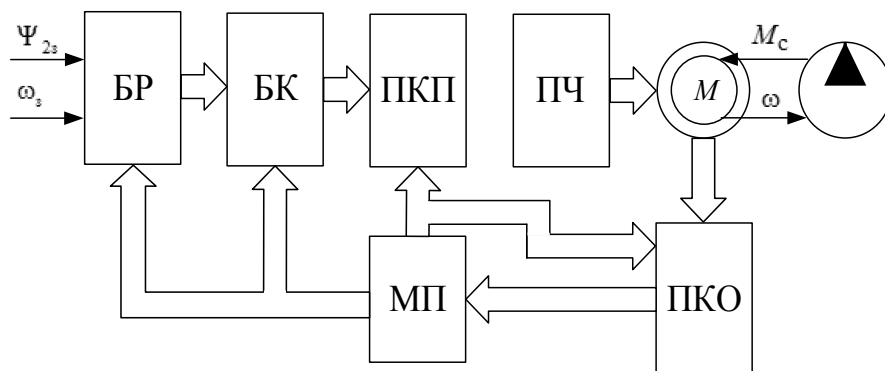


Рис. 1. Функциональная схема системы электропривода

Функциональные схемы БР для систем с подчиненным и модальным управлениями представлены на рис. 2.

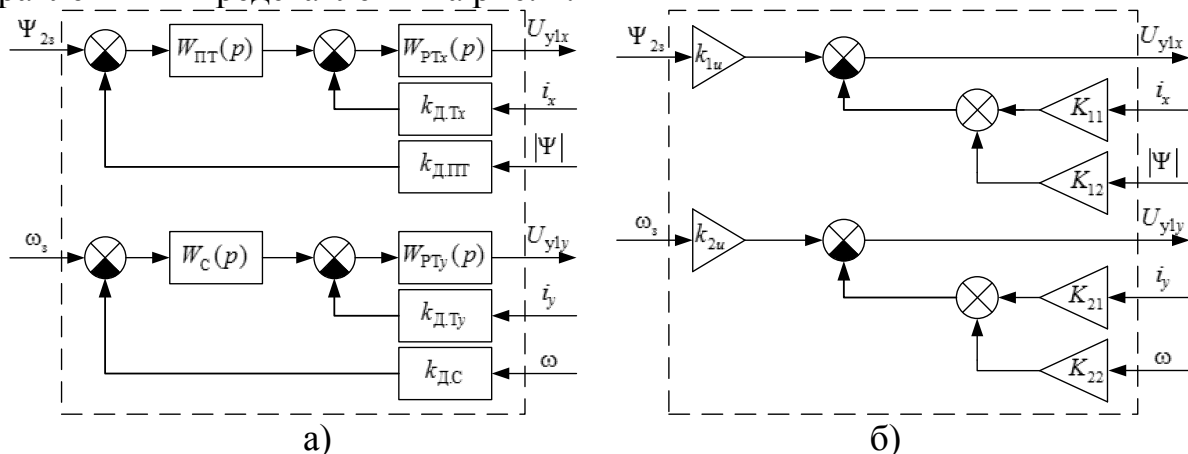


Рис. 2. Функциональные схемы БР: а) система с подчиненным управлением; б) система с модальным управлением

Преобразователь частоты с автономным инвертором с широтно-импульсной модуляцией формирует не только частоту, но и амплитуду выходного напряжения, влияние звена постоянного тока на динамические свойства системы при синтезе не учитывается. Кроме того, частота модуляции

современных преобразователей весьма высока, что позволяет пренебречь также его дискретными свойствами. Изложенное позволяет представить в первом приближении преобразователь частоты безынерционным линейным звеном с коэффициентом передачи  $k_{\text{п}}$ .

Математическая модель асинхронного двигателя (АД) в форме Коши с учетом общепринятых допущении в декартовой системе координат  $u-v$ , вращающейся с произвольной скоростью  $\omega_k$ , имеет вид [2, 6]:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_{1u}}{dt} &= \frac{1}{R_3 T_3} u_{1u} - \frac{1}{T_3} i_{1u} + \frac{k_2}{T_2 R_3 T_3} \Psi_{2u} + \frac{k_2 p_{\text{п}}}{R_3 T_3} \omega \Psi_{2v} + \omega_k i_{1v}; \\ \frac{di_{1v}}{dt} &= \frac{1}{R_3 T_3} u_{1v} - \frac{1}{T_3} i_{1v} + \frac{k_2}{T_2 R_3 T_3} \Psi_{2v} - \frac{k_2 p_{\text{п}}}{R_3 T_3} \omega \Psi_{2u} - \omega_k i_{1u}; \\ \frac{d\Psi_{2u}}{dt} &= R_2 k_2 i_{1u} - \frac{1}{T_2} \Psi_{2u} + (\omega_k - p_{\text{п}} \omega) \Psi_{2v}; \\ \frac{d\Psi_{2v}}{dt} &= R_2 k_2 i_{1v} - \frac{1}{T_2} \Psi_{2v} - (\omega_k - p_{\text{п}} \omega) \Psi_{2u}; \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{3 p_{\text{п}} k_2}{2J} i_{1v} \Psi_{2u} - \frac{3 p_{\text{п}} k_2}{2J} i_{1u} \Psi_{2v} - \frac{1}{J} M_{\text{с}}. \end{aligned} \right\}$$

где  $u_{1u}$ ,  $u_{1v}$ ,  $i_{1u}$ ,  $i_{1v}$ ,  $\Psi_{2u}$ ,  $\Psi_{2v}$  – проекции на оси  $u$  и  $v$  декартовой системы координат результирующих векторов напряжения статора  $\mathbf{u}_1$ , тока статора  $\mathbf{i}_1$ , потокосцепления ротора  $\Psi_2$  соответственно;  $\omega$  – угловая скорость вращения ротора;  $\omega_k$  – скорость вращения системы координат  $u-v$ ;  $M_{\text{с}}$  – момент статического сопротивления на валу двигателя;  $Z_p$  – число пар полюсов;  $J$  – момент инерции механической части привода;  $T_e$  и  $R_e$  – эквивалентные электромагнитная постоянная времени и активное сопротивление цепи статора АД;  $R_2$  и  $T_2$  – активное сопротивление и электромагнитная постоянная времени цепи ротора АД;  $k_2$  – коэффициент электромагнитной связи ротора АД. Выражения для расчета параметров двигателя можно найти в [1, 2].

Синтез регуляторов производится отдельно для двух каналов управления: канала регулирования потокосцепления ротора АД и канала регулирования скорости АД.

Быстродействующие токовые контуры реализованы во вращающейся синхронно с магнитным полем машины системе координат  $x-y$ . Переход от системы координат  $u-v$  к системе  $x-y$  осуществляется с помощью ПКП и ПКО.

Настройка токовых контуров производится без учета влияния перекрестных связей, некомпенсируемая постоянная времени, определяемая инерционностью и временем чистого запаздывания ПЧ, наличием фильтров в каналах регулирования и дискретностью АИН, принята равной  $T_{\text{ц}}=3,5$  мс.

Настройка каналов регулирования потокосцепления и скорости ротора производится на модульный оптимум и биномиальное разложение

соответственно. Согласно теории [1] при  $T_\mu = 3,5$  мс, время переходного процесса подсистемы стабилизации  $|\Psi_2|$  при настройке на модульный оптимум равно  $t_{\text{пт}\Psi_2} = 14,49$  мс, а подсистемы стабилизации скорости при биномиальной настройке  $t_{\text{пт}\omega} = 16,59$  мс.

Расчет коэффициентов передаточных функций регуляторов осуществляется по методике, приведенной в [2].

Передаточные функции регуляторов для системы с подчиненным управлением:

- для канала регулирования потокосцепления АД:

$$W_{\text{PTx}}(p) = \frac{T_1 R_1 p + R_1}{2T_\mu k_\Pi k_{\text{Д.Тх}} p} \quad \text{и} \quad W_{\text{ПТ}}(p) = \frac{k_{\text{Д.Тх}} T_2 p + k_{\text{Д.Тх}}}{2L_m k_{\text{Д.ПТ}} T_\mu \Psi p},$$

где  $W_{\text{PTx}}(p)$  – передаточная функция регулятора тока по оси  $x$ ,

$W_{\text{ПТ}}(p)$  – передаточная функция регулятора потокосцепления,

$k_{\text{Д.Тх}} = 1$  – коэффициент обратной связи по току  $x$ ,

$k_{\text{Д.ПТ}} = 1$  – коэффициент обратной связи по потокосцеплению;

- для канала регулирования скорости АД:

$$W_{\text{РТy}}(p) = \frac{T_1 R_1 p + R_1}{2T_\mu k_\Pi k_{\text{Д.Тy}} p} \quad \text{и} \quad W_C = \frac{k_{\text{Д.Тy}} J}{3p k_2 \Psi_2 2T_{\mu\omega} k_{\text{Д.С}}},$$

где  $W_{\text{РТy}}(p)$  – передаточная функция регулятора тока по оси  $y$ ,

$W_C$  – передаточная функция регулятора скорости,

$k_{\text{Д.Тy}} = 1$  – коэффициент обратной связи по току  $y$ ,

$k_{\text{Д.С}} = 1$  – коэффициент обратной связи по скорости.

Определение коэффициентов модального регулятора выполняется методом стандартных уравнений в нормированной форме [1]. Матрицы динамики и входа разбиты на две пары для синтеза модальных регуляторов по каждому из каналов регулирования. Расчет значений векторов коэффициентов модального регулятора ( $K_{11} K_{12}$ ) и ( $K_{21} K_{22}$ ) для обоих каналов регулирования приведен в [5].

Статический момент, создаваемый конденсатным насосом, зависит от частоты вращения ротора машины и в общем виде описывается следующим уравнением:

$$M_c = M_{c0} + (M_{\text{сн}} - M_{c0}) \left( \frac{\omega}{\omega_n} \right)^a,$$

где  $M_{c0}$  – момент, обусловленный силами трения в механизме;

$M_{\text{сн}}$  – статический момент при номинальной скорости  $\omega_n$ ;

$a$  – коэффициент пропорциональности, в данном случае  $a = 2$ .

Перекачивание жидкости конденсатным насосом представляет собой сложный динамический процесс, включающий в себя гидромеханические

процессы в насосе и гидродинамические явления в трубопроводе. При рассмотрении его математического описания введем следующие допущения:

- параметры насоса имеют постоянные значения;
- режимы теплообмена – установившиеся;
- насос перекачивает несжимаемую невязкую жидкость;
- течение рабочей жидкости через насос изменяется в соответствии с линейным законом гидродинамики.

При моделировании переходных процессов были выделены два этапа:

- первый этап (этап возбуждения) – формирование заданного значения модуля вектора потокосцепления ротора;
- второй этап – разгон двигателя под действием статической нагрузки;

Моделирование переходных процессов систем электропривода с подчиненным и модальным управлением в пакете Matlab осуществляется без учета действия нелинейных обратных связей, необходимых, например, для ограничения тока двигателя, с целью сравнительного анализа показателей качества управления рассматриваемых систем. Способы ограничения тока и уменьшения величины момента двигателя изложены в [7] и здесь не рассматриваются.

На рис. 3 представлены графики изменения выходных координат систем электропривода с подчиненным и модальным управлениями: модуля вектора потокосцепления ротора  $|\Psi_2|$ , скорости вращения ротора  $\omega$  и электромагнитного момента  $M$  совместно со статическим моментом  $M_c$ .

На графиках (рис. 3, а) видно, что при выбранном значении некомпенсируемой постоянной времени  $T_\mu = 3,5$  мс, время переходного процесса при подчиненном управлении в подсистеме стабилизации  $|\Psi_2|$  равно  $t_{\text{пн}\Psi_2} = 42,2$  мс, а в подсистеме регулирования  $\omega$  –  $t_{\text{пн}\omega} = 44,1$  мс. Отличие длительности переходных процессов в большую сторону в сравнении с заданными настройками, объясняется наличием в каждом канале регулирования вложенного токового контура.

Электромагнитный момент двигателя в момент пуска до установившейся скорости превышает статический, что обеспечивает требуемый темп разгона электропривода. Угловая скорость привода достигает всего 69 % от заданной. Повышенное значение статической ошибки регулирования скорости электродвигателя характерно для электропривода с «мягкой» механической характеристикой.

В случае насосов, имеющих вентиляторную нагрузку, где момент статический представляет собой квадратичную зависимость от угловой скорости привода, незначительное изменение сопротивления транспортируемой жидкости вызовет значительные изменения скорости и повышенную колебательность переходного процесса замкнутой системы.



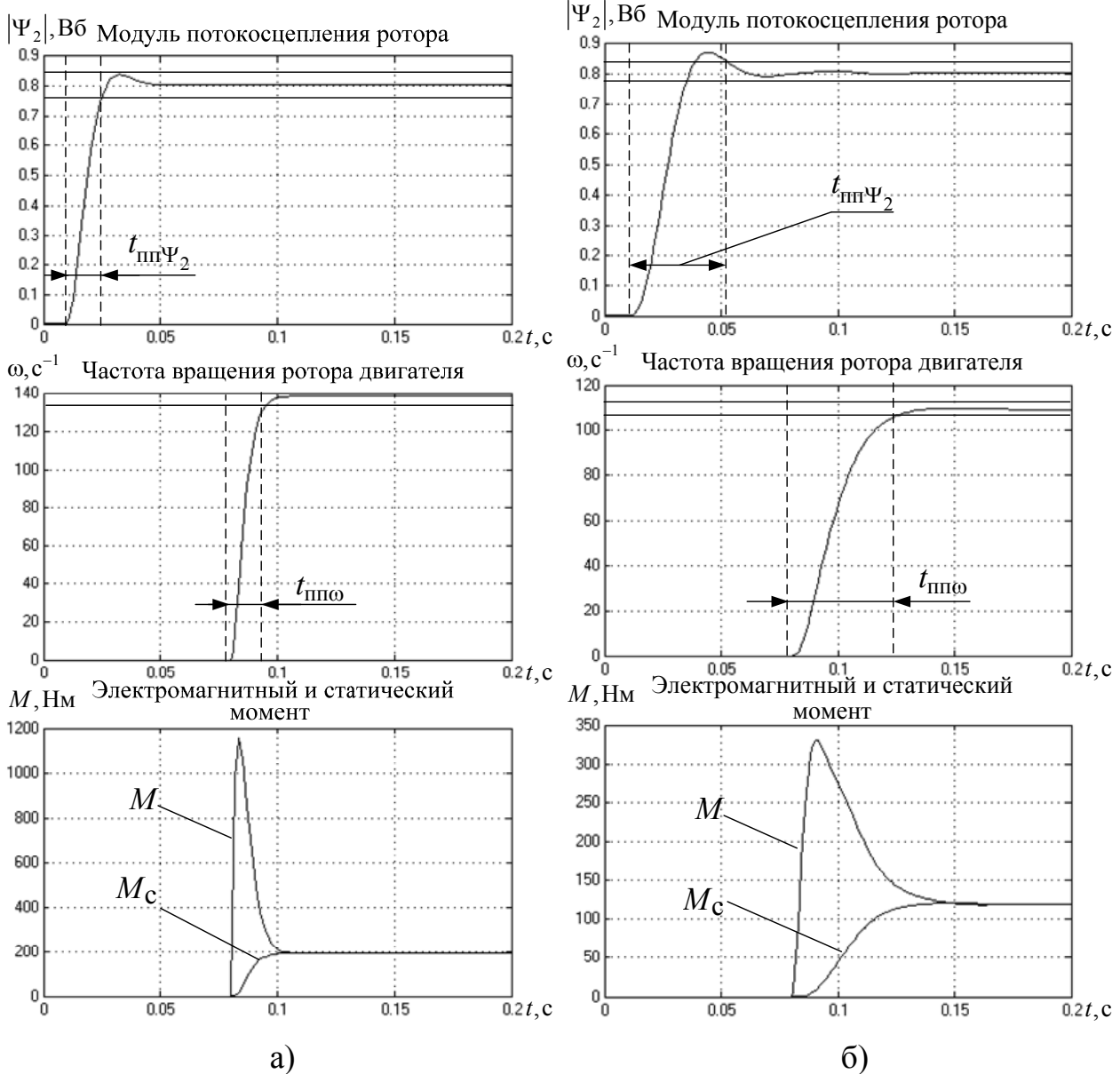


Рис. 3. Графики переходных процессов: а) система с подчиненным управлением; б) система с модальным управлением

Из графиков (рис. 3, б) видно, что время переходного процесса при модальном управлении в подсистеме стабилизации  $|\Psi_2|$  равно  $t_{пп\Psi_2} = 15,2$  мс, а в подсистеме регулирования  $\omega - t_{пп\omega} = 16,7$  мс, что очень близко к заданным настройкам, указанным выше. В установившемся режиме работы угловая скорость привода составляет 87 % от заданной, что значительно выше, чем в случае с подчиненным управлением. В канале стабилизации потокосцепления ротора наблюдается меньшее значение перерегулирования.

Сравнивая переходные процессы обеих систем, можно отметить, что в случае с модальным управлением:

- обеспечивается более точное соответствие параметров переходных процессов заданным настройкам;

- достигается большая жесткость механической характеристики замкнутой системы электропривода.

### **СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Терехов В. М. Системы управления электроприводов: Учебник для студ. высш. учеб.заведений / В. М. Терехов, О. И. Осипов; Под ред. В. М. Терехова. – М.: Издательский центр «Академия», 2005. – 304 с.

2. Соколовский Г. Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием: учебник для студ. высш. учеб. Заведений / Г. Г. Соколовский. – М.: Издательский центр «Академия», 2006. – 272 с.

3. Белов М. П. Автоматизированный электропривод типовых производственных механизмов и технологических комплексов: учебник для студ. вузов / М. П. Белов, В. А. Новиков, Л. Н. Рассудов. – М.: Издательский центр «Академия», 2004. – 576 с.

4. Коротков, М. Ф., Пахомов А. Н., Федоренко А. А. Модальное управление асинхронным электроприводом // Известия Томского политехнического университета. Техника и технологии в энергетике. – 2014. – Т. 324. – №4. – С. 69–75.

5. Коротков, М. Ф., Пахомов А. Н., Федоренко А. А. Модальное управление электроприводом переменного тока // Вестник Сибирский государственный аэрокосмический университет академика М. Ф. Решетнева. – 2011. – №3. – С. 70–74.

6. Карагодин М. С. Уравнения динамики частотно-управляемых электроприводов: учеб.пособие / М. С. Карагодин, А. А. Федоренко. – КрПИ: Красноярск, 1985. – 92 с.

7. Коротков, М. Ф., Пахомов А. Н., Федоренко А. А. Астатическая система асинхронного электропривода с модальным управлением // Изв. вузов. Электромеханика. – 2011. – №5. – С. 50–54.

### **АВТОМАТИЗАЦИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА ЭКИПИРОВКИ ЛОКОМОТИВОВ**

*М. В. Копанев, Л. Я. Кучера*

Иркутский государственный университет путей сообщения,  
Россия, Иркутск

В процессе эксплуатации локомотивов предусмотрено их техническое обслуживание (ТО) в оборотных депо. При выполнении регламентных работ ТО производится экипировка локомотивов: заправка требуемым количеством смазочных материалов, а также полное заполнение локомотивных бункеров песком, обеспечивающим надежное сцепление между колесом и рельсом при торможении локомотива. При этом контроль расхода смазочных материалов и контроль заполнения песочных бункеров осуществляется только визуально. Не

осуществляется контроль несанкционированного расхода смазочных материалов. При заполнении песочных бункеров не фиксируется момент окончания процесса заполнения.

Автоматизация процесса экипировки локомотивов позволяет сократить время заправки, ввести дозирование и строгий учет расхода смазки, организовав при этом контроль доступа операторов-заправщиков к заправочной системе, контролировать протекание и окончание процесса заполнения песочных бункеров.

При автоматизации процесса экипировки локомотивов использован комплексный подход, позволивший решить задачи управления, контроля технологических параметров и визуализации технологического процесса. При этом была построена двухуровневая система управления технологическим процессом экипировки локомотивов.

Структура системы экипировки локомотивов представлена на рис. 1.

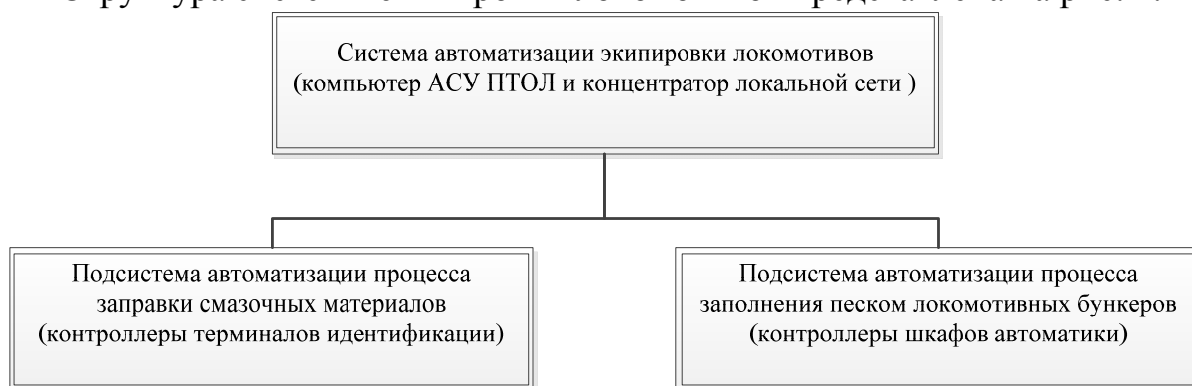


Рис. 1. Структура системы экипировки локомотивов

На нижнем уровне решены задачи сбора информации о параметрах протекания технологического процесса и управления исполнительными реле и электромагнитными клапанами с применением контроллеров сбора данных и управления.

В качестве контроллеров сбора данных и управления использованы программируемые логические контроллеры фирмы Phoenix Contact (Германия). В состав контроллеров входят процессорные модули, которые обеспечивают связь с верхним уровнем системы через порт Ethernet. Процессорный модуль обеспечивает также питание модулей ввода/вывода.

Для подключения устройств идентификации операторов-заправщиков посредством интерфейса RS-485 служит интерфейсный модуль. Модули ввода/вывода дискретных сигналов и интерфейсный модуль связаны с процессорным модулем по внутренней шине контроллера Interbus.

На верхнем уровне (АСУ ПТОЛ) решены задачи управления, ввода уставок и визуализации параметров технологического процесса экипировки локомотивов. Для решения задач верхнего уровня использованы Web-технологии. При этом посредством специализированного программного обеспечения с применением Java Virtual Machine созданы HTML-страницы, на которых представлены мнемосхемы технологических установок, кнопки и поля

ввода уставок, поля вывода текущих параметров технологического процесса, а также поля вывода сообщений аварийной и предупредительной сигнализации. Для передачи управляющих команд и доступа к параметрам может быть использован любой браузер, работающий под управлением Windows XP (Internet Explorer, Opera, Mozilla Firefox, Google Chrome на базе персонального компьютера). Созданные HTML-страницы размещаются в памяти контроллеров сбора данных и управления, которые служат FTP-серверами в сети передачи данных и управления Ethernet. Связь между персональным компьютером верхнего уровня системы управления и контроллерами нижнего уровня осуществляется с использованием протокола TCP/IP, при этом каждое устройство в сети имеет свой уникальный IP-адрес.

Комплексная автоматизация технологического процесса экипировки локомотивов проведена с применением программного пакета AUTOMATIONWORX Software Suite фирмы Phoenix Contact. Данный пакет содержит инструментальный компонент PC WORX для программирования контроллеров фирмы Phoenix Contact с использованием стандартных языков программирования (SFC, FBD, LD, ST, IL).

Указанный инструментарий содержит библиотеки стандартных функций и функциональных модулей, позволяет создавать пользовательские функции и функциональные модули, дает возможность конфигурировать переменные проекта для их дальнейшей передачи посредством OPC-сервера другим приложениям, а также визуализации с применением HTML-страниц.

Для создания HTML-страниц использован инструментальный компонент WEBVisit программного пакета AUTOMATIONWORX Software Suite.

Указанный инструментарий содержит типовые элементы, необходимые для реализации функций управления и контроля посредством HTML-страниц. Обеспечена также возможность подключения типовых макросов.

Система автоматизации процесса экипировки локомотивов объединяет две подсистемы: подсистему автоматизации процесса заправки смазочных материалов и подсистему автоматизации процесса заполнения песком локомотивных бункеров.

Подсистема автоматизации заправки смазочных материалов обеспечивает полуавтоматический режим работы.

Структура подсистемы автоматизации заправки смазочных материалов представлена на рис. 2.

Для контроля и управления расходом смазочных материалов и исключения несанкционированного расхода предусмотрены терминалы идентификации оператора-заправщика.

Терминал идентификации (ТИ) представляет собой шкаф со встроенным программируемым логическим контроллером, устройством идентификации оператора-заправщика и устройством поддержания микроклимата внутри шкафа. Терминал предназначен для непосредственного контроля и сбора данных расхода смазочных материалов с заправочных постов, подключенных к

соответствующему терминалу, и передачи полученных данных по сети Ethernet (протокол TCP/IP) в общий шкаф системы управления.

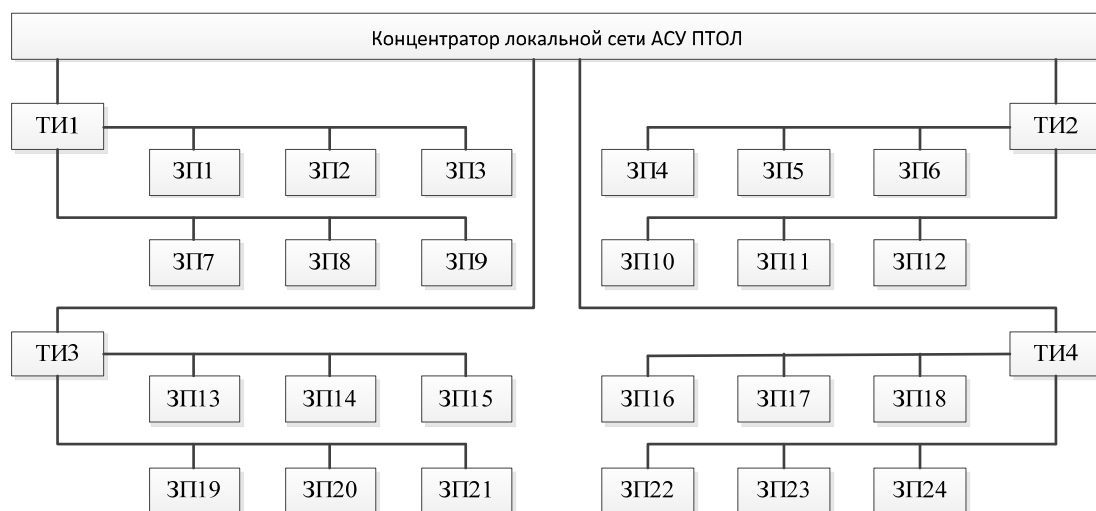


Рис. 2. Структура подсистемы автоматизации заправки смазочных материалов

Для идентификации операторов-заправщиков предусмотрен идентификационный ключ-бирка, который обеспечивает также фиксацию начала процесса заправки.

Заправочный пост (ЗП) представляет собой термоизолированную камеру, в которой располагаются два смазкоподающих пистолета, приборы контроля расхода смазки, электромагнитные клапаны и радиоуправляемое устройство.

При заправке шапок моторно-осевых подшипников уровень заполнения смазкой контролируется автономной электронной системой, вмонтированной в первый пистолет.

При заправке крышек зубчатых передач конструкция второго пистолета обеспечивает подачу смазки дозированием 1 литр.

Исполнительные реле и электромагнитные клапаны обеспечивают подачу смазки в пистолеты только после идентификации оператора-заправщика.

Разрешение заправщику может быть дано в дистанционном (из АСУ ПТОЛ) или местном (с терминала идентификации) режиме.

Подсистема автоматизации процесса заполнения песком локомотивных бункеров адаптирована к устойчивой работе в условиях различных эксплуатационных рисков, возникающих на железнодорожном транспорте: перепадов температур, запыленности, плохой видимости.

Подсистема обеспечивает совмещение экипировщиком (при минимальных физических усилиях) и удержание в процессе экипировки наконечников пескопроводов заправочных устройств от раздаточных бункеров на крыше ПТОЛ на горловинах песочных бункеров локомотивов

Заправочные устройства (ЗУ) пескопроводов вручную устанавливаются в положение «закрыто» при наполнении песочного бункера электровоза, перекрывая подачу песка и фиксируются в этом положении до установки на очередной бункер.

Заправочные устройства пескопроводов вручную устанавливаются в положение «открыто», обеспечивая подачу песка в бункер электровоза.

Для контроля расхода песка и наполнения бункеров локомотивов использованы емкостные датчики, установленные на пескопроводах, соединяющих раздаточные бункеры и заправочные устройства.

Оборудование обеспечивает контроль расхода песка и передачу данных о расходе песка в АСУ ПТОЛ. С этой целью в состав оборудования включены шкафы автоматики (ША) со встроенными программируемыми логическими контроллерами, которые осуществляют сбор и обработку данных, поступающих от датчиков расхода песка, и передачу информации по сети Ethernet (протокол TCP/IP) в АСУ ПТОЛ.

Структура подсистемы автоматизации процесса заполнения песком локомотивных бункеров представлена на рис. 3.

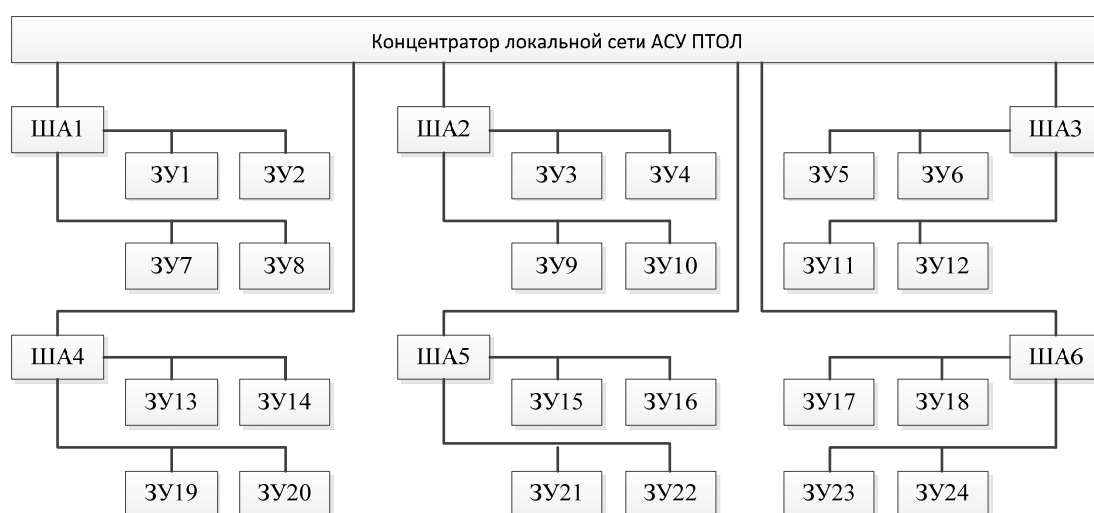


Рис. 3. Структура подсистемы автоматизации процесса заполнения песком локомотивных бункеров

## ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ КОНТРОЛЛЕРА СОЛНЕЧНОЙ БАТАРЕИ С ЭКСТРЕМАЛЬНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ НА ОСНОВЕ НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ

*О. А. Донцов, В. И. Иванчура, Ю. В. Краснобаев, С. С. Пост*  
Сибирский федеральный университет, Россия, Красноярск

### Введение

Потребность в обеспечении электрической энергией различных объектов, удалённых от промышленных сетей электропитания, постоянно возрастает, что объясняется расширением номенклатуры устройств производственного и бытового назначения, для работы которых требуется электроэнергия. Сложившейся в последние десятилетия тенденцией является всё более широкое применение возобновляемых источников энергии, таких как солнечная,

ветровая, геотермальная и гидроэнергия, для генерации энергии в автономных системах электропитания (СЭП). Постоянное снижение стоимости солнечных элементов, происходящее последние несколько лет, также приводит к более интенсивному использованию солнечной энергии в СЭП [1].

### **Постановка задачи**

Системы электропитания постоянного тока на основе солнечной батареи включают в себя солнечную батарею (СБ), аккумуляторную батарею (АБ), кабельную сеть и контроллер СБ, выполненный в виде конвертора с устройством управления. До недавнего времени функции, выполняемые контроллером СБ в наземных автономных СЭП, сводились к обеспечению регулирования потока энергии от СБ в АБ и нагрузку из условий ограничения величины зарядного тока АБ на требуемом уровне и дозаряда АБ снижающимся током при некотором заданном максимальном напряжении на АБ. В последнее время стали выпускаться контроллеры для СЭП широкого применения с функцией экстремального регулирования мощности, которые позволяют увеличить мощность, генерируемую СБ, на 15 – 30% [2].

В режиме экстремального регулирования рабочая точка на мощностной характеристике СБ совершает колебания в окрестности точки максимальной мощности. При этом часть мощности СБ, превышающая мощность, потребляемую нагрузкой, поступает на заряд АБ. Современное развитие микроконтроллерной техники позволяет реализовать управление контроллером СБ на основе микроконтроллера. При этом появляется возможность реализовать не только пошаговый алгоритм поиска экстремума мощности СБ [3, 4], но и более сложные алгоритмы, позволяющие ускорить процесс поиска экстремума и повысить уровень мощности, генерируемой СБ за счет снижения амплитуды колебаний рабочей точки на вольтамперной характеристике СБ в окрестности точки максимальной мощности. Один из таких алгоритмов и рассматривается в настоящей статье и проводится его сравнительная оценка с пошаговым алгоритмом поиска экстремума мощности СБ.

### **Решение задачи**

На рис. 1 приведена блок-схема пошагового алгоритма работы контроллера в режиме поиска экстремальной мощности [3, 4].

В режиме поиска экстремальной мощности контроллер считывает сигналы тока и напряжения СБ, а затем перемножает их. Если замер сигналов проводится в первый раз, то текущая мощность запоминается как мощность, полученная от СБ на предыдущем шаге. Далее происходит увеличение коэффициента заполнения импульсов управления на некоторую фиксированную величину, затем снова производится вычисление текущей мощности СБ. Если мощность увеличилась по сравнению с запомненной на предыдущем шаге, то происходит дальнейшее увеличение коэффициента заполнения. В случае, когда измеренная мощность уменьшается, происходит изменение направления движения рабочей точки по мощностной характеристике СБ, а, следовательно, и уменьшение коэффициента заполнения импульсов управления.

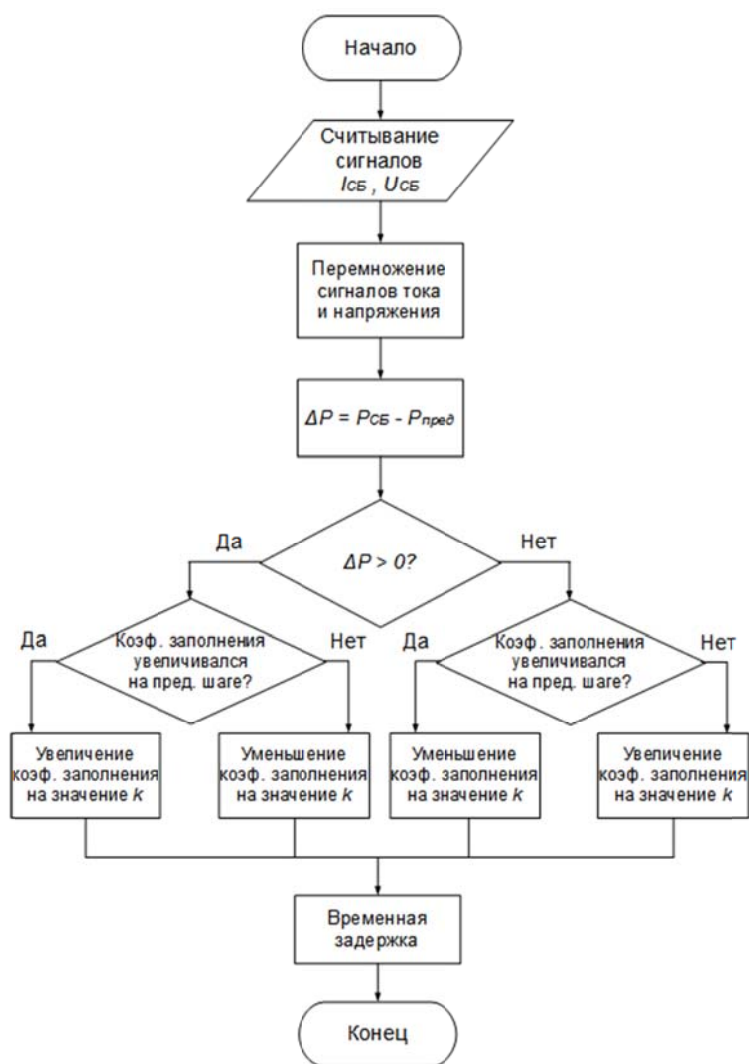


Рис. 1. Алгоритм работы режима поиска экстремальной мощности с фиксированным шагом

С целью проверки разработанных алгоритмов управления были изготовлены модель и макет контроллера СБ. Макет контроллера СБ состоит из силовой части, выполненной в виде конвертора понижающего типа [4] и управляющего устройства, выполненного на основе микроконтроллера *ATmega8*, который формирует импульсы управления заданной длительности и частоты. Осциллограммы работы макета контроллера СБ в режиме поиска экстремальной мощности приведены на рис. 2.

Напряжение СБ представлено верхним графиком, ток СБ – нижним. Как видно из временных диаграмм, в момент времени  $t1$  происходит включение режима поиска максимальной мощности, далее происходит периодическое изменение коэффициента заполнения импульсов управления силовым ключом конвертора, и к моменту времени  $t2$  максимальная мощность оказывается найденной, после чего осуществляются поисковые движения рабочей точки в окрестностях максимума мощности СБ (рис. 2, б).



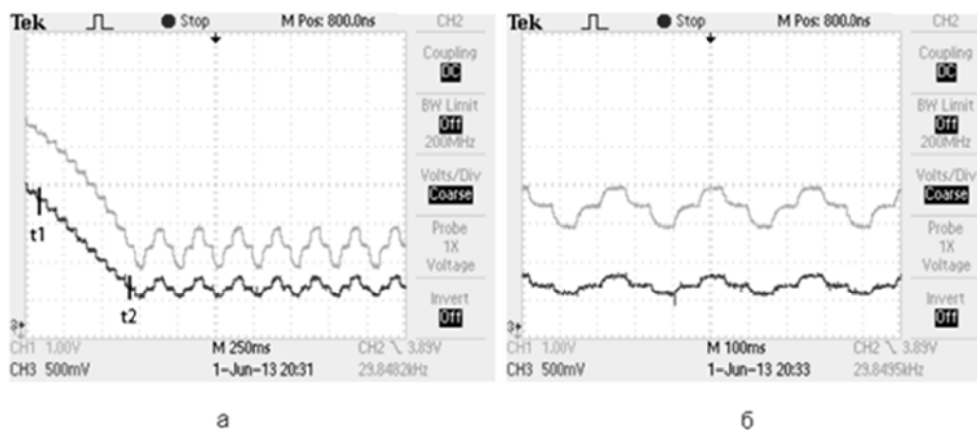


Рис. 2. Осциллограммы сигналов напряжения и тока СБ в режиме поиска максимальной мощности

Временные диаграммы сигналов тока  $I$  и напряжения  $U$  солнечной батареи модели СЭП при переходе к режиму отбора экстремальной мощности приведены на рис. 3.

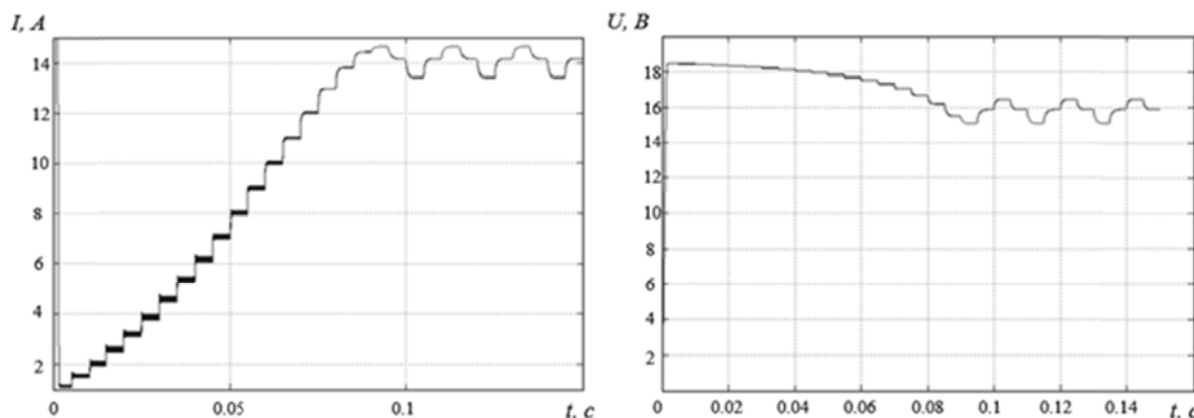


Рис. 3. Временные диаграммы сигналов тока  $I$  и напряжения  $U$  СБ модели СЭП в режиме поиска экстремальной мощности с фиксированным шагом

Представленные временные диаграммы сигналов тока  $I$  и напряжения  $U$  солнечной батареи модели СЭП аналогичны диаграммам, полученным при испытаниях макета СЭП, что подтверждает адекватность модели СЭП. Неиспользование мощности СБ в результате работы алгоритма поиска экстремальной мощности с фиксированным шагом составляет в среднем 2%.

Достоинством вышеприведенного алгоритма поиска экстремальной мощности является то, что система управления осуществляет поиск и поддержание максимума мощности СБ практически при любых внешних условиях, независимо от вида и параметров ВАХ СБ. Основным недостатком является тот факт, что колебания положения рабочей точки относительно максимума мощности СБ приводят также к некоторому неиспользованию мощности СБ, величина которого возрастает по мере увеличения шага экстремального регулирования. Решить эту проблему можно, используя алгоритм поиска с переменным шагом. На рис. 4 приведена имитационная

модель системы электропитания, алгоритм управления которой реализован с помощью средств теории нечетких множеств.

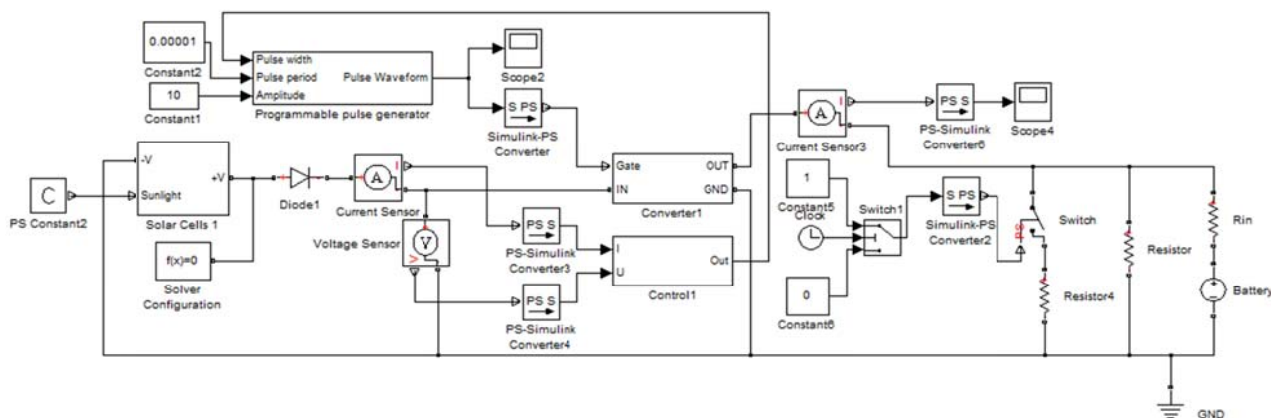


Рис. 4. Имитационная модель СЭП в среде *MATLAB*

Имитационная модель контроллера СБ построена с помощью средств программного пакета *MATLAB/Simulink*. Алгоритм работы контроллера СБ в режиме поиска экстремальной мощности аналогичен приведенному на рис. 2 алгоритму работы экстремального регулятора с фиксированным шагом. Дополнительным элементом в вышеприведенной СЭП является непосредственно нечеткий регулятор, масштабирующий шаг экстремального регулятора в любом направлении поиска экстремальной мощности.

На вход нечеткого регулятора поступают сигналы производной мощности по напряжению, а также изменения мощности за один шаг экстремального регулятора. На рис. 5 приведены термы входных лингвистических переменных нечеткого контроллера, реализованного с помощью средств *FuzzyLogicToolbox*.

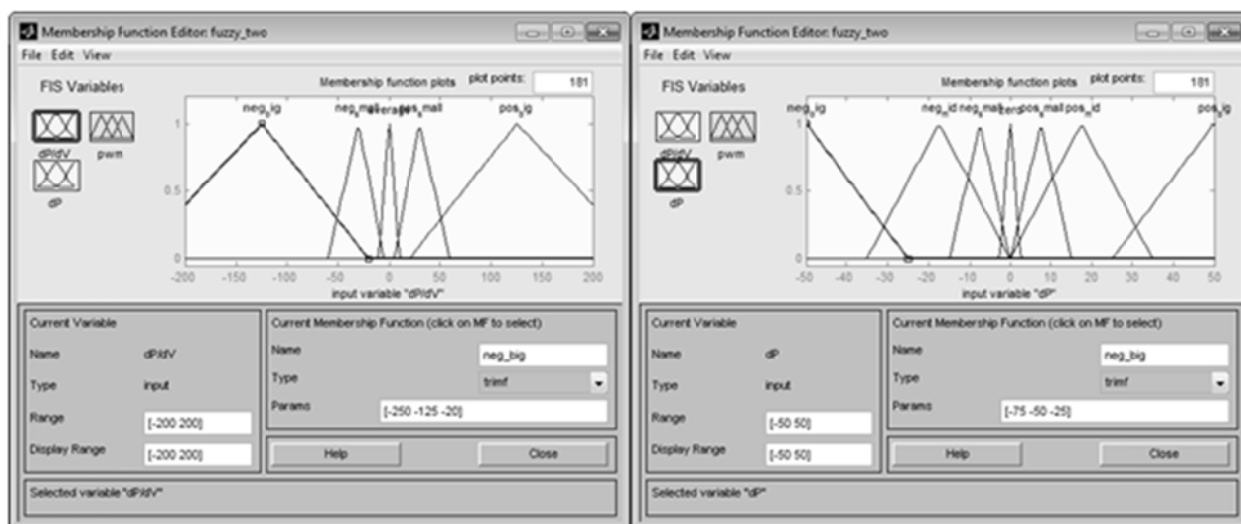


Рис. 5. Термы входных лингвистических переменных нечеткого контроллера

Выходная переменная нечеткого контроллера является коэффициентом, задающим величину шага ЭР. Зависимость значения масштабирующего

коэффициента от значения входных лингвистических переменных определяется набором правил нечеткого контроллера, который приведен в табл. 1.

Таблица 1

$\begin{array}{c} dP/dV \\ dP \end{array}$	NB	NS	ZR	PS	PB
NB	Наивысшее	Высокое	Среднее	Высокое	Наивысшее
NA	Высокое	Среднее	Низкое	Среднее	Высокое
NS	Среднее	Низкое	Наименьшее	Низкое	Среднее
ZR	Низкое	Наименьшее	Наименьшее	Наименьшее	Низкое
PS	Среднее	Низкое	Наименьшее	Низкое	Среднее
PA	Высокое	Среднее	Низкое	Среднее	Высокое
PB	Наивысшее	Высокое	Среднее	Высокое	Наивысшее

Процесс перехода от функции принадлежности выходной переменной нечеткого контроллера к ее числовому значению, называемый также дефазификацией, происходит с использованием метода центра тяжести.

Временные диаграммы изменения тока  $I$  и мощности  $P$  СБ, соответствующие работе модели контроллера СБ в режиме поиска экстремальной мощности с переменным шагом, приведены на рис. 6. Параметры элементов СЭП, мощность нагрузки и освещенность СБ в модели с алгоритмом поиска с фиксированным шагом и модели с переменным шагом приняты одинаковыми.

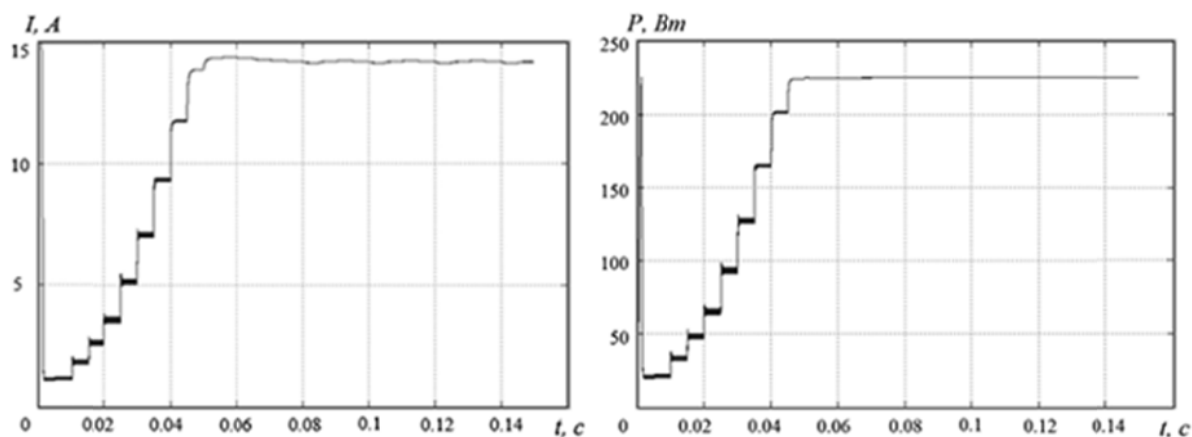


Рис. 6. Временные диаграммы изменения тока  $I$  и мощности  $P$  СБ в процессе работы алгоритма поиска экстремальной мощности нечеткого контроллера СБ

Анализ временных диаграмм позволяет сделать вывод о том, что время, затраченное на поиск экстремума, существенно уменьшилось (с 90 до 45 мс), как и амплитуда колебаний рабочей точки относительно точки максимума.

Недоиспользование мощности в режиме поиска экстремальной мощности с переменным шагом сократилось до 0.5%.

### **Заключение**

Сравнение эффективности работы контроллера СБ с алгоритмом поиска экстремума мощности СБ с фиксированным шагом и алгоритмом поиска экстремума с переменным шагом, проведённое с использованием имитационных моделей, показало снижение недоиспользования мощности солнечной батареи с 2% до 0.5% и снижение времени поиска экстремума на 50%. Такой результат достигается с помощью более совершенного алгоритма управления и не приводит к дополнительным затратам, связанным с совершенствованием силовой электрической схемы СЭП. Применение алгоритмов поиска экстремума с переменным шагом может быть актуальным как для мощных наземных СЭП, так и для СЭП космических аппаратов.

### **СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Carr G. Alternative energy will no longer be alternative [Электронный ресурс]. – режим доступа: <http://www.economist.com/news/21566414-alternative-energy-will-no-longer-be-alternative-sunny-uplands> – 07.06.15.

2. Соустин Б. П. Системы электропитания космических аппаратов / Б. П. Соустин, В. И. Иванчура, А. И. Чернышев, Ш. Н. Исляев – Новосибирск: Наука. Сибирская издательская фирма, 1994. – 318 с.

3. Пост С. С. Имитационная модель контроллера солнечной батареи / С. С. Пост, О. А. Донцов, В. И. Иванчура, Ю. В. Краснобаев // Известия Томского политехнического университета. Техника и технология в энергетике / Томский политехн. ун-т. – Томск, 2014. – Т. 325, №4. – С. 114-120.

4. Донцов О. А. Использование экстремального регулятора в автономных системах электропитания [Электронный ресурс]. – режим доступа: <http://conf.sfu-kras.ru/sites/mn2012/thesis/s006/s006-040.pdf> - 26.06.15.

## **ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ АВТОНОМНОЙ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ**

*С.С. Пост, В.И. Иванчура, Ю.В. Краснобаев, О.А. Донцов*  
Сибирский федеральный университет, Россия, Красноярск

### **Введение**

При проектировании систем электропитания (СЭП) космических аппаратов и других автономных систем электропитания важное место занимает выбор их рациональной структуры. Она в значительной мере определяет энергетическую эффективность использования источников энергии, режимов их работы и оказывает существенное влияние на выбор номиналов и типоразмеров основных узлов системы.

Перспективным путем развития систем электропитания космических аппаратов, связанным с повышением энергетической вооруженности последних, является модульный принцип их построения, когда требуемый номинал напряжения и тока обеспечивается необходимой топологией соединения типовых модулей. Это позволяет суммировать энергию нескольких источников и накопителей, повысить надежность системы за счет сохранения работоспособности при отказе части модулей и введения минимальной избыточности, унифицировать конструктивные параметры системы электропитания и снизить время ее проектирования.

В современных системах электропитания космических аппаратов в качестве источника энергии используются, в основном, солнечные батареи. В качестве накопителей энергии – аккумуляторные батареи различных электрохимических групп, в качестве согласующих устройств используются импульсные регуляторы и стабилизаторы напряжения и тока, которые могут работать в т.ч. в режиме экстремального регулирования. Указанные устройства выступают в качестве типовых элементов, из которых предлагается строить различные модели систем электропитания в целом.

#### **Постановка задачи**

При проектировании и эксплуатации автономных систем электропитания (СЭП) на основе солнечных батарей необходимо обеспечить выполнение энергобаланса в СЭП при известных энергетических характеристиках основных и буферных источников энергии и временной диаграмме энергопотребления со стороны нагрузки, оценить влияние деградиционных изменений энергетических характеристик основных и буферных источников на работу СЭП, произвести выбор солнечных и аккумуляторных батарей, исходя из условия обеспечения энергобаланса, разработать и реализовать алгоритмы управления и обеспечения заданных режимов элементов СЭП.

Для решения поставленной задачи необходимо разработать имитационную модель автономной системы электропитания. Для её выполнения воспользуемся средой визуального моделирования Simulink, входящей в состав пакета MATLAB. Одним из главных его достоинств является возможность моделирования, сочетающего методы структурного и имитационного моделирования. Такой подход, в отличие от пакетов схемотехнического моделирования, позволяет существенно упростить модель, а, следовательно, повысить скорость вычислений [1].

#### **Решение задачи**

На рис. 1 приведена модель разработанной модели автономной СЭП; а также параметры системы, которые могут задаваться пользователем. К таким относятся ток короткого замыкания и напряжение холостого хода солнечного элемента, угол падения солнечных лучей на панель (в радианах), температура окружающей среды (К), количество СЭ в солнечной панели, уставочные значения тока заряда и напряжения полного заряда АБ, а также уровень освещённости солнечной панели. [2, 3, 4]

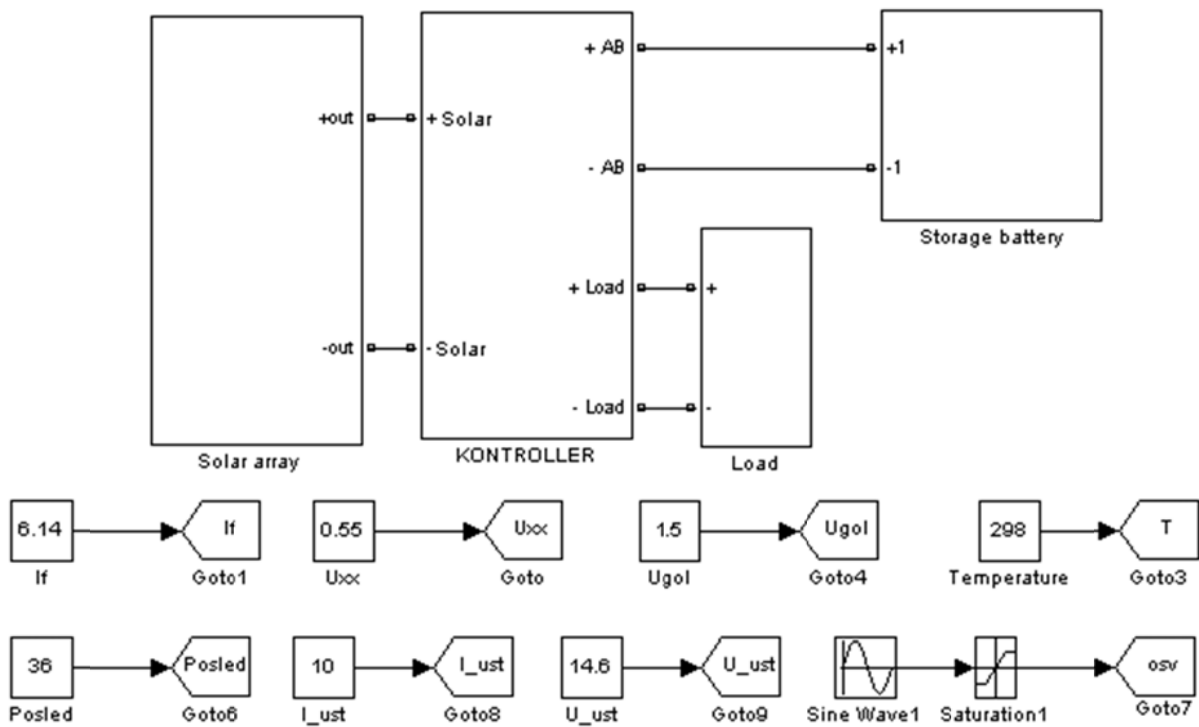


Рис. 1. Модель автономной СЭП

В табл. 1 приведены потребители электрической энергии

Таблица 1.

Потребители электрической энергии в составе автономной СЭП

Наименование	Количество	Потребляемая Мощность, Вт	Период использования
Телевизор Samsung	1	40	20:00 ÷ 23:00
Ноутбук Acer Aspire 4720Z	1	65	12:00 ÷ 16:00
Зарядное устройство для телефона Nokia	1	5	13:00 ÷ 15:00
Насос	1	100	13:00 ÷ 14:00
Энергосберегающие лампы	5	15	21:00 ÷ 24:00

Пусть освещённость СБ меняется в течение суток так, как показано на рис. 2. Как видно из рисунка, СБ начинает освещаться в 6 часов утра, и к 9 часам уровень освещенности достигает максимальной величины. В 16 часов уровень освещенности начинает снижаться, и в 19 часов СБ перестает освещаться.

На рис. 3, а и б приведены графики тока и напряжения АБ за сутки. Как видно из графика, до 6 часов утра СБ не освещается, и ток АБ = 0. В 6 часов утра на панель начинает падать солнечный свет, и батарея заряжается током, определяемым по формуле  $I_{аб} = P_{аб} / U_{аб}$ . В 12 часов происходит коммутация нагрузки, и ток заряда снижается. В 19 часов СБ перестает освещаться, и АБ переходит в режим разряда.

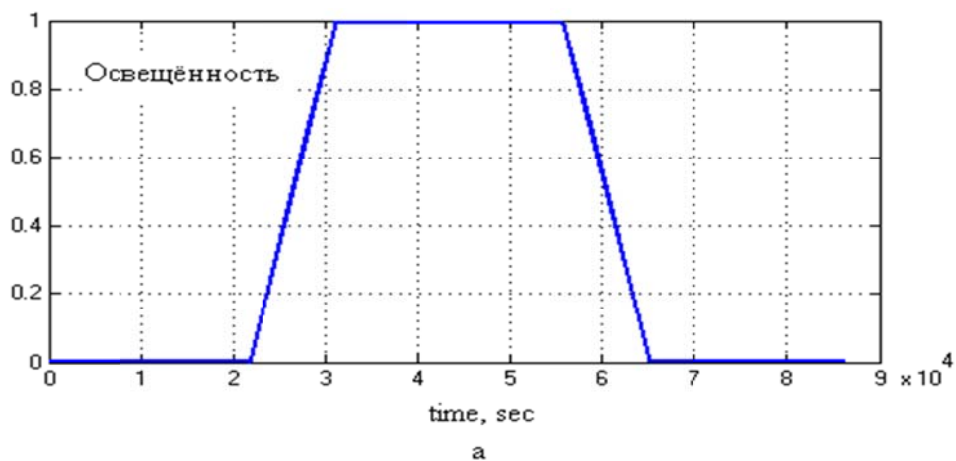


Рис. 2. Изменение уровня освещенности СБ в течение суток

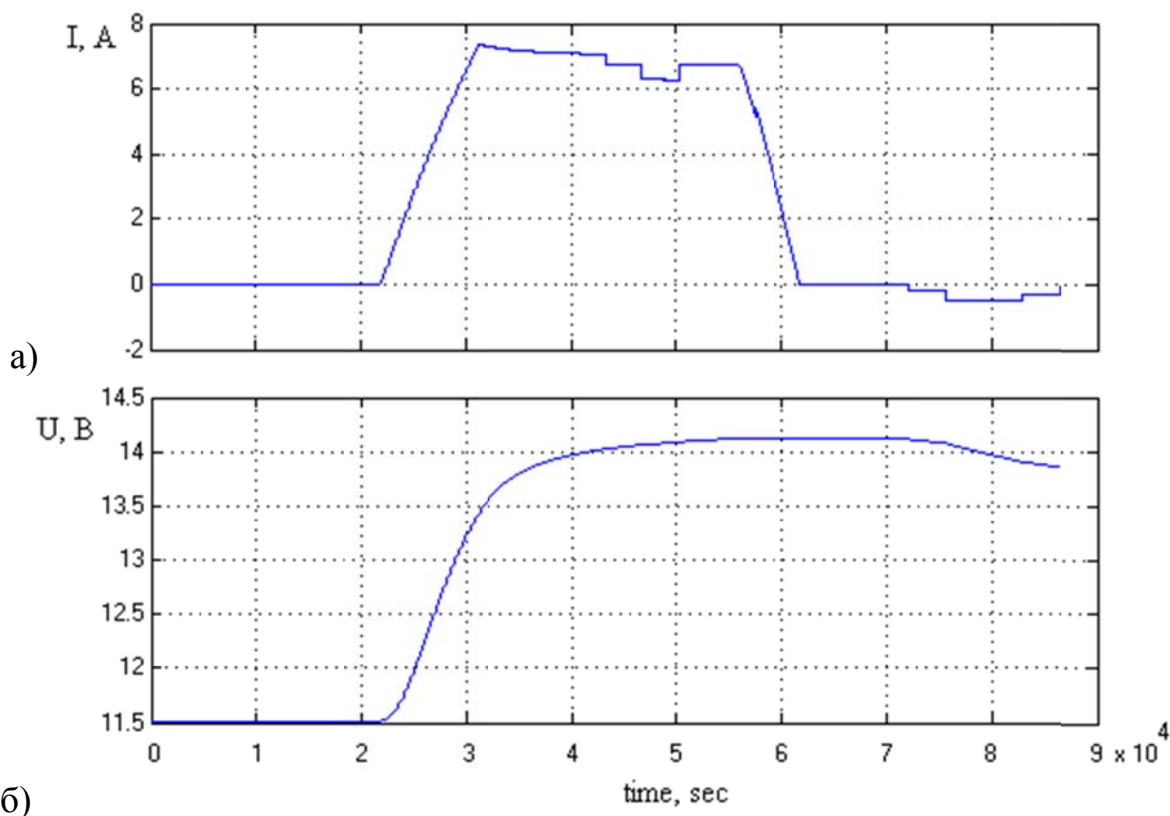


Рис. 3, а – Изменение уровня тока АБ в течение суток,  
 б – Изменение уровня напряжения АБ в течение суток

### Заключение

1) В среде Simulink (MatLAB) разработана имитационная модель контроллера солнечной батареи. Данная модель адекватно отображает логику работы реального контроллера СБ, что позволяет использовать данную модель при проектировании автономных СЭП.

2) Разработаны и протестированы имитационных модели автономных систем электропитания: солнечной батареи, аккумуляторной батареи, контроллера солнечной батареи и нагрузки.

3) Из указанных выше элементов синтезирована модель автономной системы электропитания. Проведённое тестирование подтверждает адекватность

разработанной модели. Модель может быть использована при проектировании реальных автономных систем электропитания.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Черных И.В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, Simulink и SimPowerSystems. – М.: ДМК Пресс; СПб.: Питер, 2008–288 с.: ил.
2. Алатов И.М. // Информатика и системы управления: межвуз. сб. науч. тр. 2003. Вып 9. С. 182.
3. Пост С.С. Модель контроллера солнечной батареи. Управление и информатика в технических системах: Материалы всероссийской научно-технической конференции, посвящённой 80-летию Заслуженного деятеля науки и техники РСФСР, профессора Б. П. Соустина (г. Красноярск, 15-18 мая 2013 г.)
4. Иванчура В.И.; Чубарь А.В.; Пост С.С. The energetic model of the lithium-ion storage battery. Научный журнал СФУ. Секция «Техника и технологии». Том 6, № 5, 2013.

### СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ДЛЯ СВЕТОДИОДНЫХ ЛАМП С ИЗЛУЧАТЕЛЯМИ ЛЕНТОЧНОЙ СТРУКТУРЫ

*Гинтинг Рутта*<sup>\*</sup>, *А.В. Иванов*<sup>\*\*</sup>, *С.М. Семенов*<sup>\*\*\*</sup>, *С.А. Чертов*<sup>\*\*\*</sup>

<sup>\*</sup> – Индонезия, Джакарта,

<sup>\*\*</sup> – НИИ светодиодных технологий Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, Россия, Томск,

<sup>\*\*\*</sup> – Национальный исследовательский Томский политехнический университет, Россия, Томск

Проблема высокого энергопотребления становится все более актуальной. Только на освещение уходит порядка 30-35% всей вырабатываемой электроэнергии, а в масштабах крупных городов эта величина в полтора-два раза больше [1].

Светодиодное освещение – одно из перспективных направлений технологий искусственного освещения, основанное на использовании светодиодов в качестве источника света.

При одинаковом уровне излучения линейка светодиодов потребляет мощность в два и более раза меньшую, чем лампа накаливания, что позволяет значительно снизить затраты денежных средств на электроэнергию. Все эти качества определяют предпочтительное использование светодиодных источников излучения в современных устройствах. Зависимость потребляемой мощности ламп накаливания, люминесцентных и светодиодных от излучаемого ими светового потока представлена в табл. 1 [2].



Таблица 1.

## Сравнение источников освещения

Лампа накаливания, потребляемая мощность (Вт)	Компактная люминесцентная лампа, потребляемая мощность (Вт)	Светодиодная лампа, потребляемая мощность (Вт)	Световой поток, лм
40	10-13	4-5	400
60	15-16	8-10	700
75	18-20	10-12	900
100	25-30	12-15	1200
150	40-50	18-20	1800

Проанализировав данные табл.1, можно отметить, что переход на более экономичные светодиодные светильники позволяет снизить энергопотребление в 10 раз по сравнению с лампами накаливания и в 2 раза по сравнению с люминесцентными лампами.

Тем не менее, несмотря на то, что классическая лампа накаливания по энергетическим затратам является наиболее расточительным источником света, она еще продолжительное время будет удерживать прочные позиции в устройствах освещения, благодаря целому ряду неоспоримых преимуществ. [3]

Например, таких как:

- Дешевизна лампы.
- Небольшие габариты, что позволяет конструировать удобные и оригинальные светильники.
- Повсеместная распространенность. Цоколь любой электрической лампы подходит к соответствующему патрону в широком спектре технических установок.
- Постоянная готовность к работе и моментальность включения. Время прогрева, в отличие от люминесцентной лампы, минимально.
- Независимость от внешних климатических условий. В лампе отсутствуют электронные компоненты, чувствительные к изменениям окружающей среды.
- Хорошо налаженное массовое производство.

Объединить преимущества классических ламп накаливания и светодиодных излучателей позволяют источники света, выполненные по технологии FilamentLED. Модель такого источника света представлена на рис. 1.

Основными компонентами этой лампы являются: 1 – колба; 2 – излучающий элемент; 3 – опорная конструкция; 4 – устройство питания (драйвер); 5 – цоколь.

По внешнему виду и характеристикам излучения они настолько близки к классическим электролампам, что их с полным правом можно назвать светодиодными лампами накаливания [4].

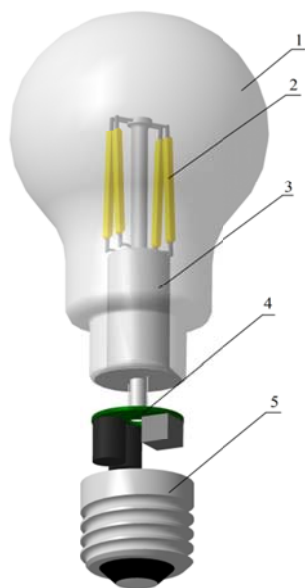


Рис. 1. Трехмерная модель источника света по технологии FilamentLED

Самое главное отличие осветительных устройств LED Filament от классических светодиодных ламп – это диаграмма светового потока, практически полностью аналогичная диаграмме лампы накаливания. Т.е. светодиодные излучатели светят практически равномерно во все стороны, так же как и обычные. При этом эффективность осветительных устройств LED Filament несколько выше, а рабочая температура корпуса – примерно на 10 градусов ниже. Коэффициент пульсаций у большинства ламп этого типа составляет менее 0,5% – т.е. приблизительно равен нулю. Использование различных вариантов люминофоров в нитевидных светодиодных излучателях позволяет выпускать устройства освещения с различной цветовой температурой (оттенок белого света по шкале "теплый-холодный") – от 2700 К (теплый, стандартная лампочка накаливания) до 6500 К (холодный, дневной свет).

Светодиоды, как и все диоды, имеют нелинейную вольт-амперную характеристику [5]. Это означает, что при изменении напряжения на светодиоде, ток изменяется непропорционально. По мере увеличения напряжения, сначала ток растёт очень медленно, источник освещения при этом не светится. Затем, при достижении порогового напряжения, светодиод начинает светиться, и ток возрастает очень быстро. При дальнейшем увеличении напряжения, ток резко возрастает, и лампа выходит из строя.

Поэтому для нормального функционирования светильника, его нужно обеспечить стабилизатором тока, который будет соответствовать необходимым параметрам и требованиям. Данный стабилизатор, являющийся важнейшей частью полупроводникового светильника, во многом определяет функциональные, светотехнические показатели и надежность осветительного устройства в целом.

Он устанавливает заданный ток через светодиод вне зависимости от

приложенного к схеме напряжения. При увеличении напряжения на схеме выше порогового уровня, ток достигает установленного значения и далее не изменяется. При дальнейшем увеличении общего напряжения, напряжение на излучателе перестаёт меняться, а напряжение на стабилизаторе растёт.

В качестве стабилизатора тока рассматриваются два варианта: линейный и импульсный.

Линейный стабилизатор (рис. 2) является делителем напряжения постоянного тока.

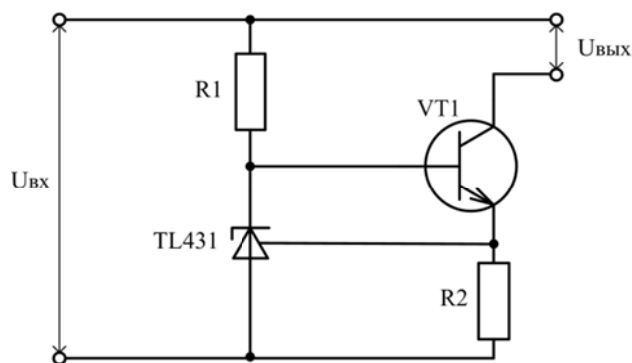


Рис. 2. Схема линейного стабилизатора тока

Суть его работы заключается в том, что на вход подается нестабильное напряжение ( $U_{вх}$ ), а с нижнего контакта снимается фиксированное выходное напряжение ( $U_{вых}$ ). Принципиально такого рода стабилизация осуществляется благодаря изменению сопротивления одного из плеч делителя напряжения, в роли которого выступает биполярный транзистор ( $VT1$ ). Эта система регулирует сопротивление в динамическом заданном диапазоне для стабилизации выходного напряжения.

При достаточно большом отношении входного и выходного напряжений значительно сокращается КПД стабилизатора напряжения, так как энергия рассеивается в виде тепла на транзисторе стабилизатора. По этим причинам в рассматриваемом устройстве особое внимание необходимо уделить вопросам охлаждения, тем самым увеличивая срок службы и предотвращая регулирующей элемент стабилизатора от перегрева.

Для получения стабилизированного тока, с возможностью его регулирования, используется стабилизатор на основе микросхемы TL431 (аналоги: КР142ЕН19А, К1156ЕР5х).

Основное преимущество данной схемы состоит в возможности устанавливать любое значение стабилизируемого тока.

Наиболее сложной в реализации является схема импульсного стабилизатора, но при этом она может обеспечить стабильную работу в широком диапазоне напряжений на входе и в нагрузке. Так как требования по электробезопасности обеспечиваются конструкцией самой лампы, а напряжение в нагрузке ниже напряжения сети, то предпочтительна схема импульсного последовательного стабилизатора понижающего типа [6]. Схема данного стабилизатора приведена на рис. 3.

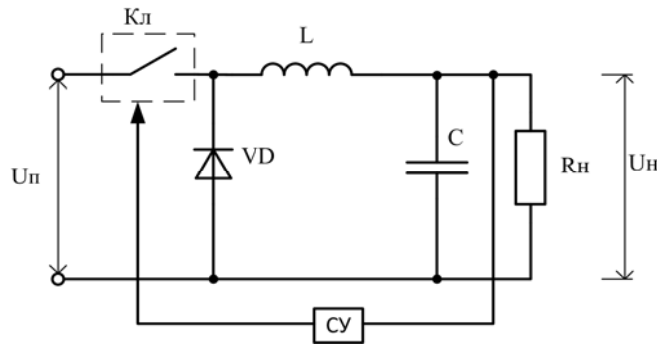


Рис. 3. Схема импульсного последовательного стабилизатора понижающего типа

В качестве микросхемы управления используется микросхема BP2831 со встроенным силовым ключом Кл (рис. 3). Вариант применения такой схемы приведен на рис 4.

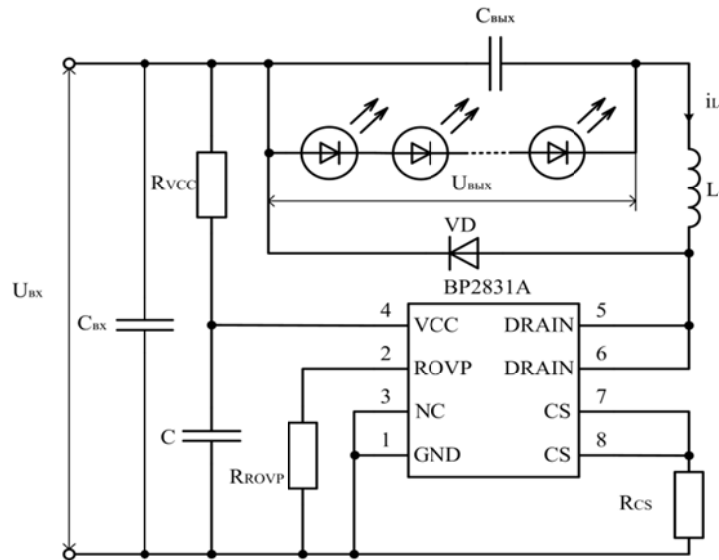


Рис. 4. Схема применения микросхемы BP2831

Импульсный стабилизатор тока работает следующим образом. Входное напряжение  $U_{вх}$  подается на входной фильтрующий конденсатор  $C_{вх}$ . Ключевой элемент (транзистор), входящий в состав микросхемы BP2831, осуществляет высокочастотную коммутацию тока. Работа схемы складывается из двух фаз: накачки энергии и разряда.

Фаза накачки протекает, когда транзистор открыт. Ток  $i_L$  проходит через дроссель  $L$  к нагрузке, шунтированной конденсатором  $C_{вых}$ . Накопление энергии происходит как в дросселе, так и в конденсаторе.

После того, как транзистор переходит в состояние отсечки, наступает фаза разряда. Поскольку любой индуктивный элемент стремится воспрепятствовать изменению направления и величины тока, протекающего через его обмотку, в данном случае ток дросселя  $i_L$  мгновенно уменьшиться до нуля не может, и он замыкается через разрядный диод VD на нагрузку.

Для сравнения источников питания произведем расчет коэффициента полезного действия [6].

Для источника питания с линейным стабилизатором тока.

Примем минимальное напряжение на нагрузке  $U_H = 75$  В. Номинальное напряжение сети  $U_{НОМ} = 220$  В. Рабочая частота  $f_{раб} = 50$  кГц. Ток нагрузки  $I_H = 20$  мА. Сопротивление и индуктивность схемы соответственно  $R_{сх} = 14$  Ом и  $L = 15$  мГн.

КПД определяется по формуле:

$$\eta = \frac{U_H \cdot I_H}{U_H \cdot I_H + I_H \cdot (U_{вх} - U_H)} = \frac{75 \cdot 0.02}{75 \cdot 0.02 + 0.02 \cdot (310.2 - 75)} = 0.24,$$

где  $U_H, I_H$  – соответственно напряжение и ток на нагрузке;

$U_{вх}$  – входное напряжение,  $U_{вх} = \sqrt{2} \cdot U_{НОМ} = \sqrt{2} \cdot 220 = 310.2$  В.

Для источника питания с импульсным стабилизатором тока.

КПД вычисляется по выражению:

$$\eta = \frac{U_H \cdot I_H}{U_H \cdot I_H + k_{зап} \cdot I_{max} \cdot R_{сх}} = \frac{75 \cdot 0.02}{75 \cdot 0.02 + 0.24 \cdot 0.058 \cdot 14} = 0.88,$$

где  $k_{зап}$  – коэффициент заполнения,  $k_{зап} = \frac{U_H}{U_{вх}} = \frac{75}{310.2} = 0.24$ ;

$I_{max}$  – максимальный ток,

$$I_{max} = U_{вх} \cdot \left( \frac{k_{зап}}{R_H} + \frac{k_{зап}(1 - k_{зап})}{2 \cdot f_{раб} \cdot L} \right) = 310.2 \cdot \left( \frac{0.24}{3750} + \frac{0.24(1 - 0.24)}{2 \cdot 50000 \cdot 15 \cdot 10^{-3}} \right) = 0.058 \text{ А}$$

$R_H$  – сопротивление нагрузки,  $R_H = \frac{U_H}{I_H} = \frac{75}{0.02} = 3750$  Ом.

Далее расчёт КПД производится при напряжениях на нагрузке равных 150, 225 и 300 В. Напряжение в сети может изменяться в пределах  $220^{+10\%}_{-15\%}$ .

Поэтому необходим расчёт КПД при минимальном напряжении питающей сети  $U_{min пит} = U_{НОМ} - 0.15 \cdot U_{НОМ} = 220 - 0.15 \cdot 220 = 187$  В.

При этом минимальное напряжение на выходе стабилизатора будет равно

$$U_{min стаб} = U_{min пит} \cdot \sqrt{2} - U_{стаб} = 187 \cdot \sqrt{2} - 2 = 262 \text{ В.}$$

Результаты расчетов сведены в табл. 2.

Таблица 2.

Сравнение КПД источников питания

	Линейный		Импульсный	
	$U_H, \text{ В}$	$\eta, \%$	$U_H, \text{ В}$	$\eta, \%$
Ток нагрузки, $I_H = 20$ мА	75	24	75	89
	150	48	150	85
	225	73	225	86
	262	85	262	87
	300	97	300	94

Как видно из табл. 2, коэффициент полезного действия линейного стабилизатора тока, в отличие от импульсного, изменяется весьма значительно, а при определенных значениях напряжения на нагрузке больше, чем у импульсного. Из этого можно сделать вывод о том, что при правильном выборе напряжения, путем изменения числа линеек светодиодов и способа их подключения, КПД линейного и импульсного стабилизаторов тока приблизительно равны, что делает целесообразным применение линейного стабилизатора, так как его основными преимуществами являются: простота реализации, высокая надежность, низкая стоимость, отсутствие высокочастотных пульсаций выходного тока, электромагнитная совместимость.

По результатам исследования были изготовлены два устройства питания для светодиодной лампы. Испытания данных источников показали, что их КПД приблизительно равны, а у импульсного источника питания в выходном токе присутствуют высокочастотные пульсации, отсутствующие у линейного.

Устройства питания разработаны при финансовой поддержке министерства образования и науки в рамках выполнения НИИ Светодиодных технологий ТУСУР и ООО «Руслед» прикладных научных исследований: «Разработка энергосберегающей светодиодной лампы с конвекционным газовым охлаждением излучателей и сферическим светораспределением, адаптированной к традиционной технологии массового производства ламп накаливания» (шифр проекта RFMEFI57714X0061). В настоящее время устройства питания, изготовленные совместно НИИ светодиодных технологий ТУСУР и Томским политехническим университетом проходят испытания на Томском заводе светотехники (бывший Томский электроламповый завод), входящим в состав ООО «Руслед».

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Браун М. Источники питания. Расчёт и конструирование / М. Браун. Пер. с англ. – К.: МК – Пресс, 2007. – 288 с.
2. Технические характеристики и преимущества светодиодных ламп [Электронный ресурс] – режим доступа <http://indeolight.com/lampy-i-svetilniki/svetodiodnye/tehnicheskie-harakteristiki-svetodiodnyh-lamp.html>, свободный, дата обращения 01.08.2015.
3. Семёнов Б.Ю. Экономичное освещение для всех/ Б.Ю. Семёнов. – М.: СОЛОН – Пресс, 2010. – 224 с.
4. Светодиодные лампы накаливания [Электронный ресурс] – режим доступа <http://www.rsci.ru/oled/news/236692.html>, свободный, дата обращения 01.08.2015.
5. Стабилизатор тока светодиода [Электронный ресурс] – режим доступа: [http://led-displays.ru/stabilizator\\_toka.html](http://led-displays.ru/stabilizator_toka.html), свободный, дата обращения 01.08.2015.
6. Семенов Б. Ю. Силовая электроника для любителей и профессионалов / Б.Ю.Семенов. – М.: Солон-Р, 2001. – 327 с.

## **ОБЕСПЕЧЕНИЕ РАБОТОСПОСОБНОСТИ ЧАСТОТНО-УПРАВЛЯЕМОГО АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПРИ НИЗКИХ ТЕМПЕРАТУРАХ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ**

*А.О. Смирнов, В.Г. Букреев*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск

В настоящее время системы электропривода прочно занимают лидирующее место среди приводных устройств и обеспечивают бесперебойную и надежную работу механизмов во многих областях техники. Функциональные возможности и эксплуатационные параметры современных электроприводов во многом определяются характеристиками применяемых систем управления. Современный асинхронный электропривод реализован на базе силовой полупроводниковой техники с применением микропроцессорного управления. Его возможности позволяют организовать регулирование выходных координат электропривода в широком диапазоне, с высоким быстродействием и высокой точностью.

Электропривод запорной арматуры магистральных трубопроводов представляет собой сложный мехатронный модуль, объединяющий в своем составе систему управления, силовой преобразователь, асинхронный двигатель и редуктор. В качестве силового преобразователя может использоваться преобразователь частоты или тиристорный регулятор напряжения. Система управления должна обеспечивать требуемые режимы эксплуатации запорной арматуры, адекватную реакцию электропривода на изменение внешних условий, поддержку защитных функций и коммуникаций с другими устройствами, диагностику состояния всех элементов электропривода.

Электроприводы запорной арматуры магистральных трубопроводов эксплуатируются в различных географических широтах с большими контрастами температуры окружающего воздуха. Особенно большое влияние на работоспособность электропривода оказывают низкие температуры ( $-60^{\circ}\text{C}$ ) внешней среды в период запуска агрегатов после их длительной остановки. Условия эксплуатации, особенно температура окружающей среды и связанная с ней температура проходящей жидкости оказывают определяющее влияние на работоспособность и ресурс работы всех элементов электропривода: силового преобразователя, асинхронного двигателя, системы управления, механического преобразователя – редуктора, задвижки запорной арматуры.

При эксплуатации электроприводов запорной арматуры в условиях низких температур в составе запорной арматуры крайне важен параметр стабилизации моментного усилия на валу асинхронного двигателя.

На этапе разработки системы адаптивного управления для оценки степени влияния температурных изменений на величину выходного момента асинхронного двигателя проводились исследования с применением аппарата имитационного моделирования и экспериментальной установки (рис. 2).

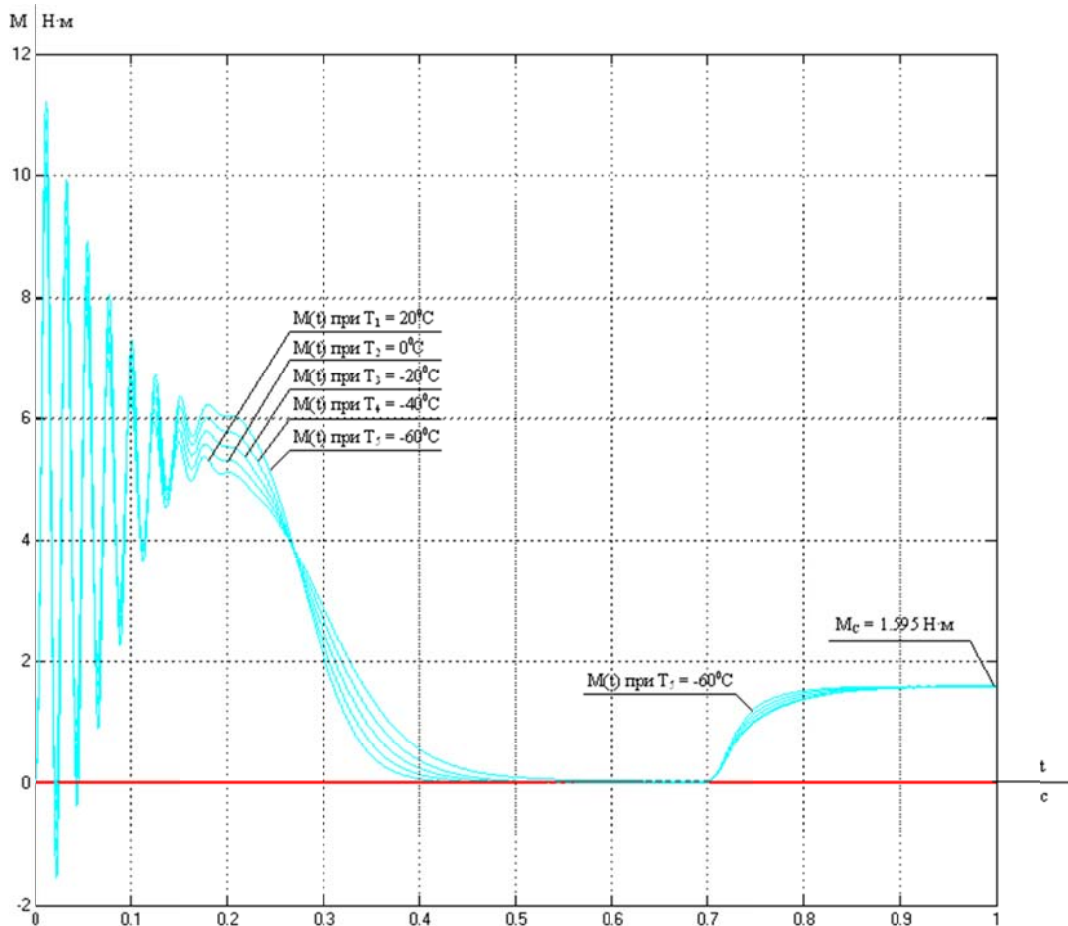


Рис. 1. Переходный процесс момента при пуске и набросе нагрузки АД при снижении температуры внешней среды

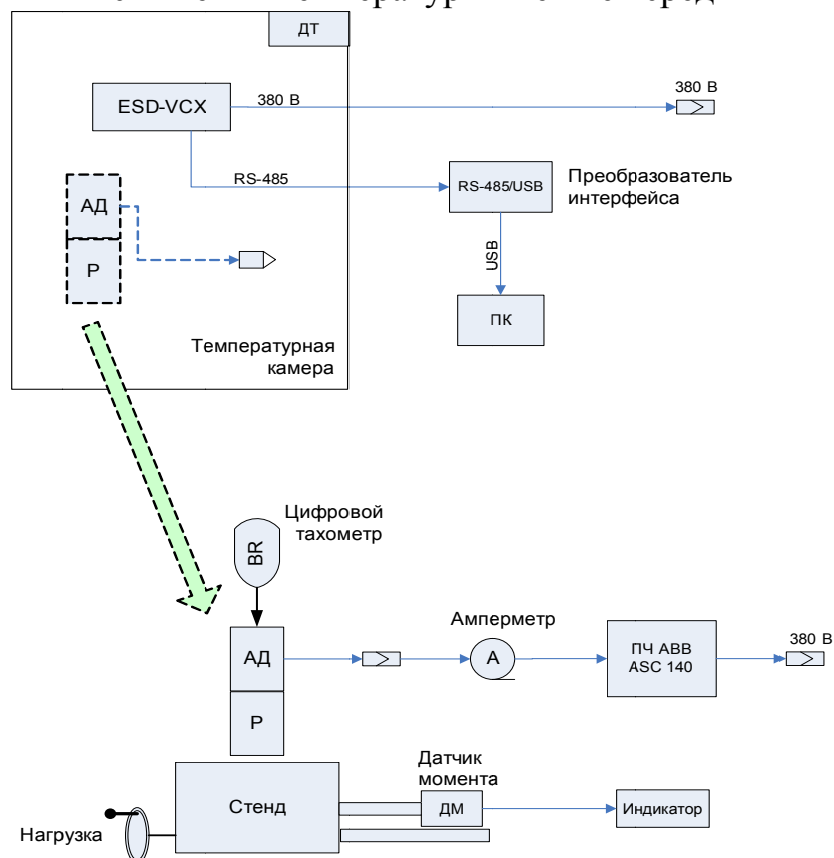


Рис. 2. Схема экспериментальной установки



В ходе проведения исследований были выявлены зависимости влияния температурных изменений на работу асинхронного двигателя (рис. 3–7).

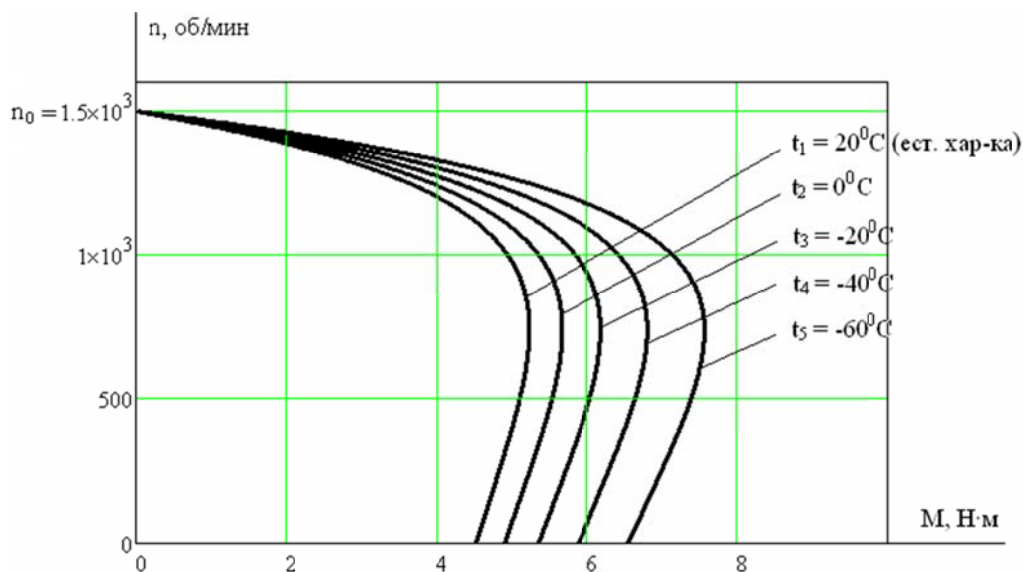


Рис. 3. Механические характеристики АД с учетом влияния эффекта вытеснения тока в стержнях ротора при понижении температуры

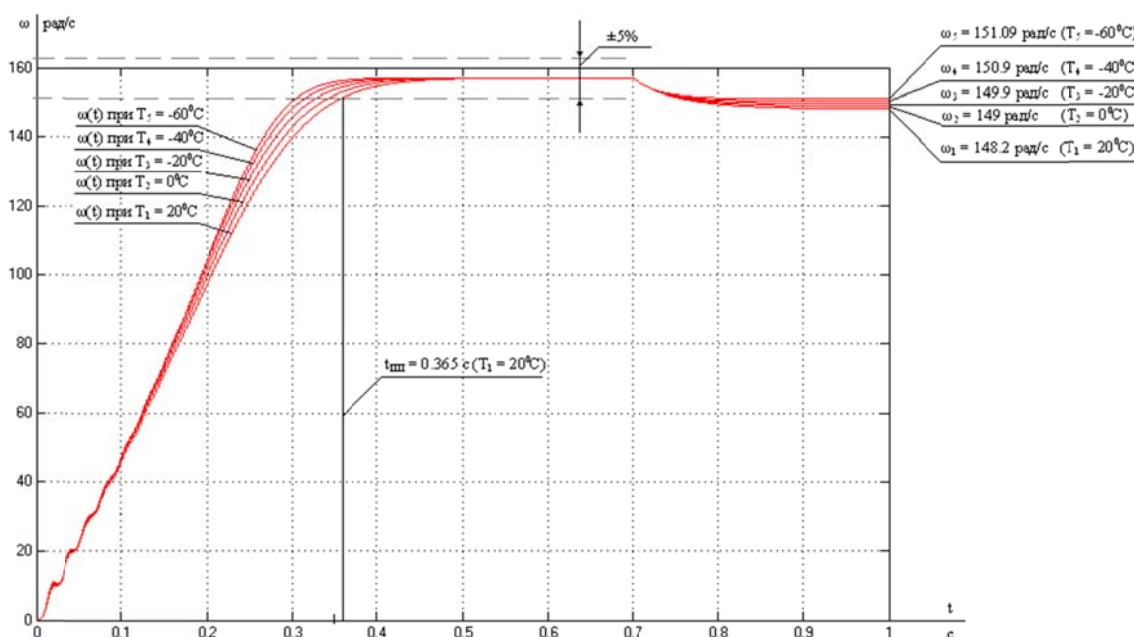


Рис. 4. Переходный процесс скорости при пуске и набросе нагрузки АД при снижении температуры

Кроме температурных изменений на выходной момент асинхронного двигателя прямым образом влияет эффект вытеснения токов в стержнях ротора.

Анализ расчетных и экспериментальных данных показал, что на характер изменения момента на выходном валу редуктора при моделировании температуры и частоты оказывают влияние два противоположных процесса различной физической природы, в частности, при понижении температуры повышается текущий критический и пусковой моменты за счет уменьшения

активных сопротивлений статора и ротора асинхронного двигателя. Одновременно повышаются механические потери за счет изменения коэффициентов трения в подшипниках и редукторе, что приводит к снижению момента.

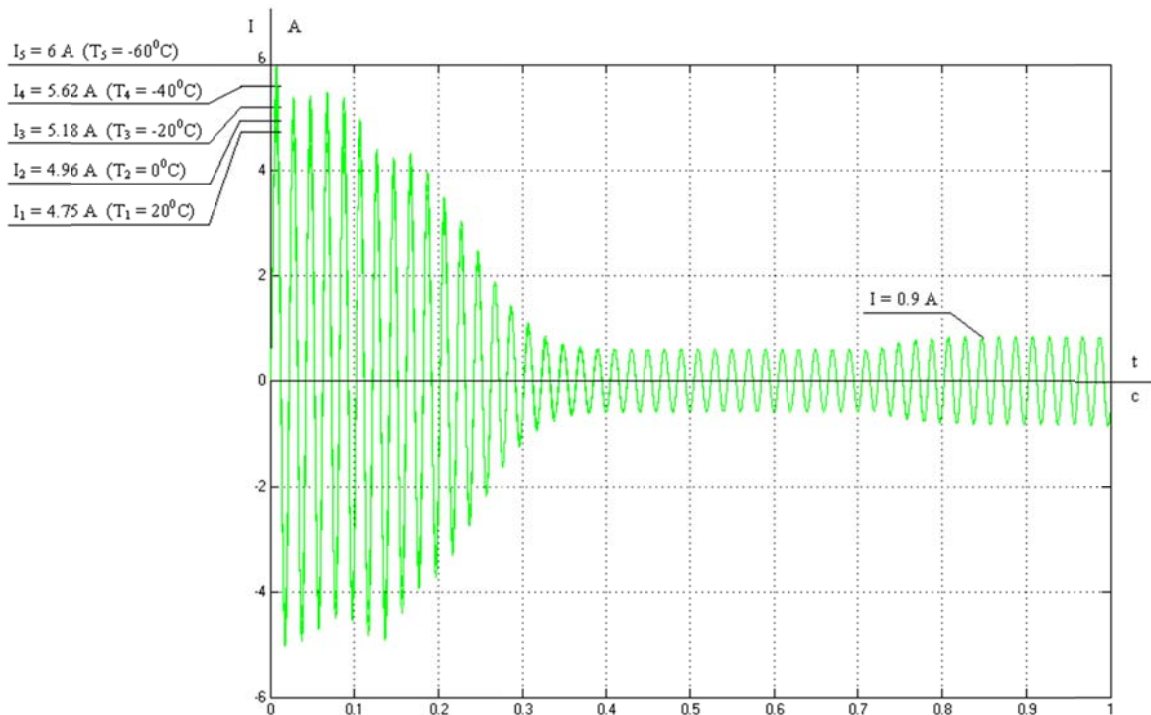


Рис. 5. Переходный процесс тока при пуске и набросе нагрузки АД при снижении температуры

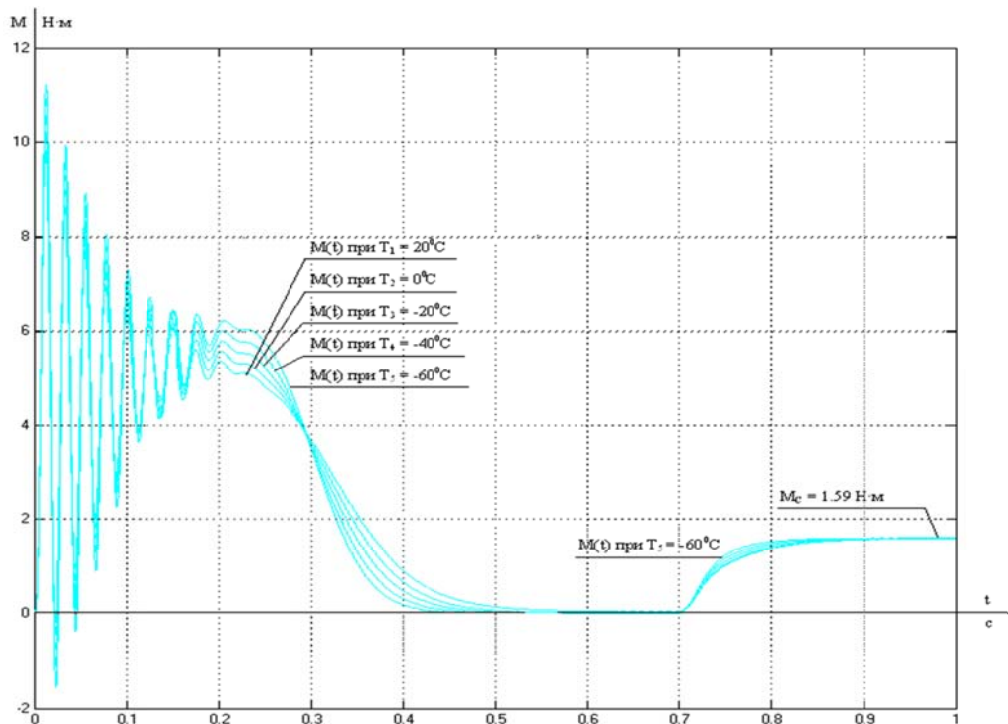


Рис. 6. Переходный процесс момента при пуске и набросе нагрузки при изменении температуры

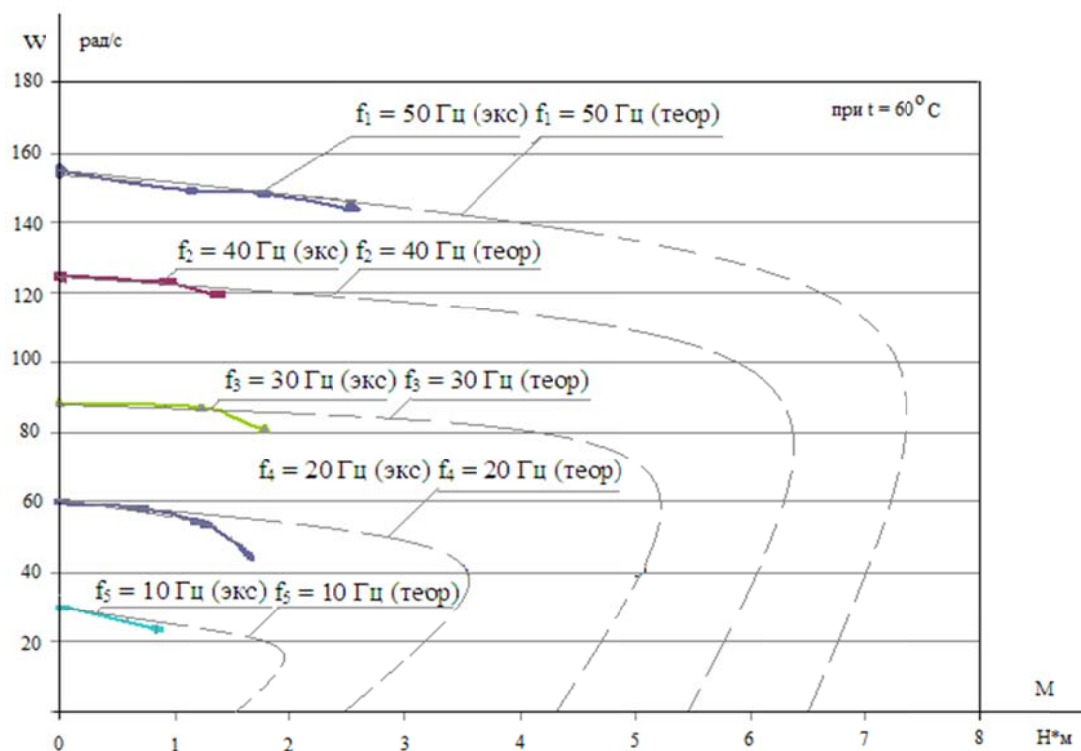


Рис. 7. Механическая характеристика ЭП при температуре  $-60^{\circ}\text{C}$  на различных частотах питающего напряжения

Для обеспечения нормальной работы электропривода с электронным блоком ESD – VCX в широком диапазоне температур требуется обеспечить стабилизацию температурного режима электронных компонентов, входящих в его состав.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мустафин Ф. М. Трубопроводная арматура. Учебное пособие для вузов. – Уфа: ГУП РБ УПК, УГНТУ, 2007. – 326 с.;
2. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. – М.: Высшая школа, 2001. – 274 с.
3. Смирнов А.О. Автореферат диссертации: «Повышение работоспособности асинхронного электропривода запорной арматуры при низких температурах», к.т.н., Национальный исследовательский Томский политехнический университет, г. Томск, 2011.

# **ИНФОРМАТИВНЫЕ СВОЙСТВА АВТОНОМНЫХ ИНВЕРТОРОВ. ВЫБОР МЕТОДА АППРОКСИМАЦИИ КРИВОЙ ФАЗНОГО ТОКА АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА.**

*А.В. Кашеутов, Т.А. Боклаг*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск

Представлены результаты анализа методов аппроксимации применительно к описанию формы кривой фазного тока автономных инверторов. Приведены точностные характеристики методов при аппроксимации идеальной кривой. Описаны достоинства и недостатки методов. Указаны методы, наиболее подходящие для описания и исследования кривой фазного тока автономных инверторов.

## **Введение**

Быстрые темпы развития различных сфер электронной и электротехнической промышленности в настоящее время открывают все новые горизонты исследовательской деятельности. Одной из областей научного исследования, вызывающего большой интерес, являются автономные инверторы напряжения (АИН), используемые в различных отраслях промышленности, чаще всего в качестве источников питания электрических машин. Входящий в состав электропривода АИН помимо источника электроэнергии является также источником информации [1]. В работе [1] раскрыто понятие информативных свойств АИН, а также показаны теоретические методы расчета характеристик электрической машины на основе математического описания формы кривой фазного тока АИН, кроме того рассмотрены различные способы практического применения информативных свойств АИН. Однако вопрос получения математического описания формы фазного тока АИН в реальных условиях остался открытым.

## **Постановка задачи**

Задача настоящей работы состоит в рассмотрении различных методов аппроксимации применительно к описанию формы фазного тока АИН в условиях помех, а также выбор наиболее подходящего метода для практической реализации применения информативных свойств АИН для расчета параметров электрической машины. Основным критерием выбора метода является возможность исследования второй производной выражения, описывающего форму тока, в частности наибольший интерес представляют точки, в которых вторая производная обращается в нуль, т.н. «точки перегиба» [1].

## **Разнообразие методов аппроксимации**

Как показано в работе [1] основным критерием эффективного определения параметров электрической машины является возможность нахождения нулей второй производной выражения, описывающего кривую

фазного тока АИН. Таким образом данный критерий является определяющим при выборе метода аппроксимации.

Все многообразие методов аппроксимации можно разделить на следующие категории [2]:

- 1) аппроксимация полиномами (многочленами);
- 2) аппроксимация сплайнами;
- 3) аппроксимация отрезками ряда Фурье;
- 4) аппроксимация полиномами по ортогональным многочленам;
- 5) аппроксимация собственными функциями краевых задач.

В первом приближение можно отбросить последние два способа в виду нецелесообразности их использования применительно к поставленной задаче. Метод аппроксимации отрезками ряда Фурье также не применим, поскольку итоговая аппроксимирующая функция является периодической, что крайне затрудняет анализ функции на предмет поиска точек перегиба. Так как производные периодических функций также являются функциями периодическими, вторая производная данной функции будет принимать нулевое значение в гораздо большем количестве точек, чем та же производная искомой функции, что делает нахождение необходимой точки практически невозможным. Однако остаются еще два метода, которые требуют более детального рассмотрения.

#### **Аппроксимация кубическими сплайнами**

Кубическим сплайном называют полином третьей степени [3]. Таким образом, метод аппроксимации кубическими сплайнами заключается в построении плавной кривой, проходящей через все точки из набора измеренных значений, причем на каждом промежутке строится отдельный сплайн. Данный метод интересен тем, что обладает нулевой погрешностью, поскольку аппроксимирующая кривая проходит непосредственно через каждую точку исходного набора. Кроме того поиск нулей второй производной сводится к решению простого линейного уравнения и выбору тех корней, которые лежат внутри соответствующего промежутка. Однако это полезное свойство данного метода справедливо лишь для монотонных кривых. Результаты вычислительных экспериментов показали, что малейшая модуляция исходной идеальной кривой периодической «шумовой» функцией приводит к тому, что вторая производная аппроксимирующей функции обращается в нуль практически на каждом промежутке, что делает дальнейший анализ нецелесообразным. К недостаткам данного метода также относится тот факт, что его программная реализация является более требовательной к аппаратным ресурсам, чем, например, реализация методов полиномиальной аппроксимации.

#### **Аппроксимация полиномом**

Существуют различные методы аппроксимации функций полиномами [3], от методов Лагранжа и Ньютона до более универсальных и простых в использовании, таких как метод наименьших квадратов (МНК). Особенностью методов Лагранжа и Ньютона является прямая зависимость степени результирующего полинома от количества точек аппроксимации. Таким

образом данные методы плохо пригодны для исследования большого количества точек и как показали вычислительные эксперименты дают достаточно точные результаты при количестве исследуемых точек не более десяти. При этом степень результирующего полинома также равна десяти, что многократно усложняет алгоритм исследования производной.

Наиболее простым, удобным и распространенным способом аппроксимации функций является аппроксимация полиномом по МНК. Данный способ достаточно прост при программной реализации, а также удобен при исследовании производных.

В качестве исследуемой функции было взято выражение вида:

$$I(t) = 1 - ae^{-bt} + c \sin(t + d), \quad (1)$$

где  $a, b, c, d$  произвольно выбранные параметры.

Данное выражение соответствует теоретическому описанию формы кривой фазного тока АИН [2]. Результаты вычислительного эксперимента при аппроксимации произвольной исследуемой функции полиномом различной степени представлены в табл. 1.

Таблица 1.

Точностные характеристики аппроксимации полиномом

	Полином 3 степени	Полином 4 степени	Полином 5 степени	Полином 6 степени	Полином 7 степени
Относительная погрешность аппроксимации идеальной кривой, %	7,35	1,14	0,14	0,03	3,07
Относительная погрешность нахождения нулей второй производной, %	41,7	1,55	0,13	0,03	0,07

Указанные значения соответствуют частному случаю исследуемой функции (1), для параметров:  $a = 50, b = 3, c = 1, d = 0$ . Безусловно, при других значениях параметров значения погрешностей также будут изменяться, однако, поскольку представление полной статистики не целесообразно в рамках данной статьи были выбраны такие параметры, при которых значения погрешностей принимали свои средние значения, т.е. изменение параметров функции может привести как к увеличению указанных значений погрешностей, так и к их уменьшению.

На основе представленных результатов можно выделить зависимость точности аппроксимации от степени полинома. Данная зависимость сохраняется при различных значениях параметров. Таким образом аппроксимация полиномами четвертой, пятой и шестой степени, являются наиболее приемлемыми для дальнейшего исследования кривой фазного тока АИН.

## **Заключение**

В рамках данной статьи были рассмотрены разнообразные методы аппроксимации функций. Представлены их достоинства, недостатки и возможности применительно к заявленной задаче. По результатам вычислительных экспериментов можно сделать вывод, что наиболее подходящим методом для дальнейшего исследования кривой фазного тока АИН является метод наименьших квадратов со степенью аппроксимирующего полинома не менее четвертой.

## **СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Гарганеев А.Г., Информативные свойства мехатронных систем.: Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, 2012.
2. Голубинский А.Н., Методы аппроксимации экспериментальных данных и построения моделей.: ВИ МВД России, 2007
3. Мудров А.Е., Численные методы для ПЭВМ на языках Бейсик, Фортран и Паскаль. Томск: МП "РАСКО", 1991. 272 с.: ил.

## **ПОВЫШЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ СЛЕДЯЩЕ - ПОЗИЦИОННЫХ ШАГОВЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ДЛЯ АВТОНОМНЫХ ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ УСТАНОВОК**

*К.В. Аржанов*

Научно-исследовательский институт автоматики и электромеханики Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники,  
Россия, Томск

При разработке современных высокоэффективных автономных фотоэлектрических энергетических установок (АФЭУ) необходимо реализация режима автоматического слежения солнечных батарей за Солнцем и повышение энергетической эффективности при наведении солнечных батарей на Солнце. Ориентирование солнечных батарей на Солнце позволяет повысить энергетическую эффективность АФЭУ на 30-50 %. При наведении солнечных батарей на Солнце необходимо осуществлять минимизацию энергопотребления электроприводами. Это реализуется путем непрерывно-дискретного перемещения, которое осуществляется шаговыми электроприводами, работающих в следящем – позиционном режиме.

Функциональная схема (рис. 1) автономной фотоэлектрической энергетической установки [1] содержит: СБ – солнечная батарея (КСМ 190 или аналог); АБ1, АБ2 – аккумуляторные батареи; КЗАБ – контроллер заряда АБ; И – инвертор; М1, М2 – шаговые двигатели; Р1, Р2 – редукторы; ДШД1, ДШД2 – драйверы управления шаговыми двигателями; ДПС1, ДПС2 – блоки датчика положения Солнца; КНС – контроллер наведения на Солнце; КВ1 – КВ4 –

конечные выключатели, GPRSмодуль, КОНВЕРТОР - узел связи с внешним компьютером по каналу RS 485. В установке используется инвертор с синусоидальным выходом (мощностью 2 кВт) и два последовательно соединенных аккумулятора (общей емкостью 470 Ач). Контроллер наведения на Солнце состоит из микроконтроллера STM32-F103, преобразователя постоянного напряжения, пяти операционных усилителей, узла связи с блоком ручного наведения, узла связи с конечными выключателями, узла связи с внешним компьютером. Программное обеспечение контролера наведения на солнце позволяет работать в следующих режимах: автоматическое наведение на солнце, ручное наведение от пульта управления, режим наведения от внешнего компьютера с изменениями параметров наведения, управление по каналу GPRS [2].

Наведение в системе реализуется с помощью контроллера наведения и датчика положения солнца, выполненного в форме усеченной четырехгранной пирамиды [3]. Если фотоэлементы в противоположных гранях датчика выдают одинаковый ток, то перемещать раму с СБ не требуется, а если есть отличие, то необходимо перемещение в таком направлении, чтобы скомпенсировать эту разницу по току. Если фотоэлементы в противоположных гранях датчика показывают одинаковый ток, то фотодатчик (и соответственно СБ) находится в тени и перемещение рамы производить не требуется. Если тыловой фотоэлемент выдает самый больший ток, то Солнце светит с обратной стороны рамы и необходимо развернуть раму в направлении Солнца. Перемещения происходят дискретно через 1 - 3 градуса по обеим координатам, пока не выровняются сигналы в противоположных гранях в фотодатчике. Погрешность между сигналами тока в противоположных гранях фотоэлементов датчика, при которой необходимо проводить перемещение по координатам, составляет 0,5 градуса. Точность наведения составляет 1 градус по обоим координатам.

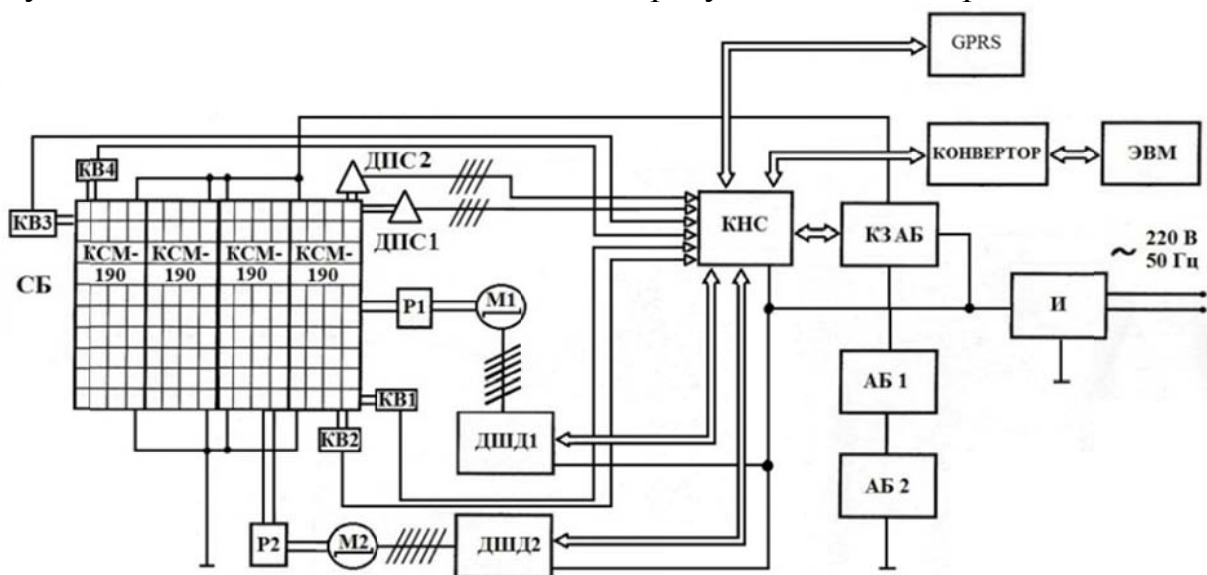


Рис. 1. Функциональная схема АФЭУ



В режиме дискретного наведения рамы с СБ(перемещение на 1 – 3 градуса) заложен несимметричный режим позиционирования в электроприводе, а именно - несимметричный режим разгона, движения и торможения в шаговом электроприводе [4]. Диаграмма режима позиционирования показана на рис. 2

Несимметричный режим позиционирования совмещен с нелинейным заданием амплитуды тока ШД, то есть амплитуда тока ШД меняется во время движения. Увеличенный пусковой ток в ШД целесообразно делать при положительном значении ускорения (пусковой ток увеличить до 1,5 кратного от номинального тока), после преодоления начального момента сухого трения можно снизить амплитуду тока ШД (рабочий ток уменьшить до 0,75 от номинального тока, а в режиме торможения до 0,6 от номинального тока). Это позволяет исключить сбои при пуске ШД и в целом уменьшить потребление тока двигателем во время микроцикла наведения.

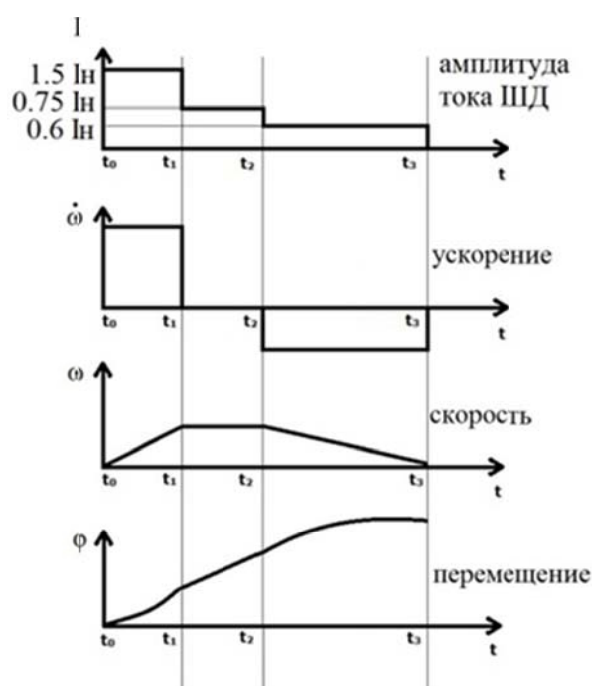


Рис. 2. Диаграмма режима позиционирования

Для обеспечения точного наведения СБ на Солнце при действии большой ветровой нагрузки предложен алгоритм, реализующий увеличение амплитуды тока ШД при определении большой ветровой нагрузки. Принцип заключается в определении сбоя в ШД путем измерения ошибки по току в наклонных гранях датчика положения Солнца и определение уменьшалась ли эта ошибка в течении заданного времени. Если ошибка в течении заданного времени не уменьшилась, это означает что действует большой момент ветровой нагрузки или выключился ДШД по каким либо причинам. Необходимо опросить ДШД. Если он исправен – это означает, что действует большой момент ветровой нагрузки. При этом необходимо увеличить амплитуду задания тока в ДШД на время перемещения рамы с СБ. На рис. 3 показана предлагаемая функциональная схема контура регулирования амплитуды тока в ШД (для

одной координаты) в функции от разницы токов в противоположных гранях фотоэлементов ДПС (косвенной ошибки по положению) и их производной.

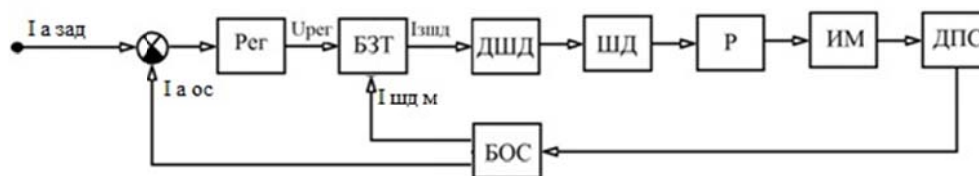


Рис. 3. Функциональная схема контура регулирования амплитуды тока

На рис. 3 приняты следующие обозначения: БЗТ – блок задания тока; Рег – регулятор; ДШД – драйвер ШД, Р – редуктор; ИМ – исполнительный механизм; ДПС – датчик положения Солнца; БОС – блок обратной связи;  $I_{a\text{зад}}$  – задание на амплитуду тока ШД,  $I_{a\text{ос}}$  – величина обратной по амплитуде тока ШД,  $U_{\text{рег}}$  – выходной сигнал регулятора;  $I_{\text{зад}}$  – амплитуда тока задания для ШД,  $I_{\text{шд м}}$  – максимальное значение амплитуды тока для ШД. Особенностью данной функциональной схемы (алгоритма управления контуром тока шагового электропривода) является: увеличение задания амплитуды тока ШД при поддержании заданного темпа уменьшения ошибки по положению в независимости от нагрузки на ШД. Осуществляется это путем управления амплитудой тока в ШД в функции ошибки наведения и ее производной, определяемой в ДПС.

Высокоэффективная система наведения шаговыми электроприводами для АФЭУ реализуется на следующей основе: непрерывно-дискретное наведение СБ, созданием оптимального по быстродействию перемещения в цикле наведения, с учетом ограничений по скорости, ускорению и рывку; созданием нелинейного режима позиционирования с изменением амплитуды тока ШД в цикле перемещения и созданием дополнительного контура регулирования амплитуды тока ШД в функции ошибки наведения и ее производной. С учетом вышеизложенного разработана экспериментальная установка АФЭУ 0-5.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Солнечное фотоэлектрическое устройство: пат. № 128781 U1 Рос. Федерация. № 2012153448; заявл. 11.12.12; опубл. 27.05.2013 в бюл. № 15; ил.
2. Программное обеспечение двухкоординатной системы наведения солнечных батарей на Солнце. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2014616456. Дата поступления 29.04.2014. Дата государственной регистрации в Реестре программ для ЭВМ 24.06.2014.
3. Датчик положения Солнца: пат. № 135126 U1 Рос. Федерация. № 2013117198; заявл. 15.04.2013; опубл. 27.11.2013 в бюл. № 33; ил.
4. Аржанов В.В., Шурыгин Ю.А., Шиняков Ю.А., Аржанов К.В. Минимизация энергопотребления электроприводами в фотоэлектрической энергетической установке // Известия Томского политехнического университета. – 2013. – Т.322. – № 4. – С. 146 – 150.

# **АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ПРЕДЛАГАЕМОГО МЕТОДА СЕЛЕКЦИИ ГРАНИЦ ИНТЕРВАЛОВ ВХОДНЫХ И ВЫХОДНЫХ ДАННЫХ ДЛЯ ПОЛУЧЕНИЯ ВЕРОЯТНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ЗАВИСИМОСТЕЙ ЗАДАЧ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКИ**

*Ю.Д. Бай, А.В. Шмойлов*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск

Получение ФРВ и ПРВ многомерных ФЗ, также вероятностей принятия значений функциональной зависимостью из многомерной области в каноническом аналитическом варианте представляет собой функционал (многомерный интеграл) от многомерной ПРВ в пределах, определяемых сутью задачи. При этом многомерная ПРВ реализуется как произведение одномерных ПРВ непрерывных случайных аргументов (СА), а пределы функционала раскрываются путем анализа границ области всех СА, определяемой содержанием задачи, начиная с наиболее простых и конкретных пределов (возможно, числовых значений) внешнего одномерного интеграла по одному выбранному СА и продолжая углубляться во внутренние интегралы находить аналитические выражения все более сложных и многомерных зависимостей (поверхностей) пределов от СА вплоть до последнего внутреннего интеграла. При дискретных СА аналогичный порядок процедур должен проводиться с дискретными пределами операторов суммирования произведений вероятностей дискретных значений СА, по обобщенному содержанию отображающих аналог многомерной ПРВ.

В реализации приведенных алгоритмов принципиально нет ни логических, ни теоретических трудностей. Есть практическая проблема массовых особенностей ФЗ, формирующих границы области функционала (пределы многомерно-массовых интегралов, сумм), которые обуславливают необозримо-огромные аналитические трудности контроля выражений пределов, правильной последовательности алгоритма вычисления функционала интересующей задачи. В электроэнергетике это прежде всего многомерные задачи определения вероятностных характеристик параметров установившихся режимов, электрических величин при повреждениях, показателей функциональной надежности, технической, ресурсной и экономической эффективности и др. Возникает также огромное количество задач, определяемых функциональными зависимостями с большим, средним или даже и малым числом случайных аргументов (в пределах десятка) и во всех случаях требуется решение одного и того же обобщенного алгоритма определения полных вероятностных характеристик или законов распределения вероятностей (ЗРВ) в виде функций (ФРВ) или плотностей распределения вероятностей (ПРВ) функциональной зависимости (ФЗ) по заданным ЗРВ случайных аргументов (СА). Однако аналитические трудности формирования пределов и

аналитического вычисления функционалов возникают, начиная с 3-й – 4-й размерности ФЗ.

В связи с этим возникает актуальность поиска других вариантов решения задачи определения ЗРВ функциональной зависимости по ЗРВ случайных аргументов. Обобщенно эти методы можно представить как один, состоящий в получении «машинной» статистики ФЗ, каждое из значений которой формируется путем статистического моделирования (СМ) вариантов случайных аргументов с заданными ЗРВ и последующей подстановкой каждого варианта смоделированных значений СА в ФЗ (статистические испытания), в результате чего получается значения (статистика) ФЗ, что можно использовать для составления как полных вероятностных (ЗРВ в виде ФРВ и ПРВ), так и неполных числовых моментных характеристик интересующей ФЗ в статистическом формате. Этот обобщенный метод в дальнейшем целесообразно сокращенно называть методом СМСИ, который также практически используется для получения значений функционалов, в которых пределы сумм или интегралов аналитически не раскрываются, а используются в целом (в виде программ) для контроля области функционала. Другой моментный метод основан на степенном разложении ФЗ относительно математических ожиданий (МО) случайных аргументов ФЗ и последующему применению к степенному разложению ФЗ операторов МО и дисперсии, других моментов более высокого порядка, что обеспечивает приближенное определение моментов разных порядков ФЗ. Этот метод в соответствии с описанным содержанием можно кратко называть методом СРМО – степенного разложения относительно МО.

Практическое применение этих методов ограничено размерностью ФЗ, которая в степенной зависимости увеличивает минимальное количество испытательных значений статистических оценок ФЗ, необходимых для сохранения их статистической представительности. Поэтому актуальным становится поиск других расчетных методов, в меньшей степени зависящих от размерности ФЗ. Был предложен метод селекции границ входных и выходных данных СГИД [1], который не критичен к размерности ФЗ. Основой этого метода является весьма логичное утверждение, что если выбрать значения всех случайных аргументов ФЗ равновероятными, то и значение ФЗ будет иметь ту же вероятность, что и СА. Приведенный в [1] алгоритм реализации метода СГИД на основе ФРВ и ПРВ случайных аргументов и функциональной зависимости от них обеспечивает однозначность вероятностей значений СА и ФЗ (за счет привязки значений случайных аргументов и функциональной зависимости к собственным неубывающим ФРВ) и равенство вероятностей принятия значений из интервалов, пристыкованных к левым границам ФРВ случайных аргументов и ФЗ, которое имеет место за счет усредненных значений собственных ПРВ в этих интервалах.

Однако в целом правильная необходимая логика метода селекции границ входных и выходных данных относительно одинаковых вероятностей значений СА и ФЗ и попытки обеспечить это равенство с помощью совместного применения собственных ФРВ и ПРВ каждого СА и ФЗ [2] как достаточное не

устраняет потери ряда фундаментальных свойств алгоритма канонического аналитического преобразования многомерных функционалов по определению ЗРВ многомерных ФЗ, в том числе моделирующих интересующие задачи электроэнергетики. Об этом свидетельствуют проверка метода СГИД [2] путем сравнения кривых истинной ФРВ, т.е. найденной по функционалу, и полученной по предлагаемому методу СГИД ФРВ. Можно заметить, что для аддитивных (параметры режимов и электрические величины при повреждениях) и мультипликативных ФЗ несовпадения кривых истинных и по методу СГИД ФРВ существенно различаются, причем в случае аддитивных ФЗ по мере нарастания количества слагаемых расхождение увеличивается в диапазоне первой половины значений ФЗ (рис. 1).

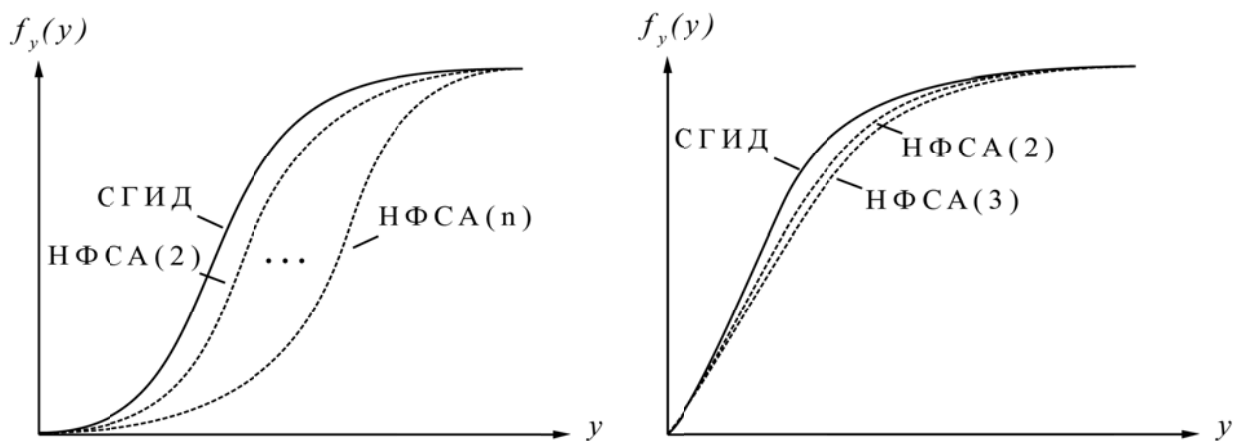


Рис. 1. Аддитивные и мультипликативные ФЗ

Отличия проявляются в том, что предписываемые методом СГИД интервалы и промежутки ФЗ могут оказаться как больше, так и меньше интервалов и промежутков ФЗ, определенных через истинные ЗРВ. Данное впечатление обусловлено тем, что границы и величина интервала ФЗ по методу СГИД найдены только, исходя из равновероятных значений СА и никак не связаны с преобразованиями функционалов, требуемые области (пределы) которых исходят из ФЗ. Тогда как интервал, соответствующий истинной ФРВ функциональной зависимости по функционалу, содержит не только равновероятные и однозначные значения ФЗ, но и всякие другие варианты значений ФЗ, удовлетворяющие задаче функционала ФРВ или ПРВ. Поэтому вероятности, соответствующие этому дефекту СГИД, будут в реальности учтены в других промежутках, интервалах и диапазонах ФЗ и наоборот вероятности последних могут входить в промежуток, интервал и диапазон равновероятных СА. Все это приведет к искажению ФРВ и ПРВ функциональной зависимости по методу СГИД относительно истинных ФРВ или ПРВ. Другими словами, отличия ФРВ или ПРВ функциональной зависимости найденных по методу СГИД от истинных более обобщенно можно объяснить, с одной стороны, независимым от ЗРВ определением границ промежутков, интервалов и диапазонов ФЗ, а, с другой стороны, неконтролируемой зависимостью этих границ от вида и параметров искомого

ЗРВ функциональной зависимости. Возможно, есть также иные механизмы интересующих функционалов, игнорируемые предлагаемым методом СГИД.

Анализ и расчеты ФРВ маломерных аддитивных и мультипликативных ФЗ [1] от СА показывает вполне определенную тенденцию отличий ФРВ по методу СГИД от истинных. Многомерные ФЗ основных энергетических задач являются либо слабо нелинейными (параметры рабочих режимов) или практически линейными (электрические величины при повреждениях) аддитивными ФЗ. Эти особенности проявляются в отличительной тенденции ФРВ аддитивных ФЗ по методу СГИД [1], что можно использовать для коррекции ФРВ параметров режимов и электрических величин при повреждениях. В какой количественной мере осуществлять данную коррекцию нужно выяснить на основании расчетных исследований получения ФРВ по методу СГИД и методу СМСИ на маломерных ФЗ, для которых возможно аналитическое или по методу СМСИ определение интересующих функционалов.

Дальнейший анализ показал, что метод СГИД формирует ЗРВ функциональной зависимости, в полном объеме игнорируя закон больших чисел, т.к. ЗРВ случайных аргументов ФЗ при этом никак не деформируются посредством ФЗ, как это имеет место при вычислении функционалов по их конкретным пределам, сформированных из ФЗ. Поэтому по мере увеличения размерности ФЗ возрастает расхождение между ЗРВ, сформированных по методу СГИД и с помощью функционалов. Причем количественно и качественно разные: в случае аддитивных ФЗ расхождения одни, а в случае мультипликативных ФЗ иные (рис. 1). При реальных композициях аддитивных и мультипликативных составляющих ФЗ расхождения в ЗРВ могут быть непредсказуемые. Поэтому рекомендовать практическое использование метода СГИД является неправильным и непродуктивным. Логика функционалов по определению ФРВ и ПРВ предопределяет суммирование вероятностей совмещений разных вариантов значений всех случайных аргументов ФЗ, выбираемых из всего их пространства путем заданного критерия. Так, свойства ПРВ и ФРВ функциональной зависимости и сама ФЗ предопределяют одни пределы интегралов или сумм функционалов, а другие характеристики ФЗ формируют иные пределы функционалов.

В случае независимых случайных аргументов (СА) вероятности совмещения СА образуются как произведение вероятностей значений СА в виде одномерных ПРВ или соответственно ФРВ, которые практически всегда известны, чаще всего, как нормальные или равномерные ЗРВ. В любых практических задачах в качестве СА функциональных зависимостей принимаются независимые переменные или случайные величины, что обуславливает вероятности совмещения значений СА как произведений безусловных вероятностей, которые выражаются в виде произведения одномерных ПРВ или ФРВ случайных аргументов. Благодаря этому вероятности совместных значений ПРВ и ФРВ системы СА являются ничем иным как значениями совместных ПРВ и ФРВ и, следовательно,

суммируемыми (интегрируемыми) значениями функционалов для формирования одномерной ПРВ или ФРВ функциональной зависимости. К сожалению, метод СГИД игнорирует данную систему совместных и одномерных ПРВ и ФРВ и вероятностное взаимодействие между ними, а оставляет только одно необходимое свойство равенства результирующих вероятностей СА и ФЗ через одномерные ПРВ и ФРВ. Однако желаемый опыт предложенного метода СГИД не исчезает полностью и он может быть применен в новом уточненном методе, который может быть назван как СГИД1.

Метод определения ФРВ и ПРВ функциональной зависимости, а также вероятности принятия значением ФЗ из интервала по ФРВ и ПРВ случайных аргументов состоит в естественном суммировании вероятностей каждого варианта совмещений значений СА по разным критериям: для ФРВ используется естественный критерий непревышения значениями ФЗ некоторого заданного значения, для ПРВ рациональным является критерий равенства ФЗ этому заданному значению. Заданное значение ФЗ для каждой системы вариантов СА можно задать произвольно, однако заданных значений ФЗ на ее диапазоне много. Но поскольку ФРВ и ПРВ функциональной зависимости формируется через совмещения СА, то количество заданных значений возрастает необозримо и выбрать вариант в таком многообразии становится проблематичным. Желательным является вырожденное преобразование данного многообразия, которое сократит количество вариантов. Таким однозначным преобразованием естественно является ФРВ случайной величины. ФРВ как в одномерных, так и в многомерных случаях обеспечивает в вероятностной мере одинаковый диапазон всех значений каждой случайной величины. Причем, благодаря свойству неубывания ФРВ, обеспечивается ее жесткая однозначность (порядков квантилей значений ФРВ) и любых значений случайной величины (квантилей интересующих порядков). Данная однозначность наглядна и проста в одномерных случаях. В многомерных композициях СА функциональная зависимость как преобразование обеспечивает вырождение многомерности СА до одномерных значений ФЗ и, следовательно, однозначности и простоте одномерной ФРВ. Но каждое значение ФЗ формируется из множества вариантов совмещений значений всех СА в каждое значение ФЗ. Множество вариантов значений СА, соответствующее значению ФЗ, можно назвать ассоциацией данного значения ФЗ. Ассоциация-значение ФЗ как событие состоит из полной суммы вариантов совмещений событий-значений всех СА, Варианты этих совмещений событий-значений несовместны, т.к. образованы из всех СА и не могут совместиться иначе как разными значениями хотя бы одного СА. Значения же каждого СА относительно друг друга несовместны, поэтому несовместными будут и все варианты совмещений всех СА. Следовательно, вероятность ассоциации-значения ФЗ равна сумме вероятностей всех событий-совмещений СА, ассоциированных с данным значением ФЗ и эту вероятность целесообразно назвать собственной вероятностью значения ФЗ.

Количество событий-совмещений СА каждой ассоциации разное и зависит от числа СА и значения ФЗ в ее диапазоне. В таком случае требуется выбрать и однозначно обозначить вариант совмещений СА каждой ассоциации и тем самым однозначно определить основу ассоциации или события-совмещения СА, относительно которого она может формироваться. Такой вариант совмещения всех СА для каждой ассоциации найден – это совмещение квантилей одного порядка всех СА каждой ассоциации или каждого значения функциональной зависимости. Путем изменения порядка квантилей от нуля до единицы охватывается весь диапазон каждого СА и, следовательно, диапазон совмещений всех СА, а значит и диапазон ФЗ. Однако при каждом одном порядке квантилей всех СА может быть учтена вероятность только одного совмещения значений СА, которая входит в состав вероятностной характеристики ассоциации ФЗ. Весь же состав каждого значения ФЗ представляет собой сумму вероятностей всей системы СА и критерия выбора их совмещений, при которых обеспечивается одно и то же соотношение (значение) этого критерия. Критерии выбора совмещений компонентов ассоциаций разных вероятностных характеристик ФЗ разные: значения ФРВ каждой ассоциации определяются значениями ФЗ, не превышающими ФЗ от совмещения всех СА одного порядка, а значения ПРВ аналогичной ассоциации – одним и тем же значением ФЗ от совмещения всех СА этого же порядка. Сами же совмещения всех СА как для ФРВ, так и для ПРВ могут быть квантилями любых разных порядков, лишь бы ФЗ от значений СА были равны ФЗ от квантилей СА одного порядка. Данные критерии установлены на основании свойств одномерных ФРВ и ПРВ функциональной зависимости, СА и совместных вероятностных характеристик распределения СА и однозначно жестко упорядочивают шкалу ФЗ как для ФРВ, так и ПРВ.

Таким образом, сумма вероятностей совмещений значений СА ассоциации является вероятностью значения ФЗ как одномерной случайной величины. Компоненты собственной суммы формируются как произведение вероятностей значений всех СА функциональной зависимости. В произведении вероятностей значений независимых СА указываются обычные («безусловные») вероятности, а в случае зависимых – условные, которые имеют другие значения в зависимости от условий, в которых рассматриваются. В ФЗ, описывающих практические задачи, все СА целесообразно рассматривать как независимые переменные и, следовательно, произвольно изменять их значения, не заботясь о видах условных вероятностных характеристиках, которые изменяются с изменением значений СА, что является естественным преимуществом. В случае зависимых СА значение одного СА должны определяться по выражениям через произведения условных вероятностей, что является дополнительными нерациональными процедурами, без которых всегда можно обойтись путем качественного логического отбора независимых СА или количественной ортогонализации исходных зависимых СА. Следовательно, можно считать, что СА всех ФЗ, описывающих прикладные задачи, являются независимыми.



Дальнейшая работа будет заключаться в нахождении и реализации вышеизложенного алгоритма выбора собственных вероятностей значений ФЗ в виде ФРВ (суммируемых произведений ФРВ случайных аргументов так, чтобы ФЗ от всех СА не превышала ФЗ от всех СА как квантилей заданного одного порядка) и в виде ПРВ (суммируемых произведений ПРВ случайных аргументов так, чтобы ФЗ от всех СА была равна ФЗ от всех СА как квантилей заданного одного порядка).

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бай Ю.Д., Шмойлов А.В. Полные вероятностные характеристики многомерных функциональных зависимостей задач электроэнергетики // Электротехника. Энергетика. Машиностроение: Сборник научных трудов I международной научной конференции молодых ученых. – Новосибирск, 2014. Т.2. – С. 66–69.
2. Шмойлов А.В., Кривова Л.В., Стоянов Е.И., Игнатъев К.В. Вероятностный метод селекции границ интервалов данных для задач электроэнергетики. – Изв. ВУЗов «Проблемы энергетики», 2008, № 7 – 8/1. – С. 146–157.

### ИМПУЛЬСНОЕ УПРАВЛЕНИЕ СОБСТВЕННЫМ МАГНИТНЫМ ПОЛЕМ СВАРОЧНОЙ ДУГИ

*А.Ф. Князьков, Е.О. Маурин, Д.А. Петухов*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск

При прохождении тока по элементам сварочной цепи, в том числе и по основному металлу возникает круговое магнитное поле тока, так называемое собственное магнитное поле (магнитное дутье). Обычно собственное магнитное поле дуги отрицательно влияет на формирование сварного шва и поэтому изменение его действия для создания положительного эффекта является перспективным.

Круговые линии магнитного поля в системе источник питания – электрод – дуга – изделие – токоподвод строго перпендикулярны движению тока в этой системе. В этом случае, если токоподвод подключен к свариваемому изделию вдали от дуги то, при протекании тока в системе источник питания – электрод – дуга – сварочная ванна при нарушении симметрии магнитного поля относительно электрода вследствие смещения электрода относительно точки подвода тока к изделию возникает отклонение дуги. И наоборот, если токоподвод подключен к свариваемому изделию вблизи горения дуги, то дуга не отклоняется [1]. Сущность этого процесса представлена на рис. 1.

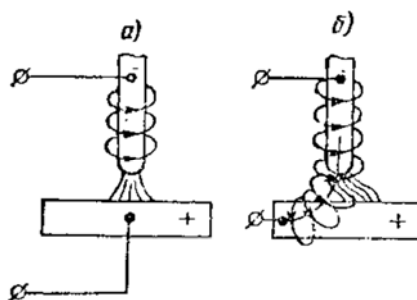


Рис. 1. Действие собственных магнитных полей на дугу

Наличие внешнего магнитного поля и близость больших ферромагнитных масс также усиливает магнитное дутье, что приводит к нарушению процесса сварки. Известны мероприятия по компенсации магнитного дутья:

- изменение наклона электрода по отношению к изделию;
- применение переменного тока высокой частоты;
- изменение расстояния точки подвода тока к изделию относительно сварочной дуги.

Известны также мероприятия по использованию магнитного дутья для управления процессом сварки.

В работе [2], показано, что если поочередно подключать ток к изделию в точках 1 – 4, то дуга 5 будет отклоняться в направлении стрелок: А, Б, В и Г на рис. 2.

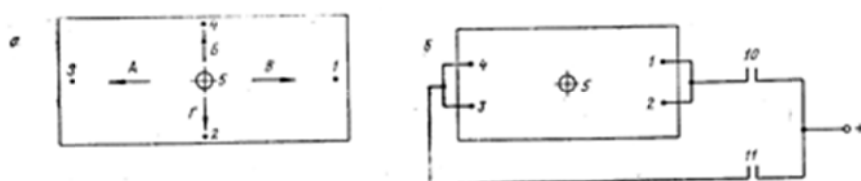


Рис. 2. Схема подвода тока в четырех точках

Это будет предавать дуге вращательное движение по часовой стрелке. Если порядок подключения изменить на обратный: (1, 4, 3, 2), то дуга будет вращаться против часовой стрелки. Таким образом, изменяя порядок подключения характерных точек на изделии, можно добиться движения дуги по самым разнообразным траекториям, которые будут обеспечивать наиболее высокое качество сварного шва. Недостатками данного способа являются: при изменении режима сварки будет изменяться характер переноса электродного металла. Отклонение дуги под действием собственного магнитного поля будет зависеть от величины сварочного тока. Рекомендованное подключение к источнику тока последующей точки при не отключенной предыдущей снижает эффективность способа. Рекомендованное синхронное перемещение точек подключения с помощью скользящих контактов существенно усложняет реализацию способа.

В работе [3] предлагается наиболее универсальный подход к управлению пространственным положением дуги на свариваемых кромках, основанный на изменении параметров собственного магнитного поля дуги, а именно использовании эффекта магнитного дутья. При этом за счет

многократного переключения точек подвода тока к изделию обеспечивается поперечное колебание дуги, а в крайних положениях дуга задерживается на заданное время. При переходе от одного крайнего положения в другое ток снижается до небольшой величины. Подвод тока к изделию осуществляется через скользящие контакты. Применение данного подхода позволяет существенно повысить стабильность и снизить зависимость эффективности управления пространственным положением сварочной дуги от условий существования процесса сварки.

На рис. 3 приведена схема, которая позволяет изменять место подключения тока к изделию в двух точках, что обеспечивает отклонение сварочной дуги перпендикулярно к направлению сварки. Переключение тока осуществляется ключом  $K$ . Причем точки подключения тока 1 и 2 нужно располагать не далее 100 мм от сварного шва. На интервале между импульсами через дуговой промежуток протекает ток через сопротивление  $R_1=R_2$  ток паузы  $I_n$ . Недостатками данного способа являются: способ имеет ограниченную область применения - только для сварки неплавящимся электродом и плоских изделий. Кроме того при изменении режима сварки (тока сварки) изменяется величина отклонения дуги и нарушается характер переноса электродного металла при сварке неплавящимся электродом, что существенно снижает качество сварного соединения.

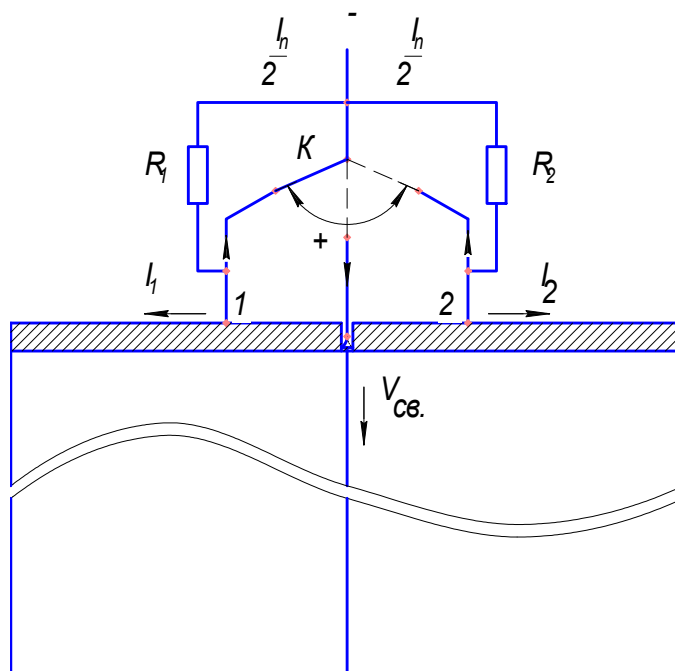


Рис. 3. Схема изменения точки подвода тока к изделию

С учетом анализа недостатков вышеперечисленных способов сварки магнитоуправляемой дугой, в данной работе разработан такой способ импульсно–дуговой сварки, который устраняет вышеперечисленные недостатки и обеспечивает стабильное отклонение дуги при изменении точки подключения сварочного тока к изделию независимо от режима сварки, направленный перенос электродного металла и точное дозирование ввода тепла

при каждом изменении точки подключения сварочного тока. Это обеспечит качественное формирование сварного шва и экономию по времени и ресурсам.

На рис. 4 приведена диаграмма подачи нескольких импульсов к каждой точке подключения.

Благодаря совмещению переключения мест подключения тока с импульсами сварочного тока обеспечивается качественное формирование сварного шва в широком диапазоне режимов. Это обеспечивается тем, что амплитуда импульсов равна номинальному значению тока для конкретного электрода, при котором расплавляется и переносится капля электродного металла строго в сварочную ванну.

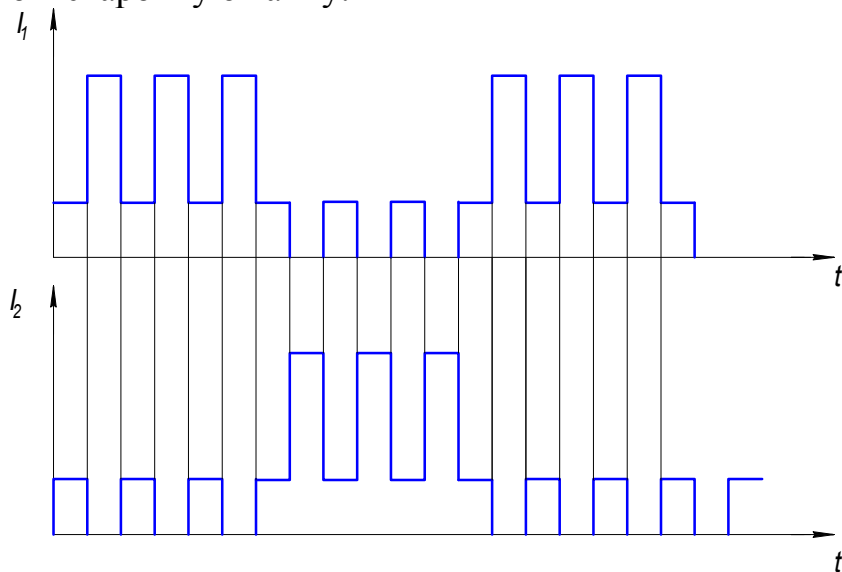


Рис. 4. Диаграмма подачи нескольких импульсов к каждой точке подключения

Изменяя в определенных пределах длительность импульсов можно задавать требуемую массу капли. Среднее значение сварочного тока, которым плавится изделие, будет определяться частотой следования импульсов сварочного тока. При этом параметры режима на стадии плавления и переноса капли в сварочную ванну будут неизменными (номинальными) и независимыми от среднего значения сварочного тока. Постоянство параметров импульсов во всем диапазоне режимов обеспечивает постоянство отклонения дуги во время импульса и стабильное формирование шва.

### **Выводы**

В результате проведения анализа состояния вопроса использования собственного магнитного поля сварочной дуги были выявлены недостатки существующих методов, а также предложен новый способ сварки с использованием импульсной системы питания. С целью использования магнитного дутья для управления процессом сварки необходимо использовать импульсно – дуговой процесс сварки обеспечивающий постоянство величины отклонения сварочной дуги без нарушения переноса электродного металла при изменении режима сварки.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Технология электрической сварки плавлением. Думов С.И. Третье издание переработанное и дополненное 1987.
2. Макара А.М., Назарчук А.Т., Гордонный В.Г., Дибец А.Т. // Способ дуговой сварки плавлением с использованием в качестве источника сварочного нагрева электрической дуги. Бюллетень №12.30.03.75 // ЦНИИПИ Государственного комитета Совета Министров СССР по делам изобретений и открытий.
3. Смирнов И.В. Пространственно – параметрическое управление тепловложением при дуговой сварке. Сварка и диагностика. 2013. №4.

## ОПТИМИЗАЦИЯ КОНТУРОВ УПРАВЛЕНИЯ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ЛИФТОВОЙ ЛЕБЕДКИ НА БАЗЕ ТИХОХОДНОГО СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

*А.И. Власов, Ю.Н. Деметьев*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск

В статье рассматривается оптимизация контуров регулирования частотно-управляемого электропривода лифтовой лебедки на базе тихоходного синхронного двигателя с постоянными магнитами с целью анализа влияния нелинейностей на качество работы системы. Проведены исследования работы оптимизированных контуров при использовании в имитационной модели ШИМ управления и дискретностях в обратных связях.

### **Введение**

Расширяющиеся потребности общества требуют непрерывного совершенствования средств внутреннего транспорта зданий и сооружений в соответствии с современными научно-техническими достижениями. К таким потребностям относится энергосбережение, повышение точности работы, повышение плавности, и как следствие повышение комфортабельности. Одним из таких современных научно-технических достижений является переход на использование тихоходного синхронного двигателя с постоянными магнитами в качестве без редукторного электропривода лифтовой лебедки. Применение таких приводов позволяет достичь существенного энергосбережения, улучшить динамические показатели качества электропривода и увеличить срок службы лебедки в целом.

### **Оптимизация контуров регулирования электропривода лифтовой лебедки**

В качестве объекта регулирования была выбрана лифтовая лебедка на базе одиннадцати полюсного синхронного двигателя.

Для синтеза регуляторов необходимо использовать модель двигателя во вращающейся системе координат, так как она позволяет увидеть контуры регулирования, а также понять общую структуру модели и проанализировать влияние перекрестных обратных связей.

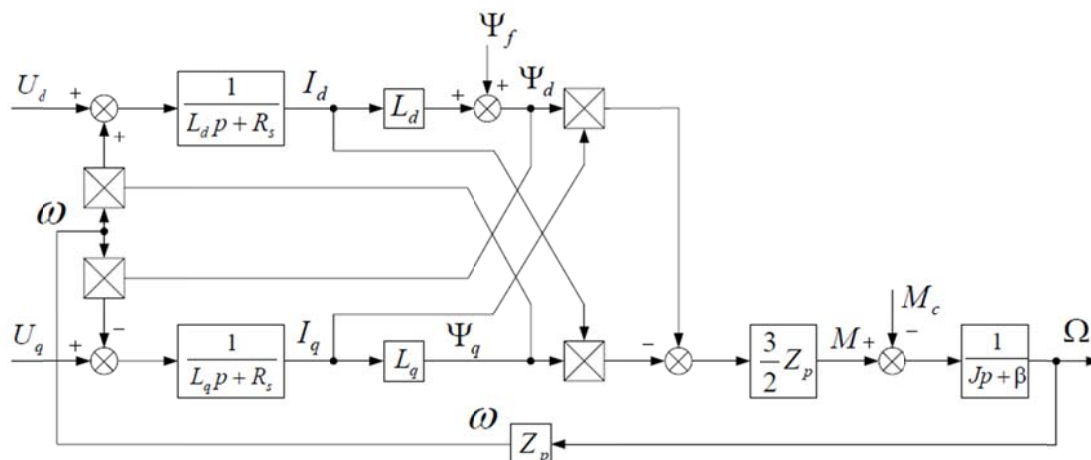


Рис. 1. Упрощенная структурная схема СДПМ во вращающейся системе координат

### Обоснование выбора функциональной схемы электропривода

Для реализации системы векторного управления на основе СДПМ, в отличие от АМ, нет необходимости поддерживать постоянное потокосцепление, так как поток создается постоянными магнитами. Таким образом, итоговая функциональная схема имеет вид:

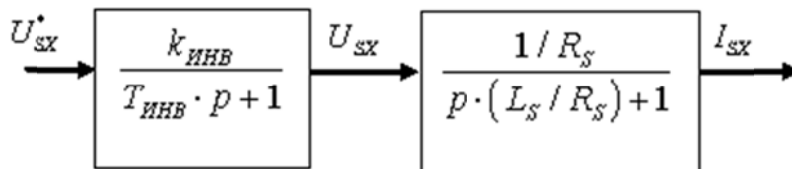


Рис. 2. Структурная схема канала  $d$

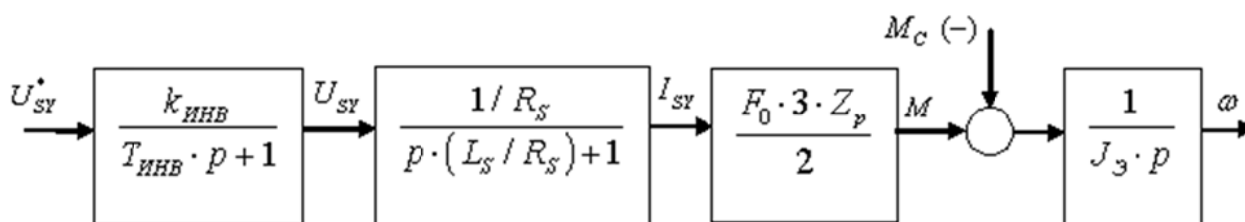


Рис. 3. Структурная схема канала  $q$

### Оптимизация контура тока

Настройка контуров тока осуществляется на модульный оптимум, так как такая настройка обеспечивает наибольшее быстродействие при небольшом перерегулировании и большую полосу пропускания.

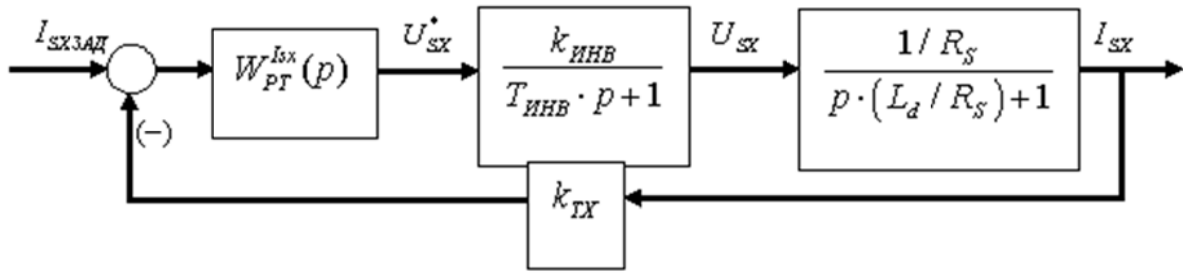


Рис. 4. Структурная схема контура тока  $I_{SX}$

Передаточная функция разомкнутого контура, оптимизированного на МО имеет вид:

$$W_p(p) = \frac{1}{2 \cdot T_{\mu} p \cdot (T_{\mu} p + 1)};$$

Из этого условия в качестве регулятора выберем ПИ-регулятор:

$$W_{PT}^{I_{SX}}(p) = k_{PEГ}^{I_{SX}} \cdot \frac{p \cdot (T_{ИРЕГ}^{I_{SX}}) + 1}{p \cdot (T_{ИРЕГ}^{I_{SX}})};$$

$$T_{\mu T} = T_{ИHB};$$

$$k_{TX} = 1;$$

$$k_{PEГ}^{I_{SX}} = \frac{L_d}{2 \cdot T_{\mu T} \cdot k_{ИHB} \cdot k_{TX}};$$

$$T_{ИРЕГ}^{I_{SX}} = L_d / R_S;$$

Контур тока  $I_{sy}$  имеет абсолютно такие же параметры и характеристики.

### Оптимизация контура скорости

Контур скорости, в отличие от контура тока, не требует высокого быстродействия, поэтому целесообразнее производить настройку этого контура на симметричный оптимум. Кроме того, СО позволит получить нулевую ошибку по возмущению.

Передаточная функция разомкнутого контура, оптимизированного на СО, имеет вид:

$$W_p(p) = \frac{4 \cdot T_{\mu} p + 1}{8 \cdot T_{\mu}^2 p^2 \cdot (T_{\mu} p + 1)};$$

Из этого условия в качестве регулятора выберем ПИ-регулятор:

$$W_{PC}^{or}(p) = k_{PEГ}^{or} \cdot \frac{p \cdot (T_{ИРЕГ}^{or}) + 1}{p \cdot (T_{ИРЕГ}^{or})};$$

В модели двигателя присутствуют перекрестные обратные связи между контурами потокосцепления и скорости. В случае близких быстродействий этих контуров обратные связи привнесут возмущающие воздействия, которые контура не будут успевать обработать, а значит, появятся колебания. Чтобы их развязать, намеренно занижим быстродействие контура скорости.

$$T_{\mu C} = 32 T_{\mu T};$$

$$k_{or} = 1;$$

$$k_{PEГ}^{or} = \frac{J_{ДВ} \cdot k_{ТХ}}{3 \cdot 4 \cdot 32^2 \cdot T_{\mu T} \cdot F_0 \cdot Z_P \cdot k_{or}};$$

$$T_{ИПЕГ}^{or} = 98 \cdot T_{\mu T};$$

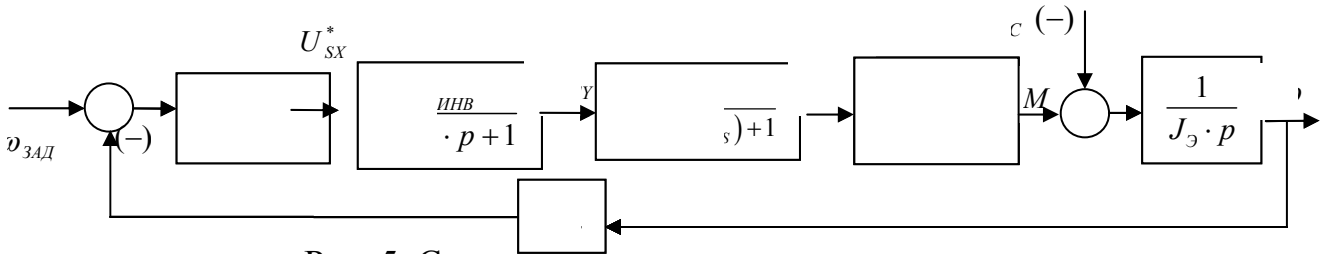


Рис. 5. Структурная схема контура скорости

### Разработка имитационных моделей ЭП

По структурным схемам настроенных контуров построим имитационную модель системы управления:

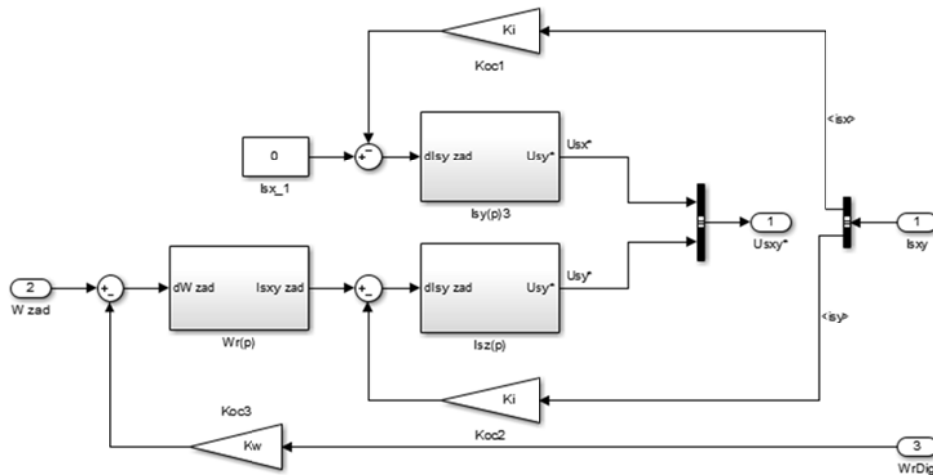


Рис. 6. Имитационная модель векторной системы управления СМ

Произведем моделирование работы ЭП с использованием упрощенного электродвигателя.

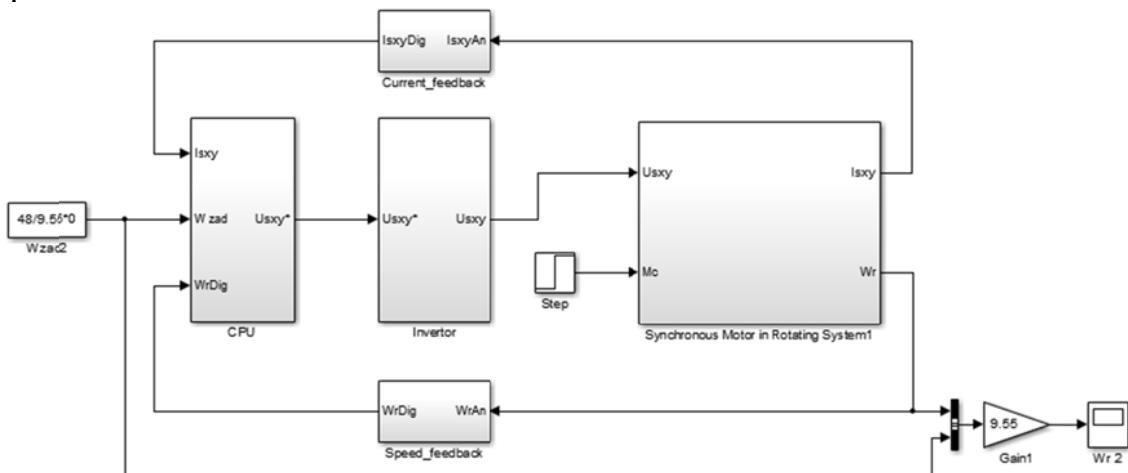


Рис. 7. Структурная схема ЭП с использованием упрощенной модели



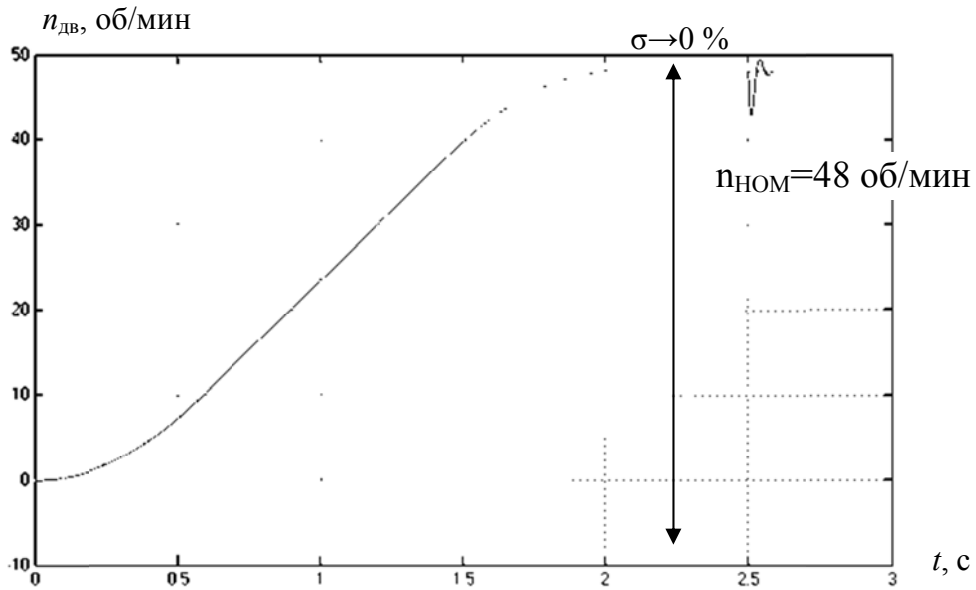


Рис. 8. Переходный процесс пуска двигателя

Применение  $S$ -образного задатчика интенсивности, а также компенсации интегрального насыщения регуляторов позволяет полностью исключить перерегулирование по управлению, однако по возмущению несущественное перерегулирование присутствует.

Моделирование ЭП в условиях работы ШИМ позволяет выявить отклонения от идеальных расчётных режимов работы, что позволяет произвести настройку регуляторов на модели более приближенной к реальному устройству. Также в построенной модели были учтены запаздывания в обратных связях, имитирующих дискретность обработки показаний АЦП с датчиков тока и дискретность показаний энкодера.

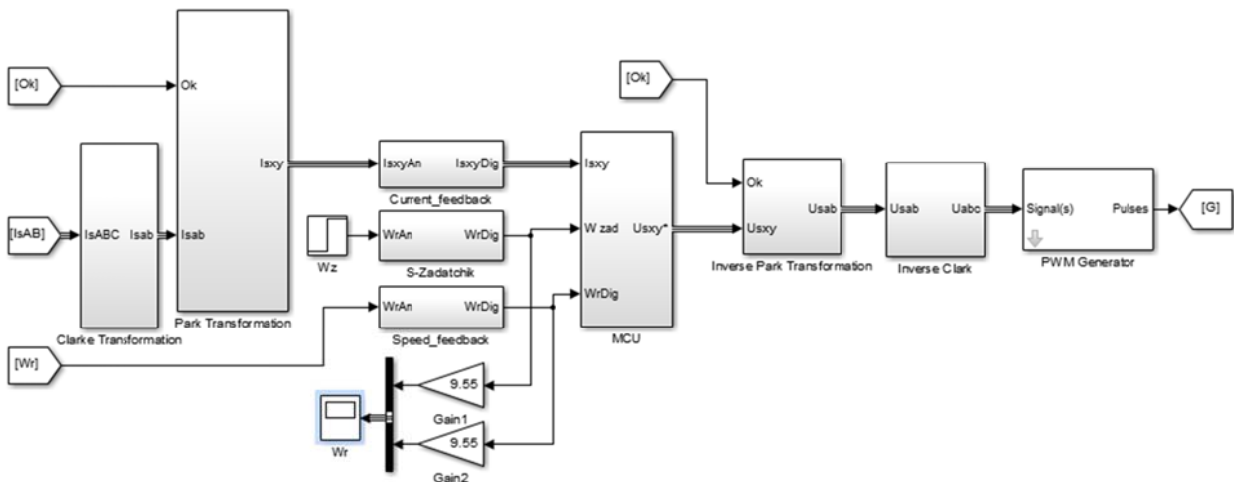


Рис. 9. Имитационная модель системы управления

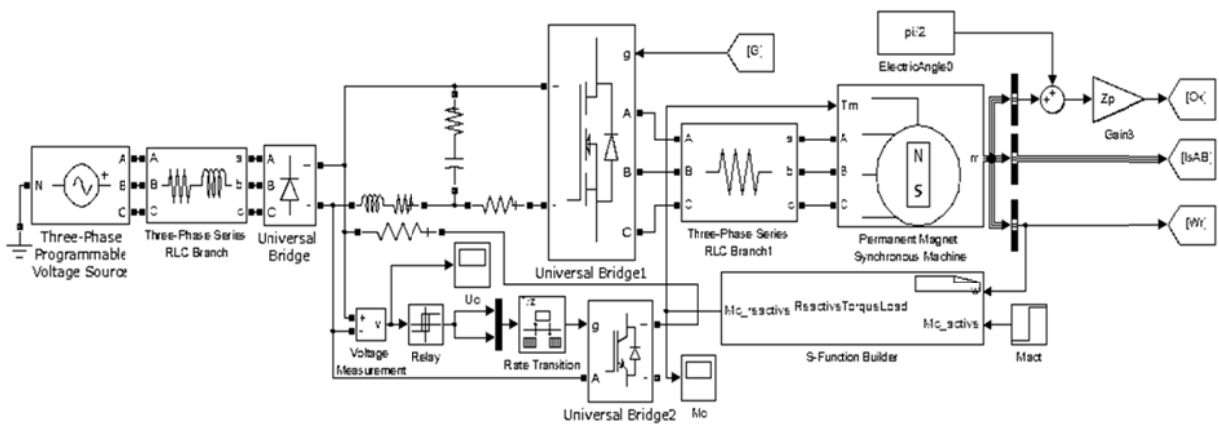


Рис. 10. Имитационная модель силовой части ЭП

Введенные дополнительные нелинейности ни оказали никакого влияния на процесс разгона двигателя, однако существенно возросла колебательность и перерегулирование по возмущению.

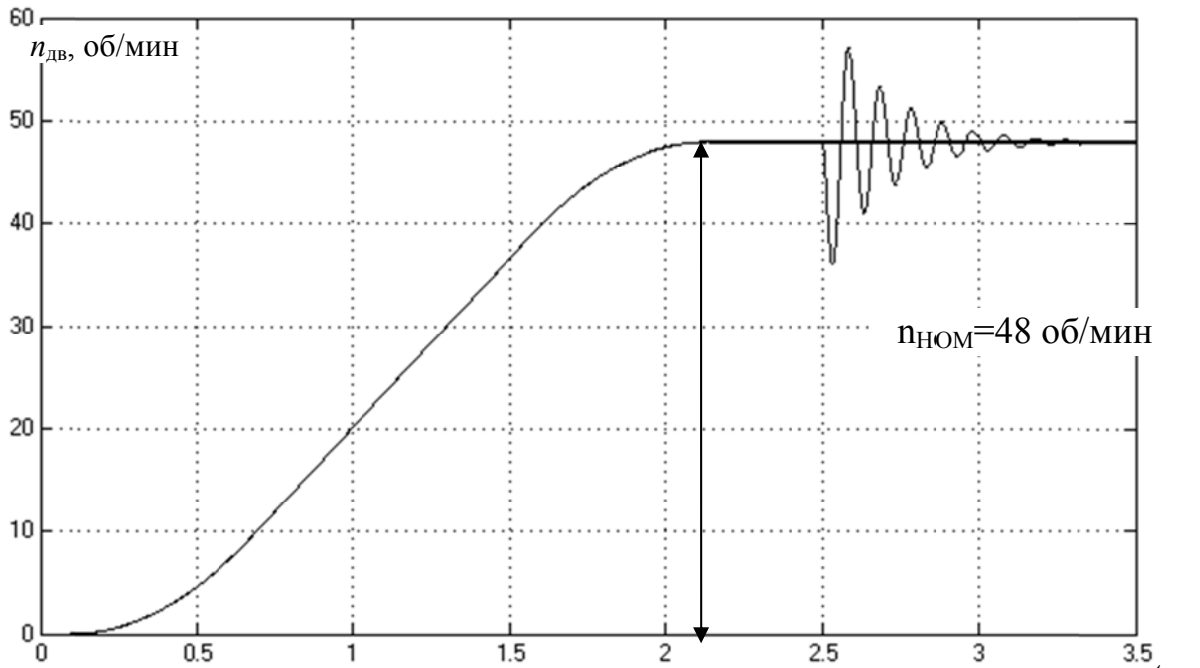


Рис. 11. Переходный процесс по скорости для уточненной модели ЭП  $t, c$

### Выводы

Установлено, что приближение модели частотно-регулируемого синхронного электропривода к реальности позволяет более точно провести настройку системы управления. Введенные в объект регулирования нелинейности были учтены в регуляторах, однако оказали негативное влияние на работу системы увеличив перерегулирование и колебательность.

Стоит отметить, что система управления настроенная на упрощенную модель не обеспечивает устойчивого регулирования уточненной модели, и только учет введенных нелинейностей в регуляторах позволяет вернуть системе стабильность работы. В результате, качество работы такой системы управления на реальном объекте будет существенно выше.

*Работа выполнена в рамках Госзадания «Наука», проект №3852.*

## ПОВЫШЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ ЭЛЕКТРОВОЗА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА НА ОСНОВЕ ТРАНЗИСТОРНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЬНО-ИНВЕРТОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

*С.В. Власьевский\**, *О.В. Мельниченко\*\**, *Д.А. Яговкин\*\**

\* – Дальневосточный государственный университет путей сообщения,  
Россия, Хабаровск

\*\* – Иркутский государственный университет путей сообщения,  
Россия, Иркутск

Сегодня для тягового подвижного состава на магистральных железных дорогах остро стоит проблема повышения надёжности, безопасности и энергосбережения. Особенно актуальным это является для Российских железных дорог, на которых уже достаточно много лет организовано движение грузовых поездов большой массы и длины. В связи с этим надо посмотреть на те возможности наших электровозов, которые бы могли решать обозначенные проблемы. На протяжении последних сорока лет нашей отечественной промышленностью выпущен целый ряд грузовых электровозов переменного тока (ВЛ80Р, ВЛ85, ВЛ80ТК, 2(3,4)ЭС5К - Ермак), оснащенных тиристорными выпрямительно-инверторными преобразователями (ВИП), с помощью которых можно обеспечить плавное регулирование напряжения на тяговых электрических двигателях и применить рекуперативное электрическое торможение. Эти достоинства тиристорных преобразователей позволяют сегодня водить тяжеловесные поезда с приемлимыми показателями надёжности и безопасности. Однако затраты электроэнергии на тягу поездов у данных электровозов достаточно большие, что является следствием не высокого коэффициента мощности. Так коэффициент мощности этих электровозов в номинальном (лучшем) режиме не превышает величины 0,84. С таким состоянием вопроса по использованию электроэнергии электровозами на тягу поездов сегодня уже нельзя мириться. В последние 2-3 года появились возможности значительного повышения энергетических показателей этих электровозов благодаря научно-исследовательским работам ИрГУПС и ДВГУПС. Прежде чем говорить об этих работах надо выразить свое отношение к типу тягового электропривода, который может более эффективно реализовать полученные результаты исследований этих ВУЗов по повышению энергетических показателей электровозов.

Для целей электрической тяги грузовых поездов и учета сложных условий их движения (перевалистый профиль пути с большим количеством подъемов и кривых рельсовой колеи, значительное количество временных и постоянных ограничений скорости движения поездов, когда скорость не превышает 30-40 км/ч) электровозу необходимо иметь мягкие тяговые характеристики, когда сила тяги локомотива меняется обратно пропорционально скорости его движения. Причем, эти характеристики желательно приближать к виду квадратичной зависимости, когда уменьшение

скорости вдвое приводит к увеличению силы тяги в четыре раза и т.д. Такими характеристиками обладают только коллекторные тяговые двигатели постоянного тока с последовательным возбуждением, у которых сила тяги изменяется в квадратичной зависимости от тока якоря в большей части диапазона регулирования скорости. С помощью таких характеристик электровоз ценной некоторого уменьшения скорости, за счет значительно возрастающей силы тяги способен преодолевать большие силы сопротивления движению поезда от подъемов и кривых профиля пути железной дороги и доставлять, таким образом, груз к месту назначения. Особенно это свойство важно иметь грузовым электровозам, которые водят на сети железных дорог России грузовые поезда большой массы и длины. У этих локомотивов определяющим является параметр силы тяги, а не скорость движения, как например, для пассажирских электровозов и электропоездов, где решающим фактором является именно скорость в силу необходимости убыстрения по времени перевозки пассажиров. Исходя из этого для пассажирских электровозов и электропоездов возможно применение асинхронного привода, тогда как для грузовых электровозов, которые эксплуатируются с пониженными скоростями движения, предпочтительнее применять коллекторный привод. Асинхронный привод при пониженных скоростях согласно теории электропривода может иметь мягкие тяговые характеристики, однако это потребует одновременного регулирования как частоты переменного тока, подводимого к статорным обмоткам асинхронного двигателя, так и величины входного его переменного напряжения, подаваемого с инвертора. При таком регулировании в области низких скоростей, а значит и низких частот резко начнут возрастать электрические потери в обмотках двигателя, величина которых пропорциональна скольжению. Увеличение потерь ведет к значительному снижению КПД двигателя. В результате, получение мягких тяговых характеристик электровозов с асинхронным приводом в области низких скоростей экономически невыгодно.

Не высокий коэффициент мощности электровозов переменного тока с тиристорными преобразователями обусловлен большим углом сдвига фаз между напряжением и током в первичной обмотке тягового трансформатора, что приводит к возникновению достаточно большой величины реактивной энергии в электровозе. Для значительного уменьшения угла сдвига фаз между напряжением и током в первичной обмотке тягового трансформатора в ИрГУПСе был разработан новый преобразователь на IGBT – транзисторах, в котором транзисторы включены последовательно с диодами. В этом преобразователе с помощью нового алгоритма управления его транзисторными плечами и оригинальной новой системы управления были достигнуты высокие энергетические показатели, а именно коэффициент мощности в режиме тяги, начиная от 0,7 первой зоны и до конца четвертой зоны во всем диапазоне регулирования держится на уровне 0,96. При такой величине коэффициента мощности угол сдвига фаз приближается к нулю.

Такой преобразователь по массогабаритным показателям может быть установлен как на ранее существующих, так и на новых электровозах Ермак. Кроме повышения энергетических показателей новый преобразователь позволяет перейти в электровозе от традиционного централизованного управления преобразователями к индивидуальному, для чего каждый двигатель будет питаться от отдельного своего преобразователя. Это позволит решить вопрос равномерного распределения тока по тяговым двигателям и поосного регулирования силы тяги и торможения под контролем сцепления, осуществить поосную пескоподачу, что снизит расход песка. Дополнительно для обеспечения непрерывности тока двигателя параллельно цепи выпрямленного тока преобразователя предлагается включить разрядное диодное плечо, через которое будет разряжаться накопленная в индуктивностях сглаживающего реактора и двигателя электромагнитная энергия. Его работа предусмотрена как в режиме тяги, так и в режиме рекуперативного торможения. Кроме того, диодное плечо повышает надёжность работы ВИП электровоза в том, что в случае не открытия какого либо плеча ВИП непрерывность выпрямленного тока обеспечивается за счёт разряда электромагнитной энергии, накопленной в течение предыдущего полупериода напряжения сети в индуктивностях сглаживающего реактора и двигателя, через диодное плечо и саму цепь выпрямленного тока. Таким образом, диодное плечо является ещё и резервным любому другому не открывшемуся плечу преобразователя. Кроме силового транзисторного преобразователя предлагается применить в электровозе и новый возбудитель (ВУВ) для режима рекуперативного торможения, построенный на тех же принципах, что и основной транзисторный преобразователь. Далее предлагается вместо индуктивного шунта системы ослабления поля использовать электронный шунт, построенный также на базе силового транзистора. Все существующие сегодня системы автоматического регулирования и управления процессами работы электровоза Ермак, выполненные на базе микропроцессорной техники, будут дополнены подобными системами автоматики для предлагаемых выше технических решений. Надо иметь в виду, что практически все предлагаемые технические решения были апробированы на математических моделях, на физических стендах достаточно большой мощности и на электровозе ВЛ80Р. Во всех случаях подтверждена адекватность процессов.

Экспериментальные исследования по сравнению результатов работы тиристорного и транзисторного преобразователей в режиме выпрямителя показали следующие результаты. В равных условиях сравнения исходных параметров предлагаемый транзисторный преобразователь потребляет в 2,5 раза меньше реактивной мощности, а в равных условиях нагрузки потребляет на 25% больше активной мощности, что позволяет увеличить на 20% напряжение на тяговых двигателях и на 10% величину выпрямленного тока. Это означает, что электровозы, оснащенные транзисторными преобразователями, будут способны при одной и той же мощности тяговых двигателей вести грузовые поезда большей массы за счет увеличения силы тяги

при сохранении одной и той же скорости движения (увеличивается провозная способность поездов), или вести грузовые поезда неизменной массы с большей скоростью при сохранении одной и той же силы тяги (увеличивается пропускная способность поездов).

Таким образом, при прочих равных условиях предлагаемые новые технические решения в области силовых транзисторных преобразователей являются значительным научным и практическим достижением в области грузовых электровозов переменного тока с коллекторным приводом, способными работать с высокими энергетическими показателями, как в режиме тяги, так и в режиме рекуперативного торможения.

## **АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННЫМ КОМПЛЕКСОМ ДОЗИРОВАНИЯ СЫПУЧИХ МАТЕРИАЛОВ В ТЕХНОЛОГИИ ПРОИЗВОДСТВА КОМБИКОРМОВ**

*С.В. Ляпушкин*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск

Обеспечение продовольственного рынка Российской Федерации качественными пищевыми продуктами является одной из приоритетных задач экономики. Качество продукции животноводческого комплекса, напрямую зависит от точного соблюдения рецептуры кормосмесей. Обеспечение соблюдения рецепта каждого компонента смеси является не простой инженерно-технической задачей.

Точность дозирования является функцией большого числа систематических и случайных факторов: величины, формы и взаимного расположения отдельных частиц материал; коэффициента сцепления их с друг другом и с конструктивными элементами дозатора; относительная влажность дозируемого материала и воздуха в помещении; высоты падения материала в приемную емкость; величины наклона дозатора к уровню горизонта; вибрационных и электромеханических помех и т.д.

В связи с этим, особую значимость приобретает задача повышения эффективности управления процессом высокоточного дозирования, так как ее решение позволит существенно снизить расход дефицитных и дорогостоящих компонентов смеси, повысит качество выпускаемой продукции. Наряду с правильной аппаратурной организацией процессами дозирования важную роль имеют алгоритмы управления электроприводом шнековых дозаторов.

Качественный состав каждой порции комбикорма для животных определяется технологами свиноводческого предприятия, и размещаются в базу данных программного обеспечения верхнего уровня.

Программное обеспечение управления автоматизированной системой дозирования сыпучих материалов разработано на языке СИ согласно алгоритму, представленному на рис. 1.

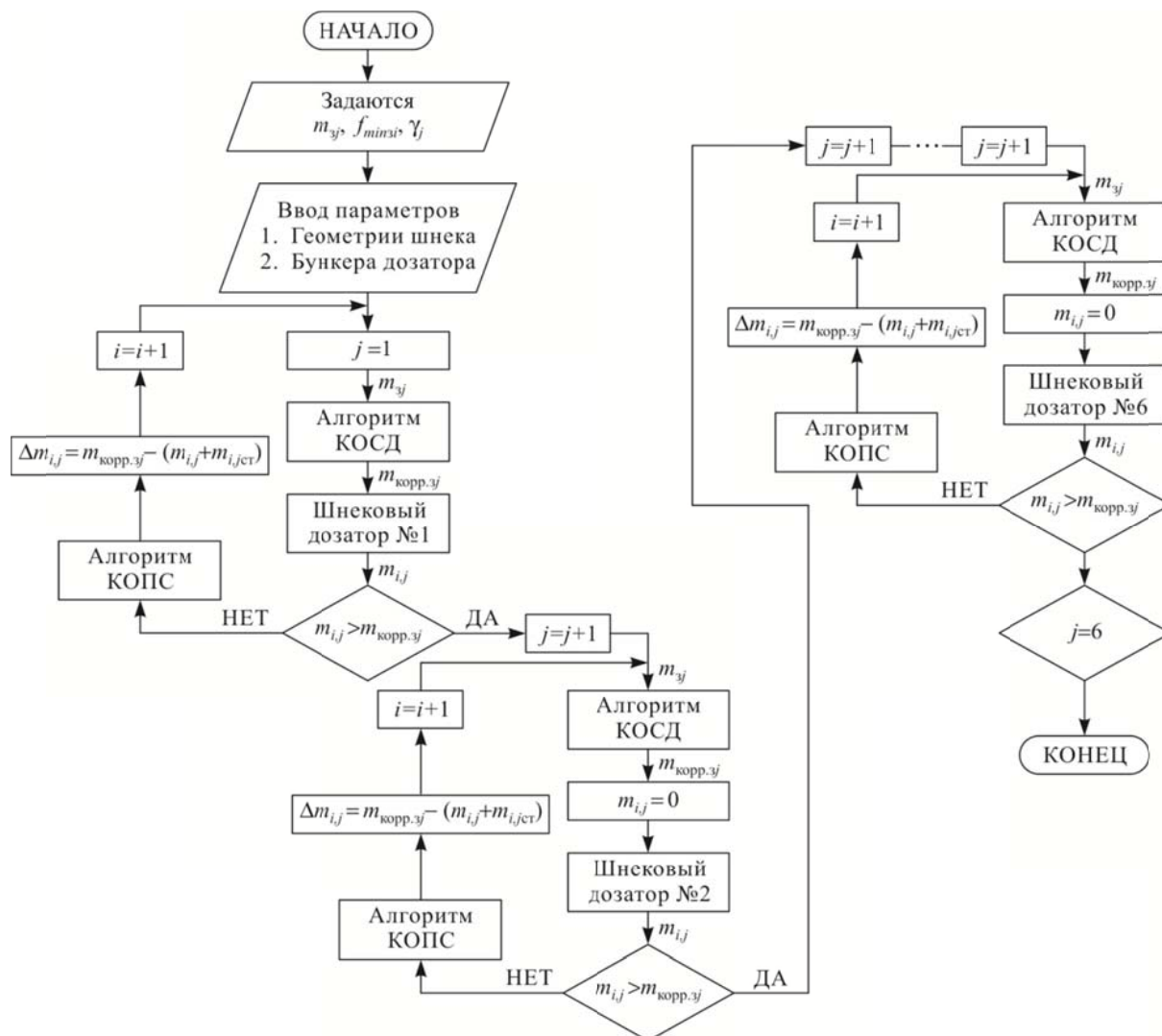


Рис. 1. Алгоритм управления частотно-регулируемого асинхронного электропривода производства комбикормов

Исходные данные поступают в алгоритм управления из специально созданной базы данных проекта[5]. База данных несет в себе функции: контроля расходуемых компонентов; хранения информации о технологических рецептах кормосмесей; параметров каждого шнекового дозатора с исполнительным асинхронным двигателем; геометрических параметров бункера дозатора; насыпного веса дозируемого материала.

Начало работы автоматизированной системы начинается с выбора соответствующего рецепта в SCADA системе на автоматизированном рабочем месте оператора (АРМ). Также определяется порядок дозирования компонентов внутри рецепта. Вместе с заданием на дозирование компонента конкретного рецепта комбикорма в алгоритм управления автоматически поступает заданное значение минимальной частоты переменного тока преобразователя

обеспечивающая наименьшую возможную частоту вращения шнекового дозатора. Также для работы алгоритма необходима информация из базы данных о насыпном весе дозируемого материала и геометрических параметрах шнекового дозатора и приемного бункера дозатора.

Алгоритмическое обеспечение микроконтроллера управления с помощью блока релейной коммутации, обеспечивает аппаратную поочередно согласованную работу всех шнековых дозаторов, задвижек, смесителей и рыхлителей.

Свойства дозируемого материала являются нестационарными, и потому получить дозирование каждой порции компонента смеси с одинаковой точностью является проблематичным. Для обеспечения требуемой точности дозирования задание каждой порции материала нужно корректировать согласно алгоритму коррекции ошибки дозирования на основе статистических данных (АКОСД). Данный алгоритм использует для коррекции задания текущего цикла данные предыдущего цикла дозирования. Для обеспечения эффективной работы алгоритма АКОСД, в базе данных сохраняется статистика работы всех шнековых дозаторов системы.

Сигнал пропорциональный текущему весу материала поступает на вход программного регулятора веса, который большую часть находится в насыщении для получения максимальной производительности. При приближении веса к заданному значению регулятор веса выходит из насыщения, и конечная фаза дозирования проходит на пониженной скорости.

Непрерывно в процессе работы автоматической системы вычисляется величина массы материала находящегося в воздухе при падении в бункер дозатора с помощью алгоритма коррекции ошибки дозирования вызванной массой падающего столба (АКОПД). С учетом вычисленной величины массы падающего столба конечная ошибка корректируется по формуле:

$$\Delta m_{i,j} = m_{\text{коррзj}} - (m_{i,j} + m_{i,\text{ст}}),$$

где  $i$  – переменная цикла реального времени,  $j$  – номер текущего цикла.

При  $m_{i,j} > m_{\text{коррзj}}$  отключается шнековый дозатор первого цикла дозирования и программа микроконтроллера управления, с помощью блока релейной коммутации подключает следующий шнековый дозатор к общему преобразователю частоты.

Каждый цикл дозирования добавляет автоматически рассчитанный объем компонента смеси в общий бункер дозатора, подвешенного на трех тензодатчиках, рассчитанных на одну тонну смеси, но текущий вес каждого последующего цикла отсчитывается в реальном времени с нулевого значения.

Порция комбикорма состоит из 6 различных компонентов различного веса. Общая масса порции кормосмеси в бункере дозатора составляет 1000 кг и при  $j=6$  происходит дозирование последнего компонента рецепта комбикорма, после чего работа системы прекращается.

Цикл приготовления комбикорма заканчивается автоматическим открытием задвижки дозатора и перемешиванием технологически обусловленное время электроприводами смесителя и рыхлителя.



Разработанные алгоритмы основаны на использовании статистических данных по каждому дозируемому компоненту отдельно. Проведем серию экспериментов на имитационной модели по дозированию компонентов комбикорма таких как: пшеница, ячмень, горох, отруби, подсолнечный шрот. Статистические данные состоят из 5 циклов дозирования каждого материала веса 1 килограмм. Результаты ошибки дозирования для каждого цикла приведены на рис. 2.

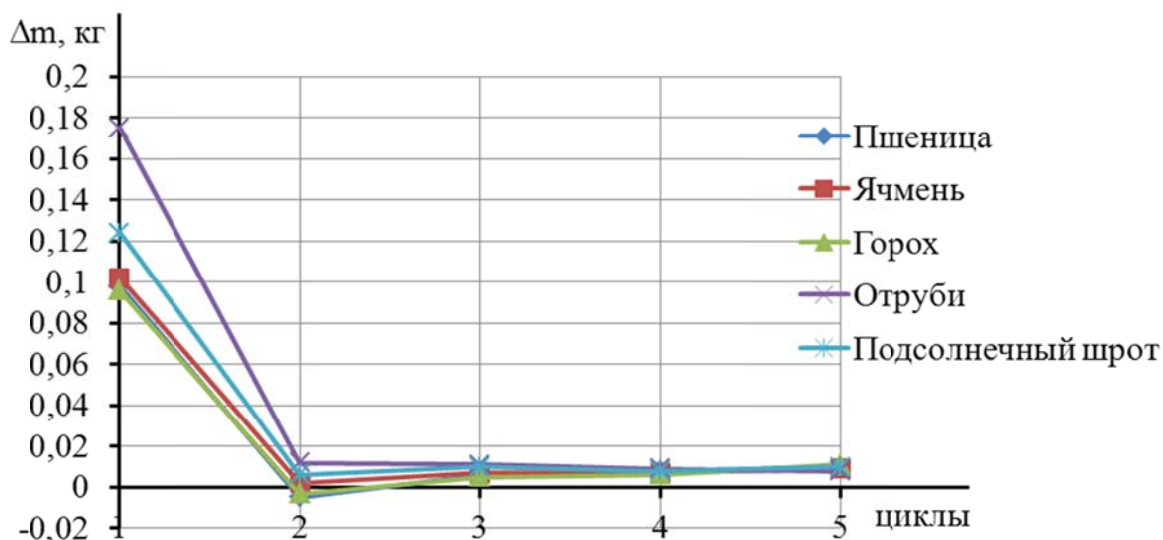


Рис. 2. Статистические данные дозирования компонентов комбикорма

Как видно из рис. 2 наибольшая коррекция ошибки достигается при первых циклах дозирования, а за тем алгоритм держит ошибку на минимальном уровне, тем самым обеспечивая качество комбикорма.

Совместное использование алгоритмов коррекции ошибки дозирования на основе статистических данных и компенсации ошибки, вызванной весом падающего столба, обеспечивает максимальную точность системы.

Применение разработанных алгоритмов позволяет получить итоговую ошибку дозирования менее 3%, что соответствует техническому регламенту приготовления кормосмесей.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А.В. Катылов, В.А. Любартович Дозирование сыпучих и вязких материалов, Ленинград, ХИМИЯ, 1990.
2. А.М. Григорьев «Винтовые конвейеры», Изд. МАШИНОСТРОЕНИЕ, 1992.
3. С.Г. Герман-Галкин Компьютерное моделирование полупроводниковых систем, Санкт-Петербург, 2001.
4. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием. – М.: Академия, 2006. – 266 с.
5. Букреев В.Г., Гусев Н.В., Нечаев М.А., Краснов И.Ю., Кремис С.Ю. АСУ ТП производства комбикормов на базе контроллера Fastwel RTU188-BS Журнал «Современные Технологии Автоматизации», изд. 2006., №1.

# РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОГО И ПРОГРАММНО-АЛГОРИТМИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ КОМПЬЮТЕРИЗИРОВАННОГО ИСПЫТАТЕЛЬНОГО СТЕНДА ДЛЯ ТЕСТИРОВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

*Е.В. Боловин, А.С. Глазырин*

Научный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск

## **Введение**

В настоящее время существует проблема непрерывного мониторинга параметров асинхронных электродвигателей в течении всего жизненного цикла, что включает в себя определение параметров при производстве двигателя, его эксплуатации с учетом различных режимов работы и нагрузках, испытаний после текущего и капитального ремонта двигателя. Для автоматизации процесса непрерывного мониторинга служат компьютеризированные испытательные стенды. В зависимости от конкретной производственной задачи может отличаться компоновка стенда, включающая в себя силовое, измерительное оборудование, а также программное обеспечение.

Разработку математического и программно-алгоритмического обеспечения компьютеризированного испытательного стенда для тестирования параметров асинхронных электродвигателей рассмотрим на примере мониторинга параметров погружных электродвигателей (ПЭД) широко применяемых при эксплуатации нефтяных скважин в осложненных условиях.

В последние годы существенно меняется структура запасов нефти, добываемой в Российской Федерации, что связано с тем, что большинство легкодоступных нефтегазовых месторождений находятся на завершающей стадии разработки [1]. Вместе с тем совершенствуются технологии извлечения нефтегазовых ресурсов [2]. Соответственно становится привлекательной разработка новых месторождений с трудноизвлекаемыми запасами, истощенных нефтяных запасов, нефтегазовых месторождений с неоднородными пластами, разведка и разработка скважин на Арктическом шельфе [3]. На конец 2014 года доля трудноизвлекаемых запасов составляет 55% от общего числа запасов, при этом средняя динамика роста трудноизвлекаемых запасов 3% в год [4].

Для уменьшения затрат используют современные технологии и разработки направленные на совершенствование уже созданных способов для увеличения нефтеотдачи и уменьшения затрат на единицу добытой нефти и повышение средних дебитов, что приводит к сокращению числа малодебитных скважин, входящих в нерентабельный фонд [2, 5, 6].

В настоящее время почти 80% нефти Российской Федерации добывается с помощью установок электроприводных центробежных насосов (УЭЦН) и этот показатель растет [7], при этом удельное соотношение скважин оснащенных

УЭЦН в общем фонде остается практически неизменным и является не самым высоким – около 34% [8].

Стоит отметить, что производительность установок скважных насосов в большой степени зависит от эффективности работы их системы управления. В последние годы активно разрабатываются интеллектуальные станции управления установок электроприводных центробежных насосов (ИСУ УЭЦН), которые позволяют успешно решать основные задачи управления, а также имеет еще дополнительные возможности, такие как настройки на нужный параметр, которым может быть максимальная добыча [9] или снижение удельного электропотребления на тонну добываемой нефти. Положительный эффект от ИСУ был доказан испытаниями на Приобском и Мало-Балыкском месторождениях ООО «РН-Юганскнефтегаз» [10], который выражался в увеличении среднего прироста добываемой жидкости на 37 м<sup>3</sup> в сутки и добываемой нефти на 24 т/сут, при том же потреблении электроэнергии, что позволило сэкономить 12 млн. рублей в год с одной установки [11]. При этом испытания сводились лишь к поддержанию заданного режима работы.

Поддержание заданного режима работы электропривода зависит не только от правильной настройки уставок и корректной обработки внешних воздействий, но и от процессов самонастройки адаптивной системы управления в режиме реального времени. Процесс самонастройки зависит от текущих значений параметров ПЭД, таких как активное сопротивление и индуктивность статорной обмотки, взаимная индуктивность обмоток статора и ротора, активное сопротивление и индуктивность роторной обмотки. Однако при наладке асинхронных электроприводов измеряют лишь активное сопротивление статорной обмотки, другие же параметры берутся из каталожных данных, которые являются расчетными и могут сильно отличаться от реальных значений [12]. Ситуация с погружными двигателями является наиболее сложной, так как данный тип двигателей не является продуктом общепромышленного исполнения асинхронных двигателей и разработан для нужд нефтедобычи с учетом параметров скважин, таких как диаметр, кривизна, угол наклона и т.д.

Усугубляет положение и то факт, что параметры асинхронных электродвигателей зависят от теплового состояния и режима работы. Например, в режиме прямого пуска индуктивность может измениться на 30-40%, а активное сопротивление ротора – более чем в полтора раза [13]. В свою очередь активное сопротивление статорной обмотки, зависящее от теплового состояния, может изменяться на 20-30% в процессе работы двигателя [13]. Эти изменения в УЭЦН усугубляются при повышенных температурах внутри скважин – более 120 °С [14]. Таким образом, можно утверждать, что отсутствие адекватного мониторинга в режиме реального времени параметров асинхронного электродвигателя снижает эффективность работы ИСУ УЭЦН.

Соответственно целью данной работы является разработка математического и программно-алгоритмического обеспечения (МПАО),

позволяющего проводить мониторинг параметров асинхронных электродвигателей в режиме реального времени.

Данное МПАО позволяет:

1. Усовершенствовать ИСУ УЭЦН, что приведет к улучшению эффективности эксплуатации, снижению электропотребления двигателя, а соответственно уменьшению удельных затрат на добычу единицы нефтепродукта.

2. Увеличить наработку на отказ ПЭД за счет непрерывного контроля, диагностики и управления электродвигателем, в следствие чего увеличится межремонтный период УЭЦН, что приведет к уменьшению эксплуатационных затрат на спускоподъемные операции [15].

Разработка МПАО, позволяющего проводить мониторинг параметров ПЭД в режиме реального времени целесообразно проводить в несколько этапов:

1. Разработка и проверка работоспособности МПАО на лабораторном стенде с асинхронным электродвигателем типового конструктивного исполнения.

2. Разработка и проверка работоспособности МПАО на лабораторном стенде с погружным асинхронным электродвигателем.

3. Проверка работоспособности МПАО на погружном асинхронном электродвигателе в условиях эксплуатирующейся нефтяной скважины.

В настоящее время полностью закончен первый этап и его результаты представлены в данной работе.

### **Разработка и проверка работоспособности математического и программно-алгоритмического обеспечения для тестирования параметров асинхронных электродвигателей**

Основой МПАО является принцип динамической идентификации переменных состояния и параметров асинхронных двигателей с помощью алгебраических методов [16, 17] и дискретных моделей [18-20]. На рис. 1 приведена структурная схема МПАО, более подробная информация о данной схеме и работе МПАО представлена в [21, 22].

Проверка работоспособности разработанного математического и программно-алгоритмического обеспечения, позволяющий проводить мониторинг параметров асинхронных электродвигателей в режиме реального времени была проведена на лабораторной экспериментальной установке с электродвигателями мощностью 0,1 кВт в Национальном исследовательском Томском политехническом университете. Были получены переходные характеристики напряжений и токов статора, скорости вращения вала асинхронного двигателя. Стоит отметить, что данный двигатель не являлся серийным, соответственно невозможно определить точность полученных оценок параметров двигателя по справочным данным. Поэтому для оценки точности и работоспособности МПАО сравним графики переходных процессов результирующего вектора токов статора  $I_1(t)$  и  $\hat{I}_1(t)$  (рис. 2), угловых скоростей  $\omega(t)$  и  $\hat{\omega}(t)$  (рис. 3) асинхронного двигателя, снятых соответственно с датчиков и

настраиваемой модели с идентифицированными параметрами. К оцениваемым параметрам асинхронного электродвигателя относятся: активное сопротивление статора  $\hat{R}'_1$ , приведенное к статору активное сопротивление ротора  $\hat{R}'_2$ , эквивалентная индуктивность обмотки статора  $\hat{L}'_1$ , эквивалентная индуктивность обмотки ротора  $\hat{L}'_2$  и индуктивность, обусловленная магнитным потоком в воздушном зазоре электродвигателя  $\hat{L}_m$ .

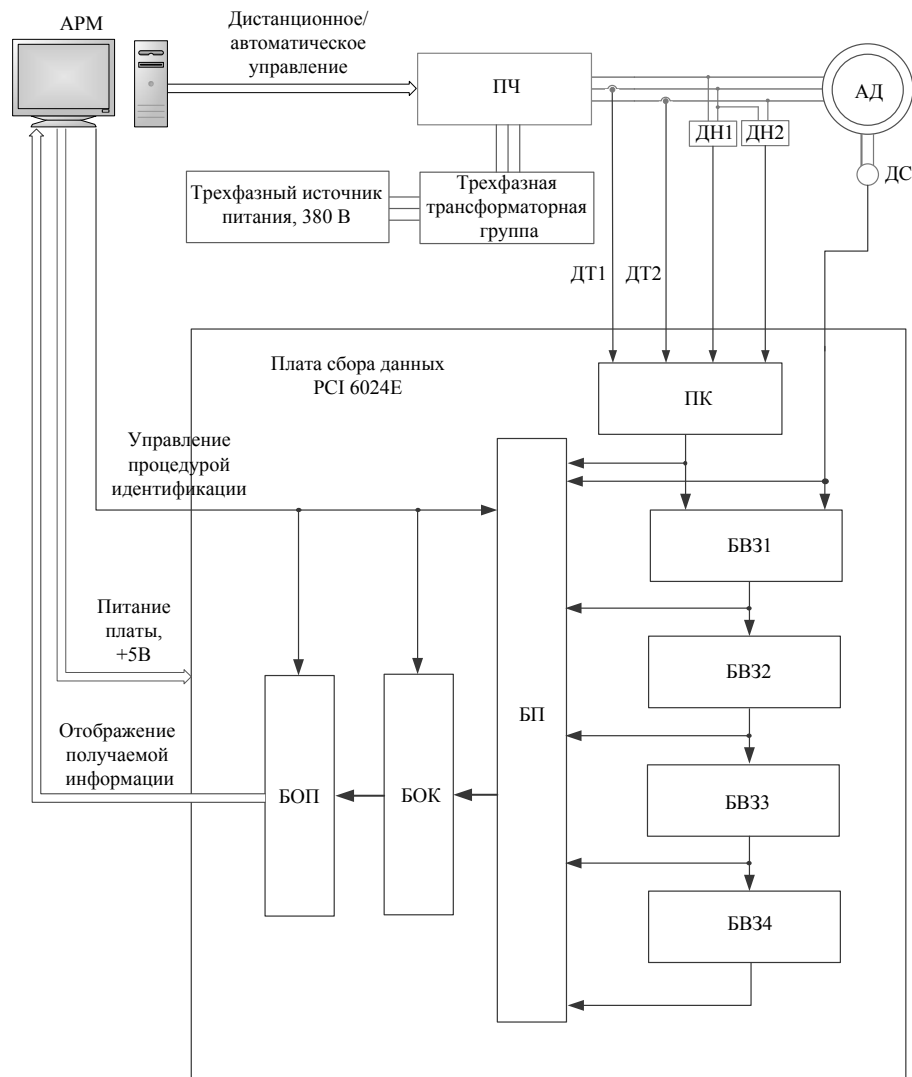


Рис. 1. Функциональная схема компьютеризированного испытательного стенда для тестирования параметров асинхронных электродвигателей:

АРМ – автоматизированное рабочее место; ПЧ – преобразователь частоты;  
 ДТ – датчик тока; ДН – датчик напряжения; ДС – датчик скорости;  
 АД – асинхронный двигатель; ПК – преобразователь координат; БВ31 – первый блок временной задержки; БВ32 – второй блок временной задержки;  
 БВ33 – третий блок временной задержки; БВ34 – четвертый блок временной задержки; БП – блок памяти; БОК – блок определения коэффициентов;  
 БОП – блок определения параметров

Параметры асинхронного двигателя, определенные с помощью МПАО, сведены в табл. 1.

Таблица 1.

## Результаты идентификации параметров

Оценка	$\hat{R}_1$ , Ом	$\hat{R}'_2$ , Ом	$\hat{L}_1$ , Гн	$\hat{L}_2$ , Гн	$\hat{L}_m$ , Гн
Значение	65,314	51,436	1,066	0,834	0,924

Необходимо отметить, что в качестве датчика угловой скорости может выступать как реальный датчик, так и наблюдатель, при этом погрешность оценивания скорости внесет вклад в общую погрешность получаемых оценок параметров тестируемого асинхронного электродвигателя. Для накопления априорной информации, необходимой для запуска метода оценивания параметров должно пройти время  $t_{\text{наи}}$ , которое включает продолжительность процесса первичной обработки данных, поступаемых с датчиков с учетом временных задержек, продолжительность передачи данных на блок памяти и временные затраты на формирование решения. Длительность накопления априорной информации зависит от частоты разрешения платы сбора данных [23] и шага дискретизации [24-26]. При проведении экспериментальных исследований шаг дискретизации был равен  $2 \cdot 10^{-4}$ .

Относительная интегральная погрешность оценивания угловой скорости  $\delta_\omega$  находится как интеграл модулей невязок  $\omega(t)$  и  $\hat{\omega}(t)$  следующим образом:

$$\delta_\omega = \frac{\int_0^{e_s} |\omega(t) - \hat{\omega}_{\text{PC}}(t, R_1, R'_2, L_1, L_2, L_m)| dt}{\int_0^{e_s} |\omega(t)| dt} \cdot 100\%. \quad (1)$$

Относительная интегральная погрешность оценивания результирующего вектора тока статора  $\delta_I$  находится как интеграл модулей невязок  $I_1(t)$  и  $\hat{I}_1(t)$  следующим образом:

$$\delta_I = \frac{\int_0^{e_s} |I_1(t) - \hat{I}_1(t, R_1, R'_2, L_1, L_2, L_m)| dt}{\int_0^{e_s} |I_1(t)| dt} \cdot 100\%. \quad (2)$$

Характеристики двигателя, построенные на модели двигателя с использованием параметров, полученных с помощью МПАО, имеют относительные интегральные погрешности оценивания, вычисленные с помощью (1) и (2), не более 4%. Соответственно математическое и программно-алгоритмическое обеспечение является работоспособным и позволяет проводить мониторинг параметров асинхронных электродвигателей в режиме реального времени. Однако данное обеспечение необходимо апробировать на установках с электродвигателями мощностью свыше 0,1 кВт и с погружными электродвигателями, что является предметом дальнейших исследований.

В представленной работе показаны результаты разработки и проверки МПАО на лабораторном стенде с асинхронным электродвигателем типового конструктивного исполнения, что являлось первым этапом разработки МПАО, позволяющего проводить мониторинг параметров ПЭД в режиме реального

времени. Разработанный МПАО реализуется в графических средах, используемых в системах сбора и обработки данных, а также для управления техническими объектами и технологическими процессами, такими как LabView и Simulink Matlab.

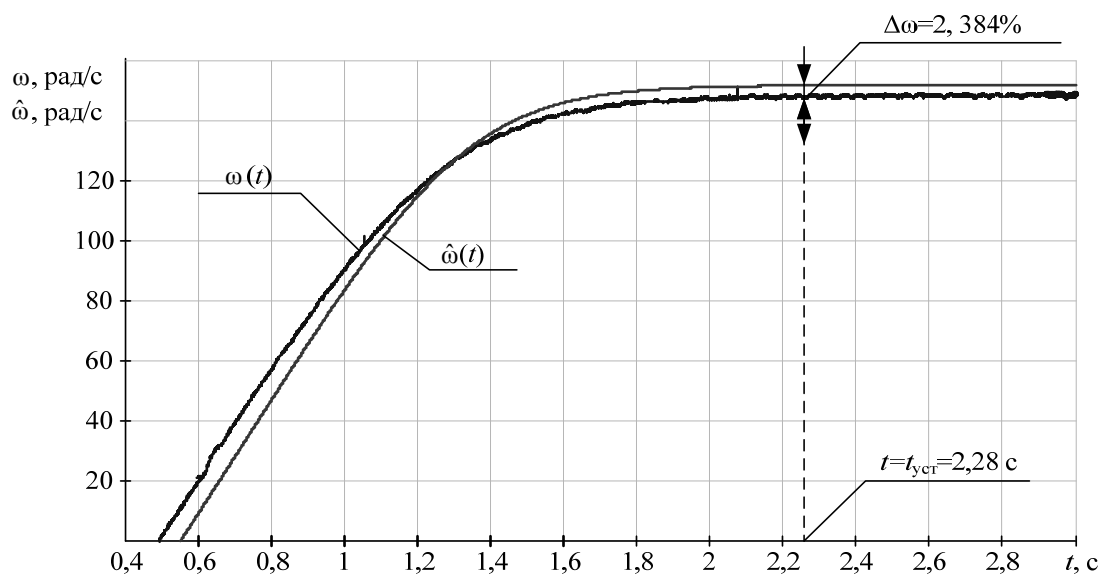


Рис. 2. Графики скоростей вала асинхронного двигателя, снятого с датчика  $\omega(t)$  и построенного с помощью математической модели с учетом оцененных параметров  $\hat{\omega}(t)$

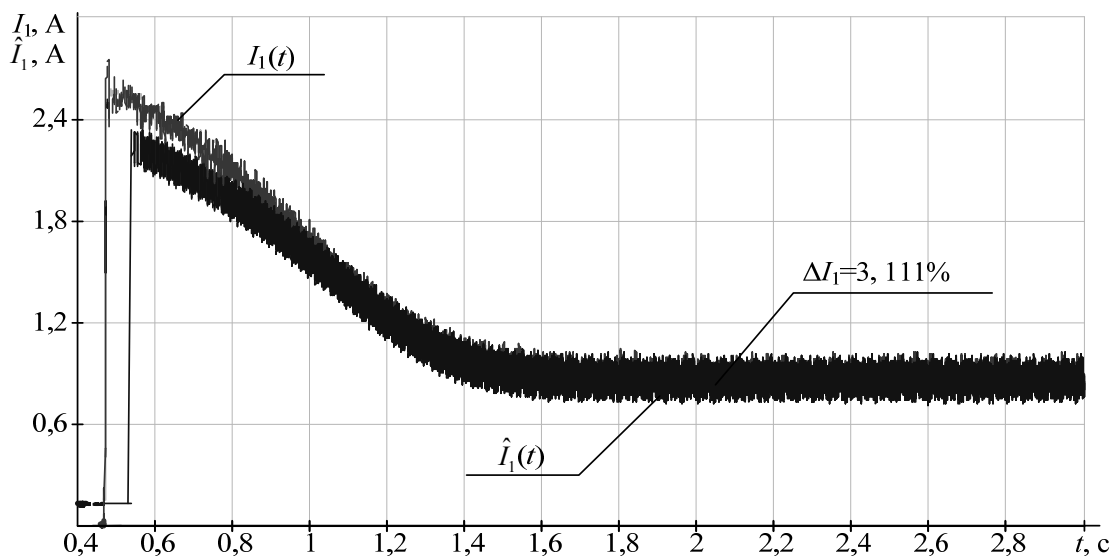


Рис. 3. Графики результирующего вектора тока статора вала асинхронного двигателя, снятого с датчиков  $I_1(t)$  и построенного с помощью математической модели с учетом оцененных параметров  $\hat{I}_1(t)$

## Выводы

1. Разработан математическое и программно-алгоритмическое обеспечение, позволяющее проводить мониторинг параметров асинхронных электродвигателей типового конструктивного исполнения в режиме реального времени.

2. Апробирование разработанного математического и программно-алгоритмического обеспечения на экспериментальной установке показало, что значения относительных интегральных погрешностей скорости и модуля вектора тока статора не более 4%, что является допустимым в инженерной практике.

3. Успешная реализация первого этапа цикла работ, направленных на разработки МПАО, позволяющего проводить мониторинг параметров ПЭД в режиме реального времени позволила разработчикам получить знания, умения и навыки, которые представляют ценность для работ на втором этапе.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Зуев А. Нефти становятся меньше, бурить придется больше // RU-Energy group. 2013. [Электронный ресурс]. – режим доступа: [http://www.ru-energy.com/press\\_room/media\\_about/328/7506/](http://www.ru-energy.com/press_room/media_about/328/7506/) (дата обращения: 18.06.2015)

2. Ивановский В.Н. Анализ современного состояния и перспектив развития скважных насосных установок для добычи нефти // Территория Нефтегаз. – ноябрь, 2007. – №11. – С. 36- 47.

3. Разработка месторождения «Приразломное». [Электронный ресурс]. – режим доступа: <http://shelf-neft.gazprom.ru/d/blockonthemainpage/04/4/prezentatsiya-proekta-prirazlomnoe.pdf> (дата обращения: 18.06.2015)

4. Моисеева Е.В. Состояние и перспективы развития нефтесервисного рынка России 2014 // Нефтегазовая Вертикаль. – 2014. – №22. – С. 64-72

5. Лопатин Р.Р. Модели и алгоритмы частотно-регулируемого процесса расклинивания электроцентробежного насоса при добыче нефти в осложненных условиях: дис. ... канд. тех. наук. – Томск, 2011 – 140 с.

6. Исследования малодебитных скважин в России. [Электронный ресурс]. – режим доступа: <http://www.slb.ru/userfiles/file/Oilfield%20Review/1999/spring/1%20testing.pdf> (дата обращения: 18.06.2015)

7. Ивановский В.Н., Сабиров А.А. Скважинные насосные установки для добычи нефти – что нового? // Территория Нефтегаз. – 2010, - № 10. – С. 14-22

8. Ивановский В.Н., Дарищев В.И., Сабиров А.А. и др. Скважные насосные установки для добычи нефти. – М. ГУП Изд-во «Нефть и газ» РГУ нефти и газа им. И. М. Губкина, 2002 – 824 с.

9. Пат. №2119578 РФ МПК6 E21B43/00. Способ эксплуатации малодебитной скважины элеткронасосом с частотно-регулируемым приводом/В.Г. Ханжин; заявитель и патентообладатель В.Г. Ханжин. - № 97110817/03; заявл. 19.06.97; опубл. 27.09.98

10. Мельниченко В.Е. Увеличение эффективности механизированной добычи нефти // Нефтегазовая Вертикаль. – 2013, – №11. – С. 62-66.

11. Худяков Д.Л., Маркелов Д.В. Интеллектуальные станции управления УЭЦН // Нефтегазовая вертикаль. – 2011, – № 11. – С. 64-68

12. Макаров В.Г. Асинхронный электропривод электромеханических систем с оптимальными режимами работы по критерию энергосбережения: Автореф. дис. ... канд. тех. наук. – Казань, 2011. – 162 с.



13. Каширских В.Г. Динамическая идентификация асинхронных двигателей: Автореф. дис. ... доктор тех. наук. – Кемерово, 2005. – 133 с.
14. Агеев Ш.Р., Берман А.В., Джалаев А.М., Дроздов А.Н. Оборудование для добычи нефти с высоким содержанием свободного газа и опыт его эксплуатации // Сборник материалов конференции "ESP Workshop 2005". – 2010. – № 1. – С. 1–10.
15. Федотов А.В. Хомченко В.Г., Жильцов В.В. и др. Моделирование привода погружного насоса интеллектуальной скважины. – Омск: Изд-во ОмГТУ, 2012. – 175 с.
16. Боловин Е. В. Критический экспертный анализ методов идентификации параметров асинхронных двигателей // Научный вестник Новосибирского государственного технического университета. – 2015 – №. 1(58). – С. 7–27
17. Y. Koubaa. Recursive identification of induction motor parameters // Simulation modeling practice and theory. – 2004. – pp. 363–381.
18. Evgeniy V. Bolovin, Alexander S. Glazyrin, Vladimir N. Brendakov. The influence of the design method for induction motor with stationary rotor on identification of its parameters // International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), – 2015 – pp. 1–7.
19. Chang Shu. Differential Quadrature and its Application in Engineering: Engineering Application. – Springer, 2000. – 340 p.
20. Burden R.L., Faires J.D. Numerical Analysis, 7th Ed. – Brooks/Cole, 2000. – 837 p.
21. Пат. №151954 РФ G01R 31/34. Устройство для определения параметров асинхронного электродвигателя Боловин Е.В., Глазырин А.С., Глазырина Т.А. и др. - № 2014128182/28; заявл. 09.07.2014; опубл. 20.04.2015, бюл. №11. – 9 с.: ил.
22. Bolovin E., Glazyrin A., Polishchuk V. Induction Motor Drive Parameters Identification Applying Difference Schemes // Applied Mechanics and Materials. – 2015. – Vol. 698. – pp. 65–68.
23. Руководство пользователя плат 6023E/6024E/6025E. Многофункциональные платы ввода/вывода для компьютеров с шинами PCI, PXI и CompactPCI. Copyright 1999 National Instruments Corporation, Редакция от 01.1999. Перевод с английского, верстка: Галишников К.Ю., 2001. 116 с.
24. Dranitsya Yu.P., Dranitsya A.Yu., Alekseevskaya O.V. On a connection between continuous and discrete models of linear dynamical systems. Dynamical Systems & Differential Equations. – 2010. – № 3. – pp. 20–57.
25. Kotelnikov V.A. On the carrying capacity of the ether and wire in telecommunications. Material for the First All-Union Conference on Questions of Communication. – Moscow, Izd. Red. Upr. Svyazi RKKA, 1933. – 476 p.
26. Küpfmüller K. Utjämningsförlopp inom Telegraf- och Telefontekniken. Transients in telegraph and telephone engineering. – Teknisk Tidskrift, – 1931. – № 9. – pp. 153–160.

# ЗАПУСК ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА ДПУ-87, ПРОБЛЕМЫ И РЕШЕНИЯ

*Н.В. Гусев, А.В. Киселев*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск

Среди проблем, которые возникают перед пользователем среды разработки встроенных систем управления, одной из самых распространенных является осуществление регулируемого пуска двигателя средствами MexBIOS Development Studio. Подробно рассмотрим поэтапный процесс пуска коллекторного двигателя постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов ДПУ-87 с учебно-отладочным комплектом МСВ-04 «ТипК» производства НПФ «Mechatronica-PRO», двигателем ДПУ-87 [4], цифровым инкрементальным энкодером, мультиметром и программным обеспечением [1,2].

## Формализованная постановка задачи

Необходимо произвести запуск двигателя имеющимися программно-аппаратными средствами с применением двухконтурной системы регулирования по току и скорости». Для упрощения решения данной задачи и ознакомления пользователя с процессом пуска целесообразно разбить решение на несколько базовых этапов.

## Подключение двигателя и нерегулируемый пуск

Перед подключением двигателя к МСВ-04 необходимо тщательно ознакомиться с документацией, входящий в состав комплекта, и сопоставить эту информацию с номинальными параметрами подключаемого двигателя в целях соотнесения возможности его подключения без разработки дополнительных драйверов и/или замены имеющегося преобразователя.

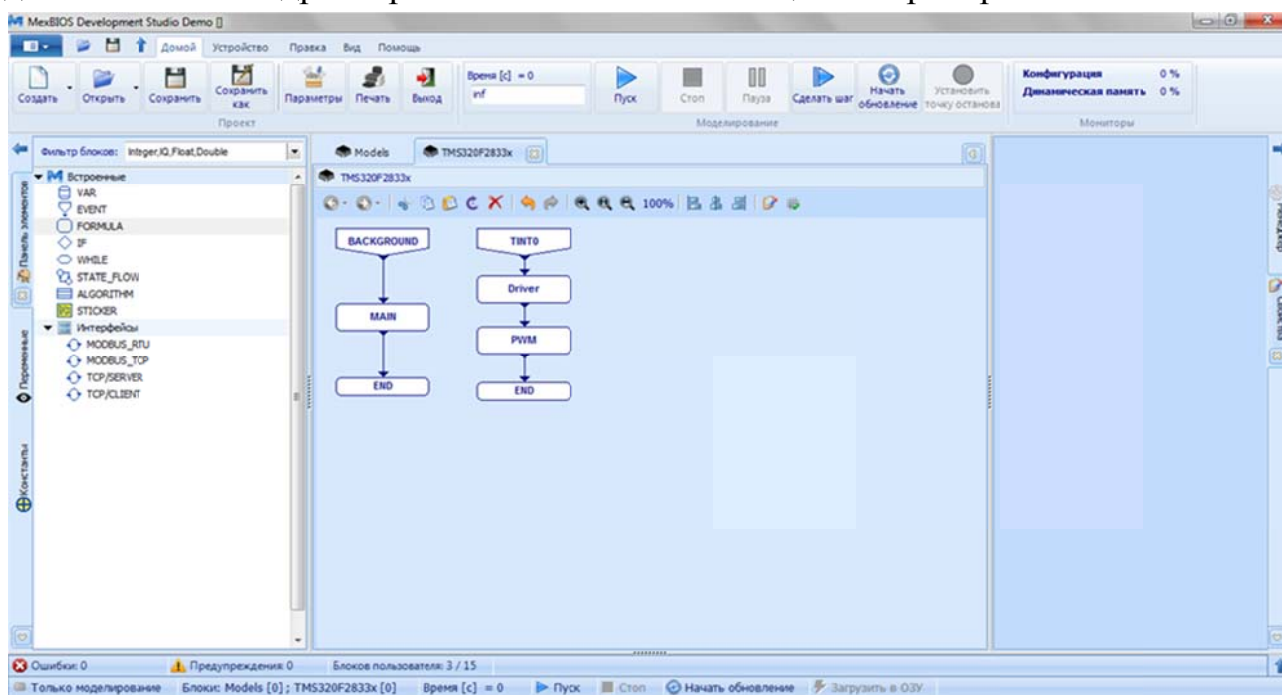


Рис. 1. Основное окно программы

Преобразователь, входящий в составМСВ-04, обеспечивает напряжение питания 24В при максимально-допустимом токе 3А. Подключение двигателя постоянного тока осуществляется между клеммами «U»«V» на силовой плате преобразователя соединительными проводами.

После физического подключения двигателя к преобразователю можно приступить к настройке программной части, реализующей нерегулируемый пуск. Для этого создается базовый проект в среде проектирования MexBIOS Development Studio. Блоки, представленные в основном окне программы, формируют основную структуру программы и содержат в себе необходимые функции [1, 3].

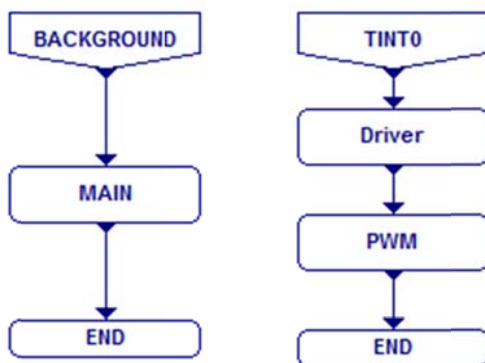


Рис. 1. Основные блоки программы

Параметры блоков программы соответствуют следующим значениям:

- **EVENT**–Источник: 2: Аппаратное; Вектор: 26:TINT0; Период: 0.0002; Режим моделирования: 2: Непрерывное.
- **FORMULA** – Имя: Driver
- **FORMULA** – Имя: PWM

Для реализации нерегулируемого пуска блок Driver остается без наполнения, так как на данном этапе отсутствует необходимость в обратных связях, а значит и в обработке показаний датчиков. Основная работа на данном этапе лежит в блоке PWM.

Внутренняя структура на данном этапе имеет следующий вид [1, 3]:

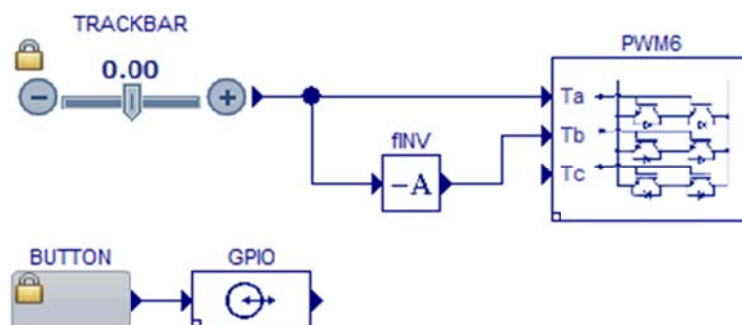


Рис. 2. Содержание блока PWM

Параметры блоков соответствуют следующим значениям:

- **TRACKBAR**–Минимум: -0,95; Максимум: 0,95; Шаг: 0.05; Формат: 31: Float; Value: 0.2.

Данные параметры обеспечивают возможность безопасно задавать скорость в двух направлениях, регулируя скважность ШИМ. Начальное

значение Value(равное 0,2) позволит запустить двигатель на минимальной скорости.

- **PWM6** – SysClk: 150; Id: 0: EPWM1-3/GPIO0-5; Frequency: 5000; DeadTime: 3; Polarity: 0; SocPulse: 0: Нет.

Настройка блока ШИМ позволит управлять ключами, соединенными с выводами GPIO 0-5 с частотой, равной частоте аппаратного прерывания (период блока Event  $1/0,0002 = 5000$  Гц).

- **GPIO** – Type: 1: Output; Pin: 31: GPIO31; Value: 0.

Блок GPIO с указанными выше настройками позволяет управлять включением и отключением ШИМ (Разрешение ШИМ). Следует отметить, что данный блок работает на обратной логике, т.е. 1 на входе соответствует состоянию Выкл., а 0 – Вкл.

- **Button** – Группа: 1; Значение «Отпущено»: 1; Значение «Нажато»: 0; Формат: 0: Integer; Value: 1.

Кнопки группы 1 работают аналогично кнопкам с фиксацией или самошунтированием, формат данных на выходе должен строго соответствовать формату данных на входе подключенного блока, иначе возникнет конфликт данных, и блоки будут некорректно работать. Начальное значение 1 соответствует отпущенному состоянию и говорит о том, что ШИМ в данный момент запрещена.

Загрузив в ОЗУ данный проект и начав обновление, пользователь может, используя имеющиеся органы управления, вручную управлять скоростью и направлением вращения двигателя. Для этого необходимо однократно нажать на кнопку (на плате должен зажечься зеленый светодиодный индикатор разрешения ШИМ), а затем, используя Trackbar установить желаемую скорость.

### Подключение и настройка обратных связей

Для того чтобы обеспечить работу регуляторов необходимо настроить работу обратных связей под которыми понимаются показания датчика скорости, выполненного в виде цифрового энкодера, прикрепленного к валу двигателя, и показания датчика тока с одного из каналов АЦП.

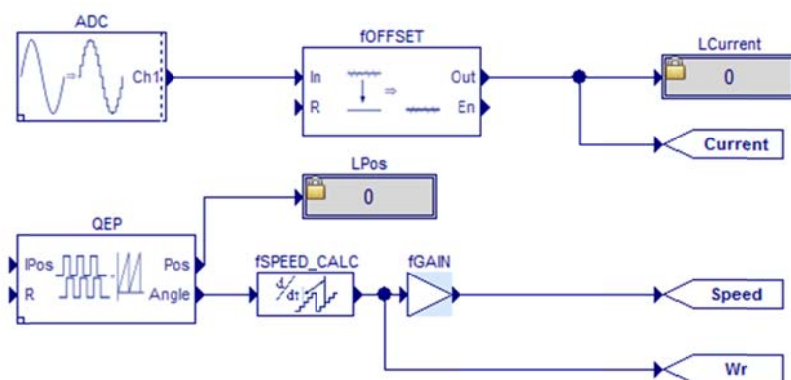


Рис. 3. Внутренняя структура блока Driver

- **ADC** – ChanCount: 1; Frequency: 7: 10714; Trigger: Continious; Chan1: 8: ADCINB0.

Подключаем один канал АЦП для измерения тока якоря двигателя, проводя измерения в фазе «V», которая подключена к каналу ADCINB0.

- **fOffset** – StartOffset: 0; TimeOfsCalc: 500; GainA: 1.

Данный блок автоматически, за указанное время, установит необходимое смещение АЦП. На данном этапе настройки обратной связи по току следует обратить внимание на то, что неизвестен коэффициент масштабирования, который можно определить по следующей методике:

- а. Подключить в цепь якоря мультиметр для измерения тока якоря
- б. Запустить двигатель и в установившемся режиме зафиксировать некое среднее значение тока
- с. Используя показания метки LCurrent (Блок Label) определить масштабирующий коэффициент, разделив реальный ток на показания модуля АЦП и занеся полученное значение в качестве параметра GainA блока fOffset.

Для передачи информации о токе в другие узлы схемы устанавливаются соответствующие переходные метки TP\_OUT, указав в поле *Tag* «уникальное имя» сигнала. Для удобства пользователя имена тегов можно продублировать в раздел *Имя* блока переходной метки.

- **QEP** – *Id*: 0: EQEP1/GPIO20-21; *PosMax*: 10000.

В зависимости от типа энкодера и места его подключения данные параметры могут изменяться. Данная настройка соответствует энкодеру, подключенному к разъемам XT6, XT7 со значением 10000 импульсов на 1 оборот. Определить данное значение можно загрузив проект в ОЗУ и, не запуская двигатель, вручную совершить 1 оборот энкодера, наблюдая за состоянием метки LPos (необходимо помнить о совпадении форматов).

- **fSpeed\_Calc** – *SampleTime*: 0.0002; *BaseSpeed*: 650; *Period*: 10.

Блок расчета скорости на основании угла поворота ротора требует к показаниям номинальной скорости, которая записывается в параметр *BaseSpeed*. Определить реальное значение скорости можно исходя из экспериментальных и номинальных данных двигателя. Для этого необходимо во время пробного пуска двигателя замерить напряжение, подаваемое на обмотку якоря, мультиметром. Определив ЭДС можно по известным параметрам двигателя определить его номинальную скорость. Если значения неизвестны, то данное значение подбирается экспериментально.

Блок **fGain**, установленный после блока расчета скорости, содержит масштабирующий коэффициент, равный номинальной скорости, определенной в предыдущем пункте и позволяет отображать скорость в об/мин.

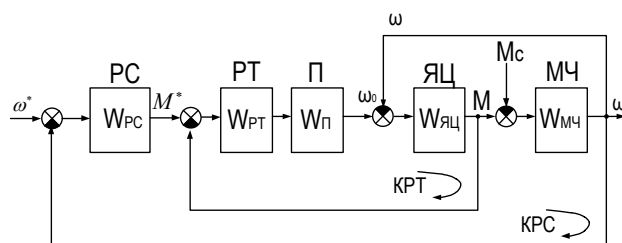


Рис. 4. Структурная схема системы управления электропривода

## Регулируемый пуск двигателя

Наибольшее распространение для решения такой задачи получила система управления электропривода, выполненная по принципу подчиненного регулирования координат.

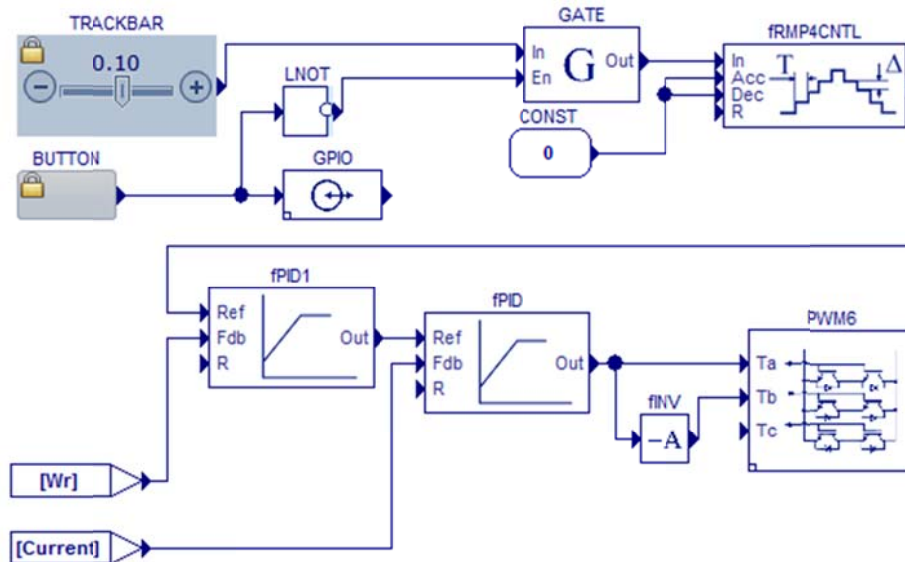


Рис. 5. Система управления в блоке PWM

Для реализации двухконтурной системы подчиненного регулирования модифицируем структуру блока PWM, добавив в нее задатчик интенсивности (блок **fRMP4CNTL** с параметрами *DelayMax* 90 при **CONST** = 0.1) ПИД регуляторы **fPID1** (контур скорости) и **fPID** (контур тока).

Настройка контуров тока и скорости производится методом последовательной коррекции. В общем случае методика настройки контуров подразумевает расчетную и практическую части. Расчетная часть выполняется по известным методикам. Практическая часть нужна для коррекции полученных расчетных значений, но если параметры двигателя неопределены или их определение затруднено, то в некоторых случаях можно определить коэффициенты регуляторов эмпирическими методами оптимальной настройки ПИД-регуляторов, либо полностью экспериментальным методом согласно приведенному ниже алгоритму и правилам ручной настройки ПИД-регуляторов [5]:

*Ручная настройка ПИД-регулятора:*

- увеличение пропорционального коэффициента увеличивает быстродействие и снижает запас устойчивости;
- с уменьшением интегральной составляющей ошибка регулирования с течением времени уменьшается быстрее;
- уменьшение постоянной интегрирования уменьшает запас устойчивости;
- увеличение дифференциальной составляющей увеличивает запас устойчивости и быстродействие.

*Алгоритм ручной настройки:*

1. Первичная настройка производится для первого контура системы управления, для этого необходимо отключить контур скорости и подавать задание напрямую на регулятор тока.

2. Подключив к контуру тока, в качестве основного сигнала задания на вход *Ref*, блок IN добавим его в наблюдаемые переменные для задания тока якоря электродвигателя.

3. Для оперативной настройки рекомендуется добавить блок ПИД-регулятора в раздел наблюдаемых переменных и производить подбор параметров на ходу, для обеспечения безопасной настройки следует установить предельное значение на выходе регулятора в пределах  $\pm 20...50\%$  от номинальной величины, такая настройка позволит избежать опасных эффектов возникающих при неверной настройке регуляторов.

4. Загрузив данный проект в ОЗУ, и начав обновление, подбираем такой пропорциональный коэффициент ПИД-регулятора, чтобы обеспечивалось достаточное быстродействие системы (для этого необходимо, чтобы реверс скорости двигателя происходил мгновенно) с сохранением устойчивости.

5. После настройки П-составляющей регулятора, необходимо настроить И-составляющую регулятора, подбирая ее таким образом, чтобы достичь оптимальной точности достижения задания.

6. После настройки И-составляющей ПИД-регулятора, настраивается его Д-составляющая, путем увеличения ее до достижения оптимальной длительности переходного процесса.

7. После настройки контура тока, необходимо заново собрать исходную схему системы и повторить данный алгоритм для настройки контура скорости (табл. 1).

Таблица 1.

Коэффициенты ПИД-регулятора после настройки (двигатель ДПУ-87)

	$K_p$	$K_i$	$K_c$	$k_d$	min	max
Контур тока	0.32	0.0009	0.001	0	-1	1
Контур скорости	8	0.0003	0.0002	0,001	-0,95	0,95

Графики работы двигателя на стенде представлены на рис. 7 и 8.

В результате проведенных экспериментов двигатель показал свою работоспособность в среде MexBIOSDS. Алгоритмы настройки, приведенные в данной статье, показали свою пригодность для настройки экспериментальных приводов. При этом, проведя анализ проделанных операций в процессе настройки, представляется возможным реализация автоматического подбора коэффициентов, руководствуясь теми же правилами что и в ручном режиме.

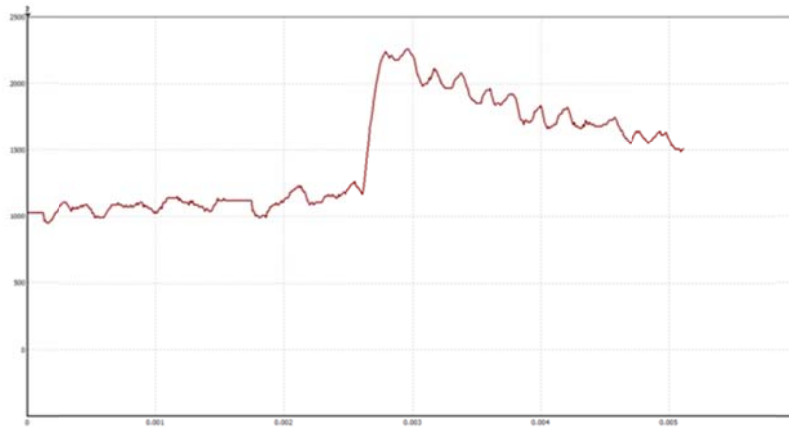


Рис. 6. Ток фазы «V», мА

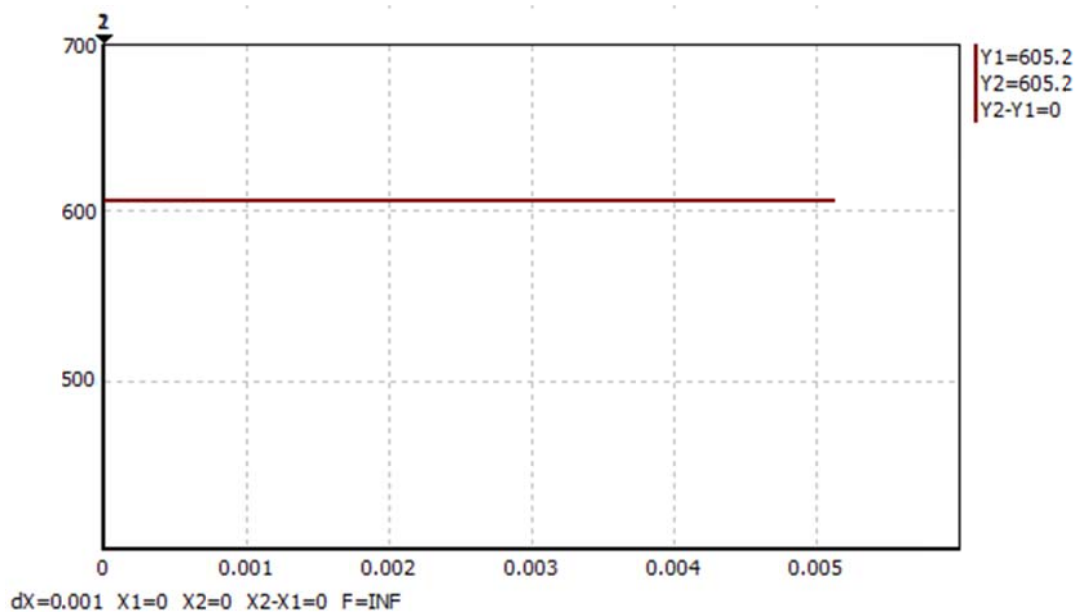


Рис. 7. Частота вращения вала двигателя, об/мин

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. MexBIOS Development Studio [Электронный ресурс] // URL: <http://mechatronica-pro.com/ru/catalog/software/mexbiosdevelopmentstudio/35>.
2. Учебно-отладочный комплект МСВ-04 «Тип К» [Электронный ресурс] // URL: <http://mechatronica-pro.com/ru/catalog/education-equipment/49>
3. Mechatronica-Pro [Электронный ресурс] // URL: <http://mechatronica-pro.com/ru>
4. АО "Томский электротехнический завод" [Электронный ресурс] // URL: <http://tetz.ru/>
5. ПИД-регуляторы, ручная настройка [Электронный ресурс] // URL: [http://www.bookasutp.ru/Chapter5\\_5.aspx](http://www.bookasutp.ru/Chapter5_5.aspx)



# МЕТОД ДИНАМИЧЕСКОГО ИЗМЕНЕНИЯ ОГРАНИЧЕНИЙ СОСТАВЛЯЮЩИХ ВЕКТОРА НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ ВЕКТОРНОМ УПРАВЛЕНИИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

*Г.В. Родионов, С.В. Борисов*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск

Частотное векторное управление асинхронным электродвигателем широко применяется в регулируемом электроприводе. Одной из задач, которую необходимо решить при разработке векторной системы управления асинхронным двигателем, является задача оптимального формирования вектора напряжения [1, 2].

В полеориентированной системе управления вектор напряжения во вращающейся системе координат раскладывается на две составляющие вектора:  $U_d$  и  $U_q$ , которые формируют потокосцепление двигателя и его электромагнитный момент [3].

Можно выделить два метода решения задачи оптимального формирования вектора напряжения. Первый метод – это строго задать отношение между этими составляющими [4]. Но при таком решении получится недоиспользование двигателя по электромагнитному моменту, т.к. для формирования момента будет прикладываться меньшее напряжение. Также невозможно достичь максимального быстродействия по скорости, так как из-за меньшей величины токоограничения будет сформирован меньший ток, пропорциональный электромагнитному моменту двигателя.

Второй метод предполагает динамическое изменение ограничения составляющей  $U_q$  в зависимости от  $U_d$ . Динамическое изменение ограничения в процессе работы системы управления позволит полностью использовать вектор напряжения.

Отметим тот факт, что после формирования начального намагничивания АД, составляющая, отвечающая за формирование потокосцепления ротора, стремится к минимальному значению, которое необходимо для поддержания заданного потокосцепления. Этот факт позволяет ввести обратную зависимость распределения составляющих. При стремлении составляющей  $U_d$  к нулю, устремлять в равной степени составляющую  $U_q$  к единице. Тогда получится, что электромагнитный момент будет формировать максимально возможная составляющая вектора напряжения, которая будет ограничена только величиной второй составляющей, необходимой для формирования минимального магнитного потока.

Пусть  $U_d$  величина задания на формирование напряжения с выхода регулятора тока  $i_d$ . Тогда  $U_q^{\text{lim}}$  – ограничение составляющей  $U_q$  вектора напряжения. На рис. 1 представлен общий вид соотношения составляющих вектора напряжения во вращающейся системе координат.

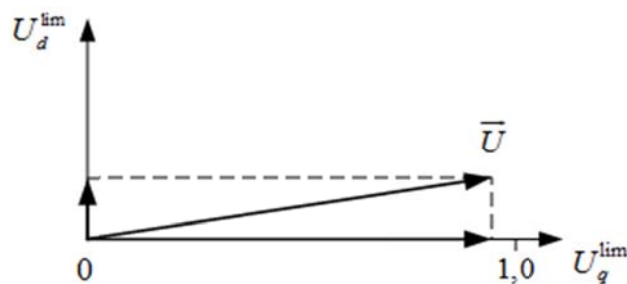


Рис. 1. Отношение составляющих  $U_d$  и  $U_q$

Описанную зависимость  $U_q = f(U_d)$  можно реализовать по формуле:

$$U_q^{\text{lim}} = \sqrt{1 - (U_d)^2}$$

Выход регулятора тока  $i_d$  возводится в квадрат и отнимается от единицы. Из полученной разности вычисляется квадратный корень. Полученная величина будет искомым ограничением составляющей  $U_q$  вектора напряжения.

Практическая реализация описанного метода была проведена в среде программирования MexBIOSDevelopmentStudio. Схема реализации зависимости  $U_d = f(U_q)$  представлена на рис. 2.

На нем обозначено: fSAT – статическое ограничение входного сигнала на заданном уровне; CONST – блок константы; fMPY – блок умножения; fSUB – блок разности; fSQRT – блок вычисления квадратного корня; fINV – блок инвертирования знака входного сигнала; fSATD – блок динамического ограничения входного сигнала.

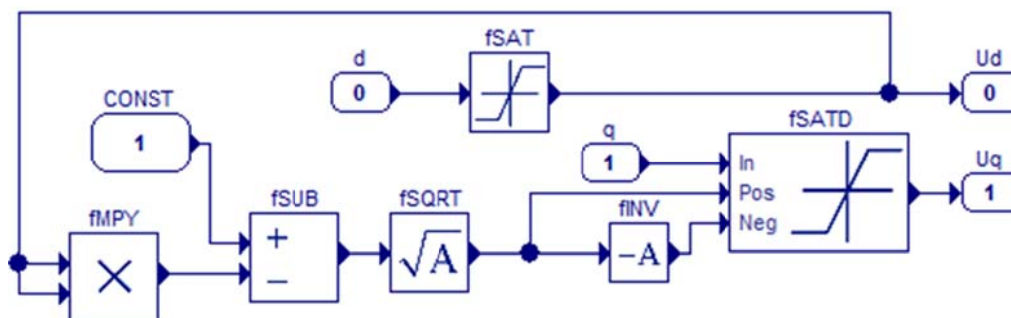


Рис. 2. Схема реализации зависимости  $U_d = f(U_q)$

Полученная величина составляющей вектора напряжения  $U_q$  поступает на блок динамического ограничения fSATD. Таким образом, реализована зависимость:

$$\sqrt{(U_d)^2 + (U_q^{\text{lim}})^2} = 1.0$$

Равенство корня квадратного из суммы квадратов составляющих  $U_q^{\text{lim}}$  и  $U_d$  единице означает, что при работе системы управления ограничение составляющих  $U_d$  и  $U_q$  будут распределены таким образом, что будет сформирован полный вектор напряжения.

Фазовый портрет изменения ограничений регуляторов тока  $i_d$  и  $i_q$  представлен на рис. 3:

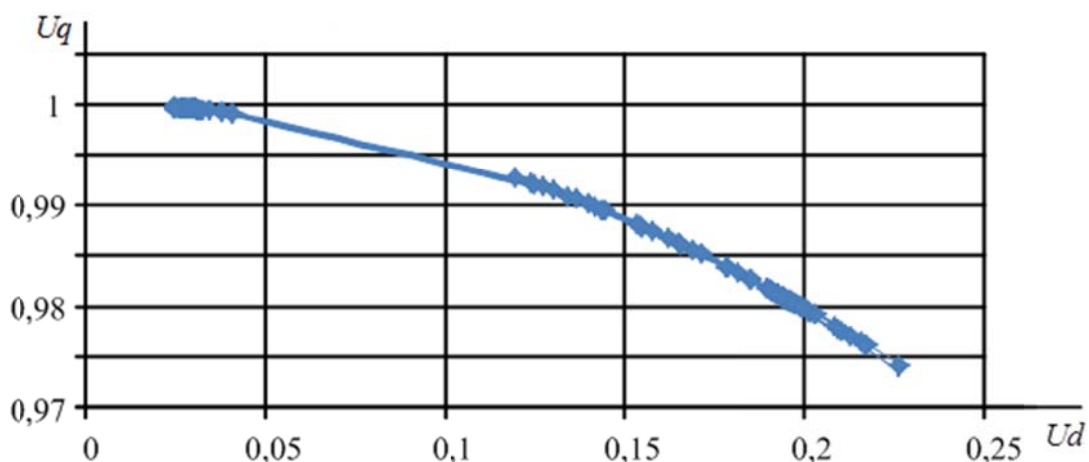


Рис. 3. Динамика изменения составляющих  $d$  и  $q$

Экспериментальные данные получены для системы частотного векторного управления, реализованной на преобразователе частоты MBS-FC01 и двигателя АИР112М2.

Из рис. 2 видно, что составляющая  $U_d$  в начале работы составляет менее 0,05 относительных единиц (о.е.), т.е. данной величины достаточно для формирования номинального намагничения двигателя. После разгона двигателя и формирования номинальной нагрузки составляющая  $U_d$  стала равной примерно 0,225. Для формирования момента доступно 0,974 о.е. вектора напряжения, что соответствует максимально возможной величине.

Таким образом, описанная схема позволяет в любой момент времени работы системы управления использовать полный вектор напряжения.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Анучин А.С. Системы управления электроприводов: учебник для вузов. – М.: Издательский дом МЭИ, 2015. – 373 с.
2. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. Екатеринбург. УРО РАН, 2000. – 654 с.
3. Peter Vas. Sensorless vector and direct torque control. Oxford University Press, 1998. – 760 pp.
4. D.W. Novotny and T.A. Lipo. Vector Control and Dynamics of AC Drives. – Department of Electrical and Computer Engineering University of Wisconsin-Madison. Clarendon Press Oxford, 2003. – 440 с.

## АНАЛИЗ ПРЕДЕЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ДЛЯ ВИБРАЦИОННОГО ПЕРЕМЕШИВАНИЯ СЫПУЧИХ ВЕЩЕСТВ

*А.В. Аристов, И.А. Эккерт*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск

В основе работы современных средств подготовки, сбора и перемешивания сыпучих веществ широко используется вращательно-колебательное воздействие, позволяющее значительно увеличить производительность технологического процесса, снизить его энергоемкость и улучшить качество смеси градиентов [1]. При этом, вибрационная составляющая воздействия в одних случаях может интенсифицировать основной процесс (например, вибрирование шнека в шнековом смесителе), а в других – вызывать специфические вибрационные эффекты, которые используются для перемешивания (например, циркуляционное вибротранспортирование смеси внутри цилиндрического или торообразного сосуда).

Как правило, технологические установки для перемешивания и транспортировки смесей содержат в своей конструкции два электропривода, один из которых создает медленное вращательное движение вокруг собственной оси, а второй – вибрационное движение с постоянной частотой и амплитудой колебания, параметры которых желательно регулировать в течение технологического процесса. Кроме того, ряд конструкций требует при использовании серийных электродвигателей наличие механического преобразователя движения, что существенно снижает динамические показатели и надежность всей системы в целом.

Данные недостатки технологических установок могут быть существенно снижены, если использовать в их составе только один электропривод, выполненный на базе асинхронного двигателя (АД), работающего непосредственно одновременно сразу в режимах вращательного и периодического движения за счет фазовой модуляции питающих напряжений или токов [2, 3].

Как показывает практика, такие безредукторные электроприводы обеспечивают независимое плавное регулирование на ходу скорости вращения, амплитуды и частоты колебаний практически во всем диапазоне нагрузок и, кроме того, позволяют создавать многокоординатные движения рабочего элемента самых разнообразных форм в зависимости от требований технологического процесса [2].

При проектировании безредукторного электропривода для вибрационного перемешивания сыпучих веществ целесообразно использовать комплексный метод подхода, позволяющий наилучшим образом согласовать все элементы привода между собой и максимально использовать их

потенциальные возможности по динамическим и энергетическим характеристикам как единой целой системы. Последнее невозможно, в первую очередь, без анализа предельных возможностей асинхронного двигателя, работающего непосредственно в режиме периодического движения за счет различных видов модуляций фазных напряжений или токов. Решению данных вопросов и посвящена настоящая статья.

### Функциональная схема вибрационного электропривода

На рис. 1 представлена функциональная схема асинхронного электропривода (ЭП) для вибрационного перемешивания сыпучих материалов, выполненного на базе двухфазного АД, работающего непосредственно в режимах вращательно-колебательного движения.

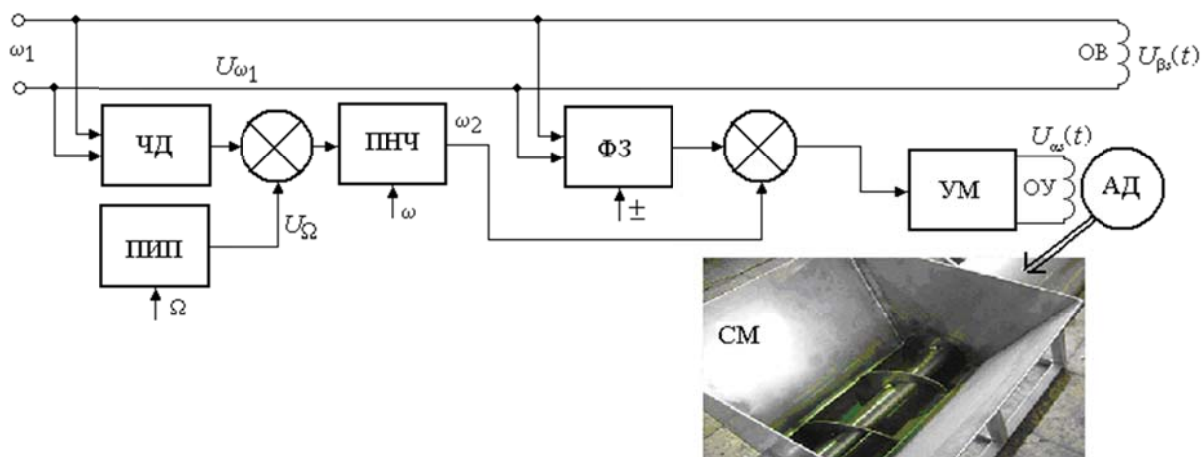


Рис. 1. Функциональная схема асинхронного вибрационного электропривода для перемешивания сыпучих веществ

Она содержит: частотный демодулятор (ЧД), преобразующий частоту напряжения сети  $\omega_1$  в пропорциональный уровень постоянного напряжения  $U_{\omega_1}$ ; прецизионный источник питания (ПИП), выполняющий роль задатчика частоты колебаний  $\Omega$  шнека смесителя; сумматор, формирующий постоянное напряжение пропорциональное частоте  $\omega_2 = \omega_1 + \Omega$ ; преобразователь напряжение частота (ПНЧ), преобразующий входное постоянное напряжение в переменное напряжение частоты  $\omega_2$ ; фазосдвигающее звено (ФЗ), осуществляющее сдвиг сетевого напряжения по фазе на угол  $\pm 90$  градусов; второй сумматор, для сложения переменных напряжений, поступающих с выхода фазосдвигающего звена и ПНЧ; усилитель мощности (УМ) и рабочий орган – шнековый смеситель (СМ).

Согласно представленной функциональной схеме, принцип формирования колебательно-вращательного закона движения рабочего органа смесителя  $\chi(t)$  осуществляется за счет питания фазных обмоток асинхронного двигателя двумя напряжениями:

$$\begin{cases} U_{\alpha s}(t) = U_{m_2} \sin(\omega_2 t + \beta) \pm U_{m_3} \sin(\omega_1 t + \alpha); \\ U_{\beta s}(t) = U_{m_1} \cos(\omega_1 t + \alpha), \end{cases}$$

где  $U_{m1}$ ,  $\alpha$  – амплитуда и начальная фаза напряжения источника переменного тока частоты  $\omega_1$ ;  $U_{m2}$ ,  $\beta$  – амплитуда и начальная фаза напряжения, снимаемого с выхода ПНЧ;  $U_{m3}$  – амплитуда выходного напряжения фазосдвигающего звена.

В результате их взаимодействия в воздушном зазоре исполнительного двигателя фазные потокосцепления формируют электромагнитное поле, имеющее две составляющие: вращательную и колебательную. Первая составляющая формируется за счет взаимодействия напряжений:

$$U_{m1} \cos(\omega_1 t + \alpha) \text{ и } \pm U_{m3} \sin(\omega_1 t + \alpha),$$

а вторая –

$$U_{m1} \cos(\omega_1 t + \alpha) \text{ и } U_{m2} \sin(\omega_2 t + \beta).$$

В качестве примера на рис. 2 представлены временные диаграммы, иллюстрирующие изменения скорости  $\xi(t)$  и координаты  $\chi(t)$  рабочего органа смесителя, выполненного на базе АД, смоделированного в прикладном пакете *Matlab/Simulink* в соответствии с функциональной схемой (рис. 1).

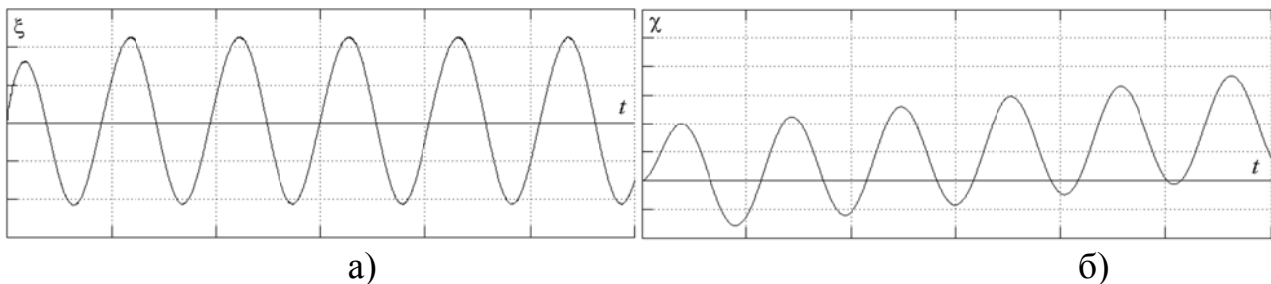


Рис. 2. Законы изменения: а) скорости и б) координаты рабочего органа смесителя

Точность задания и поддержания частоты колебаний шнекового смесителя определяется стабильностью прецизионного регулируемого блока питания постоянного напряжения а регулирование амплитуды колебаний осуществляется за счет изменения амплитуда выходного напряжения  $U_{m2}$  преобразователя напряжение-частота.

Регулирование скорости вращения вокруг собственной оси осуществляется изменением величины коэффициента передачи фазового звена, а направление движения – его полярностью.

### Предельные характеристики асинхронного двигателя в системах виброперемешивания

Предельная характеристика шнекового смесителя представляет собой поверхность предельного динамического состояния АД, которая определяются, как правило, либо в сило-кинематических

$$\chi, \frac{d\chi}{dt}, \dots, \frac{d^n \chi}{dt^n}; M_{\dot{\gamma}_i}, \frac{dM_{\dot{\gamma}_i}}{dt}, \dots, \frac{d^n M_{\dot{\gamma}_i}}{dt^n},$$

либо в сило-энергетических координатах:

$$\chi M_{\dot{\gamma}_i}, \frac{d(\chi M_{\dot{\gamma}_i})}{dt}, \dots, \frac{d^n (\chi M_{\dot{\gamma}_i})}{dt^n}; M_{\dot{\gamma}_i}, \frac{dM_{\dot{\gamma}_i}}{dt}, \dots, \frac{d^n M_{\dot{\gamma}_i}}{dt^n},$$

где  $M_{эм}$  – обобщенный электромагнитный момент, развиваемый асинхронным двигателем;  $n$  – порядок дифференцирования. Она, путем сопоставления ее с нагрузочной поверхностью или линией нагрузки, позволяет осуществлять выбор или проектирование исполнительного двигателя. Так, например, в работах [4-5] исследованы упрощенные предельные характеристики электродвигателей постоянного тока и представлены примеры по их практическому использованию.

Если считать, что питание фазных обмоток исполнительного двигателя осуществляется от источников тока, то, как известно, исполнительный двигатель будет работать в режиме источника периодического силовозбуждения. В этом случае развиваемое двигателем усилие не зависит от параметров движения шнека, а предельная характеристика будет представлять собой плоскость, перпендикулярную к оси момента  $M_{эм}$  на уровне его максимального значения  $M_{эм, max}$ .

Для определения предельных характеристик АД, используемого в качестве источника колебательно-вращательного перемещения или мощности, воспользуемся системой уравнений обобщенного электромеханического преобразователя энергии, записанной через потокосцепления

$$\begin{cases} d\Psi_{\alpha s} / dt = -\gamma_r \Psi_{\alpha s} + \gamma_m \Psi_{\alpha r} + U_{\alpha s}; \\ d\Psi_{\beta s} / dt = -\gamma_r \Psi_{\beta s} + \gamma_m \Psi_{\beta r} + U_{\beta s}; \\ d\Psi_{\alpha r} / dt = -\gamma_s \Psi_{\alpha r} + \gamma'_m \Psi_{\alpha s} + U_{\alpha r} - \xi \Psi_{\beta r}; \\ d\Psi_{\beta r} / dt = -\gamma_s \Psi_{\beta r} + \gamma'_m \Psi_{\beta s} + U_{\beta r} + \xi \Psi_{\alpha r}; \\ M_{\dot{y}_i} = \gamma_m (\Psi_{\beta s} \Psi_{\alpha r} - \Psi_{\alpha s} \Psi_{\beta r}) = M_i \left( \int \xi dt, \xi, d\xi / dt \right), \end{cases} \quad (1)$$

где  $U_{\alpha s}, U_{\beta s}, U_{\alpha r}, U_{\beta r}; \Psi_{\alpha s}, \Psi_{\beta s}, \Psi_{\alpha r}, \Psi_{\beta r}$  – соответственно напряжения и фазные потокосцепления в обмотках статора и ротора АД по осям  $\alpha$  и  $\beta$ ;  $\xi$  – обобщенная скорость подвижного элемента двигателя;  $M_H$  – обобщенная нагрузка;  $\gamma_r, \gamma_s, \gamma_m, \gamma'_m$  – коэффициенты, определяемые выражениями

$$\begin{aligned} \gamma_r &= L_{\alpha r} R_s / (L_{\alpha s} L_{\alpha r} - M^2); \quad \gamma_m = MR_s / (L_{\alpha s} L_{\alpha r} - M^2); \\ \gamma_s &= L_{\alpha s} R_r / (L_{\alpha s} L_{\alpha r} - M^2); \quad \gamma'_m = MR_r / (L_{\alpha s} L_{\alpha r} - M^2). \end{aligned}$$

Здесь  $R_s, R_r, L_{\alpha s}, L_{\alpha r}$  – активные сопротивления и полные индуктивности фазных обмоток;  $M$  – взаимоиндуктивность между статорными и роторными обмотками двигателя.

Проведя четырех кратное дифференцирование электромагнитного момента  $M_{эм}$  во времени  $t$  и выразив производные от потокосцеплений через коэффициенты системы (1) можно записать

$$\begin{cases} M_{\dot{y}_i} = \gamma_m (\Psi_{\beta s} \Psi_{\alpha r} - \Psi_{\alpha s} \Psi_{\beta r}); \\ \frac{d^n M_{\dot{y}_i}}{dt^n} = A_{1,n} \Psi_{\alpha s}^2 + A_{2,n} \Psi_{\beta s}^2 + A_{3,n} \Psi_{\alpha r}^2 + A_{4,n} \Psi_{\beta r}^2 + \\ + A_{5,n} (\Psi_{\beta s} \Psi_{\alpha r} - \Psi_{\alpha s} \Psi_{\beta r}) + A_{6,n} (\Psi_{\alpha s} \Psi_{\alpha r} + \Psi_{\beta s} \Psi_{\beta r}) + A_{7,n}, \end{cases} \quad (2)$$

где  $n=1, 2, 3, 4$  – порядок дифференцирования,  $A_{i,n}$  – коэффициенты, определяемые параметрами двигателя, источниками питания и движения подвижного элемента двигателя.

Очевидно, что если коэффициенты системы уравнений (2) определены через максимальные значения напряжений питания обмоток исполнительного двигателя, то в параметрическом виде данная система будет представлять собой предельную характеристику с параметрами  $\Psi_{\alpha s}, \Psi_{\beta s}, \Psi_{\alpha r}, \Psi_{\beta r}$ .

Однако, определить аналитически предельную характеристику в явном виде невозможно, так как для ее нахождения требуется определение из четырех последних уравнений системы (2) значений потокосцеплений через производные от электромагнитного момента, с последующей подстановкой их значений в первое уравнение. При этом возникает задача решения алгебраического уравнения восьмой степени. Тем не менее, в каждом конкретном случае приближенное построение предельной характеристики на основе приближенных численных методов решения алгебраических уравнений, конечно, возможно.

Решения поставленной задачи облегчится, если предельную характеристику искать в виде следов на плоскостях  $M_{\text{эм}} - \xi$  (предельная механическая характеристика),  $M_{\text{эм}} - d M_{\text{эм}} / dt$  (предельная пусковая характеристика) или  $d M_{\text{эм}} / dt - \xi$  (предельная характеристика холостого хода), поскольку соответствующие переменные в системе уравнений (2) приравниваются к нулю. Нагрузочную поверхность или линию нагрузки при этом также представляют в виде следов проекций на тех же плоскостях для сопоставления их с предельной характеристикой двигателя.

Установлено, что процесс построения предельной характеристики можно существенно упростить, если считать, что исполнительный двигатель спроектирован «корректно». Тогда, при максимальных допустимых значениях напряжений питания, в АД формируется максимальное по величине круговое электромагнитное магнитное поле не насыщающее магнитопровод. В этом случае, максимальные значения потокосцеплений обмоток статора и ротора ( $\Psi_{sm}, \Psi_{rm}$ ) будут определяться соответственно как

$$\Psi_{sm} = \sqrt{\Psi_{\alpha s}^2 + \Psi_{\beta s}^2} - \text{const}, \quad \Psi_{rm} = \sqrt{\Psi_{\alpha r}^2 + \Psi_{\beta r}^2} - \text{const}.$$

Исходя из вышесказанного и введя обозначения  $\mu = \Psi_{rm} / \Psi_{sm}, \Psi_s = \Psi_{\alpha s} / \Psi_{sm}, \Psi_r = \Psi_{\alpha r} / \Psi_{sm}$  первые четыре уравнения системы (1) можно записать как:



$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Psi_s}{dt} = -\gamma_r \Psi_s + \gamma_m \Psi_r + \frac{U_{\alpha s}}{\Psi_{sm}}; \\ \Psi_s \frac{d\Psi_s}{dt} = \gamma_r (1 - \Psi_s^2) - \gamma_m \sqrt{(\mu^2 - \Psi_r^2)(1 - \Psi_s^2)} - \frac{U_{\beta s}}{\Psi_{sm}} \sqrt{(1 - \Psi_s^2)}; \\ \frac{d\Psi_r}{dt} = -\gamma_s \Psi_r + \gamma'_m \Psi_s - \xi \sqrt{(\mu^2 - \Psi_r^2)} + \frac{U_{\alpha r}}{\Psi_{sm}}; \\ \Psi_r \frac{d\Psi_r}{dt} = \gamma_s (\mu^2 - \Psi_r^2) - \gamma'_m \sqrt{(\mu^2 - \Psi_r^2)(1 - \Psi_s^2)} - \xi \Psi_r \sqrt{(1 - \Psi_s^2)} - \frac{U_{\beta r}}{\Psi_{sm}} \sqrt{(\mu^2 - \Psi_r^2)}. \end{array} \right.$$

Исключив из полученной системы производные по потокоцеплениям, после алгебраических преобразований получим

$$\left\{ \begin{array}{l} \Psi_s(\Psi_r) = \frac{1}{a_1(\Psi_r)^2 + b_1(\Psi_r)^2} \left[ a_1(\Psi_r)c_1 \pm b_1(\Psi_r) \sqrt{a_1(\Psi_r)^2 + b_1(\Psi_r)^2 - c_1^2} \right]; \\ \Psi_r(\Psi_s) = \frac{1}{a_2(\Psi_s)^2 + b_2(\Psi_s)^2} \left[ a_2(\Psi_s)c_2 \pm b_2(\Psi_s) \mu \sqrt{a_2(\Psi_s)^2 + b_2(\Psi_s)^2 - c_2^2} \right]. \end{array} \right.$$

где значение коэффициентов системы (4) определяются как:

$$\begin{array}{ll} a_1(\Psi_r) = \gamma_m \Psi_r + U_{\alpha s} / \Psi_{sm}; & a_2(\Psi_s) = \gamma'_m \Psi_s + U_{\alpha r} / \Psi_{sm}; \\ b_1(\Psi_r) = \gamma_m (\mu^2 - \Psi_r^2)^{0,5} + U_{\beta s} / \Psi_{sm}; & b_2(\Psi_s) = \gamma'_m (1 - \Psi_s^2)^{0,5} + U_{\beta r} / \Psi_{sm}; \\ c_1 = \gamma_r; & c_2 = \gamma_s. \end{array}$$

После подстановки полученных значений  $\Psi_s(\Psi_r)$  и  $\Psi_r(\Psi_s)$  в систему уравнений (2), записанную в относительных переменных  $\Psi_s$  и  $\Psi_r$  получают предельную характеристику исполнительного двигателя.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бубнов А. В. Улучшение показателей качества регулирования электропривода сканирующих систем: Монография / А. В. Бубнов, А. Н. Чудинов. – Омск: ОмГТУ, 2012. – 92 с.
2. Луковников В.И. Электропривод колебательного движения. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 152 с.
3. Аристов А.В. Образование периодических электромагнитных полей в электрических машинах переменного тока// Известия вузов «Проблемы энергетики». – 2014. – № 1–2. – С. 86–93.
4. Петров Б.И. Предельная амплитуда колебаний выходного вала следящего электропривода// – Изв. Вузов. Электромеханика. – 1968. – № 10. – С. 1118–1121.
5. Томасов В.С. Методика анализа электромагнитных процессов энергоподсистемы электропривода постоянного тока в режиме рекуперации / В.С. Томасов В.С., П.А. Борисов, Н.А. Поляков // Вестник ИГЭУ. – 2013. – № 6. – С. 64–70.

## О ЗАЩИТЕ ЛИНИИ НА ВЫСОКОВОЛЬТНОМ ПОТЕНЦИАЛЕ ПРОВОДОВ

*В.А. Корнев\**, *А.В. Шмойлов\*\**

\* – ЗАО «ЭлеСи», Россия, г. Томск

\*\* – Национальный исследовательский Томский политехнический университет, Россия, Томск

### Введение

Получение высоких показателей качества при построении релейной защиты высоковольтных линий остается актуальной задачей на всем протяжении развития электроэнергетики и возрастает в связи с усложнением электрических сетей. По-прежнему требуются высокие чувствительность, селективность, быстродействие и надежность аппаратуры и систем релейной защиты, в том числе и линий электрических сетей.

В современных отечественных цифровых дифференциально-фазных защитах линий требуемые высокие показатели названных свойств в определенной степени достигнуты за счет возможностей микропроцессорной техники. Однако погрешности насыщения и несогласованности динамических характеристик сигналов при трансформации высоковольтных токов во вторичные величины остаются. Устранение погрешности насыщения производится за счет загробления защиты, а несогласованность динамических характеристик первичных и вторичных величин можно обеспечить путем устранения свободных составляющих, что обеспечивает выделение вынужденных составляющих переходных процессов. Это, как правило, приводит к снижению быстродействия. Применение технологий цифровых подстанций [1] снижает естественный недостаток насыщения, однако не до конца, т.к. остаются первичные измерительные трансформаторы тока или датчики. Замена последних предложенными волоконно-оптическими преобразователями тока (ВОПТ), основанными на изменении поляризации контрольного лучистого потока при воздействии магнитного поля проводов [2, 3] весьма сложно, дорого и недостаточно надежно.

Хотя дифференциально-фазный принцип позволяет отстроиться от помех надежно по углу между токами на концах линии не только при коротких замыканиях (КЗ), но и в рабочих режимах, принятый опыт эксплуатации дифференциально-фазных защит предусматривает делать отстройку известным простым и надежным путем максимально-модульного превосходства над сигналами в рабочих режимах линии. Канал же обмена по проводам линии, который может обеспечить качественную угловую отстройку от рабочих режимов, при этом не используют и он содержится в неактивном состоянии. Дифференциально-фазные высокочастотные (ВЧ) защиты в режиме ожидания не работают, ждут запуска блокирующими измерительными релейными органами ВЧ передатчиков и приемников. После этого благодаря однотипному подключению комплектов защит на концах линии и передачи ВЧ несущей в

положительный полупериод промышленного тока с каждого конца возникает ситуация непрерывного ВЧ сигнала при сквозном промышленном токе (в том числе при внешнем КЗ), а при внутреннем КЗ – ситуация прерывистого ВЧ сигнала с паузой в один из полупериодов промышленного тока в комплектах защиты на каждом конце линии. Представленный принцип отстройки от сквозного тока может быть вполне распространен на рабочие режимы, например, с помощью способа [4].

Выделение вынужденных составляющих из электрических величин переходных процессов помимо естественного снижения быстродействия обнаружения аварийного повреждения в сигналах вторичных токов может обусловить существенное дополнительное уменьшение быстродействия вследствие несогласованности динамических характеристик вторичных величин относительно первичных. Поэтому естественное решение вопроса быстродействия релейных защит (РЗ) неизбежно приводит к необходимости отказаться от использования вторичных величин и перехода на применение первичных. Оказывается, такая возможность может быть вполне реализована, если всю аппаратуру комплектов РЗ пространственно разместить на потенциалах высоковольтных проводов, а логические сигналы отключения выключателей на концах линии передать на потенциал земли, где располагаются выключатели, по эфиру или оптоволоконным жилам. Датчиками первичных токов при этом могут быть безынерционные силовые шунты. Отличительной особенностью построения РЗ по данному предложению является отсутствие возможности построения фильтровых принципов РЗ и обязательное наличие блока питания аппаратуры на высоковольтном потенциале

### **Основная часть**

Далее проводится анализ возможности исполнения дифференциально-фазной защиты на высоковольтном потенциале с ВЧ обменом информацией комплектов защиты на концах защищаемой линии.

Прежде всего необходимо разделение линии на двухконцевые участки длиной, обеспечивающей однотипное построение защиты для всех видов линий, достаточно малое затухание ВЧ сигнала по проводам при передаче на противоположный конец, надежный информационный обмен между комплектами аппаратуры на концах каждого участка и тем самым гарантированное недействие защиты при сквозных токах.

Нецелесообразна установка ВЧ заградителей на каждом участке, т.к. ВЧ обмен по проводам линии необходим не только для выявления места КЗ на участках, но также для передачи кода поврежденного участка на концы линии для отключения линии и указания информации о поврежденном участке, что целесообразно делать также по проводам. При установке заградителей на концах участков возникнет необходимость установки удвоенного количества датчиков тока, появления мертвых зон между заградителями на границах участков. Требуется также разработка полной конструкции аппаратуры и процедур пере приема кодов поврежденного участка и передачи кодов на головные участки линии с выключателями. Хотя данные мероприятия весьма

ординарны, практически не слишком расточительны, а мертвые зоны между заградителями незначительны и ими можно пренебречь, либо разработать для них дополнительную защитную аппаратуру, однако возможна накачка энергии в передаваемый код на выбранной высокой частоте несущей передаваемого кода поврежденного участка на каждом датчике, разделяющим двухконцевые участки без пар заградителей. Благодаря разделению участков датчиками тока в виде силовых шунтов в каждом проводе фаз вместо заградителей, мертвые зоны исключаются. Но наряду с преимуществом исключения мертвых зон устранение заградителей приводит к распространению ВЧ несущих для контроля состояния каждого участка на соседние участки, что может вызвать влияние на правильность контроля этих участков. В связи с этим необходимы разные частоты ВЧ несущих соседних участков, чтобы с помощью резонансной фиксации частоты несущей каждого участка для контроля его состояния исключить влияние несущих частот соседних участков. Количество несущих частот для контроля состояний участков ограничено достаточным затуханием ВЧ несущих соседних участков с ростом длины распространения несущей данного участка. Расчеты показывают, что достаточным будет затухание несущей и соответственно возможность возобновления ее частоты через каждые 4 – 5 10-и километровых участков линии. При более длинных участках возобновление частоты несущей возможно через меньшее количество участков.

Поскольку для электропитания аппаратуры на концах участков линии необходимы блоки питания на высоковольтном потенциале, целесообразно их использовать также как источники энергии для восстановления затухания несущей кода поврежденного участка на концах каждого участка, через концы которых передается код поврежденного участка на головные участки линии. Импульсы кода заполнены колебаниями несущей для передачи кода. Данная несущая является единой для всех участков защищаемой линии с заданной частотой, отличной от частот несущих для выявления повреждения на участках. Итого, требуется 3 – 5 частот несущих для выявления повреждения на участках линии и частота для передачи сигнала отключения и информации о поврежденном участке.

Выявление повреждения на участке как в производимой аппаратуре дифференциально-фазных защит путем заполнения положительного полупериода промышленного тока колебаниями ВЧ несущей и контроля наличия непрерывных или с полупериодной паузой промышленного тока ВЧ колебаний на каждом комплекте аппаратуры РЗ линии невозможно, т.к. заградители на концах участков не предусмотрены. Кроме того, предлагаемая дифференциально-фазная защита предназначена для выявления КЗ как в установившихся режимах, так и в переходных процессах, Свободные составляющие переходных процессов существенно изменяют картину ВЧ колебаний и пауз, что не позволяет однозначно настроить быстродействующую защиту. Данный недостаток тем более возрастает из-за различия параметров переходных процессов в первичных и вторичных цепях. Поэтому построение быстродействующей защиты с использованием традиционного способа

взаимной передачи углов промышленного тока на концах каждого участка с помощью ВЧ несущей практически невозможно. В связи с этим требуется другой алгоритм выявления КЗ на участке.

Один такой алгоритм с контролем времени между точками перехода промышленного тока при внешнем КЗ относительно защищаемого участка линии и внутренним КЗ на участке ниже описывается с иллюстрацией на рис. 1 при сквозном токе рабочих режимов и внешнего КЗ и на рис. 2 при внутреннем КЗ на участке.

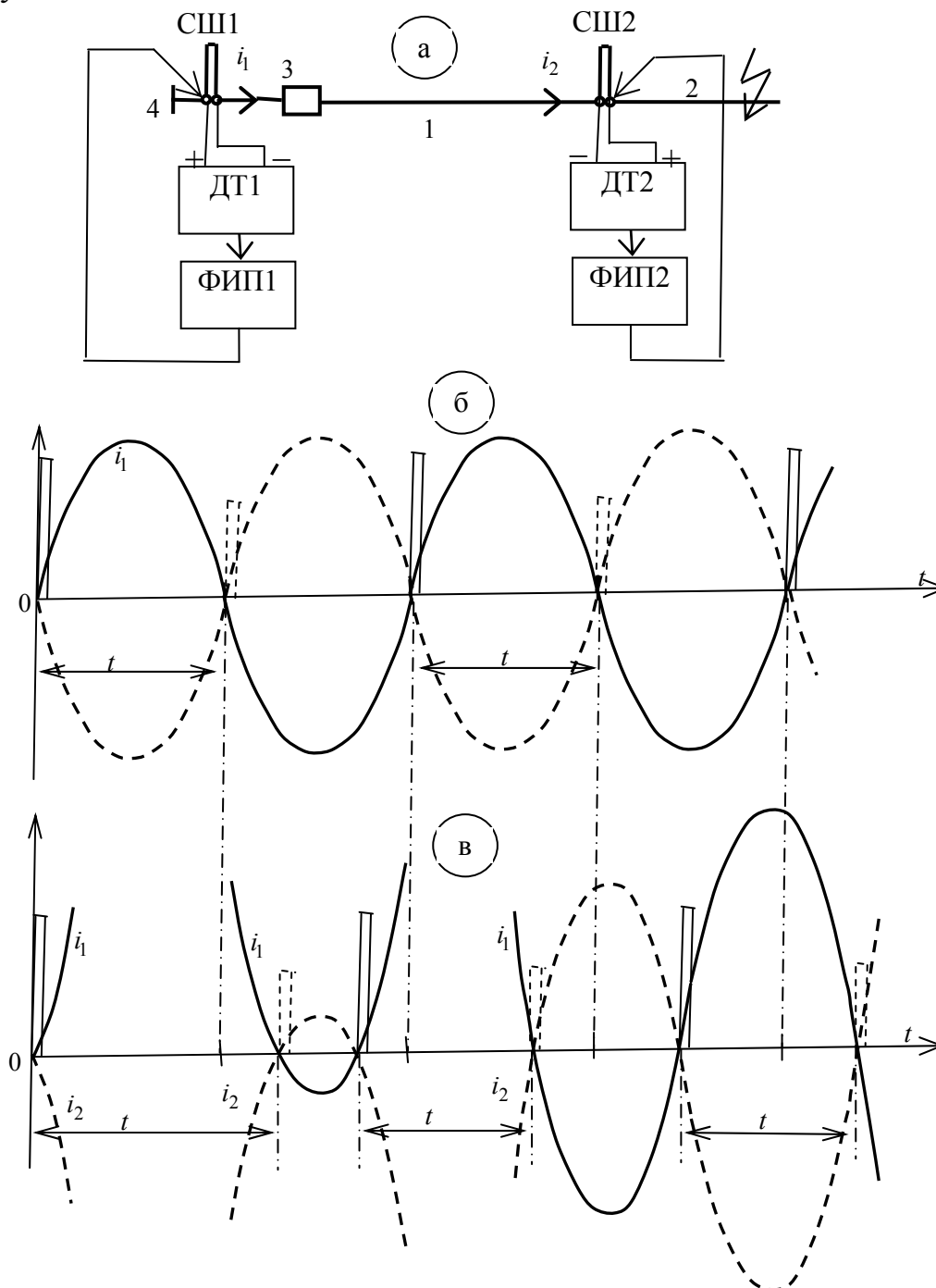


Рис. 1. Контроль времени между импульсами ВЧ колебаний в точках перехода промышленного тока от отрицательных к положительным значениям при сквозном токе (внешнем КЗ): а - в установившемся режиме, б - в переходном процессе

На рис. 1а и 2а показана схема формирования импульсов на концах каждого участка, в точках перехода мгновенных значений промышленного тока от отрицательных к положительным значениям. Цифрой 1 на фрагменте 1а рис.1 обозначен головной участок 1 с выключателем 3 на одном из концов линии, а цифрой 2 – следующий за головным участок линии. Цифра 4 отражает сборные шины. На одной границе головного участка 1 в высоковольтный провод, например, однопроводной фазы врезан мало-индуктивный П-образный силовой шунт 5, а на другой границе, разделяющей участки 1 и 2, – такой же мало-индуктивный П-образный силовой шунт 6. С помощью датчиков первичного высоковольтного тока ДТ1 и ДТ2 и присоединенных к ним соответственно преобразователей.

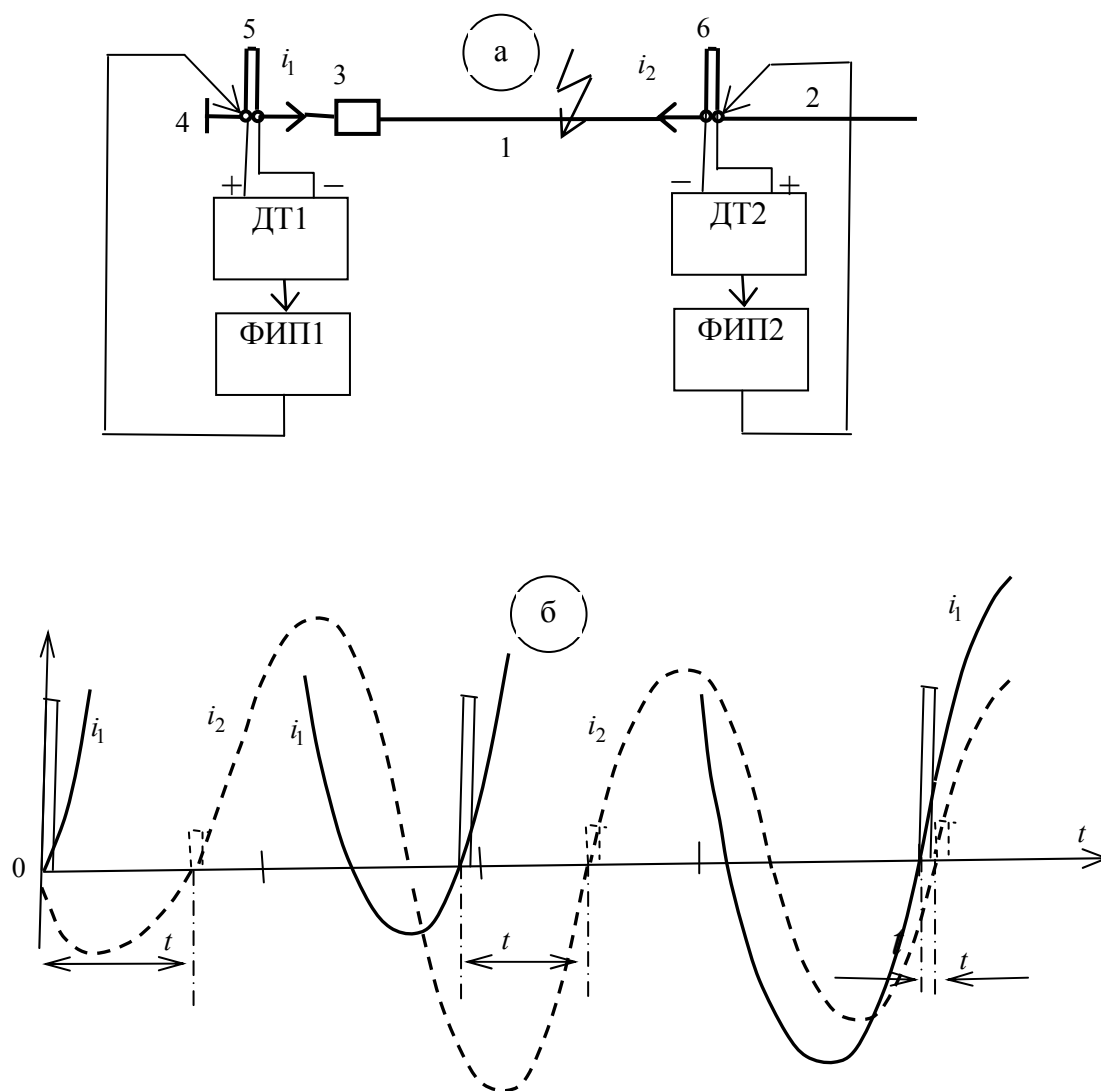


Рис. 2. Контроль времени между импульсами ВЧ колебаний в точках перехода промышленного тока от отрицательных к положительным значениям в переходном процессе КЗ на защищаемом участке (внутреннее КЗ)

ФИП1 и ФИП2 – формирователей импульсов перехода мгновенных токов на концах участка 1 – формируются короткие импульсы в моменты перехода мгновенных промышленных токов  $i_1$  (сплошные линии на одном конце участка

1) и  $i_2$  (пунктирные линии на противоположном конце участка 1) от отрицательных значений к положительным. Сформированные короткие импульсы, по месту протекания и измерения токов  $i_1$  и  $i_2$  на концах участка 1 обозначены также соответственно сплошными и пунктирными линиями на осциллограммах «б» и «в» рис. 1, на осциллограмме «б» рис. 2. Названные импульсы заполнены колебаниями ВЧ частоты заданной несущей, которую целесообразно назвать несущей переходов и выявления КЗ, и они внедряются через шунты силового тока СШ1 и СШ2 в высоковольтный провод. ВЧ колебания импульсов распространяются по проводу, в том числе на противоположные концы каждого участка.

На примерах осциллограмм сквозных токов по концам участка 1 можно усмотреть, что время  $t$  между импульсами в установившихся режимах (рис. 1б) всегда равно полупериоду промышленного тока или 10 мс, а в переходных процессах КЗ (рис. 1в) это время из-за свободных составляющих может кратковременно измениться в ту или другую сторону.

В примере рис. 1в это время увеличивается в начале переходного процесса, а по мере затухания свободных составляющих снова стремится к 10-и мс. Аналогично в переходном процессе внешнего КЗ с другими параметрами короткозамкнутой цепи в начальный момент время между импульсами из-за свободных составляющих может наоборот уменьшиться, но при затухании этих составляющих будет стремиться также к 10-и мс. На другом примере переходного процесса при внутреннем КЗ на участке 1 (рис. 2б) видно, что время  $t$  между импульсами перехода токов  $i_1$  и  $i_2$  на концах участка стремится от 10-и мс, которое было в начале переходного процесса в установившемся режиме, к нулю, т.к. свободные составляющие этих токов КЗ определяются однотипными мало различающимися активно-индуктивными соотношениями параметров короткозамкнутых цепей.

Причем индуктивная составляющая сопротивления, как правило, не меньше, а чаще всего заметно или существенно превышает активную составляющую. Поэтому углы роторов генераторных источников с обеих сторон от места КЗ выравниваются и углы токов относительно ЭДС источников также становятся близкими, если не равными. Задавая уставку времени между импульсами  $t$ , близкую к нулю, например, 3 мс, можно надежно различать время рабочих режимов 10 мс и время, характеризующее внутреннее КЗ, которое меньше 3 мс.

Однако импульсы с противоположной стороны могут быть небольшими для восприятия и сравнения аппаратурой на концах участка 1, т.к. передача импульса с противоположной стороны производится через место КЗ, которое вызывает затухание в среднем на 22 дБ. В связи с этим необходим дополнительный параллельный канал, гарантирующий надежность контроля КЗ на участке. Таким может быть канал, сформированный логикой отсутствия импульса с противоположной стороны участка в течение определенного времени периода промышленного тока. Отсутствие импульса с противоположной стороны в течение двух симметричных промежутков

времени относительно полупериода 10 мс в меньшую и большую стороны, например, 3 и 17 мс может гарантировать КЗ на участке.

Действительно, если это внешнее КЗ, то через каждые 10 мс (установившийся сквозной ток) или в установленном промежутке (3, 17) мс (переходный сквозной ток) будет гарантированно появляться импульс с противоположной стороны участка и свидетельствовать, что КЗ на участке нет. Если же будет зафиксирован противоположный импульс в пределах (0, 3) мс или (17, 20) мс, то это гарантированно КЗ на участке. Первый промежуток – это внутреннее КЗ в течение или за пределами времени выравнивания электромагнитных и электромеханических переходных процессов в левой и правой цепях относительно КЗ на участке, которое произошло ранее с началом переходного процесса. Второй промежуток – это маловероятное начало переходных процессов, сложившееся вследствие соответствующих значений параметров электромагнитных и электромеханических переходных процессов в левой и правой цепях относительно КЗ на участке. Проведенный анализ для одного периода промышленного тока показывает возможность обнаружения КЗ на участке в течение этого периода. В следующий период промышленного тока также возможно обнаружение КЗ на участке, которое подтвердит первоначальное более быстродействующее обнаружение КЗ.

Аппаратура на каждом конце участка должна содержать компоненты вноса энергии в код поврежденного участка, передаваемого на головные участки концов линии информацию об отключении выключателей, номера поврежденного участка и провода фазы на линии. Внесенная энергия позволит поддерживать ВЧ колебания кода поврежденного участка.

### **Заключение**

Предлагаемое построение защиты линий имеет все преимущества дифференциально-фазного принципа: абсолютную селективность, высокую чувствительность, быстродействие и надежность, отсутствие специального канала передачи информации между комплектами на концах участков. Дополнительно исключены высоковольтные конденсаторы связи, заградители. Используются в качестве датчиков высоковольтных токов безинерционные силовые шунты из константана, что позволяет обеспечить реагирование на динамику первичных токов и увеличить быстродействие обнаружения короткого замыкания. Предлагаемое разделение линии на участки и накачка энергии на концах каждого участка в передаваемый код информации о поврежденном участке позволяет уменьшить и даже исключить затухание высокочастотной несущей, заполняющей импульсы кодов, и тем самым снять ограничение длин линий, защищаемых дифференциально-фазной защитой, а также обеспечить жесткое обнаружение места короткого замыкания на линии.

### **СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. ОАО «НТЦ ФСК ЕЭС» Презентация Цифровая подстанция: Официальный сайт. 2012. URL: [http://www.ntc-power.ru/media/files/Presentation\\_CPS.pdf](http://www.ntc-power.ru/media/files/Presentation_CPS.pdf) (дата обращения: 16.03.2015).



2. Alex Golovin Современные волоконно-оптические преобразователи тока // Цифровая подстанция: Электронный журнал. 2012. URL: <http://digitalsubstation.ru/blog/2012/12/04/sovremennyy-e-volonno-opticheskie-pr/> (дата обращения: 16.03.2015).

3. Alex Golovin Опыт применения оптических датчиков тока в электросетевой компании Transpower New Zealand: Электронный журнал. 2012. URL: <http://digitalsubstation.ru/blog/2013/01/10/opy-t-primeneniya-opticheskikh-datchikov/> (дата обращения: 16.03.2015).

4. Патент РФ № 2010136422/07, 30.08.2010. Шмойлов А.В., Прутик А.Ф. Способ построения и настройки релейной защиты с высокочастотным обменным блокирующим сигналом по проводам линии // Патент России № 2435267. 27.11.2011 Бюл. № 33.

## **ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ ОТРАБОТКИ АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ**

*В.О. Нагорный, А.В. Аристов А.М. Гаврилов*

Национальный исследовательский Томский Политехнический университет,  
Россия, Томск

При создании импульсных преобразователей напряжения (ИПН) возникает потребность в применении новых законов управления и их отработке. Первоначальную отработку алгоритмов управления цифровыми системами управления наиболее целесообразно проводить на математических моделях ИПН, во избежание повреждения аппаратной части установки из-за возможных ошибок в алгоритме управления.

Можно выделить два подхода отработки алгоритмов управления ИПН с использованием математических моделей.

1. Запустить математическую модель ИПН внутри процессора системы управления вместе с самой системой управления [1].

2. Запустить алгоритм управления на персональном компьютере совместно с математической моделью ИПН [2].

При первом подходе создается математическая модель ИПН на том же языке программирования, на котором написан алгоритм работы системы управления. Затем код системы управления совместно с моделью загружается в микропроцессор управляющий ИПН.

При втором же подходе алгоритм работы системы управления переносится на персональный компьютер, где и осуществляется его отладка совместно с математической моделью.

У обоих подходов есть свои достоинства и недостатки. Во втором случае, при запуске алгоритма управления на персональном компьютере он будет выполняться на процессоре с архитектурой отличной от той, которая

применяется в системе управления ИПН. Это значит, что в исходном коде алгоритма недопустимо применение вставок на ассемблере и прямых обращений к аппаратной части. К недостаткам же первого подхода перед вторым можно отнести более сложную организацию взаимодействия с различными САПР.

Для отработки алгоритмов управления был выбран второй подход, в связи с тем, что он наиболее просто позволяет организовать взаимодействие алгоритма управления и математической модели с мощными средствами визуализации MATLAB [3]. Рассмотрим реализацию математической модели более подробно. Среда MATLAB используется для формирования параметров работы модели и для вывода графической информации после завершения симуляции. Сама модель выполнена в виде MEX-функции MATLAB [4]. Язык, используемый при создании модели – С [5, 6]. Блок схема модели представлена на рис. 1.

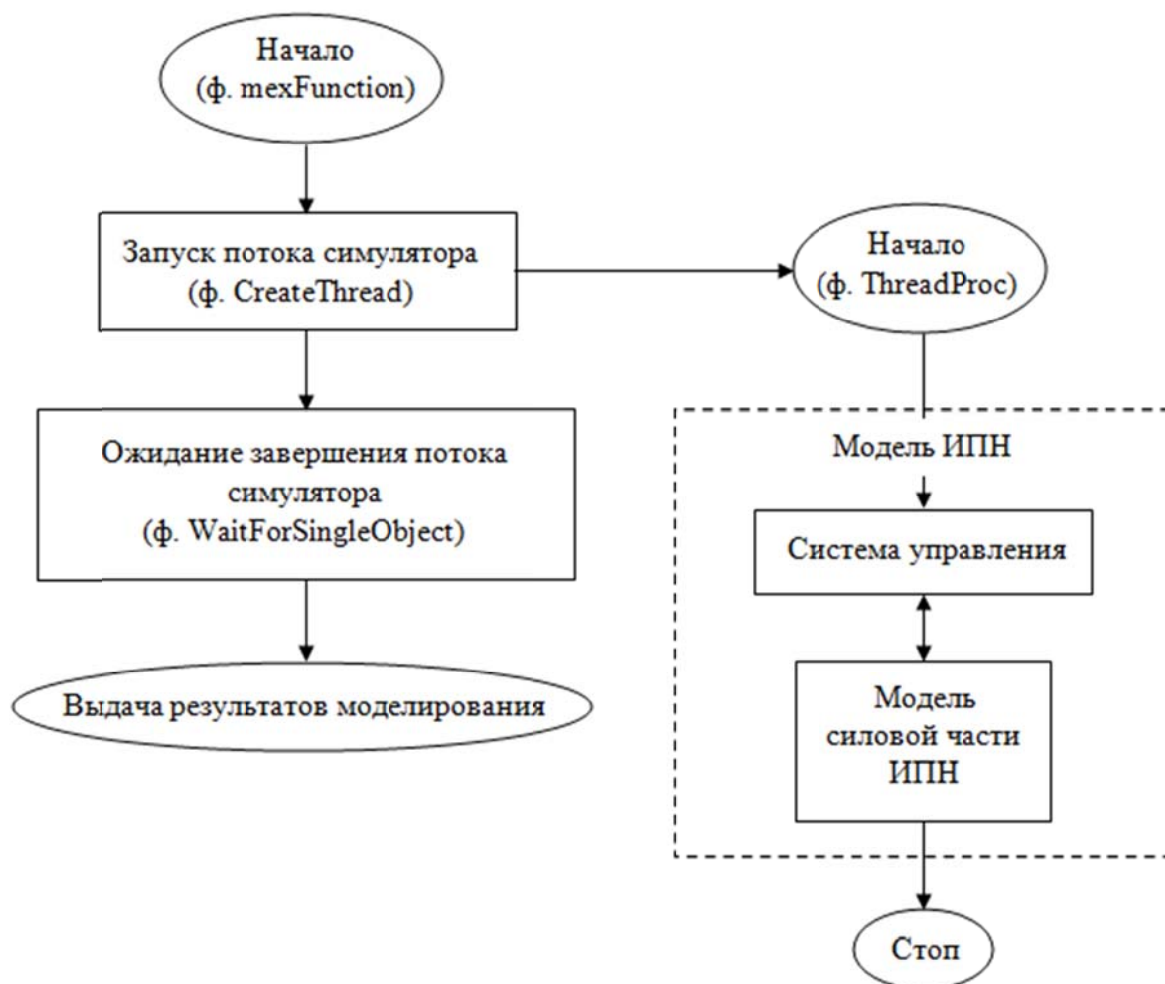


Рис. 1. Блок схема алгоритма работы математической модели ИПН

MEX-модуль представляет динамически компокуемую библиотеку (dll) [7], экспортирующую функцию mexFunction [8]. Функция mexFunction принимает параметры моделирования, создает поток симулятора (при помощи функции CreateThread [9]) и ждет его завершения (функция WaitForSingleObject [10]).

Поток симулятора запускает систему управления ИПН, а та, в свою очередь, инициирует работу модели силовой части преобразователя. Через заданный промежуток времени модель завершит свою работу, остановив поток симулятора. После завершения работы симулятора mexFunction возвращает результаты работы модели в MATLAB. Для управления математической моделью ИПН и лабораторным макетом используется один и тот же исходный код системы управления, не требующий модификации при своем переносе.

Используя подход, описанный выше, были опробованы следующие алгоритмы управления ИПН.

- Пропорционально-интегрально-дифференциальный (ПИД) регулятор с ШИМ.
- Управление по балансу необходимой и накопленной энергии [11].
- Управление по балансу необходимой и накопленной энергии с ШИМ [12].

На рис. 2 представлена схема лабораторного макета ИПН. Она содержит электронный ключ VT, диод VD, дроссель L, конденсатор C, датчики тока UA1, и UA2. К выходу ИПН подключена нагрузка с сопротивлением  $R_n$ .

При работе ИПН система управления собирает информацию о текущем токе дросселя ( $i_L$ ), токе нагрузки ( $i_n$ ) и напряжении нагрузки ( $U_n$ ), вычисляет энергетический баланс, учитывая значение опорного напряжения  $U_{оп}$ , и в момент времени, когда энергетический баланс становится равным нулю, выдает сигнал управления  $F_y$  на драйвер. Драйвер, в свою очередь, управляет транзистором VT сигналом  $F_k$ .

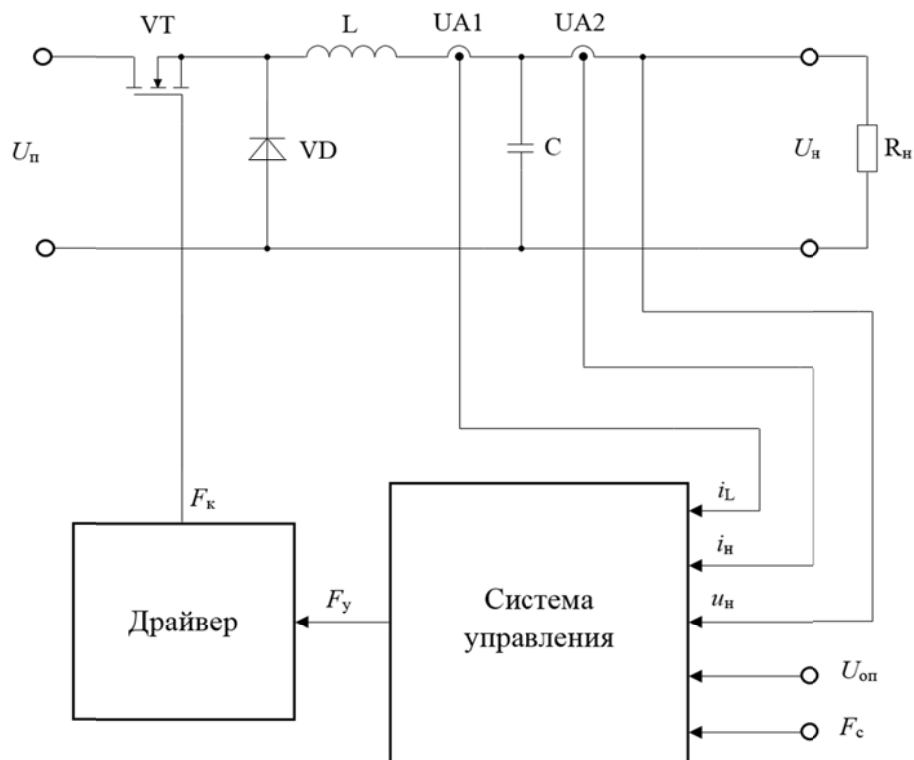


Рис. 2. Схема лабораторного макета ИПН

При необходимости вводится сигнал синхронизации  $F_c$  (для ограничения частоты переключения силового ключа, обеспечения синхронной работы ИПН и др.).

В качестве примера, на рис. 3 представлен процесс включения ИПН с управлением по балансу необходимой и накопленной энергии, полученный при помощи математической модели, описанной выше.

На верхнем графике показаны зависимости напряжения нагрузки  $U_H$  и тока дросселя  $i_L$  от времени  $t$ , где  $t_{к.к}$  – время первой коммутации силового ключа,  $T_{п.п}$  – длительность переходного процесса. На среднем графике представлена зависимость энергетического баланса [13]  $F_э$  от времени. На нижнем графике приведена диаграмма напряжения на входе фильтра ИПН  $U_{вх.ф.}$ .

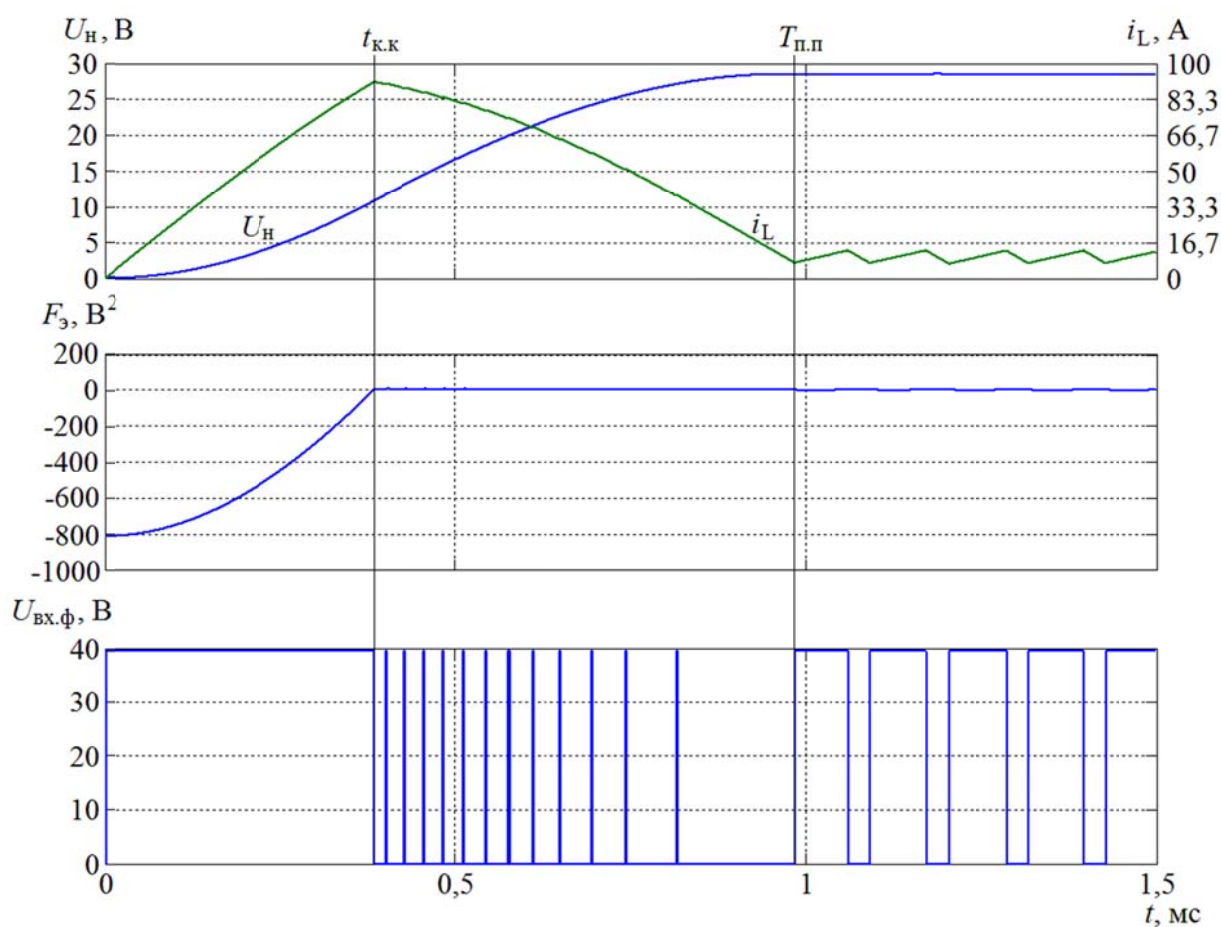


Рис. 3. Переходный процесс ИПН при включении с нулевых начальных условий

## Выводы

- Разработаны математическая модель ИПН и макет для лабораторной отработки алгоритмов управления.
- Применение предложенного подхода позволяет отрабатывать различные алгоритмы управления на математической модели с дальнейшим применением на ИПН, используя лабораторный макет.

- Реализация предложенного подхода позволяет использовать отработанный на математической модели алгоритм в системе управления ИПН без дополнительных изменений.
- Запуск алгоритма на персональном компьютере упрощает процесс его отладки и позволяет пользоваться мощными средствами визуализации различных САПР.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Anuchin A., Kulmanov V., Belyakov Y. Simulation of Power Converter Control System with Compensation of Harmonic Distortion in Output Voltage Waveform // Control and Communications (SIBCON), 2015 International Siberian Conference on.
2. Martyanov A., Solomin E. Development of control algorithms in Matlab/Simulink // Control and Communications (SIBCON), 2015 International Siberian Conference on.
3. MathWorks – MATLAB and Simulink for Technical Computing. URL: <http://www.mathworks.com/> (дата обращения: 8.09.2015).
4. Build MEX function from C/C++ or Fortran source code - MATLAB mex. URL: <http://www.mathworks.com/help/matlab/ref/mex.html> (дата обращения: 8.09.2015).
5. Керниган Б., Ритчи Д. Язык программирования Си. – 2-е изд. – М.: Вильямс, 2007. – С. 304.
6. ISO/IEC 9899:2011 - Information technology – Programming languages -- C URL: [http://www.iso.org/iso/iso\\_catalogue/catalogue\\_tc/catalogue\\_detail.htm?number=57853](http://www.iso.org/iso/iso_catalogue/catalogue_tc/catalogue_detail.htm?number=57853) (дата обращения: 8.09.2015).
7. What is a DLL? URL: <https://support.microsoft.com/ru-ru/kb/815065> (дата обращения: 8.09.2015).
8. Entry point to C/C++ or Fortran MEX-file - MATLAB URL: <http://www.mathworks.com/help/matlab/apiref/mexfunction.html> (дата обращения: 8.09.2015).
9. CreateThread function (Windows) URL: <https://msdn.microsoft.com/en-us/library/windows/desktop/ms682453%28v=vs.85%29.aspx> (дата обращения: 8.09.2015).
10. WaitForSingleObject function (Windows) URL: <https://msdn.microsoft.com/en-us/library/windows/desktop/ms687032%28v=vs.85%29.aspx> (дата обращения: 8.09.2015).
11. Лекарев А.Ф., Нагорный В.О., Аристов А.В. Управление импульсным преобразователем напряжения по балансу необходимой и накопленной в системе энергии // Электромеханические преобразователи энергии : материалы VI междунар. науч.-техн. конф. Томск : Изд-во Том. политехн. ун-та, 2013. С. 192 – 196.

12. Казанцев Ю.М., Лекарев А.Ф. Формирование управления по балансу необходимой и накопленной в системе энергии // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2009. № 5. С. 17 – 20.

13. Aristov A.V., Nagorniy V.O., Gavrilov A.M. Voltage converter with the controlled energy balance for the electric drive with the pulsation motion mode // Control and Communications (SIBCON), 2015 International Siberian Conference on.

## АВАРИЙНЫЙ ДВУХФАЗНЫЙ РЕЖИМ РАБОТЫ ТРЕХФАЗНОГО ВЕНТИЛЬНОГО ДВИГАТЕЛЯ

*Е.С. Больных, Г.И. Однокопылов*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск

Существуют такие опасные объекты как: военные, ядерные, строительные, химические и многие другие. На таких предприятиях существует проблема, которая заключается в том, что необходимо обеспечить живучесть функционирования технических объектов, важной частью их является вентильный электропривод (ВД). Обеспечение отказоустойчивого управления ВД предполагает его работу в аварийном двухфазном режиме работы.

Представляет интерес рассмотрение алгоритмического восстановления работоспособности трехфазного ВД на основе микроконтроллерной системы управления. Для решения этой задачи необходимо обеспечить выбор и обоснование угла нагрузки в аварийном двухфазном режиме работы.

При разработке математической модели приняты следующие допущения: магнитная цепь двигателя принимается ненасыщенной, потери в стали и механические потери пренебрежимо малы, распределение МДС и индукции синусоидальное, высшие гармоники отсутствуют, воздушный зазор равномерен, механические связи двигателя и нагрузки абсолютно жесткие.

На рис. 1 приведена схема замещения синхронного двигателя при обрыве фазы "В", которой в установившемся режиме соответствуют уравнения в комплексной форме (1) на основе которых была разработана расчетная модель (2) в тригонометрической форме:

$$\begin{aligned} \dot{U}_A &= \dot{I}_A \cdot r + j \cdot \dot{I}_A \cdot X_S + j \cdot \dot{I}_A \cdot X_A - j \cdot \dot{I}_C \cdot X_M - \dot{E}_A; \\ \dot{U}_C &= \dot{I}_C \cdot r + j \cdot \dot{I}_C \cdot X_S + j \cdot \dot{I}_C \cdot X_A - j \cdot \dot{I}_A \cdot X_M - \dot{E}_C. \end{aligned} \quad (1)$$

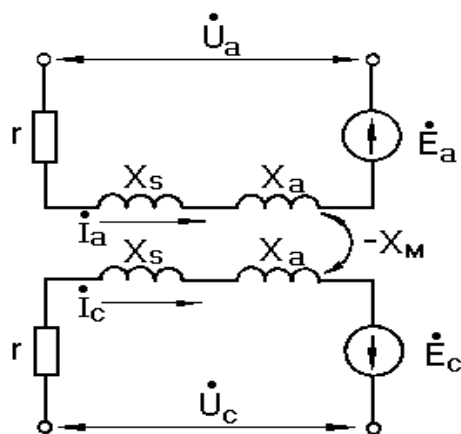


Рис. 1. Схема замещения синхронного двигателя при обрыве фазы "В"

В трехфазном режиме ВД угол нагрузки задается углом  $\theta$  и электромагнитный момент имеет максимум при максимуме активной мощности для углов  $\theta_A = \theta_B = \theta_C = \pi/2$ . В двухфазном режиме ВД углы  $\theta_A$  и  $\theta_C$  различны, т.к. различны в общем случае вектора фазных напряжений  $\dot{U}_A$  и  $\dot{U}_C$  по амплитуде, а их фазовые сдвиги  $\varphi_A$  и  $\varphi_C$  относительно векторов тока могут иметь разные знаки. Поэтому построение системы управления ВД в двухфазном режиме с использованием углов  $\theta_A$  и  $\theta_C$  в качестве параметров, определяющих максимум момента нецелесообразно, так как это приведет к неоправданному усложнению системы управления электроприводом. Что подтверждает скоростная характеристика ВД в аварийном двухфазном режиме (которая может быть получена, через соотношения, вытекающие из векторной диаграммы, построенной по уравнениям (1)), имеющая вид:

$$n = - \frac{60 \langle U_C \cdot \cos \theta_C - U_A \cdot \cos \theta_A + I \cdot r \cdot [\cos \psi_A - \cos(\pi/6 - \psi_A)] \rangle}{pI \langle (L_A + L_C) \cdot [\cos(\psi_A + \pi/6) + \sin \psi_A] - 2M \cdot \cos(\psi_A - \pi/6) \rangle}$$

Выбор и оптимизация значения угла нагрузки в аварийном двухфазном режиме могут быть выполнены на основе статической модели расчета суммарных активной и реактивной мощностей ВД:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_A = I_{AM} \sin(\omega t + \pi + \psi_A) r + I_{AM} \sin\left(\omega t + \frac{3\pi}{2} + \psi_A\right) (L_A + L_S) \omega + \\ \quad \text{sign}(\varphi_C) I_{CM} \sin\left(\omega t + \frac{5\pi}{6} + \psi_A\right) \omega L_M + E_{AM} \sin(\omega t + \pi); \\ U_C = I_{CM} \sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3} + \psi_A\right) r + I_{CM} \sin\left(\omega t + \frac{11\pi}{6} + \psi_A\right) (L_A + L_S) \omega + \\ \quad \text{sign}(\varphi_A) I_{AM} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2} + \psi_A\right) \omega L_M + \sin\left(\omega t + \frac{5\pi}{3}\right); \\ \quad \text{sign}(\varphi) = 1, \text{ если } \varphi \geq 0; \text{ sign}(\varphi) = -1, \text{ если } \varphi < 0 \\ \quad P_\Sigma = \frac{1}{2} (U_{AM} I_{AM} \cos \varphi_A + U_{CM} I_{CM} \cos \varphi_C); \\ \quad Q_\Sigma = \frac{1}{2} (I_{AM} I_{AM} \sin \varphi_A + I_{CM} I_{CM} \sin \varphi_C), \end{array} \right. \quad (2)$$

где  $I_{AM}, I_{CM}$  – амплитудные значения векторов фазных токов равной амплитуды (А),  $E_{AM}, E_{CM}$  – амплитудные значения векторов фазных ЭДС равной

амплитуды (В),  $P_{\Sigma}$  – суммарная активная мощность (Вт),  $Q_{\Sigma}$  – суммарная реактивная мощность (Вар). В результате расчета получены следующие функциональные зависимости для СД ДСТ-0,18:  $P_{\Sigma}(I, \psi)$ ,  $P_{\Sigma}(n, \psi)$ ,  $Q_{\Sigma}(I, \psi)$ ,  $Q_{\Sigma}(n, \psi)$  представленные на рис. 2 а, б.

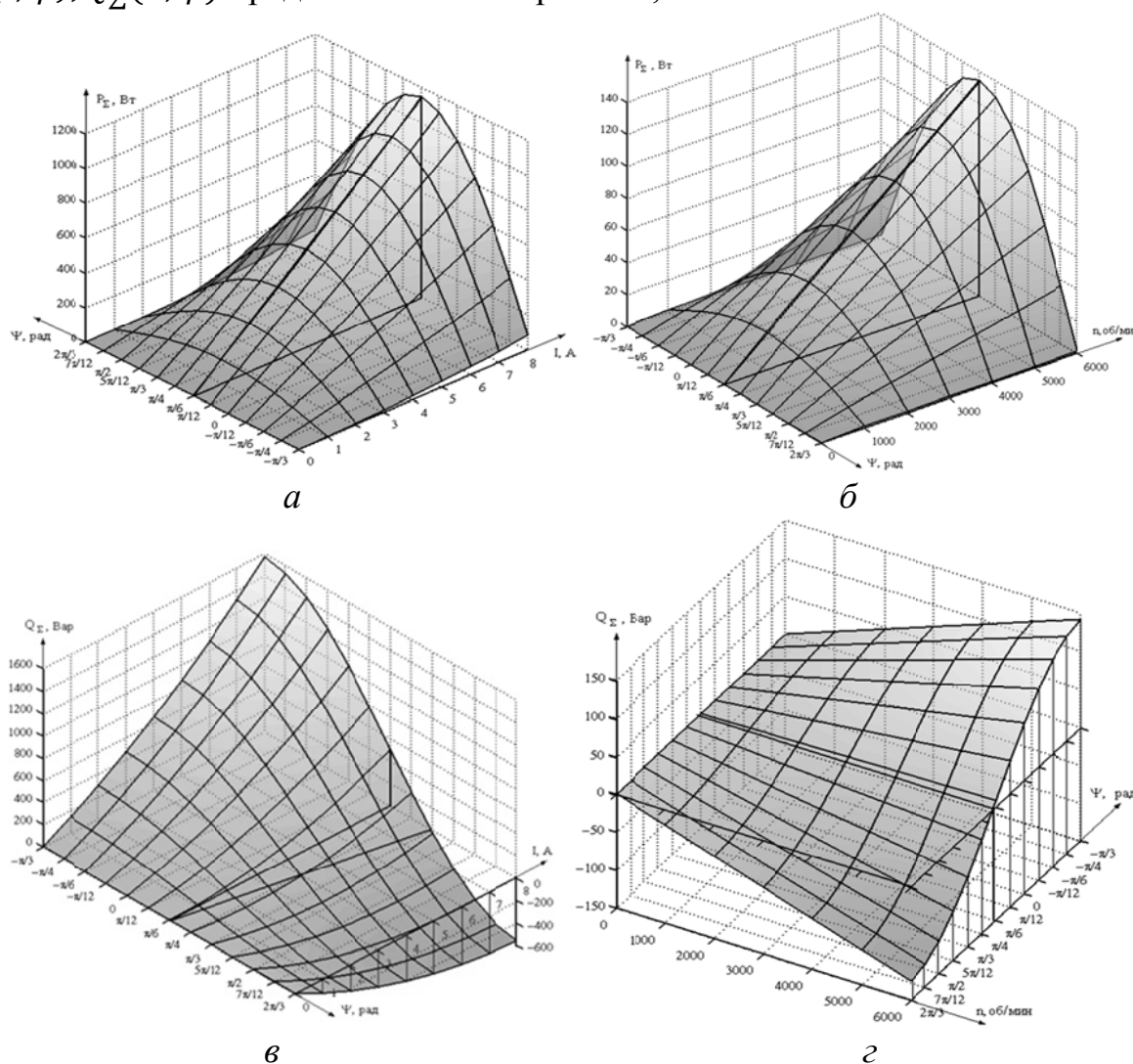


Рис. 2. Зависимости суммарных мощностей ВД в аварийном двухфазном режиме: а –  $P_{\Sigma}(I, \psi)$  ,б -  $P_{\Sigma}(n, \psi)$  , в –  $Q_{\Sigma}(I, \psi)$  , г –  $Q_{\Sigma}(n, \psi)$

Как видно из рис. 2 а, б угол  $\psi$  может быть сопоставлен с углом  $\theta$ , определяющим максимум момента в трехфазном режиме, по форме зависимости и диапазону изменения угла  $\pi$  радиан.

Для определения допустимых значений величины и знака погрешности задания угла  $\psi$  можно рассмотреть зависимость суммарной реактивной мощности от частоты вращения, тока и угла  $\psi$  на рис. 2 в, г. Зависимость  $Q_{\Sigma}(I, \psi)$  построена при условии  $n=n_{max}=6000$ (об/мин). Зависимость  $Q_{\Sigma}(n, \psi)$  построена при:  $I=1$ А. Для значений угла  $\psi$  в диапазоне  $\pi/6... \pi/3$  радиан функция пересекает нулевую плоскость. Спад активной мощности для зависимостей  $P_{\Sigma}(n, \psi)$ ,  $(I, \psi)$  при изменении значения угла  $\psi_A$  в диапазоне  $\psi_A = \pi/6... \pi/4$  радиан не превышает 5%. В силу этого в аварийном двухфазном



режиме максимум активной при минимуме реактивной мощности ВД может быть определен в функции угла  $\psi_A$  в диапазоне значений угла  $\psi_A = \pi/6 \dots \pi/4$ . Зона предпочтительных рабочих параметров лежит в диапазоне  $\psi_A \pm \delta\psi_A$ , где  $\delta\psi_A$  – погрешность задания угла  $\psi_A$ . С целью минимизации реактивной мощности необходимо выполнение условия:  $\delta\psi_A < 0,1 \psi_A$  и погрешность задания должна формироваться со знаком плюс. На рис. 3 приведены временные диаграммы переходных процессов в аварийном двухфазном режиме трехфазного ВД выполненного по схеме с развязанными фазами [2, 3] и полученные на основе экспериментальной испытательной установки [4] с алгоритмами восстановления работоспособности вентильного двигателя [5, 6].

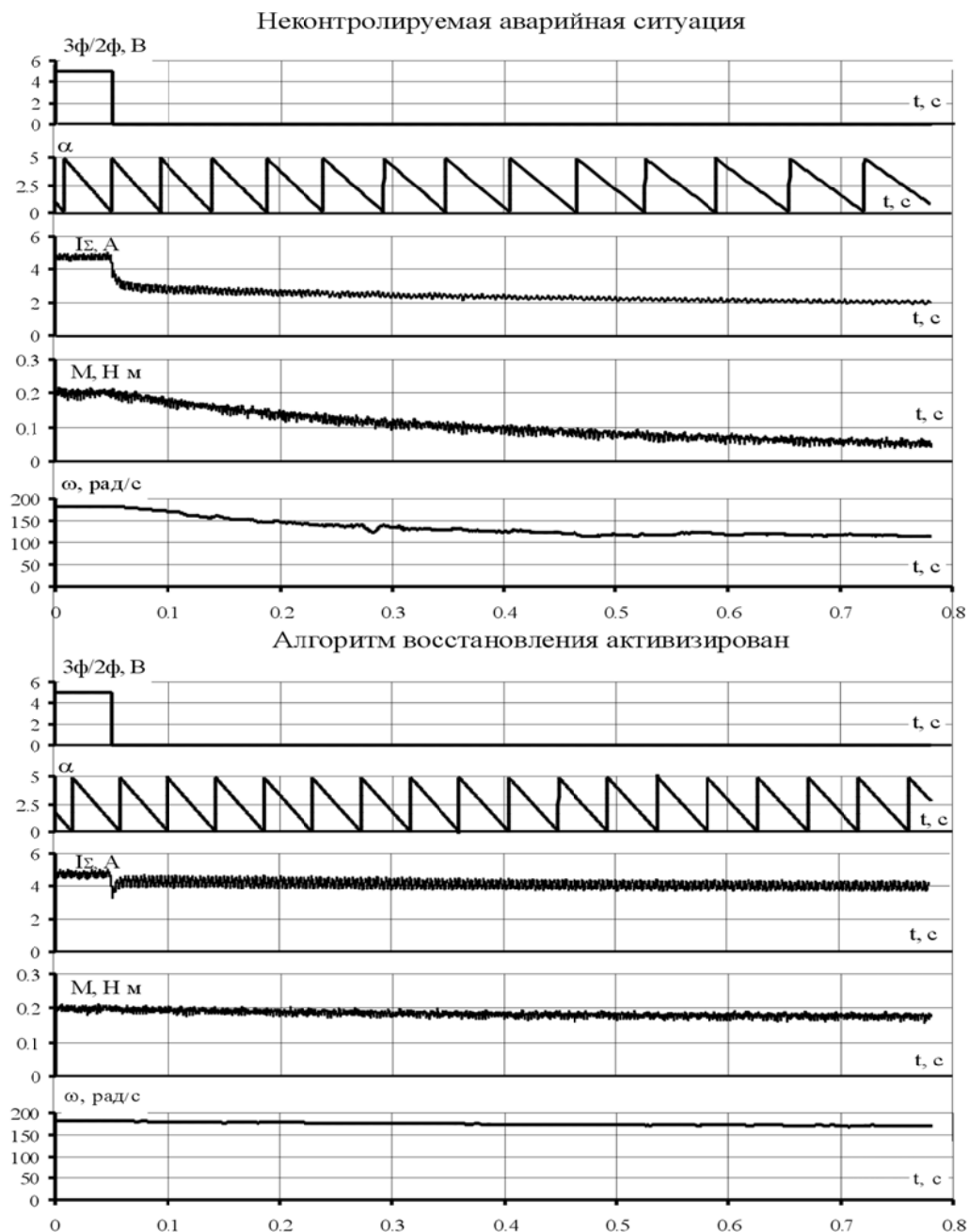


Рис. 3. Временные диаграммы переходных процессов в аварийном двухфазном режиме трехфазного ВД

На рис. 3 видно, что при неконтролируемой аварийной ситуации момент двигателя с номинальной нагрузкой стремится к нулю и двигатель останавливается, при активизации алгоритма восстановления, включающего угол нагрузки  $\psi_A = \pi/6$ , двигатель имеет кратковременный провал электромагнитного момента, что видно по диаграмме суммарного потребляемого тока  $I_{\Sigma}$ , двигатель продолжает работу с обеспечением свойства живучести при обрыве фазы.

### **Выводы**

1. В двухфазном режиме работы трехфазного ВД использование углов между обратными векторами ЭДС и векторами напряжений фаз в качестве параметров, определяющих максимум момента, приводит к усложнению системы управления ввиду их различия и зависимости от режима работы.

2. Получено на математической модели и экспериментально установлено, что использование угла между обратными векторами Э.Д.С. и вектором тока фазы одной из двух фаз в двухфазном режиме ВД позволяет получить максимум активной мощности, максимум момента для значений углов  $\psi = \pi/6$ , при этом активные мощности фаз равны, а максимум активной мощности не зависит от рабочей частоты и величины фазного тока.

3. Суммарная реактивная мощность в двухфазном режиме трехфазного ВД может принимать как положительные, так и отрицательные значения в функциях рабочей частоты, тока. При  $\psi = \pi/6$  суммарная реактивная мощность ВД минимальна.

### **СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Овчинников И.Е. Теория вентильных электрических двигателей. – Л.: Наука, 1985. – 164 с.

2. Патент на ПМ №59905 (RU), H02K 29/06, H02P 6/00. Вентильный электропривод со свойством живучести/ Г.И. Однокопылов, К.В.Образцов. – №2006128881; Заявл.08.08.2006; Оpubл.27.12.2006 г. Бюл.№36.

3. Патент РФ на изобретение № 2447561(RU), H02P 7/09. Вентильный электропривод с обеспечением свойства живучести/ Г.И. Однокопылов, Ю.Н.Дементьев, И.Г. Однокопылов, К.В.Образцов – №2011112102; Заявл. 30.03.2011; Оpubл10.04.2012 Бюл. № 10.

4. Патент РФ на ПМ № 136184(RU), G01R 31/02. Установка для исследований аварийных режимов работы вентильного двигателя/ Г.И. Однокопылов, И.А.Розаев, А.Д.Брагин. -№2013138092; Заявл.14.08.2013; Оpubл.27.12.2013 Бюл. № 36.

5. Патент на изобретение №2311721 (RU), H02P 6/12, H02P 6/16, H02K 29/06. Способ обеспечения живучести трёхфазного вентильного двигателя /Г.И. Однокопылов, К.В. Образцов, – № 2006128538; заявл. 04.08.2006 г.; опубл. 27.11.2007г. Бюл. №33.

6. Патент РФ на изобретение № 2435291, H02P 6/12, H02P 6/16. Способ обеспечения живучести трёхфазного вентильного двигателя на основе

## МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ТРЕХФАЗНОГО ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНОГО ДВИГАТЕЛЯ В НЕПОЛНОФАЗНОМ РЕЖИМЕ РАБОТЫ

*Л.Я. Насибова, И.А. Розаев, Г.И. Однокопылов*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск

Современные тенденции развития полупроводниковой техники дали толчок в развитии давно известных систем электроприводов в новых сферах применения. Одним из таких электроприводов является вентильно-индукторный электропривод. На сегодняшний день он становится все более популярен благодаря простоте, высоким энергетическим показателям и большому диапазону регулирования. Такой электропривод благодаря особенностям конструкции и простоте реализации управления может найти применение во многих сферах промышленности, таких как военная, медицинская, космическая и другие, где предъявляются высокие требования по отказоустойчивости рабочего механизма.

Целью настоящей статьи является исследование вентильно-индукторного электропривода и формирование математической модели вентильно-индукторного электродвигателя для исследования его в неполнофазном режиме работы. В основу математической модели вентильно-индукторного двигателя положены уравнения электрических контуров, составленные для каждой из фаз. Приняты допущения, что магнитные системы каждой фазы идентичны друг другу, гистерезис и вихревые токи в магнитопроводе не учитываются, а активные сопротивления фаз равны [1, 2].

На рис. 1 приведена схема замещения фазы.

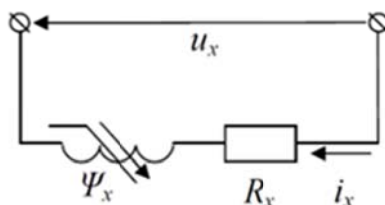


Рис. 1. Схема замещения фазы ВИД:

$U_x$  – напряжение;  $i_x$  – ток;  $R_x$  – омическое сопротивление;  $\Psi_x$  – потокосцепление.

В этом случае каждая фаза ВИД описывается уравнением электромагнитного равновесия, согласно второму закону Кирхгофа. Уравнение электрического равновесия двигателя:

$$U_x = R_s i_x + \frac{d\Psi(\theta_{ex}, i_x)}{dt},$$

где  $U_x$  – напряжение, приложенное к обмотке фазы с индексом  $x$ ;  $i_x$  – фазный ток;  $R_s$  – электрическое сопротивление фазы;  $\Psi(i_x, \theta_{ex}) = L_x(i_x, \theta_{ex}) i_x$  – потокосцепление фазы.

Известно, что индуктивность обмоток в вентильно-индукторном электродвигателе представляется нелинейной зависимостью текущего положения ротора и значения фазного тока, которая может быть представлена как:

$$L(i, \theta_e) = L_0(i) + L_1(i) \cos \theta_e + L_2(i) \cos 2\theta_e,$$

где  $\theta_r = N_r \theta_e$  – механический угол положения ротора в радианах;  $N_r$  – число полюсов ротора;  $\theta_e$  – электрический угол ротора в радианах;  $L_0(i)$ ,  $L_1(i)$ ,  $L_2(i)$  – функции зависимостей индуктивности от тока основанные на трех основных положениях ротора в пространстве магнитного поля исходя из принципов закона Фарадея об ориентации ферромагнитных материалов в пространстве магнитного поля [3, 4].

$$\begin{aligned} L_0(i) &= \frac{1}{2} \left[ \frac{1}{2} (L_a + L_u) + L_m \right] \\ L_1(i) &= \frac{1}{2} [(L_a + L_u)] \\ L_2(i) &= \frac{1}{2} \left[ \frac{1}{2} (L_a + L_u) - L_m \right], \end{aligned} \quad (1)$$

здесь  $L_a = L(i, \theta_e = 0)$  – индуктивность при согласованном положении ротора и статора;

$L_m = L(i, \theta_e = \frac{\pi}{2})$  – индуктивность при промежуточном положении.

$L_u = L(i, \theta_e = \pi) = \text{const}$  – индуктивность при несогласованном положении ротора и статора [3,5].

Преобразуем уравнения электрического равновесия двигателя (1):

$$\begin{aligned} U_x &= R_s i_x + \frac{d\Psi(\theta_{ex}, i_x)}{dt} = R_s i_x + \frac{\partial \Psi(\theta_{ex}, i_x)}{\partial i_x} \frac{di_x}{dt} + \frac{\partial \Psi(\theta_{ex}, i_x)}{\partial \theta_{ex}} \frac{d\theta_{ex}}{dt} = \\ &= R_s i_x + L_{dx}(\theta_{ex}, i_x) \frac{di_x}{dt} + K_{ex} \cdot \omega, \end{aligned}$$

где  $L_{dx}(\theta_{ex}, i_x) = \frac{\partial \Psi(\theta_{ex}, i_x)}{\partial i_x}$  – дифференциальная индуктивность;

$K_{ex} = \frac{\partial \Psi(\theta_{ex}, i_x)}{\partial \theta_{ex}}$  – конструктивный коэффициент,

противо-ЭДС –  $e_x = K_{ex} \cdot \omega$ ;

$\omega = \frac{d\theta_{rx}}{dt}$  – угловая частота вращения ротора.

Для случая вращающейся электрической машины, зависимость механической энергии от электромеханического момента при изменении положения ротора записывается как:

$$\Delta W_x = M_x \cdot \Delta \theta_r,$$

Где  $M_x$  – электромагнитный момент двигателя формируемый одной фазой;

$W_x$  – механическая энергия [3].

Отсюда:  $M_x = \frac{\Delta W_x}{\Delta \theta_r}$ , с учетом скрытых допущений принимаем момент на валу двигателя равным электромагнитному моменту, тогда изменение механической энергии равно изменению магнитной коэнергии  $\Delta W'_f$  [5].

$$W'_f = \frac{1}{2} \cdot L_x(i_x, \theta_r),$$

отсюда:

$$M_x = \frac{\Delta W_x}{\Delta \theta_r} = \frac{\Delta W'_f}{\Delta \theta_r} = \frac{\partial L_x(i_x, \theta_r)}{\partial \theta_r} \cdot \frac{i_x^2}{2}.$$

Момент двигателя представляет собой сумму моментов, формируемых фазами, учитывая, что фазы не зависимы и не связаны электрическими и магнитными взаимодействиями получим:

$$M_{\partial \theta} = \sum_{x=1}^m M_x(i_x, \theta_r),$$

где  $M_x(i_x, \theta_r)$  – момент, развиваемый фазой с индексом  $x$ ;  
 $m$  – число фаз двигателя.

Для описания вращательного движения ротора представим механическую часть в виде одномассовой системы [3],

где  $J$  – приведенный момент инерции ротора;

Обобщенная математическая модель трехфазного ВИД, имеет вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_A}{dt} = \frac{1}{L_{dA}} \cdot (U_A - R_s i_A - K_{bA} \cdot \omega); \\ L_{dA} = L_{dA}(i_A, \theta_e); \\ K_{bA} = K_{bA}(i_A, \theta_e); \\ \frac{di_B}{dt} = \frac{1}{L_{dB}} \cdot (U_B - R_s i_B - K_{bB} \cdot \omega); \\ L_{dB} = L_{dB}(i_B, \theta_e); \\ K_{bB} = K_{bB}(i_B, \theta_e); \\ \frac{di_C}{dt} = \frac{1}{L_{dC}} \cdot (U_C - R_s i_C - K_{bC} \cdot \omega); \\ L_{dC} = L_{dC}(i_C, \theta_e); \\ K_{bC} = K_{bC}(i_C, \theta_e); \\ M_{\partial \theta} = M_A(i_A, \theta_r) + M_B(i_B, \theta_r) + M_C(i_C, \theta_r) \\ \frac{d\theta_r}{dt} = \omega; \\ J \frac{d\omega}{dt} = M_{\partial \theta} - M_c. \end{array} \right.$$

Исходя из уравнений математической модели, можно заметить, что при отказе одной фазы, результирующий момент трехфазного двигателя уменьшается на 1/3. Однако благодаря независимости фаз друг с другом, отказ

фазы никоим образом не скажется на работе остальных фаз, и двигатель продолжит работу, правда с меньшим результирующим моментом.

Зависимости электромагнитного момента от числа работающих фаз приведены на рис. 2.

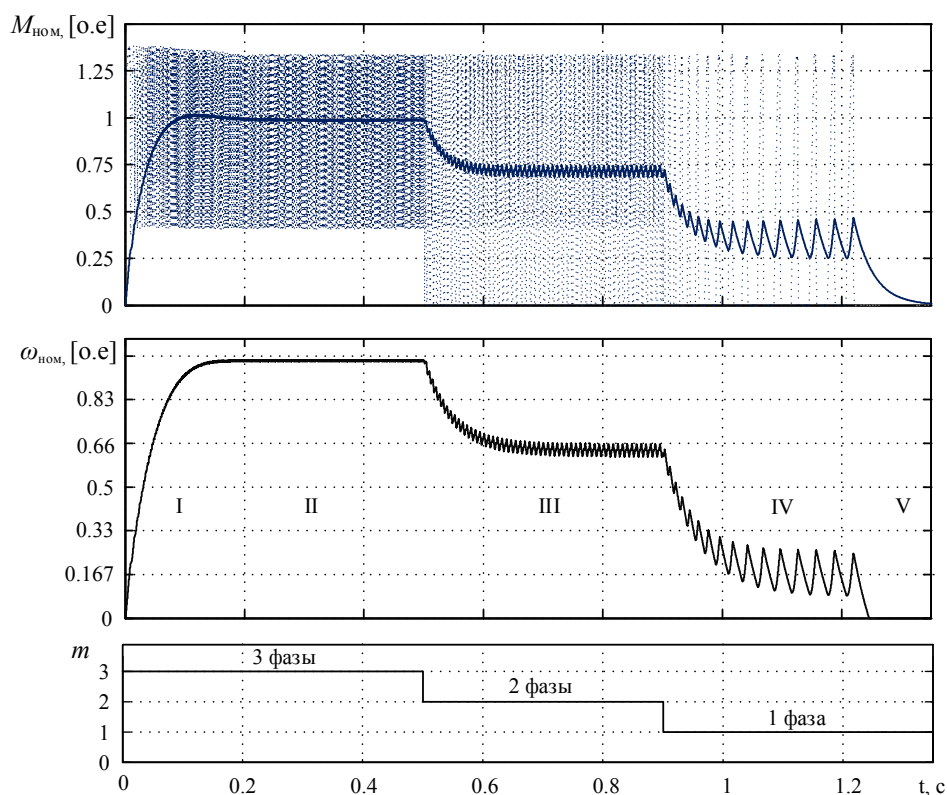


Рис. 2. Зависимость электромагнитного момента от числа работающих фаз

Как видно из рис. 2, обеспечивая поочередное отключение фаз вентильно-индукторного двигателя обеспечивается постепенное истощение резерва работы электродвигателя, по 1/3 мощности на каждую фазу.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Розаев И.А, Однокопылов Г.И, «Моделирование вентильно-индукторного электропривода в аварийных режимах работы» // Известия Томского политехнического университета. – 2013 – Т. 323 – №. 4. – С. 138–143.

2. Любарский Б. Г., Рябов Е.С. «Моделирование электроприводов на основе реактивных индукторных двигателей в среде MatLabSimulink». Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», г. Харьков, Украина. – С. 411–414.

3. K.I. Hwu. Applying POWERSYS and SIMULINK to modeling Switched reluctance motor/ Tamkang Journal of Science and Engineering, Vol. 12, No. 4, pp. 429–438 (2009).

4. R. Krishnan. Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design, and applications. Boca Raton: CRC Press, 2001. Т 1, pp. 143–169.

# МОДЕЛИРОВАНИЕ ТРЕХФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ В АВАРИЙНОМ РЕЖИМЕ РАБОТЫ

*Е.П. Сенькив, А.Д. Брагин, Г.И. Однокопылов*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск

Асинхронный электропривод с повышенной живучестью, содержащий трехфазный асинхронный электропривод, каждая фаза которого через датчик тока подключена к соответствующему преобразователю частоты, микроконтроллер, подключенный к датчику частоты вращения, к датчику скорости, к трем датчикам тока и к преобразователям частоты, на валу асинхронного двигателя установлен датчик скорости, отличающийся тем, что электропривод выполнен на основе  $n$ -секционного электрического двигателя, каждая секция которого установлена на одном валу и включает в себя  $n$ -трехфазных асинхронных электрических двигателей, фазы которых через соответствующие датчики тока подключены к соответствующим преобразовательным ячейкам трехфазных преобразователей частоты, выходы всех датчиков тока и входы всех преобразовательных ячеек подключены к микроконтроллеру, к которому подключён датчик скорости, установленный на валу всех асинхронных двигателей.

При рассмотрении аварийного двухфазного режима работы двигателя с эллиптическим полем в воздушном зазоре его можно разложить на поля прямой и обратной последовательности, используя метод симметричных составляющих. Обобщенная модель электрической машины учитывает лишь поле прямой последовательности. Существует два варианта представления модели асинхронного двигателя, работающего с эллиптическим полем – модель обобщенной электрической машины с двумя статорами и двумя роторами, модель обобщенной электрической машины с двумя статорами и одним ротором [2]. Первая модель – более проста в описании, однако дает не точные результаты моделирования переходных процессов, вторая же модель имеет более сложные выражения для результирующего электромагнитного момента, но дает более точные результаты расчетов в динамических режимах работы.

В связи с вышеперечисленными особенностями математического описания обобщенной электрической машины с эллиптическим полем для формирования математической модели выбрана модель с двумя статорами и двумя роторами.

При исследовании несимметричных машин с учетом пространственных гармоник или при наличии несинусоидальных питающих напряжений приводить машину к двухфазной машине неправомерно, так как поля в зазоре двухфазной и многофазной машин в этих условиях отличаются друг от друга [2]. Так как асинхронный двигатель при обрыве одной из фаз питающей сети является несимметричным – в качестве математической модели может

быть принята обобщенная электрическая машина в трехфазной системе координат.

При составлении уравнений и рассмотрении переходных процессов асинхронных машин использованы общепринятые допущения и ограничения, связанные с понятием «идеализированная машина»: машина не насыщена, потерями в стали пренебрегаем; фазные обмотки симметричны и сдвинуты на угол 120 электрических градусов; намагничивающие силы обмоток и магнитные поля распределены синусоидально, вдоль окружности воздушного зазора; воздушный зазор равномерен; ротор симметричен. Реальная распределенная обмотка заменяется сосредоточенной, оси фаз которой сдвинуты на фазный угол, а намагничивающая сила ее равна намагничивающей силе реальной обмотки.

В качестве основы были взяты уравнения модели асинхронного двигателя в заторможенной системе координат [3].

При определении напряжений, подаваемых на обмотки машин, отвечающих за поля прямой и обратной последовательности, учитывалось, что при постоянном питающем напряжении  $U_1=U_A=U_B=U_C=\text{const}$  напряжения прямой и обратной последовательности зависят от скольжения [2].

Для случая развязанных фаз, уравнения полей прямой последовательности:

$$\begin{aligned}\frac{d\Psi_{1A}}{dt} &= U_{1A} - R_s \cdot i_{1A}; \\ \frac{d\Psi_{1B}}{dt} &= U_{1B} - R_s \cdot i_{1B}; \\ \frac{d\Psi_{1C}}{dt} &= U_{1C} - R_s \cdot i_{1C}; \\ \frac{d\Psi_{1a}}{dt} &= -R_s \cdot i_{1a} - \frac{(\Psi_{1b} - \Psi_{1c}) \cdot p \cdot \omega}{\sqrt{3}}; \\ \frac{d\Psi_{1b}}{dt} &= -R_s \cdot i_{1b} - \frac{(\Psi_{1c} - \Psi_{1a}) \cdot p \cdot \omega}{\sqrt{3}}; \\ \frac{d\Psi_{1c}}{dt} &= -R_s \cdot i_{1c} - \frac{(\Psi_{1a} - \Psi_{1b}) \cdot p \cdot \omega}{\sqrt{3}};\end{aligned}$$

Для случая связанных фаз:

$$\begin{aligned}\frac{d\Psi_{1AB}}{dt} &= U_{1AB} - R_s \cdot i_{1AB}; \\ \frac{d\Psi_{1BC}}{dt} &= U_{1BC} - R_s \cdot i_{1BC}; \\ \frac{d\Psi_{1CA}}{dt} &= U_{1CA} - R_s \cdot i_{1CA}; \\ \frac{d\Psi_{1ab}}{dt} &= -R_s \cdot i_{1ab} - \frac{(\Psi_{1bc} - \Psi_{1ca}) \cdot p \cdot \omega}{\sqrt{3}}; \\ \frac{d\Psi_{1bc}}{dt} &= -R_s \cdot i_{1bc} - \frac{(\Psi_{1ca} - \Psi_{1ab}) \cdot p \cdot \omega}{\sqrt{3}};\end{aligned}$$



$$\frac{d\Psi_{1ca}}{dt} = -R_s \cdot i_{1ca} - \frac{(\Psi_{1ab} - \Psi_{1bc}) \cdot p \cdot \omega}{\sqrt{3}};$$

Выражения для полей обратной последовательности будут иметь аналогичный вид. Электромагнитные моменты  $M_1$  и  $M_2$ , создаваемые полями прямой и обратной последовательности, определяются по следующим выражениям:

$$M_1 = p \frac{\sqrt{3}}{2} L_m [(i_{A1} i_{c1} + i_{B1} i_{a1} + i_{C1} i_{b1}) - (i_{A1} i_{b1} + i_{B1} i_{c1} + i_{C1} i_{a1})]$$

$$M_2 = p \frac{\sqrt{3}}{2} L_m [(i_{A2} i_{c2} + i_{B2} i_{a2} + i_{C2} i_{b2}) - (i_{A2} i_{b2} + i_{B2} i_{c2} + i_{C2} i_{a2})]$$

Уравнение движения электропривода, учитывающее моменты прямой и обратной последовательности:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} (M_1 - M_2 - M_c);$$

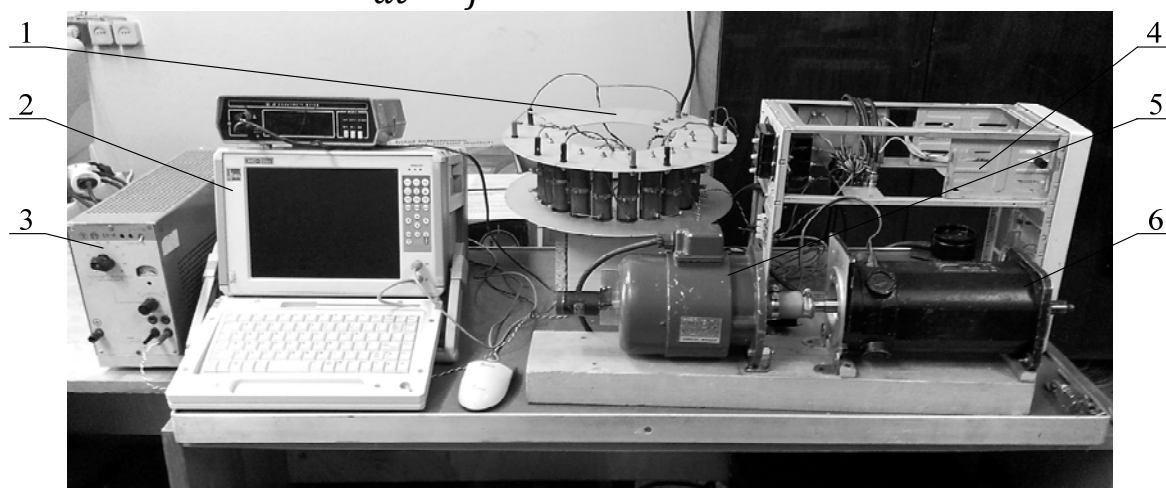


Рис. 1. Автоматизированный испытательный стенд для исследования аварийных и неполнофазных режимов работы асинхронного двигателя:  
 1 – резистивная нагрузка; 2 – компьютерная измерительная система МПС-300;  
 3 – источник питания; 4 – блок формирования аварийных режимов работы;  
 5 – асинхронный двигатель АИР63А2;  
 6 – машина постоянного тока серии 1ПИ 12.11

Расчет модели проводился в среде *Simulink MatLab*. Адекватность предложенной математической модели была проверена путем сравнения расчетных и экспериментальных данных полученных при помощи автоматизированного испытательного стенда рис. 1[4]. Результаты сравнения переходных процессов, рассчитанных на модели и полученных экспериментально, приведены на рис. 2–3.

Разработанные математическая и имитационная модели позволяют исследовать асинхронный электродвигатель и управляемый электропривод на его основе в аварийных и неполнофазных режимах работы с учетом влияния полей прямой и обратной последовательности, а также в аварийном

двухфазном режиме работы с алгоритмическим поддержанием кругового вращающегося поля, когда поле обратной последовательности в воздушном зазоре отсутствует.

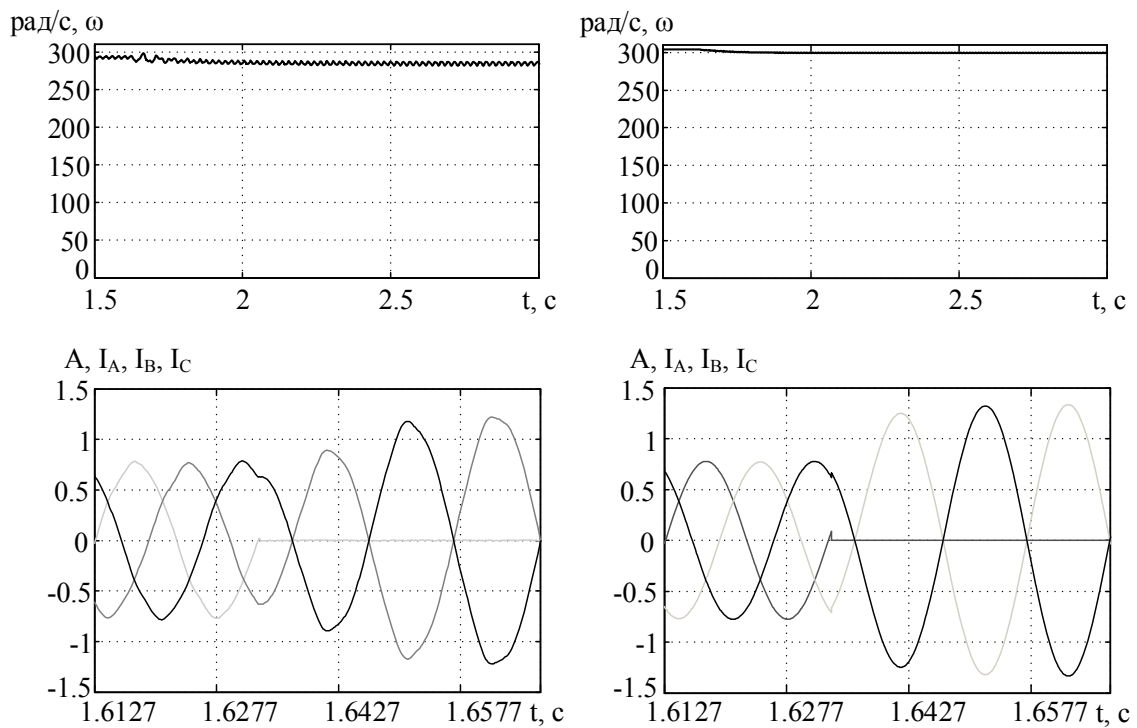


Рис. 2. Переходные процессы в аварийном двухфазном режиме работы для связанных фаз

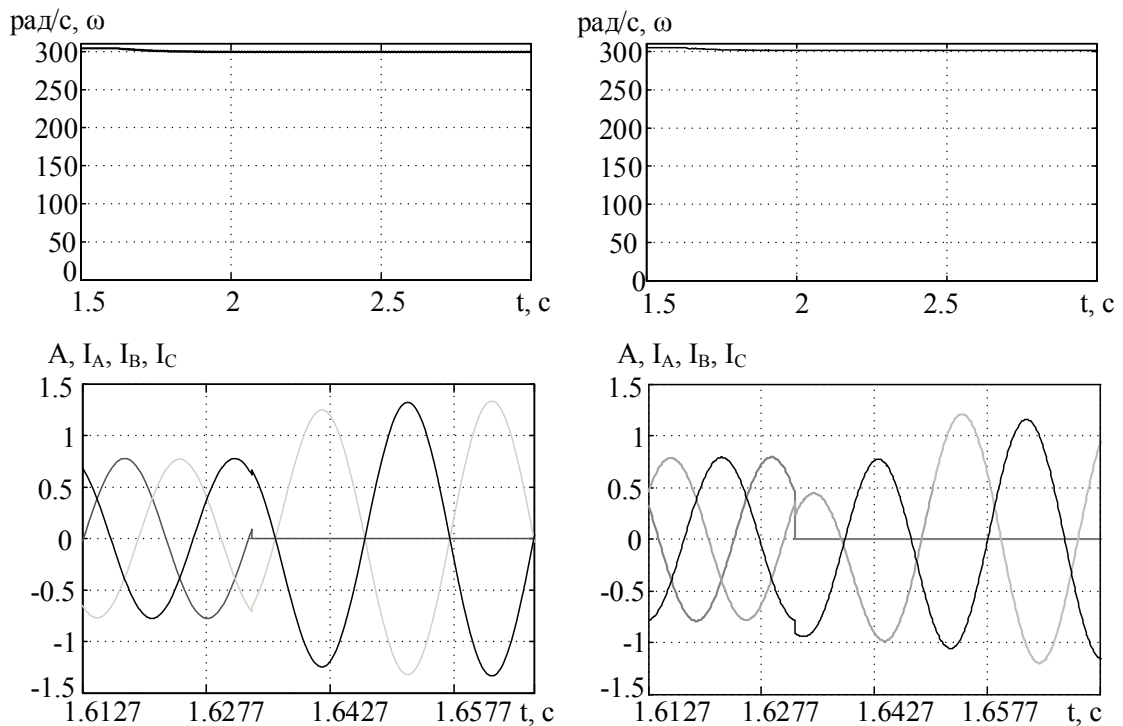


Рис. 3. Переходные процессы в аварийном двухфазном режиме работы для развязанных фаз

## **Выводы**

1. Разработана математическая модель асинхронного двигателя для исследования неполнофазного, аварийного режима работы с учетом воздействия полей прямой и обратной последовательности для схем подключения двигателя со связанными и развязанными фазами.

2. Амплитуда тока статора двигателя в эксперименте для подключения по схеме со связанными фазами при переходе из рабочего трехфазного в аварийный двухфазный режим больше в 1.1 раза по сравнению со случаем подключения по схеме с развязанными фазами. Падение частоты вращения относительно трехфазного режима составило 1,5% для двигателя с подключением по схеме со связанными фазами и 0.8% для двигателя с подключением по схеме с развязанными фазами.

## **СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Однокопылов Г.И., Однокопылов И.Г. Обеспечение живучести электродвигателей переменного тока: Монография. – Томск: Изд-во ТПУ, 2005. – 187 с.
2. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. – 3-е изд., перераб. и доп. - М.: Высшая школа, 2001. – 327 с.
3. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. В 2-х т. Том 1: Учебник для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Издательство МЭИ, 2004. – 652 с.
4. Патент РФ на ПМ № 136184(RU), G01R 31/02. Установка для исследований аварийных режимов работы вентильного двигателя/ Г.И. Однокопылов, И.А. Розаев, А.Д. Брагин. – №2013138092; Заявл.14.08.2013; Оpubл.27.12.2013 Бюл. № 36.

## **АЛГОРИТМ УПРАВЛЕНИЯ «90°/180°» ВЕНТИЛЬНЫМ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕМ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА НА ОСНОВЕ ДВОЙНОЙ СИСТЕМЫ ДАТЧИКОВ ХОЛЛА**

*М. М. Едгулов*

Акционерное общество «Научно-производственный центр «Полус», Томский политехнический университет, Россия, Томск

Существует ряд алгоритмов управления бесконтактными двигателями переменного тока – «120°/240°», «180°/180°», с широтно-импульсной модуляцией «нижних» ключей и без нее.[1] В данной статье рассматривается метод управления «90°/180°», как более энергоэффективный по сравнению с другими, но требующий дополнительной системы датчиков положения ротора. Для вентильного электродвигателя с числом фаз  $m=3$  и числом полюсов на фазу  $2p=2$ , электрический угол сдвига между соседними фазами равен механическому и численно равен 120°. На рис. 1 приведена условная схема

расположения обмоток статора (фаз А, В, С) для случая  $m=3$ ,  $p=120$ , число датчиков Холла =3 (по одному на каждую фазу).

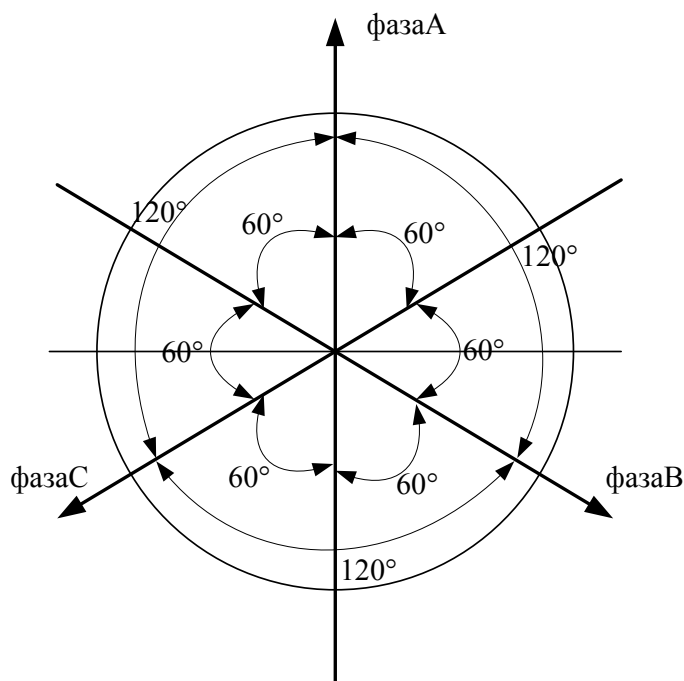


Рис. 1. Условное обозначение фазных обмоток статора.

Как видно из рис. 1, Фазы А, В и С сдвинуты относительно друг друга на  $120^\circ$ , но угол между плоскостями, в которых располагаются обмотки, составляет  $60^\circ$ . Это определяет величину межкоммутационного интервала силовых вентилях системы управления электродвигателем. То есть, каждые  $60^\circ$ , вращающийся ротор занимает такое положение относительно плоскости обмотки одной из фаз, при котором вектор магнитного поля ротора будет составлять угол в  $90^\circ$  с вектором магнитного поля данной обмотки, в случае, если через нее пропустить ток соответствующего направления. Данное положение ротора относительно одной из обмоток статора (при наличии тока в ней) определяет максимальную величину электромагнитного момента, возникающего в роторе, под действием тока этой обмотки. При наличии трёх датчиков Холла, соответствующих трём фазным обмоткам статора, расположенных под углом  $120^\circ$ , невозможно получить иную величину коммутационного интервала, чем  $60^\circ$ . Поэтому, данный способ коммутации является неоптимальным. Наиболее эффективно проводить коммутацию в двух случаях: когда полюса ротора относительно плоскости катушки данной фазы расположен под углом  $0^\circ$  (электромагнитный момент  $M_{эм}=0$ ) и когда они расположены под углом  $90^\circ$  (электромагнитный момент  $M_{эм}=\max$ ). При повороте ротора на  $90^\circ$ , направление тока в обмотке необходимо поменять на противоположное. Этого возможно достичь, в случае метода « $90^\circ/180^\circ$ ». Для реализации данного способа применяется система из 6 датчиков Холла, где 3 датчика фаз – основные, а остальные 3 – дополнительные, причем каждый дополнительный датчик фазы сдвинут относительно основного на  $30^\circ$  (рис. 2.).

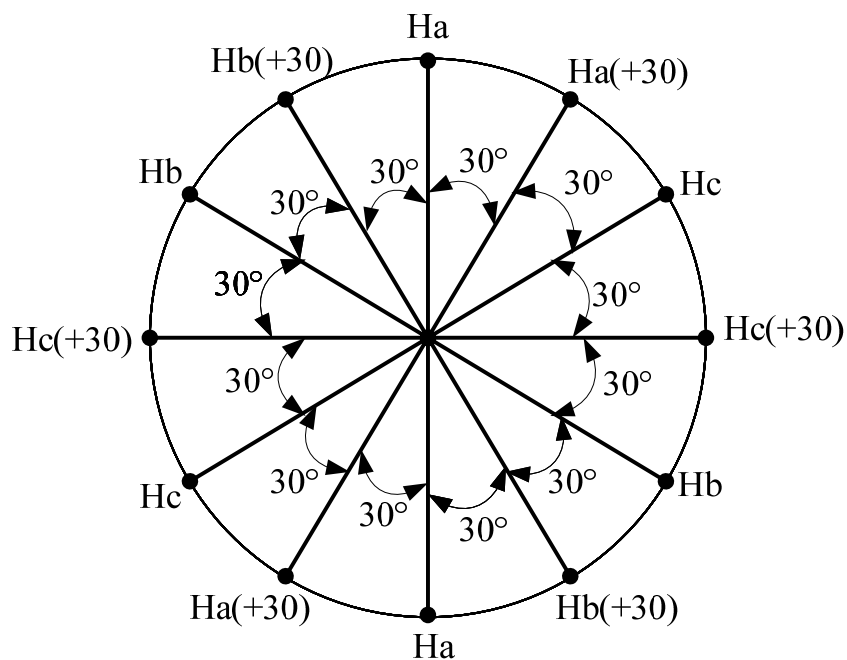


Рис. 2. Система из 6-ти датчиков Холла, сдвинутых относительно друг друга на  $30^\circ$  (для случая  $m=3$ ,  $\varphi=120$ , число датчиков =6), ротор не показан

Приведем временные диаграммы выходных сигналов датчиков Холла и сигналы управления силовыми ключами для алгоритма « $90^\circ/180^\circ$ » (рис. 3.).

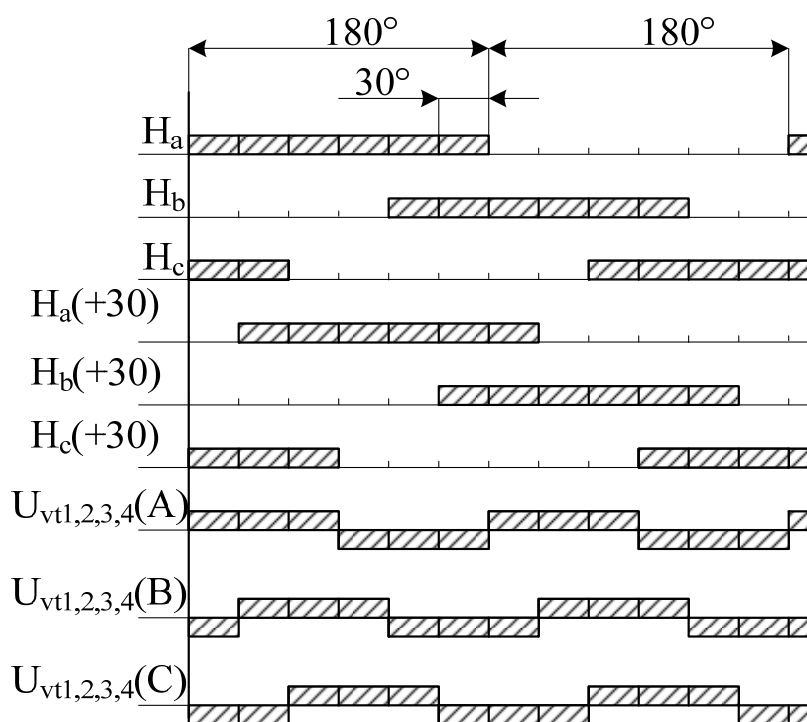


Рис. 3. Временные диаграммы сигналов датчиков Холла и сигналы управления силовыми ключами

Из диаграмм на рис. 3 видно, что при такой системе датчиков, величина межкоммутационного интервала составляет  $30^\circ$ , что соответствует оптимальному коммутации фаз бесконтактного двигателя переменного тока.

Как правило, коммутация трехфазных обмоток бесконтактного двигателя переменного тока может быть реализована по схеме так называемом «мосту Ларионова», состоящему из шести полупроводниковых ключей, разделенных на катодную и анодную группы, к которым подключаются фазы  $A$ ,  $B$ ,  $C$ , соединенные на стороне электродвигателя по схеме «звезда» [2,3].

К сожалению, «мост Ларионова» не может быть использован для алгоритма управления « $90^\circ/180^\circ$ ». Это связано с тем, что в процессе работы существуют состояния, когда все три ключа в катодной или анодной группе могут быть открыты. Схема «моста Ларионова» позволяет открывать 2 ключа из 3-х возможных ключей анодной или катодной группы.

Из существующих возможных схем, простым решением является применение трех мостовых инверторов, для каждой из фаз (рис. 4.).

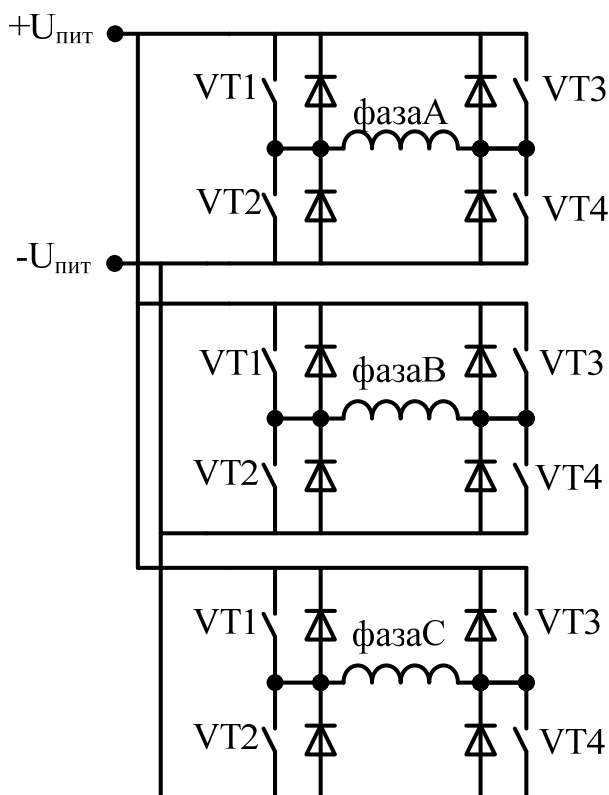


Рис. 4. Схема с тремя мостовыми инверторами: фазы  $A$ ,  $B$ ,  $C$  включены в качестве нагрузки

Ключи во всех инверторах работают попарно-противофазно:  $VT1$  и  $VT4$  либо всегда открыты, либо закрыты. Также работают ключи  $VT2$  и  $VT3$ . Данная схема также позволяет осуществлять широтно-импульсное модулирование напряжения на фазных обмотках электродвигателя.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шипилло В. П. Автоматизированный вентильный электропривод. – М.: Энергия, 1969. – 400 с.
2. Герман-Галкин С.Г. MathLab&Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК. – СПб.: Изд-во «Корона. Век», 2014. – 368 с., ил.
3. Петрович В.П. Силовые преобразователи электрической энергии: учеб. пособие. – Томск: Изд-во ТПУ, 2000. – 154 с.

## ПОВЫШЕНИЕ РЕСУРСА БАЙПАСНОГО УСТРОЙСТВА ЛИТИЙ-ИОННОГО АККУМУЛЯТОРА

*В.Г. Букреев\*, А.А. Брянцев\*, Н.А. Проценко\*\**

\* – Национальный исследовательский Томский политехнический университет  
Россия, Томск,

\*\* – Открытое акционерное общество «Сатурн», Россия, Краснодар

Длительность эксплуатации современных космических аппаратов [1] обуславливает повышенные требования к надежности и ресурсу всех составных элементов таких источников энергии как литий – ионные аккумуляторные батареи (ЛИАБ). В первую очередь это относится к байпасным устройствам (БУ), обеспечивающим переключение силовых цепей ЛИАБ при локализации аварийных аккумуляторов. Использование в качестве коммутаторов БУ низковольтных контактов позволяет наиболее эффективно обеспечить процесс отключения неисправного аккумулятора. Одним из вариантов конструктивного решения БУ является промышленно выпускаемое устройство, в котором сигнал управления и движение силовых контактов осуществляются последовательно во времени и не связаны между собой электромеханическим преобразованием [2]. В таком устройстве перемещение подвижного контакта непосредственно коммутирует цепи аккумулятора и реализует необходимый алгоритм работы байпасного устройства с обязательным выполнением условий неразрывности цепи «электрическая нагрузка – аккумуляторная батарея» (рис.1).

Непременным условием для БУ данного типа является обеспечение минимального переходного сопротивления контактов во всех режимах его работы. Увеличению переходного сопротивления могут способствовать не только изменения свойств поверхностного слоя материалов контактов. Так с появлением нежелательных явлений в пограничных слоях контактирующих материалов возникает вероятность холодного сваривания [3] подвижного и неподвижного контактов при длительном хранении и эксплуатации (20-25 лет) байпасного устройства. Кроме того возникновение искры и дугового разряда между неподвижным и набегающим контактами при разрыве силовых цепей могут вызвать значительные повреждения поверхности подвижного контакта.

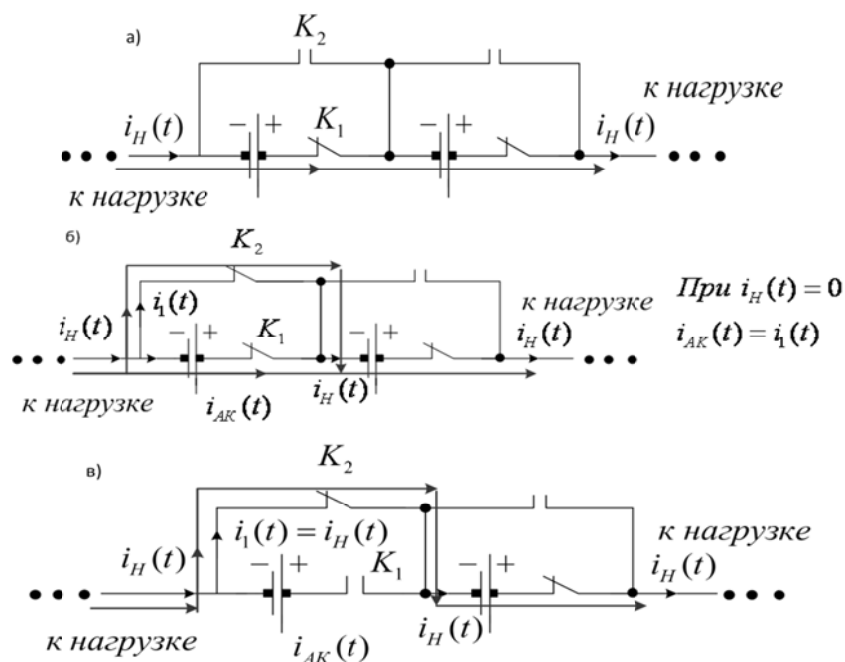


Рис. 1. Схема переключения контактов байпасного устройства на примере двух аккумуляторов:

- а) эксплуатационный режим; б) режим короткого замыкания аварийного аккумулятора; в) режим локализации аварийного аккумулятора.

Для снижения влияния таких явлений на основные характеристики подвижного контакта целесообразно внести изменения в известную [2] конструкцию байпасного устройства. Во-первых, два неподвижных контакта: 9 и 11 предлагается разместить на различном расстоянии от среднего контакта 10 (рис. 2), что может значительно уменьшить действие возникающей искры после активации байпасного устройства на переходное сопротивление контактов.

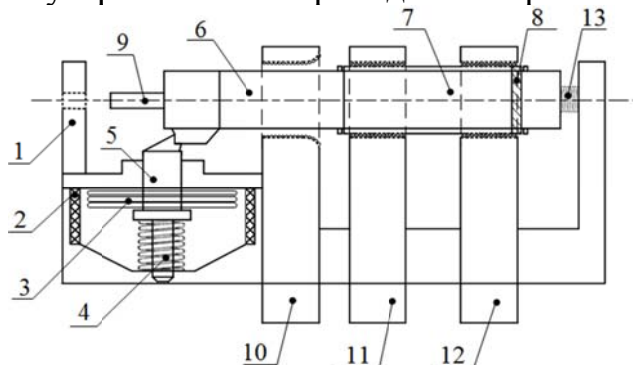


Рис. 2. Конструкция байпасного устройства в исходном - не активированном состоянии:

- 1 – корпус; термомеханический преобразователь 2; набора тарельчатых элементов 3; двойная цилиндрическая пружина 4; фиксатором 5; исполнительном механизме 6; подвижный контакт состоящий из двух разъемных частей основного элемента 7 и биметаллического элемента 8; стопором 9; неподвижные контакты 10, 11 и 12; рабочая пружина 13.



Во-вторых, наличие фасок отверстия неподвижного контакта 10 с радиусом закругления  $R_2$  не более 100 мкм обуславливает равномерное распределение электрических зарядов по внешней поверхности. Этот технологический прием снижает вероятность появления искры в окрестности сближающихся контактов 7, 8, 10, что делает возможным сохранить качество поверхностного слоя подвижного электрического контакта 7 в процессе его движения и обеспечить стабильное переходное сопротивление между неподвижным 10 и подвижным контактом 7 после активации байпасного устройства (рис.3). Более подробная информация о изменениях конструкции байпасного устройства приведена в [4].

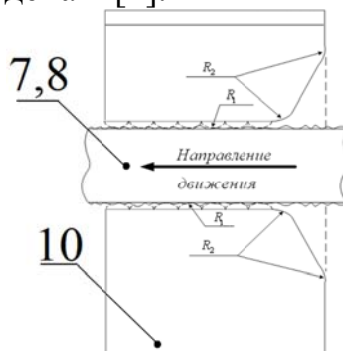


Рис. 3. Расположение контактов БУ в активированном состоянии

Еще одним конструктивным решением является использование разъемной цанги, состоящей из двух элементов с разными температурными свойствами (рис. 4). Например, один из элементов выполняется из биметаллического материала. В результате, при эксплуатации или хранении такой конструкции БУ происходят изменения размеров биметаллического элемента 8. Это приводит к деформациям соприкасающихся частей основного элемента 7, обуславливая непрерывный характер перемещения точек соприкосновения подвижного и неподвижного контактов. Очевидно, такие перемещения затрудняют или полностью делают невозможными условия возникновения холодной сварки контактов 11 и 12. В тоже время поверхностный слой подвижного контакта в процессе его движения сохраняется и обеспечивается стабильное переходное сопротивление между контактами после активации байпасного устройства.

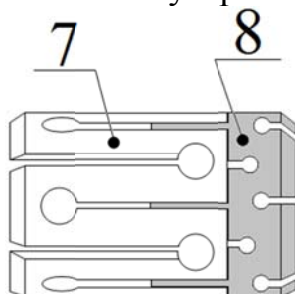


Рис. 4. Расположение основного и биметаллического элементов цанги

Предлагаемое байпасное устройство устанавливается на каждом аккумуляторе ЛИАБ согласно схеме подключения (рис. 5) и до его активации

обеспечивают замыкание неподвижных контактов 11, 12 посредством основного 7 и биметаллического 8 элементов (рис. 2).

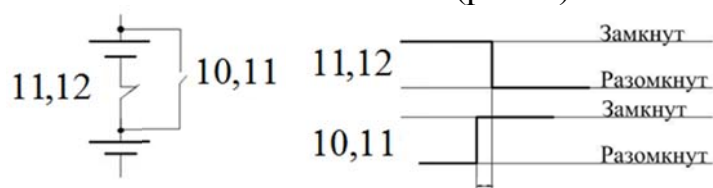


Рис. 5. Электрическая схема подключения и временная диаграмма работы байпасного устройства

После активации управляющим сигналом под действием рабочей пружины 13 подвижный контакт приводится в движение, и одновременно замыкаются контакты 10, 11 и 12, размыкаются нормально-замкнутые контакты 11 и 12 (рис. 6). Возникает обводная цепь, по которой протекает ток короткого замыкания аварийного аккумулятора, обеспечивая требование неразрывности цепи всей аккумуляторной батареи. При дальнейшем движении исполнительного механизма 6 подвижный контакт БУ размыкает цепь короткозамкнутого аккумулятора. Длительность короткого замыкания аккумулятора определяется скоростью движения исполнительного механизма 6 и линейным размером установленного на нем подвижного контакта. После окончания движения исполнительного механизма 6 стопор 9 фиксируется в отверстии корпуса 1.

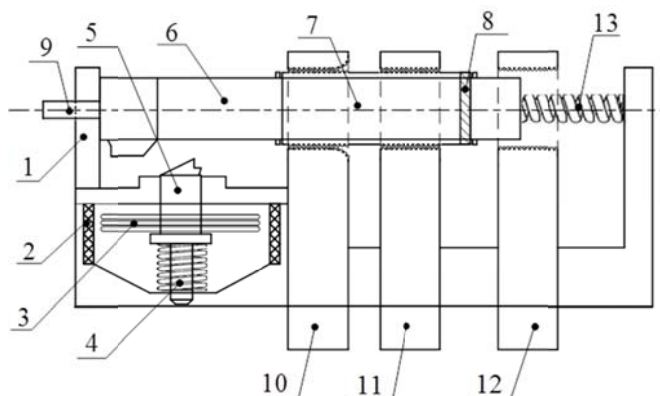


Рис. 6. Байпасное устройство в активированном состоянии.

С учетом особенностей работы байпасного устройства рассматриваются несколько методов оценки переходного сопротивления контактов, позволяющих получить определенные функциональные зависимости от параметров внешней среды [5 - 9]. При этом предполагается, что сопротивление поверхностных пленок на контактах БУ имеет незначительную величину.

Для конкретной конструкции байпасного устройства и материалов его составных элементов выполнен сравнительный анализ методов расчета переходного сопротивления контактов, отражающий влияние основных характеристик соприкасающихся поверхностей (рис.7). Одним из адекватных методов расчета переходного сопротивления можно считать метод, приведенный в [8].

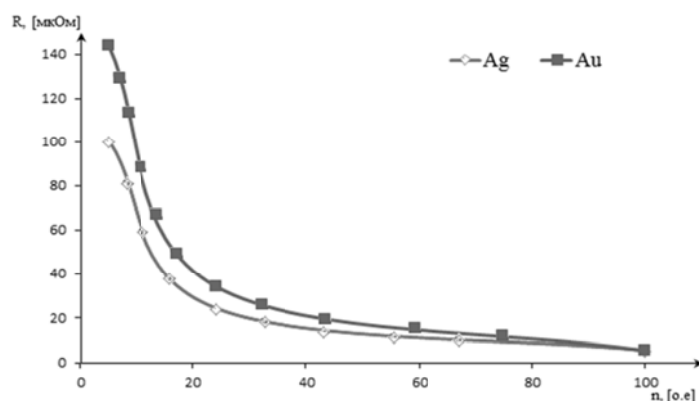


Рис. 7. График переходного сопротивления контактов

Для расчетов используется зависимость:  $\frac{1}{R_{\text{ПЕР}}^n} = \frac{2}{\rho} \sum_1^n \alpha_n$ , где  $\rho$  – удельное сопротивление эквивалентного проводника;  $\alpha$  – радиус круговой поверхности соприкосновения;  $n$  – количество контактных площадок.

Такая зависимость учитывает наличие неровностей (микрошероховатостей) на поверхности контактов, параметры точек соприкосновения (параллельно включённых сопротивлений отдельных областей стягивания), изменение характеристик контактирующих поверхностей, температурную нестабильность внешней среды.

Данный технический прием (рис. 4) позволяет выполнить непрямые условия БУ данного типа, а именно обеспечение минимального переходного сопротивления контактов во всех режимах его работы. Очевидно, что данное решение затрудняет перемещение или полностью делает невозможным условию возникновения холодной сварки контактов, а так же предполагается снижения вероятности появления искры в окрестности сближающихся контактов, что делает возможным сохранить качество поверхностного слоя подвижного электрического контакта.

Рассматриваемые конструктивные решения могут обеспечить стабильность значения переходного сопротивления контактов после активации БУ, уменьшить вероятность сваривания контактирующих поверхностей и повысить ресурс устройства.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Груздев А. И. // Электрохимическая энергетика. 2011. Т. 11, №3. С. 128 – 135.
2. Патент на полезную модель РФ № 127252 Байпасный переключатель литий-ионной аккумуляторной батареи для космического аппарата/ Галкин В.В., Шевченко Ю.М., Бледнова Ж.М., Проценко Н.А. Опубликовано: 20.04.2013.
3. Айнбиндер С.Б. Холодная сварка металлов. – Рига, Изд.-во АН Латв. ССР, 1957. – 162 с.
4. Патент на полезную модель РФ № 141789 Байпасное устройство/ Букреев В.Г., Шевченко Ю.М., Проценко Н.А., Брянцев А.А. Опубликовано: 10.06.2014.

5. Хольм Р. Электрические контакты. Пер. с англ. – М.: изд.-во иностр. лит., 1961. – 20–56 с., 203–206 с.;
6. Усов В.В. Металловедение электрических контактов. М.: Госэнергоиздат, 1963. – 58 с.
7. Сахаров П. В. Проектирование электрических аппаратов. Общие вопросы проектирования: учебное пособие. – М.: Энергия, 1971. – 560 с.
8. Мерл В. Электрический контакт. Теория и применение на практике. М. – Л.: Госэнергоиздат, 1962. – 80 с.
9. Родштейн Л.А. Электрические аппараты: учебное пособие, 4-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат, 1989. – 304 с.

## **МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕЗОНАНСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ В СИМУЛЯТОРЕ LTSPICE**

*А.А. Столярова, С.Г. Михальченко*

Томский университет систем управления и радиоэлектроники, Россия, Томск

Основными направлениями при создании силовых импульсных преобразователей являются: увеличение мощности, увеличение удельной мощности и увеличение КПД. При использовании силовых импульсных преобразователей в составе систем электропитания космических аппаратов накладываются дополнительные требования: уменьшение уровня помех, создаваемых прибором; широкий диапазон входного напряжения; широкий диапазон нагрузки; высокие требования по надежности работы, стойкости и т.д. [1].

В случае резонансной коммутации мощность в преобразователе изменяется по синусоидальному закону и, соответственно, происходит мягкая коммутация ключей. Таким образом, данный метод позволяет существенно снизить динамические потери и уровень помех преобразователя [1, 2, 3].

Среди различных видов резонансных преобразователей наиболее простым и распространённым является резонансный преобразователь с последовательным резонансным  $LC$  контуром, с которым последовательно включена цепь нагрузки с выпрямителем, рис. 1, а [2, 4].

В этой схеме резонансный контур и нагрузка представляют собой делитель напряжения. При изменении частоты управления изменяется импеданс резонансного контура. Входное напряжение делится между этим импедансом и нагрузкой, за счет чего и происходит регулировка выходного напряжения. Коэффициент усиления резонансного преобразователя с последовательным  $LC$ -контуром всегда  $< 1$ , рис. 1, б [2, 3].

В симуляторе Ltspice была создана имитационная модель мостового последовательного  $LC$  резонансного преобразователя. Графики зависимостей коэффициента передачи преобразователя от частоты работы имитационной модели, разработанной в симуляторе Ltspice, при разных сопротивлениях нагрузки приведены на рис. 2.

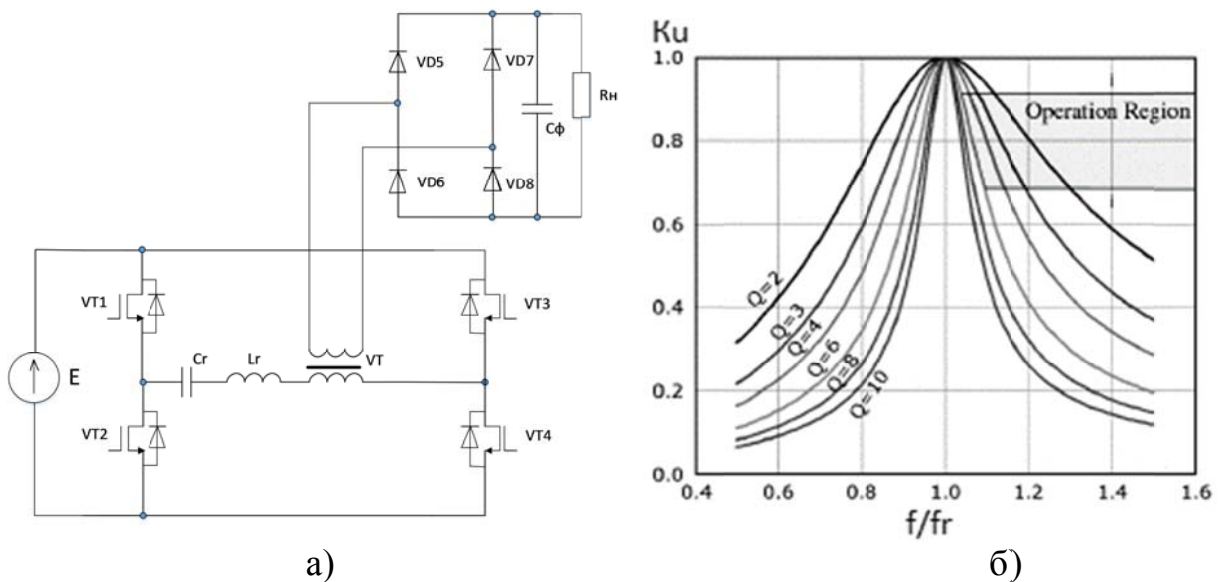


Рис. 1. а) Схема  $LC$  резонансного преобразователя; б) зависимость коэффициента передачи от частоты для различных значений добротности резонансного контура

Как видно из рисунка зависимости имеют характерную для  $LC$  резонансного контура форму.

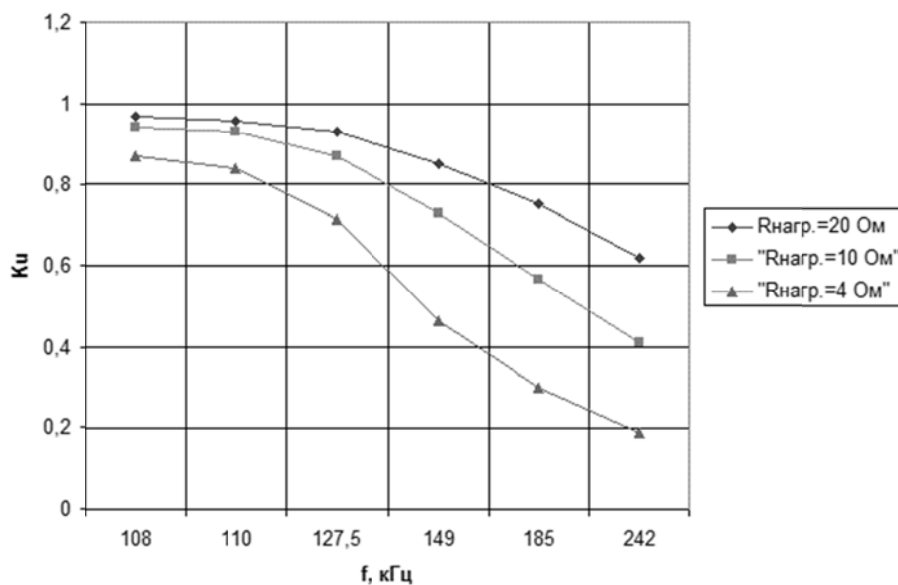


Рис. 2. Зависимости коэффициента передачи от частоты работы преобразователя при сопротивлениях нагрузки 20, 10, 4 Ом

На рис. 3 показаны зависимости для имитационной модели и реального преобразователя с аналогичными параметрами резонансного контура, которые в значительной мере совпадают.

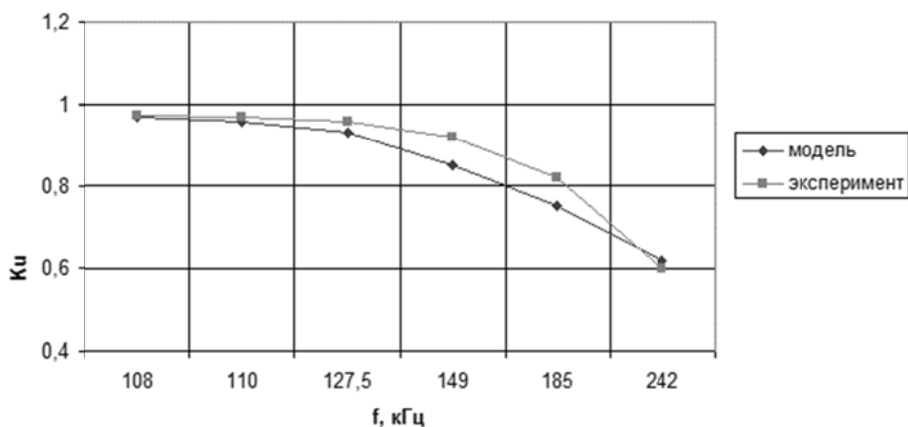


Рис. 3. Зависимости коэффициента передачи от частоты работы преобразователя, полученные экспериментально и при моделировании

Эпюры напряжений и токов в ключевых точках схемы (напряжение на конденсаторе резонансного контура, ток резонансного контура и т.д.) модели аналогичны полученным экспериментально, как можно видеть на рис. 4.

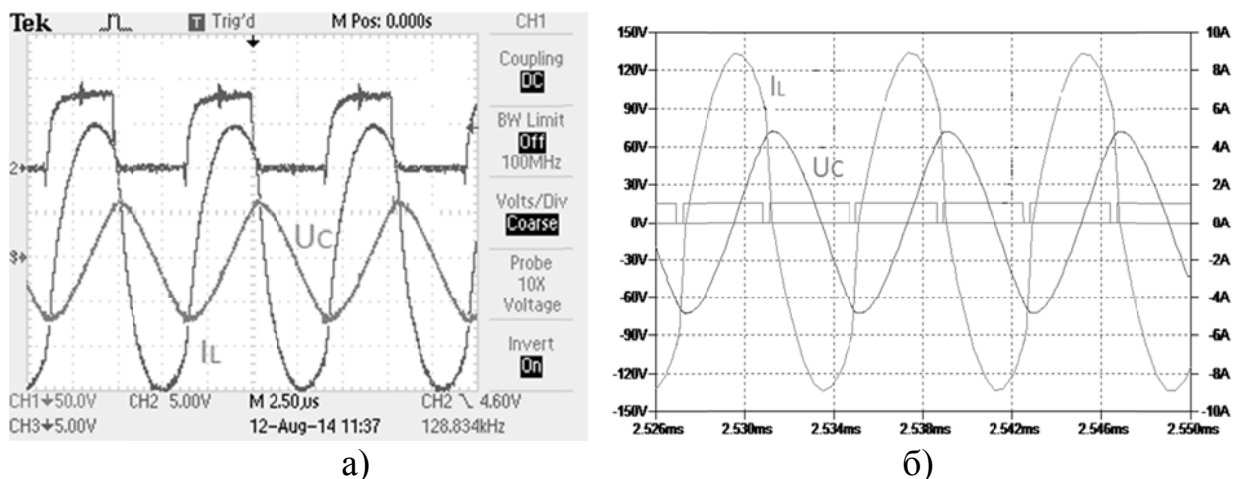


Рис. 4. Напряжение на конденсаторе резонансного контура  $U_C$ , ток в контуре  $I_L$ , сигналы управления на транзисторах, полученные в результате: а) эксперимента; б) симуляции

Таким образом, можно сделать вывод о том, что полученная имитационная модель последовательного  $LC$  резонансного преобразователя адекватно отражает процессы, происходящие в резонансном контуре, и может служить основой для дальнейшего исследования резонансных преобразователей.

Для дальнейшего анализа преобразователя, а также для создания математической модели, необходимо свести реальные элементы схемы, к идеальным. Рассмотрим основные элементы схемы.

Во многих преобразователях транзисторы возможно заменить просто идеальными ключами, но в резонансных преобразователях важную роль играют как обратные диоды транзисторов, так и некоторые паразитные параметры [5,

б)]. На рис. 5, б показана форма тока в контуре при наличии мертвого времени в управлении и отсутствии обратных диодов, которая не наблюдается в реальной схеме с полевыми транзисторами. Для более адекватного моделирования параллельно ключам в схеме замещения пришлось расположить конденсатор, имитирующий паразитную емкость обратных диодов и транзисторов. В резонансных преобразователях этой емкости отводится важное значение [5, 6]. Во время работы одного плеча моста емкость «сток-исток» ключей другого плеча перезаряжается и обеспечивает коммутацию транзистора при нулевом напряжении. На рис. 5, в и 5, г показаны эпюры тока и напряжения на конденсаторе в резонансной цепи без имитации паразитной емкости и с ней соответственно. Как можно видеть формы и значения эпюр на рис. 5, г совпадают с показанными на рис. 5, а. В то время как на рис. 5, в, несмотря на совпадение форм, значение напряжения больше на 20 %, а тока наоборот меньше на 15 %. При моделировании транзисторов в резонансных преобразователях, паразитную емкость «сток-исток» транзистора необходимо учитывать обязательно.

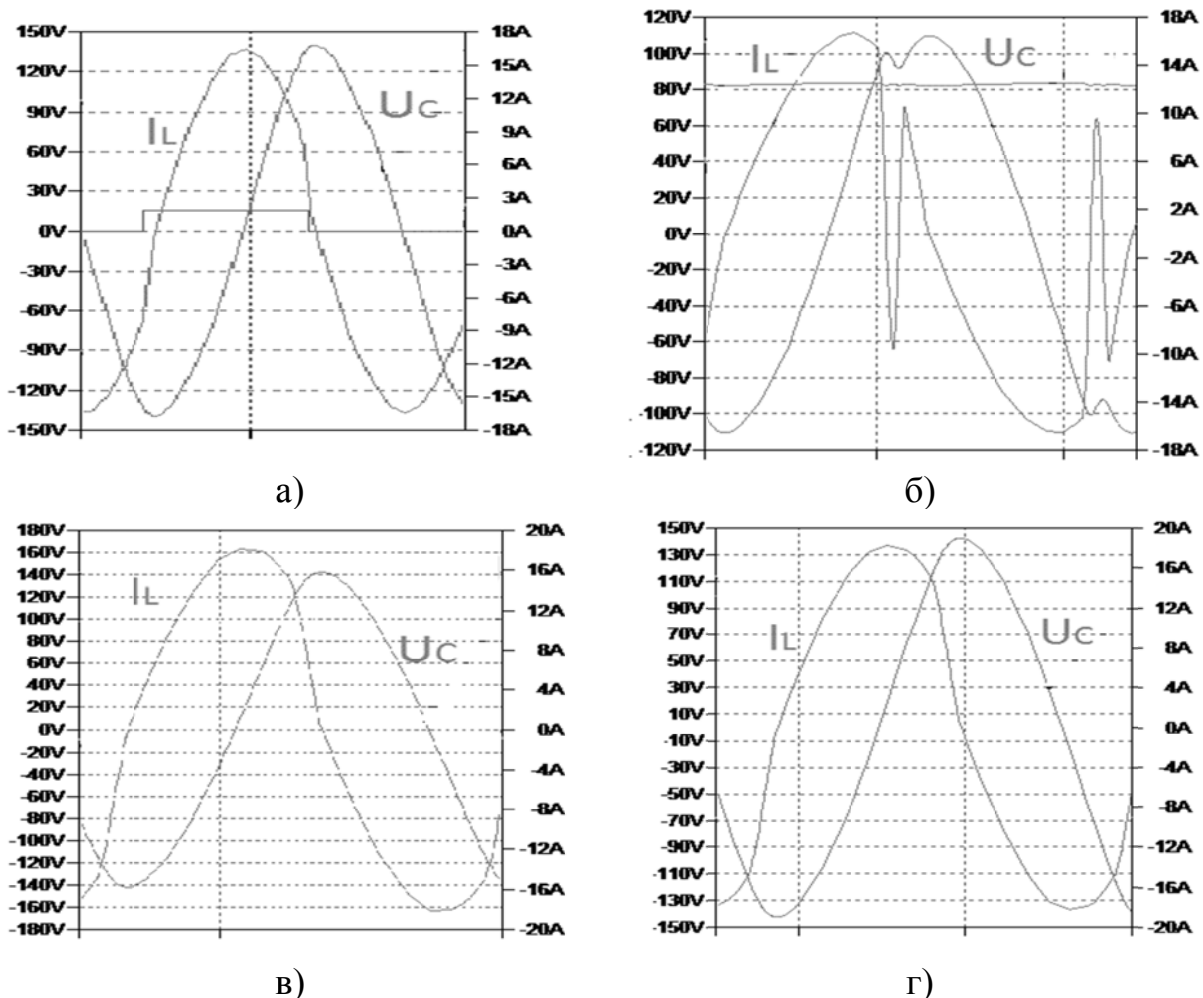


Рис. 5. Формы тока и напряжения на конденсаторе в резонансном контуре в схеме замещения с моделями транзисторов: а) IRFP460; б) с идеальными ключами; в) с идеальными ключами и подключенными параллельно обратными идеальными диодами; г) с идеальными ключами и подключенными параллельно обратными идеальными диодами и конденсаторами

Рассмотрим влияние сопротивления прямого канала. Для оценки степени влияния этого параметра были сняты характеристики для разных сопротивлений открытого канала транзисторов преобразователя, рис. 6.

Максимальный коэффициент усиления при сопротивлении  $R_{on}=8 \text{ Ом}$  и  $R_{on}=200 \text{ Ом}$  отличаются приблизительно на 5%. Если минимальные сопротивления открытого канала не будут превышать 30 Ом, данным сопротивлением при дальнейшем моделировании можно пренебречь.

Таким образом можно сделать вывод о том, что при моделировании реальный транзистор можно заменить моделью идеального ключевого элемента с параллельно подключенными к нему емкостью, равной паразитной емкости транзистора, и идеальным диодом, включенным в обратном направлении.

Схему замещения трансформатора для резонансного контура представляет собой две связанные между собой коэффициентом связи индуктивности.

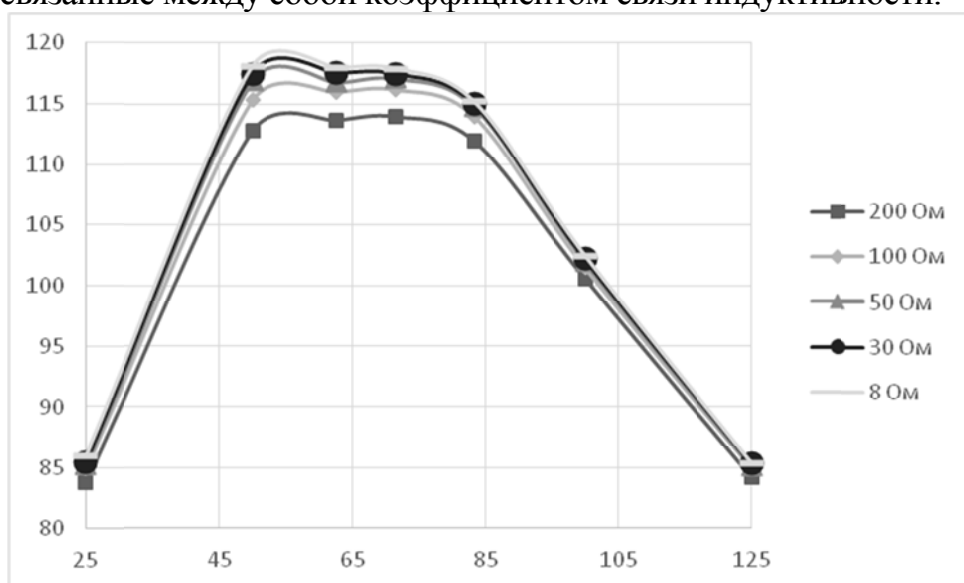


Рис. 6. Зависимости переходных характеристик мостового резонансного преобразователя в зависимости от значения сопротивления открытого канала транзисторов

Схема замещения мостового резонансного преобразователя представлена на рис. 7.

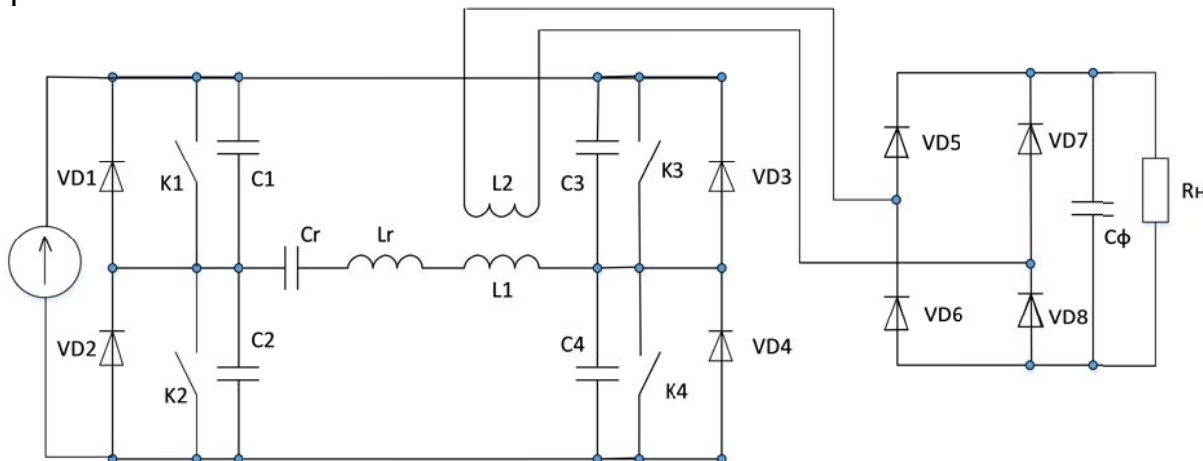


Рис. 7. Схема замещения мостового резонансного преобразователя



Адекватное отображение нагрузки в имитационной модели также необходимо учитывать при анализе процессов, протекающих в преобразователе. Здесь возможности имитационной среды *LTSpice* позволяют значительно упростить анализ динамики.

Для отражения адекватных процессов в резонансном контуре модель преобразователя необходимо рассматривать вместе с моделью выпрямителя в цепи вторичной обмотки трансформатора, т.к. замена выпрямителя с нагрузкой на сопротивление ведет к изменению формы тока, и анализ «мягкого» переключения, как показано на рис. 8, становится невозможным.

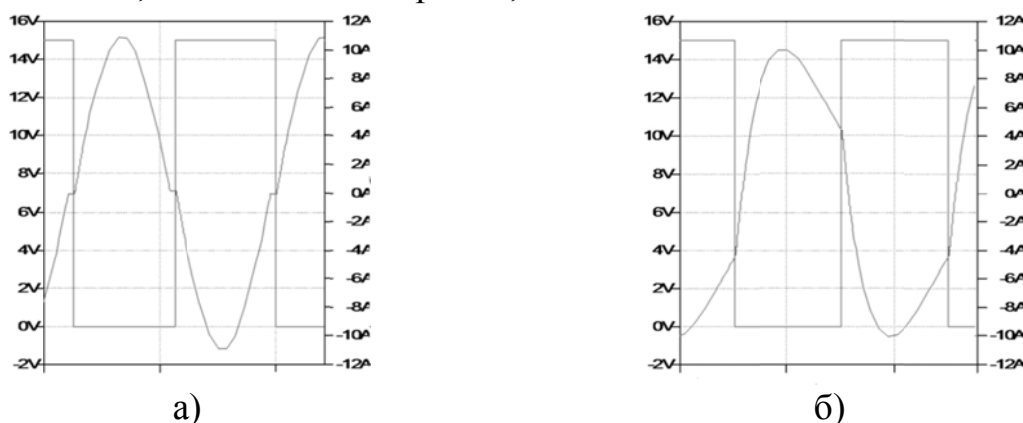


Рис. 8. Формы тока резонансного контура и управляющего сигнала для: а) схемы с выпрямителем во вторичной цепи и нагрузкой; б) для схемы с активной нагрузкой, подключенной непосредственно ко вторичной цепи трансформатора без выпрямителя

### Выводы

Продемонстрирована возможность использования пакета *LTSpice* и созданной модели для проектирования резонансного преобразователя применяемого в разрабатываемой системе электропитания.

Упрощение модели и переход от моделей транзисторов, близких к практически используемым, к моделям идеальных элементов вносит определенный ряд погрешностей, учитывая величину которых возможно существенно упростить математическую и имитационную модель. Такое упрощение необходимо для исследований динамики поведения преобразователя в различных режимах изменения параметров системы и увеличения скорости расчетов.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1 York B. An integrated boost resonant converter for photovoltaic applications / B. York, W. Yu, J.S. Lai // Power electronics. – 2013. – vol.28. – №1. – pp. 1199–1207.
- 2 Yang B. Topology investigation of front end DC/DC converter for distributed power system / Bo Yang. – PhD. – etd-09152003-180228. – 09.12.2003.
- 3 Hangseok Choi. Half-Bridge LLC Resonant Converter Design Using FSFR-Series Fairchild Power Switch. – www.fairchildsemi.com. – Rev. 1.0.2 10/22/14.
- 4 Li X. Analysis and design of high-frequency isolated dual-bridge series

resonant DC/DC converter / X. Li, A.K.S. Bhat // Power electronics. –2010. – vol. 25. – №4. – pp. 850–862.

5 Wang M. A novel control scheme of synchronous buck converter for ZVS in light-load condition / J.-M. Wang, S.-T. Wu, G.-C. Jane // Power electronics. – 2014 – vol.26. – №11. – pp. 3264-3271.

6 Михальченко С.Г. Функционирование импульсно-модуляционных преобразователей в зонах мультистабильности // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. 2012. № 1–1. – С. 259–268.

## **ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВЕКТОРНОЙ СУ ЧАСТОТНО- РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ЧЕТЫРЁХСТЕПЕННОЙ ДИНАМИЧЕСКОЙ ПЛАТФОРМЫ**

*С.В. Борисов, Г.В. Родионов, С.Н. Кладиев*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск

Современные имитаторы движения транспортных средств подготовки водителей-операторов имеют сложную структуру и представляют собой многоуровневый программно-аппаратный комплекс. Данная система реализуется либо на основе гидропривода для имитации среды подвижного транспорта во время движения с учетом рельефа местности, либо с использованием частотно-управляемого электропривода для отработки навыков вождения автотранспорта водителем-оператором на малой платформе с учетом динамических режимов вождения. Для имитации данных режимов движения автотранспорта электропривод решает следующие задачи:

- отработка сигнала задания скорости и ускорения по осям вращения подвижной платформы, с учетом постоянно меняющегося рельефа;
- учет влияния больших моментов инерции механической системы;
- обеспечение двухкратной перегрузочной способности по моменту исполнительного двигателя;
- работа двигателя с ослаблением поля с кратковременным поддержанием момента на уровне  $0,7 M_n$ ;

В качестве объекта разработки выступает подвижная динамическая платформа ДП-43, имеющая 4 степени свободы (рис. 1). Управление подвижной платформой осуществляется с помощью встроенного компьютера по локальной вычислительной сети, построенной на базе протоколов Ethernet и Modbus TCP. В качестве преобразователей частоты используются инверторы модели FR-A740 Mitsubishi Electric.

Использование в данной установке импортных компонентов и составляющих приводит к зависимости от поставщиков комплектующих изделий. Исходя из данного факта, поставлена задача модернизации подвижной

платформы и переход на использование отечественной производственной базы. Замена подлежат силовые инверторы марки Mitsubishi Electric FR-A740 на отечественные. Основной задачей импортозамещения для данного оборудования является разработка программно-реализуемой микропроцессорной системы управления на базе аппаратно-программных средств Томской компании Мехатроника-ПРО.

Цель исследования: разработка векторной системы управления для электропривода подвижной платформы на базе преобразователя частоты FC-01 и САПР MechBIOSDevelopmentStudio.

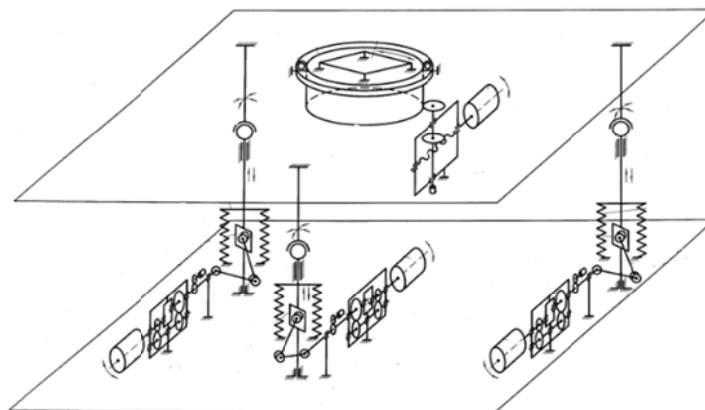


Рис. 1. Кинематическая схема динамической платформы ДП-43

В качестве технического задания были предоставлены требуемые параметры выходных характеристик преобразователя частоты (ПЧ) табл. 1.

Таблица 1.

Технические требования к выходным характеристикам ПЧ

Мощность подключаемого двигателя	1,1 кВт; 1,5кВт; 2,2кВт
Номинальный выходной ток для 2.2кВт	5,5А
Перегрузочная способность по току	200% / 60с
Диапазон выходной частоты	0...100 Гц
Точность установки частоты	0,01 Гц
Время разгона/замедления	0,1...100 сек.
Принцип управления	управление вектором магнитного потока в замкнутом контуре по скорости [1, 2]
Энкодер	инкрементальный датчик, уровень сигналов TTL, от 512 до 4096 имп /об
Протокол связи	Modbus TCP/IP
Ограничение момента	0 – 200%

Для векторной системы управления необходимо реализовать дополнительные алгоритмы обеспечивающие:

- ограничение ускорения по току, с учетом динамики механических переходных процессов (реверс);
- ограничение торможения по превышению напряжения в звене постоянного тока (DCBus);
- позиционное ограничение перемещения выходного звена (углового перемещения) электропривода в допустимом диапазоне;
- кратковременное поддержание момента на уровне  $0,7M_H$  при ослаблении поля до минимального значения в диапазоне от 50...100Гц [3,4].

Обобщенная структурная схема векторной системы управления преобразователем частоты FC-01 представлена на рис. 2

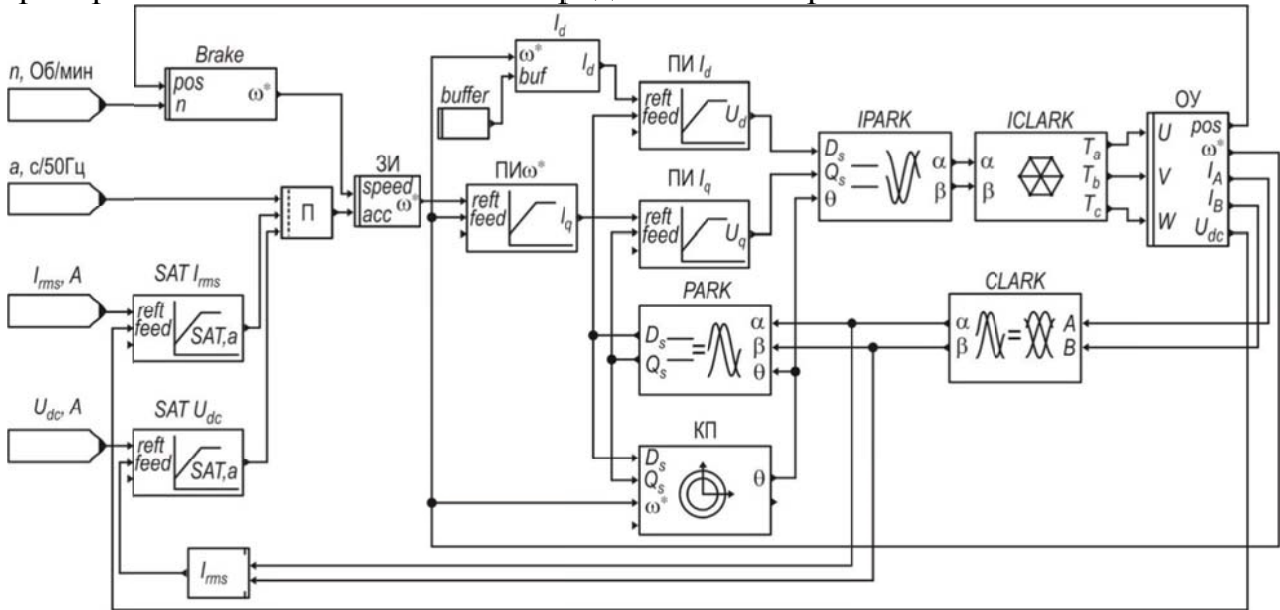


Рис. 2 Обобщенная структурная схема векторного управления

Данная структура системы управления отличается от известных наличием блоков  $SATI_{rms}$ ,  $SATU_{dc}$ ,  $Brake$ ,  $ICLARK$ .

Они решают задачи: ограничения ускорения по току; ограничения ускорения по превышению напряжения в звене постоянного тока; функция торможения частотой; формирование задания напряжения на силовые ключи транзисторов с введением третьей гармоники, что позволяет повысить выходное напряжение на 15%.

На рис. 3 представлена структура блока  $Brake$ .

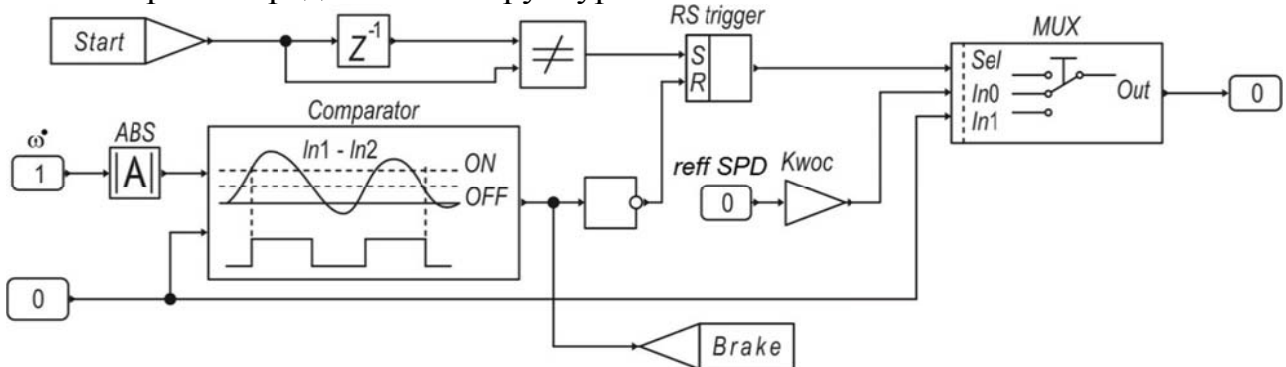


Рис. 3. Структура блока  $Brake$

Работа блока заключается в формировании «0» задания на ПИ-регулятор контура скорости в случае превышения позиционного ограничения.

На вход блока приходят сигналы задания скорости с верхнего пульта управления ( $\text{reffSPD}$ ), разрешения работы ( $\text{Start}$ ), сигнала обратной связи по скорости  $\omega$ . При срабатывании программно реализованного концевого выключателя, сигнал ( $\text{Start}$ ) переходит в нулевое состояние, формируя на выходе блока ( $\text{RStrigger}$ ) логическую «1». Переключатель  $\text{MUX}$  переходит в состояние «1» и транслирует на выход блока  $\text{BRAKE}$  нулевое задание на регулятор скорости. Останов и отключение преобразователя частоты идет по команде с блока ( $\text{Comparator}$ ). Логическая «1» на выходе блока формируется при сравнении сигнала обратной связи по скорости с «0», что характеризует останов двигателя.

На рис. 4, 5 представлены результаты отработки режимов безопасного разгона и торможения при реверсе двигателя.

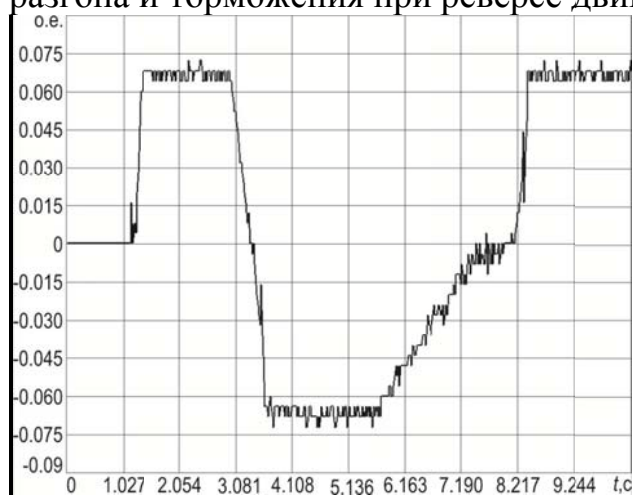


Рис. 4. Разгон, торможение, реверс под нагрузкой  $1,8M_H$ ;  $t_{зи}=0,5$ ;  $\omega=10 \text{ c}^{-1}$ ;  $I_{sat}=5,5 \text{ A}$ ;  $U_{dc}=600 \text{ B}$

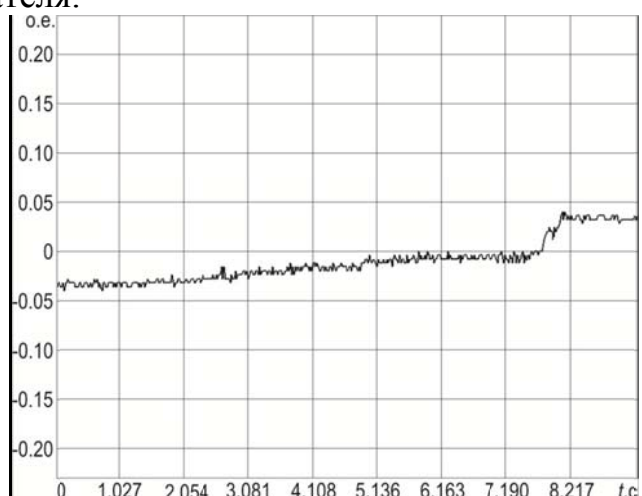


Рис. 5. Реверс под нагрузкой  $1,8M_H$ ;  $t_{зи}=0,5$ ;  $\omega=10 \text{ c}^{-1}$ ;  $I_{sat}=4,5 \text{ A}$ ;  $U_{dc}=600 \text{ B}$

## Выводы

В среде  $\text{MexBIOSDevelopmentStudio}$ , реализована векторная система управления электроприводом одной координаты движения транспортной платформы. Система управления обеспечивает учет влияния моментов инерции при выдаче задания скорости и ускорения; отработку сигнала задания скорости и ускорения по осям вращения подвижной платформы, с учетом постоянно меняющегося рельефа, обеспечивает двукратную перегрузочную способность по моменту исполнительного двигателя. В дополнение к необходимым требованиям технического задания система управления обеспечивает режимы безопасного разгона и замедления, функцию торможения частотой, контроль конечного углового положения координаты платформы.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Анучин А.С. Системы управления электроприводов: учебник для вузов. – М.: Издательский дом МЭИ, 2015. – 373 с.

2. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. Екатеринбург. УРО РАН, 2000. – 654 с.

3. Peter Vas. Sensorless vector and direct torque control. Oxford University Press, 1998. – 760 pp.

4. D.W. Novotny and T.A. Lipo. Vector Control and Dynamics of AC Drives. – Department of Electrical and Computer Engineering University of Wisconsin-Madison. ClarendonPressOxford, 2003. – 440 с.

## **ОПРЕДЕЛЕНИЕ ГРАНИЦ УСТОЙЧИВОСТИ НЕЛИНЕЙНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ СИСТЕМ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ**

*Г.Я. Михальченко\**, *Д.С. Муликов\**, *С.Г. Михальченко\*\**

\* – Томский университет систем управления и радиоэлектроники,

\*\* – Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск

Линейные системы автоматического управления (САУ), в основе исследования которых лежит теория устойчивости Ляпунова, с точки зрения динамики, характеризуются: понятием система устойчива или неустойчива, а также переходными процессами и их качественными (периодический или колебательный процесс) и количественными характеристиками (быстродействие, перерегулирование, затухание и др.). С целью снижения трудоемкости проектирования замкнутых САУ разработаны и успешно используются для анализа линейных систем косвенные характеристики динамики систем, в части определения устойчивости это алгебраические и частотные критерии, которые позволяют ускоренно оценивать корни характеристических уравнений, строить амплитудно- и фазочастотные характеристики (АФЧХ). Применительно к этим критериям эмпирическим путем установлены необходимые запасы устойчивости по амплитуде и фазе частотных характеристик, определены типы желаемых АФЧХ, при которых достигается тот или другой вид оптимизации переходных характеристик (технический, симметричный оптимум и др.). Примечательно, что эта информация о динамике линейных систем является необходимой и достаточной, т.е. полной.

Совершенно иная эволюция развития динамики характерна для импульсных САУ, особенно быстродействующих источников питания, которые описываются нелинейными системами дифференциальных уравнений с разрывными компонентами [1]. Наблюдаемые при этом динамические режимы в корне отличаются от процессов описываемых теорией линейных систем. В практической деятельности специалистам, как правило, приходится работать с нелинейными импульсными системами электропитания, и здесь они неизбежно сталкиваются с динамическими процессами, которые невозможно адекватно

трактовать в рамках «линейного мышления». Более того, известные пакеты автоматизированного проектирования используют, разумеется, численные методы построения решения и частотные критерии определения его устойчивости, которые могут давать правильную оценку динамическим свойствам в «малом» только робастным системам.

Изложенные соображения давно привлекают исследователей в области физики нелинейных колебаний. Математический аппарат, применительно к импульсным системам электропитания, разрабатывается в ведущих томских вузах – политехническом университете и университете систем управления и радиоэлектроники с 1986 года [2, 3]. Накопленный авторами опыт анализа динамических режимов источников электропитания с различными видами импульсной модуляции может быть представлен следующей последовательностью анализа динамических режимов нелинейных импульсных систем.

1. Необходимо отказаться от понятия *устойчива или неустойчива система*, а руководствоваться понятием *устойчив или неустойчив периодический режим*, поскольку в нелинейных системах одновременно существуют и могут быть устойчивыми и неустойчивыми как нормальный проектный режим, так и аномальные: *периодические (субгармонические); квазипериодические; хаотические*. Размах колебаний последних всегда ограничен глобальными нелинейностями типа «насыщение». Это условие «ограничение размаха колебаний» выполняется пока прочность электрорадиоэлементов не позволяет высвободится накопленной в реактивных элементах энергии. В противном случае аномальная динамика неизбежно сопровождается выходом аппаратуры из строя или, а при больших запасах энергии – техногенными катастрофами.

2. В работах Л.С. Понтрягина установлено, что основные процессы эволюции динамических режимов кусочно-непрерывных дифференциальных уравнений второго порядка определяют основной характер динамики сложной системы, а нелинейности и постоянные времени уравнений более высоких порядков приводят лишь к трансформации основных «черт» динамики, не оказывая значимого влияния на топологию общей картины. Это уникальное свойство позволяет при формировании основных допущений, в процессе построения схем замещения нелинейных импульсных систем электропитания, учитывать, глобальные нелинейности и глобальные (доминирующие) постоянные времени не выше второго порядка.

3. Тонкие нелинейности САУ с импульсной модуляцией определяют индивидуальные свойства динамики различных видов модуляции и, следовательно, определяют структуру распределения областей существования различных динамических режимов [1, 3-5, 7, 8].

Базовые виды преобразователей, используемые в современных системах автоматического управления различного назначения, сводятся к комбинациям повышающего, понижающего и инвертирующего преобразователей [5, 6].

Динамическая модель непрерывной части схемы замещения этих типов преобразователей описывается системой дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A}(K_F, \mathbf{X}) \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B}(K_F, \mathbf{X}); \\ \mathbf{X}(t_0) = \mathbf{X}_0, \end{cases} \quad (1)$$

где вектор неизвестных  $\mathbf{X}$ , в простейшем (двумерном) случае описывает ток в индуктивности фильтра и выходное напряжение, а коммутационная функция  $K_F(\xi)$  широтно-импульсного регулятора, зависит от разностного уравнения функции обратной связи  $\xi(t) = U_{ER}(\mathbf{X}, t) - U_P(t)$ , в котором сигнал ошибки регулирования  $U_{ER}(\mathbf{X})$  сравнивается с развертывающим напряжением  $U_P(t)$ .

В зависимости от состояния полупроводниковых коммутационных элементов транзистора и диода, система (1) принимает три различных состояния, матрицы  $\mathbf{A}$  и вектора внешнего воздействия  $\mathbf{B}$  для различных типов преобразователей в этих трех состояниях приведены в табл. 1.

Таблица 1.

Матрицы системы  $\mathbf{A}(K_F, \mathbf{X})$  и  $\mathbf{B}(K_F, \mathbf{X})$

Повышающий преобразователь	Преобразователь понижающего типа
$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -R/L & -1/L \\ 1/C & -1/(CR_H) \end{bmatrix}; \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} E_0/L \\ 0 \end{bmatrix};$	$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -R/L & 0 \\ 0 & -1/(CR_H) \end{bmatrix}; \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} E_0/L \\ 0 \end{bmatrix};$
$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -R/L & -1/L \\ 1/C & -1/(CR_H) \end{bmatrix}; \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix};$	$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -R/L & -1/L \\ 1/C & -1/(CR_H) \end{bmatrix}; \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} E_0/L \\ 0 \end{bmatrix};$
$\mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/(CR_H) \end{bmatrix}; \mathbf{B}_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$	$\mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/(CR_H) \end{bmatrix}; \mathbf{B}_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$
Преобразователь инвертирующего типа	
$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -R/L & 0 \\ 0 & -1/(CR_H) \end{bmatrix}; \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} E_0/L \\ 0 \end{bmatrix};$	
$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -R/L & -1/L \\ 1/C & -1/(CR_H) \end{bmatrix}; \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix};$	
$\mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/(CR_H) \end{bmatrix}; \mathbf{B}_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$	

Моменты коммутации  $t_k$  – разрывы функции  $K_F(\xi)$  – разбивают каждый тактовый интервал на три участка непрерывности правых частей системы (1).

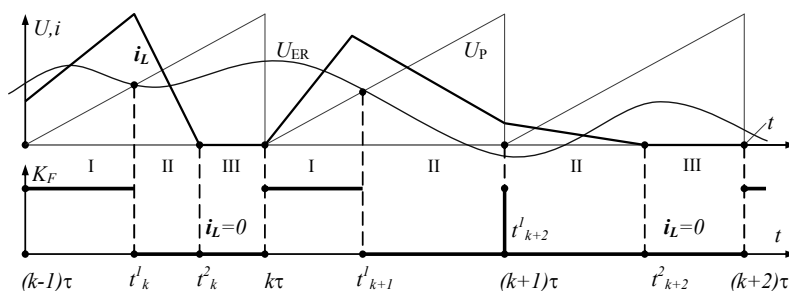


Рис. 1. Формирование коммутационной функции ШИМ-2



В общем виде матрицы  $\mathbf{A}(K_F, \mathbf{X})$  и  $\mathbf{B}(K_F, \mathbf{X})$  зависят от коммутационной функции и знака переменной состояния, но, на участках непрерывности принимают постоянные значения  $\mathbf{A}_i$  и  $\mathbf{B}_i$ ,  $i=1,2,3$  и можно интегрировать систему (1) аналитически на этих участках:

$$\mathbf{X}(t) = e^{\int_{t_0}^t \mathbf{A}_i d\nu} \mathbf{X}(t_0) + \int_{t_0}^t e^{\int_{t_0}^{\nu} \mathbf{A}_i d\nu} \mathbf{B}_i d\eta, \quad i=1,2,\dots \quad (2)$$

На каждом участке линейности (постоянства матриц  $\mathbf{A}_i$  и  $\mathbf{B}_i$ ) решение может быть записано следующим образом:

$$\mathbf{X}(t) = e^{\mathbf{A}_i(t-t_0)} \cdot (\mathbf{X}_{0,i} + \mathbf{A}_i^{-1} \cdot \mathbf{B}_i) - \mathbf{A}_i^{-1} \cdot \mathbf{B}_i, \quad i=1,2,\dots \quad (3)$$

Зная моменты коммутации  $t_k$ , можно построить точное аналитическое решение системы (1) по формулам (2), (3). Задача поиска моментов коммутации состоит в определении моментов переключения коммутационных элементов схемы. Для разных видов ШИМ эта задача решается по-разному (табл. 2).

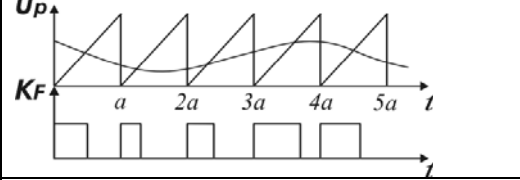
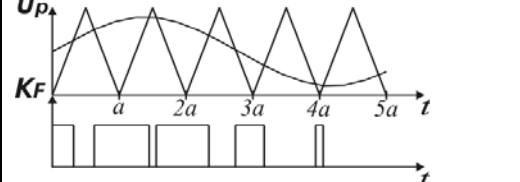
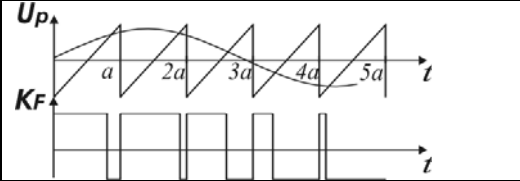
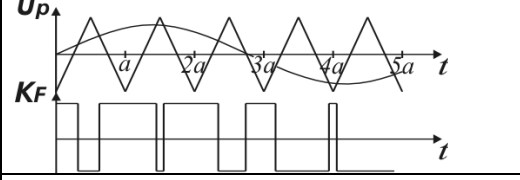
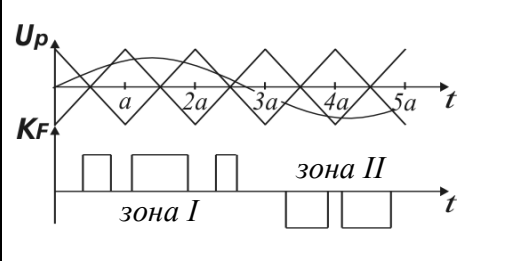
Основной особенностью математических моделей кусочно-непрерывных нелинейных импульсных систем, вида (1), является неединственность решения системы дифференциальных уравнений с разрывной правой частью. Это находит свое выражение в особенностях разделения рассматриваемого фазового пространства на области устойчивости нормального (проектного) режима и области аномальной динамики. Точное, численно-аналитическое решение позволяет построить бифуркационные диаграммы и определить границы устойчивости проектного режима функционирования, всех возможных аномальных режимов и областей их взаимного пересечения.

Бифуркационная диаграмма представляет собой обобщенную карту областей существования детерминированных и стохастических режимов САУ конкретного вида (Таблица 1) с определенным типом ШИМ (Таблица 2). Динамический режим САУ, период которого кратен тактовому периоду  $\tau$  с коэффициентом  $m$  ( $T=m\tau$ ), назван в литературе [1-3, 5-6, 8] *m-циклом*. Иными словами, *m-цикл* – это отношение частоты квантования к частоте субгармонического режима, некоторые из таких режимов приведены на рис. 2.

Традиционно, по мере распространения теории косвенных методов определения устойчивости САУ, преимущественно частотных, развивались и практические методы определения амплитудно-частотных характеристик – как наиболее наглядных и понятных способов оценки динамических свойств системы автоматического регулирования. Несмотря на то, что динамические режимы в корне отличаются от процессов описываемых теорией линейных систем, практика проверки спроектированных нелинейных импульсных систем до сих пор также базируется на определении амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик. Сюда относятся методы разомкнутого контура, более точные методы замкнутого контура, методы магнитной инжекции и др.

Таблица 2.

## Коммутационная функция для различных видов ШИМ

Временные диаграммы формирования импульсной последовательности	Математическая модель коммутационной функции $K_F(\xi)$ , где $\xi(t) = U_{ER}(X, t) - U_P(t)$ .
<b>Однополярная нереверсивная модуляция (ОНМ-1)</b>	
	$K_F(\xi) = \frac{1}{2}(1 + \text{Sign}(\xi));$ $U_P(t) = U_{OP} \left( \frac{t}{a} - E_1 \left( \frac{t}{a} \right) \right)$
<b>Однополярная нереверсивная модуляция (ОНМ-2)</b>	
	$K_F(\xi) = \frac{1}{2}(1 + \text{Sign}(\xi));$ $U_P(t) = \frac{1}{2} U_{OP} \left( 1 + (-1)^k - 2(-1)^k \left( \frac{t}{a} - E_1 \left( \frac{t}{a} \right) \right) \right)$
<b>Двухполярная реверсивная модуляция (ДРМ-1)</b>	
	$K_F(\xi) = \text{Sign}(\xi);$ $U_P(t) = U_{OP} \left( -\frac{1}{2} + \frac{t}{a} - E_1 \left( \frac{t}{a} \right) \right)$
<b>Двухполярная реверсивная модуляция (ДРМ-2)</b>	
	$K_F(\xi) = \text{Sign}(\xi);$ $U_P(t) = (-1)^k U_{OP} \left( \frac{1}{2} - \left( \frac{t}{a} - E_1 \left( \frac{t}{a} \right) \right) \right)$
<b>Однополярная реверсивная модуляция (ОРМ)</b>	
	$K_F(\xi_1, \xi_2) = \frac{1}{2} \cdot (\text{Sign}(\xi_1) + \text{Sign}(\xi_2));$ $U_{PH}(t) = U_{OP} \left( -\frac{1}{2} + \frac{t}{a} - E_1 \left( \frac{t}{a} \right) \right);$ $U_{PH}(t) = -U_{OP} \left( -\frac{1}{2} + \frac{t}{a} - E_1 \left( \frac{t}{a} \right) \right)$

Метод Ляпунова оценки устойчивости  $m$ -цикла. Локальная устойчивость  $m$ -цикла.  $X(t)$ , однозначно формируемого коммутационной последовательностью ШИМ, определяется в соответствии с теорией Ляпунова через корни  $\{\rho_i\}$  характеристического уравнения  $\det(F(T) - \rho \cdot E) = 0$  основной матрицы (матрицы монодромии)  $F$  линейного приближения «в отклонениях» [3, 5, 7].

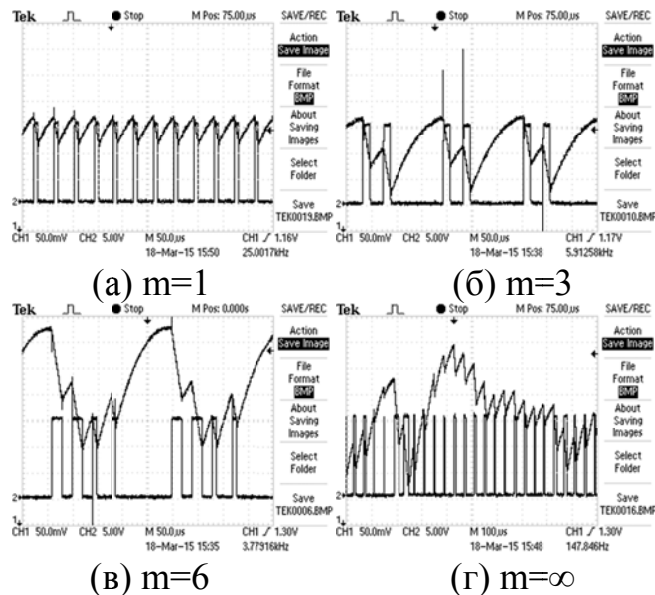


Рис. 2. Графики выходного напряжения различных детерминированных режимов преобразователя повышающего типа с ОНМ-1

Для кусочно-непрерывной системы (1) на каждом участке непрерывности  $k=1..m$  исходной задачи строится решение  $X(t)$ . Для учета «скачка» разрывной функции, вычисляются как в [3] матрицы пересчета на разрывах  $M_k$  решения  $F_k$ . Произведение всех фундаментальных матриц  $F_k$  есть основная матрица – матрица монодромии:  $F(T) = F_m$ . Поведение корней характеристического уравнения этой матрицы позволяет определять устойчивость  $m$ -цикла.

В импульсных САУ при помощи упомянутого метода обнаруживаются уникальные свойства на границе устойчивости проектного режима:

- свойство «целочисленной синхронизации с проектным режимом» для зарождающихся аномальных режимов ( $m_i = N*m$ ), где  $N \in \mathbb{N}$ ;
- потеря устойчивости проектного режима при выходе мультипликаторов основной матрицы возмущенного решения за границы единичного круга, что реализуется в импульсных преобразователях гораздо раньше, нежели фаза выходного сигнала достигает 180 электрических градусов.

Эти свойства позволяют, при проведении проверки устойчивости, отказаться от вмешательства в схему спроектированного и изготовленного устройства, отказаться от создания дорогостоящего, узкополосного измерительного оборудования для построения АФЧХ, а использовать только традиционное измерительное и осциллографическое оборудование.

Поскольку в нелинейных САУ существуют и являются устойчивыми различные  $m$ -циклы, к которым относится и проектный ( $m=1$ ) режим, периодические субгармонические, квазипериодические и хаотические движения, то в пространстве параметров области таких режимов могут пересекаться, создавая зоны мультистабильности, в которых предсказать поведение замкнутой динамической системы весьма сложно [7].

Устойчивость режимов функционирования системы типа (1) следует рассматривать с позиции взаимовлияния всех существующих в исследуемом

пространстве параметров динамических режимов, как устойчивых, так и неустойчивых.

Для анализа динамических свойств нелинейных импульсных систем, характеризующихся индивидуальными для каждого вида импульсной модуляции чертами разделения фазового пространства, необходимо руководствоваться *методами бифуркационного анализа и нелинейной динамики*. Для каждой топологии структуры преобразователя должны быть досконально исследованы *тонкие нелинейности*, свойственные различным видам преобразователей и различных типов модуляции. Эти тонкие нелинейности определяют структуру распределения областей существования различных динамических режимов в пространстве параметров [8].

При заданных параметрах непрерывной части системы (параметрах индуктивностей и емкостей выходного, а при наличии, и входного фильтра), а также структуры преобразователя, требуемых параметрах ПИД-регулятора, рассчитываются бифуркационные диаграммы в пространстве параметров:  $[U_s(t), \alpha_i, T_{И}, T_{Д}]$ ;  $[U_{ВХ}(t), \alpha_i, T_{И}, T_{Д}]$ ;  $[U_{ВЫХ}(t), \alpha_i, T_{И}, T_{Д}]$ , а также эти зависимости в конце срока активного существования преобразователя с учетом деградации параметров фильтров и корректирующих устройств. По полученным аналитическим путем бифуркационным диаграммам рассчитываются границы областей устойчивости *m-циклов* в функции параметров  $[\alpha_{кри}, T_{Икр}, T_{Дкр}]$ .

Требуется создание методики построения аналитических зависимостей определения критических в бифуркационном смысле значений параметров, с целью предоставления разработчику простых и понятных косвенных оценок динамических свойств источника, но уже с точки зрения эволюции режимов нелинейных импульсных систем.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гавриш П.Е., Михальченко С.Г., Михальченко Г.Я. Математические модели скоростных подсистем электроприводов силового гироскопического прибора // Докл. Том. ун-та систем управления и радиоэлектроники. 2013. № 2 (13). С. 103–109.

2. Алейников О.А., Баушев В.С., Кобзев А.В., Михальченко Г.Я. Исследование локальной устойчивости периодических режимов в нелинейных импульсных системах // Электричество, – 1991. № 4. С. 16–21.

3. Баушев В.С., Жусубалиев Ж.Т. О недетерминированных режимах функционирования стабилизатора напряжения с широтно-импульсным регулированием // Электричество, – 1992. № 8. С. 47–53.

4. Михальченко Г.Я., Муликов Д.С. Режимы работы трехфазного активного выпрямителя двигателем // Науч.-техн. журнал «Электропитание», 2014 год. С 50–53.

5. Андриянов А.И., Михальченко Г.Я. Математическое моделирование импульсных преобразователей напряжения на базе однополярной реверсивной модуляции. // Мехатроника, автоматизация и управление, – М: – 2005, № 1

6. Андриянов А.И., Михальченко Г.Я. Сравнительная характеристика различных видов ШИМ по топологии областей существования периодических режимов // *Электричество*, – 2004. № 12, С. 46–54

7. Михальченко С.Г. Функционирование импульсно-модуляционных преобразователей в зонах мультистабильности // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. 2012. № 1–1.

8. Zhanybai T. Zhusubaliyev, Erik Mosekilde, Alexey I. Andriyanov, Gennady Ja. Michalchenko. High-Feedback Operation of Power Electronic Converters / *Electronics* 2013, 2, 113–167/ ISSN 2079–9292.

## **АВТОМАТИЧЕСКАЯ ЭНЕРГОНЕЗАВИСИМАЯ СИСТЕМА АВАРИЙНОЙ ЭВАКУАЦИИ ПАССАЖИРОВ ЛИФТА**

*Ю.В. Крохта*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет  
Россия, Томск

Лифтовой транспорт считается самым безопасным видом транспорта за счёт наличия нескольких степеней защиты от падения кабины лифта, но лифтовые системы очень зависимы от внешних факторов, таких как, напряжение питания, регулярное техническое обслуживание привода и работа аварийных служб.

Современному лифтовому электроприводу необходима система эвакуации пассажиров, обеспечивающая в процессе эвакуации безопасность пассажиров во всех аварийных ситуациях, в том числе и в чрезвычайных ситуациях, при которых задержка в кабине лифта способна нанести вред здоровью пассажиров.

Систему эвакуации необходимо основывать на инновационном алгоритме мониторинга параметров электропривода, параметров питающей сети и пожарной сигнализации и своевременной реакции на аварийные показания датчиков. Также система эвакуации должна функционировать автономно в течении времени, необходимого для обеспечения безопасности пассажиров и сигнализации в аварийные службы. Так как требуется короткое время работы системы, то для реализации этой функции достаточным условием будет наличие источника бесперебойного питания (ИБП) малой мощности, построенного по резервной схеме, что является наиболее экономичной версией ИБП.

Самой распространённой аварийной ситуацией в лифтовой сфере является обесточивание линий электроснабжения лифтового оборудования. В современных лифтовых системах после отключения подачи питающего напряжения срабатывает защита, отключающая электродвигатель от питающей сети и блокирующая тросы тормозными колодками. При этом пассажиры, находящиеся в кабине лифта, остаются заблокированными до повторной подачи питания и снятия защиты или до приезда работников аварийной

лифтовой службы. Также, согласно типовой инструкции по обслуживанию лифтов, при повреждении конструкции лифта кабина лифта должна быть остановлена, а пассажиры должны дождаться аварийную службу, которая в ручном режиме эвакуирует пассажиров и приступит к устранению неисправности.

В случае большинства аварийных ситуаций нет необходимости немедленной остановки и блокировки кабины лифта. При наличии маломощного ИБП и определённого программного обеспечения в управляющем контроллере, возможно переключение двигателя с общей питающей сети на резервное питание от ИБП. ИБП должно рассчитываться таким образом, чтобы мощности, запасённой аккумуляторными батареями (АК) в составе ИБП, было достаточно для работы электропривода в течении приблизительно пяти минут (точное время высчитывается из этажности здания и параметров рассматриваемого привода).

За время работы от АК контроллер должен:

- провести инициализацию причин аварии;
- проинформировать единую лифтовую службу муниципального подразделения о наличии неисправности в конкретном лифтовом приводе;
- произвести управление механической частью привода по заданному закону с целью доставки пассажиров до ближайшего этажа;
- оповестить пассажиров сигнализацией о неисправности и необходимости покинуть кабину;
- после выхода пассажиров, доставить кабину на первый этаж;
- заблокировать двери кабины, электродвигатель и лифтовые тросы;
- добавить запись в журнал аварий, если система контроллера подразумевает его наличие и отключиться до приезда аварийной службы.

Структурная схема алгоритма работы функции аварийной эвакуации управляющего контроллера представлена на рис. 1.

В результате проведённых действий пассажиры будут без угрозы жизни и здоровью доставлены до ближайшего этажа, будет предотвращено использование неисправного лифта, оповещена аварийная служба, которая сможет получить всю необходимую информация о причинах аварийной ситуации из журнала аварий. При введении дополнительного канала связи, сотрудники аварийной службы смогут дистанционно в реальном времени, получить информацию из журнала аварий и заблаговременно принять решение о методе и срочности устранения неисправности.

Установка системы аварийной эвакуации пассажиров лифта, при незначительных ресурсных вложениях, позволит существенно облегчить работу аварийных служб, усилить надёжность лифта как вида транспорта и сделать нахождение в кабине лифта при возникновении чрезвычайной ситуации значительно безопаснее.

Моделирование в программной среде Matlab Simulink работы упрощённой системы эвакуации показало отличные результаты. Окончательно, надёжность системы легко достоверно подтвердить проверкой отработки различных

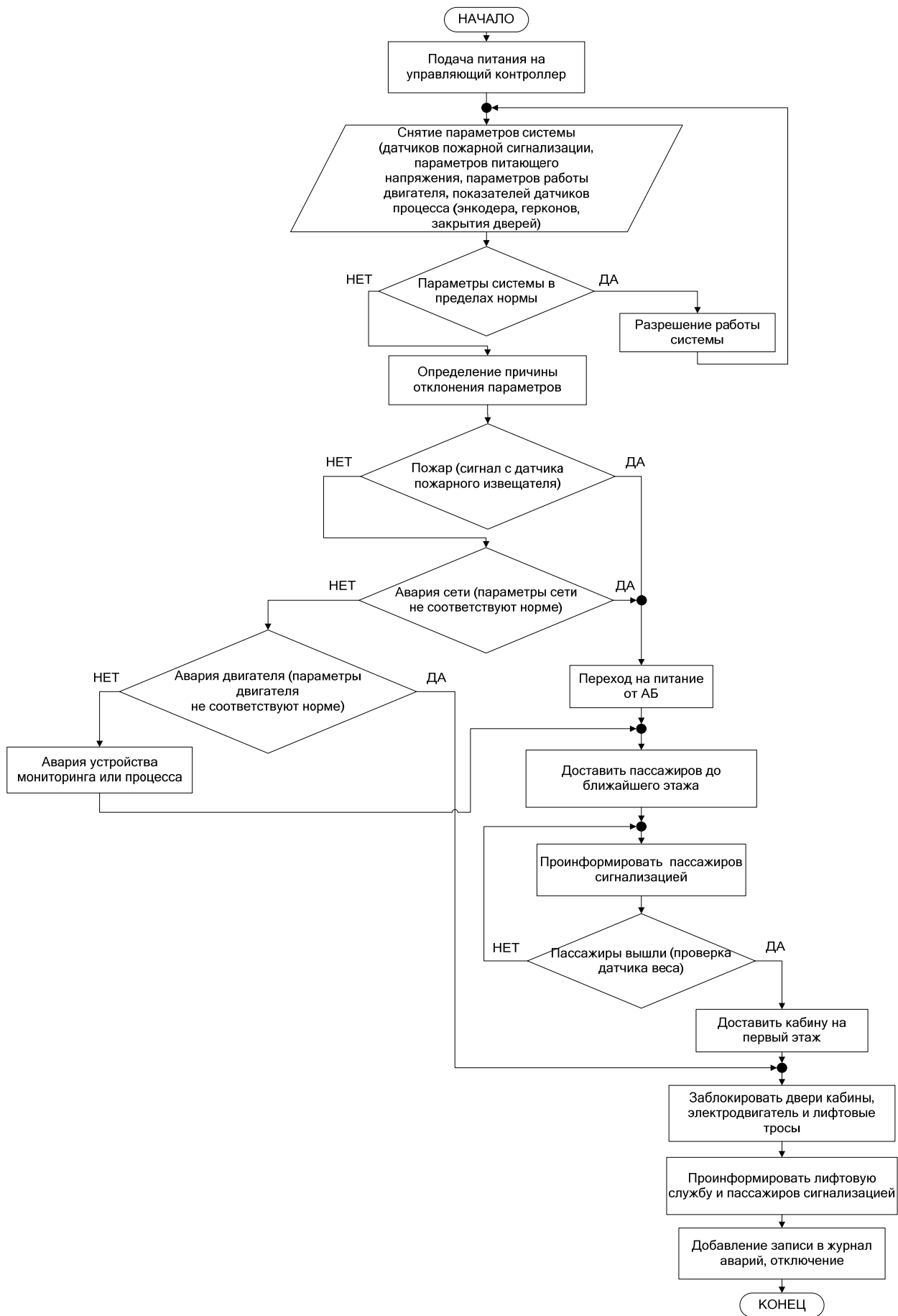


Рис. 1. Блок-схема алгоритма работы функции аварийной эвакуации

аварийных ситуаций системой эвакуации в реальных условиях на испытательных лифтовых приводах.

Реализация логики работы системы эвакуации простыми функциями на наиболее универсальном языке программирования C++ будет способствовать широкому распространению метода как в системах управления на базе интеллектуальных преобразователей частоты (путём замены программного кода с учётом функций управления процессом эвакуации), так и посредством внедрения в электропривод дополнительного модуля, состоящего из управляющего контроллера и ИБП.

А оперирование командами высокого уровня обеспечит универсальность применения системы для разных типов приводов и широкого диапазона мощностей, а также необходимую для подобных систем гибкость. Гибкость будет способствовать стабильному развитию системы и позволит в короткие сроки решать новые возникающие задачи.

## **РАЗРАБОТКА ДИНАМИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ БЕЗУДАРНОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПРИВОДА КОЛЕБАТЕЛЬНОГО ДВИЖЕНИЯ**

*Л.А. Нейман*

Новосибирский государственный технический университет,  
Россия, Новосибирск

Виброимпульсные технологии широко применяются в промышленности для обеспечения многих современных технологических процессов и производств. Перспективным направлением исследований в данной области является совершенствование машин и механизмов, созданных на базе электромагнитного привода возвратно-поступательного движения [1].

Преимуществами в использовании электромагнитного привода являются относительно высокая надёжность, повышенный ресурс, возможность снижения энергопотребления в резонансных и околорезонансных режимах, а также наиболее простой способ управления амплитудой колебаний независимо от частоты [2–4]. Существующие сегодня методики точного учета конструктивных параметров электромагнитного привода и реализация новых рабочих циклов позволяют в разной степени улучшить их силовые и энергетические показатели [5–10].

Однако для повышения эффективности в использовании такого электропривода в технологических процессах еще на стадии проектирования возникает необходимость решения задачи по расчету динамических характеристик, характеризующих его работу [11, 12]. Основную сложность при реализации динамических характеристик модели доставляет точность в определении электромагнитной силы и потокосцепления, которые изменяются во времени и зависят от тока и координаты перемещения якоря.



Использование в качестве исходных данных в виде набора статических параметров потокосцепления и электромагнитного усилия, в полной мере не учитывают локального насыщения участков магнитопровода и потоки рассеяния. Это является основным источником погрешностей расчета динамических характеристик.

Для повышения точности воспроизведения динамических характеристик электромагнитного привода использовались исходные данные в виде набора статических параметров, полученных с помощью расчета магнитного поля.

Суть данного подхода хорошо известна, и состоит в том, что на первом этапе с помощью численного метода определяются зависимости электромагнитного усилия и потокосцепления от тока и перемещения подвижной системы. На втором этапе уже полученные массивы значений статических параметров используются при расчете динамических характеристик. В случае удаления значений статических параметров от опорных точек они интерполируются.

Таким образом, задача расчета динамических характеристик осуществляется в два этапа, что широко применяется в практике моделирования электромеханических систем.

Создание точной динамической модели одномассовой колебательной системы с электромагнитным приводом, характеризующей различные режимы её работы, выполнено методами структурного моделирования.

Электромагнитный привод содержит шихтованный магнитопровод, закрепленную на магнитопроводе катушку, и установленный в воздушном промежутке, образованном полюсными наконечниками, якорь, связанный с системой его возврата в исходное положение. Механическая система возврата содержит упругий элемент в виде пружины и жестко связанную с якорем присоединенную массу.

При обесточенной катушке в состоянии покоя механической системы начальная глубина внедрения сердечника якоря  $x_0$  определяется относительно полюсных наконечников магнитопровода.

При протекании периодического тока по обмотке катушки возникает переменная электромагнитная сила  $f_{эм}$ , которой противодействуют механическая сила упругих связей  $f_{п}(x) = kx$  и сила сухого трения  $f_{тр}$ .

Для упрощения существующего анализа магнитное поле при расчете принимается плоскопараллельным. Также полагаем, что в шихтованном магнитопроводе отсутствуют вихревые токи, а потери от гистерезиса минимальны.

В общем случае динамические процессы, протекающие при включении электромагнитного привода колебательного движения, характеризуются системой дифференциальных уравнений, записанных по второму закону Кирхгофа для электрической цепи и по принципу Даламбера для одномассовой механической системы

$$u(t) = i r + \frac{d\psi(i, x)}{dt}, \quad (1)$$

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} = f_{\text{ЭМ}}(i, x) - kx - b_0 \frac{dx}{dt} - f_{\text{тр}} \operatorname{sgn} \frac{dx}{dt}, \quad (2)$$

где  $u(t)$  – напряжение на обмотке катушки;  $i$  – ток катушки;  $\psi = f(i, x)$  – потокосцепление, зависящее от положения якоря и протекающего тока;  $r$  – активное сопротивление катушки;  $m = m_1 + m_2$  – масса движущихся частей;  $m_1$  – масса якоря;  $m_2$  – присоединенная масса;  $f_{\text{ЭМ}} = f(i, x)$  – электромагнитная сила, зависящая от положения якоря и протекающего тока;  $k$  – коэффициент жесткости упругого элемента (пружины);  $b_0$  – коэффициент вязкого трения упругих связей;  $f_{\text{тр}}$  – сила сухого трения.

Для определения статических параметров  $\psi(i, x)$  и  $f_{\text{ЭМ}}(i, x)$ , входящих в уравнение (1), (2), выполнялось решение полевой задачи по расчету магнитного поля в активной зоне электропривода. Численный расчет магнитного поля выполнялся с помощью конечно-элементного моделирования в программе FEMM.

На основании уравнений (1) и (2) была разработана структурная схема динамической модели (рис. 1). Реализация алгоритма расчета электромеханических процессов выполнена в программе *Matlab Simulink*.

Задание функции двух аргументов и интерполяция статических параметров модели  $\psi(i, x)$  и  $f_{\text{ЭМ}}(i, x)$  в процессе счета осуществляется с помощью блока двумерной таблицы *Look-Up Table (2D)*. Детализированная структурная схема механической подсистемы «*Mechanical subsystem*» в соответствии с уравнением (2) представлена на рис. 2.

Существенное влияние на динамику электропривода оказывают параметры, учитывающие механические свойства модели. В первую очередь это относится к усилиям, противодействующим движению и зависящим соответственно от перемещения и скорости движения подвижной системы электромагнитного привода.

В этой связи для повышения точности расчетов соответствующим образом должны быть отражены математические аналоги механических характеристик модели, согласующие в процессе движения пространственные координаты положения якоря.

Входным сигналом для модели является источник периодического напряжения в форме положительных импульсов с амплитудой  $U_m$  и частотой следования 50 Гц.

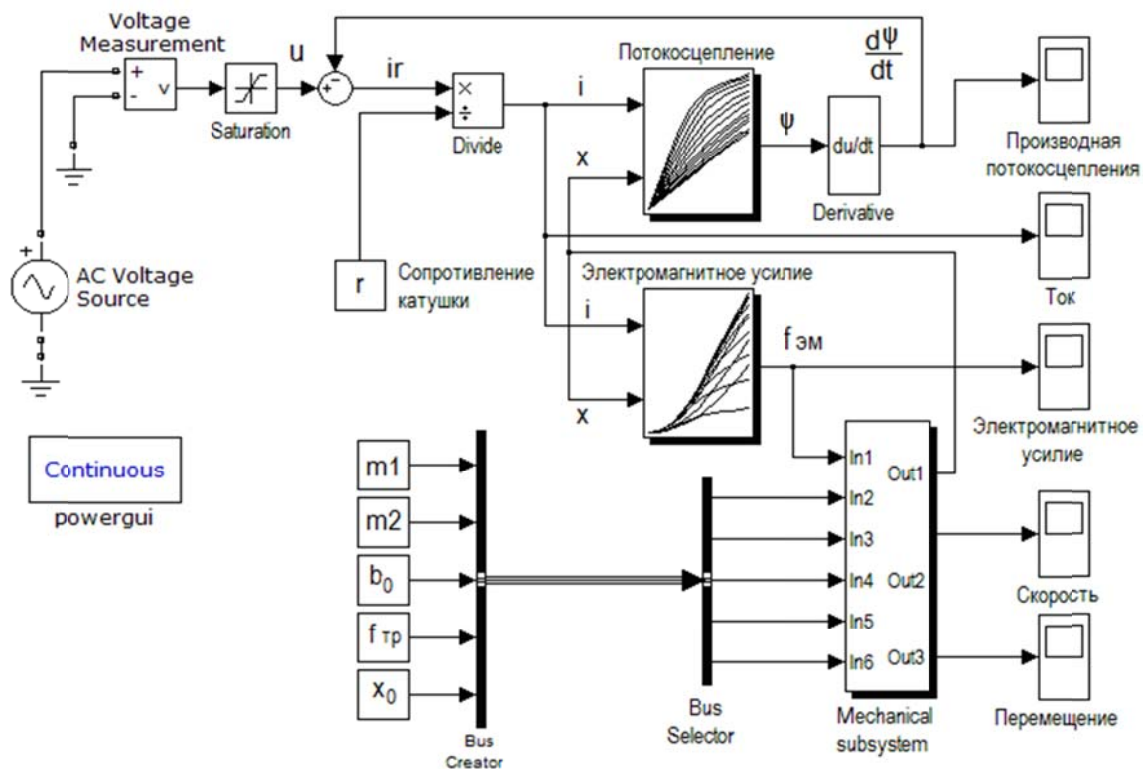


Рис. 1. Структурная схема динамической модели электромагнитного привода колебательного движения

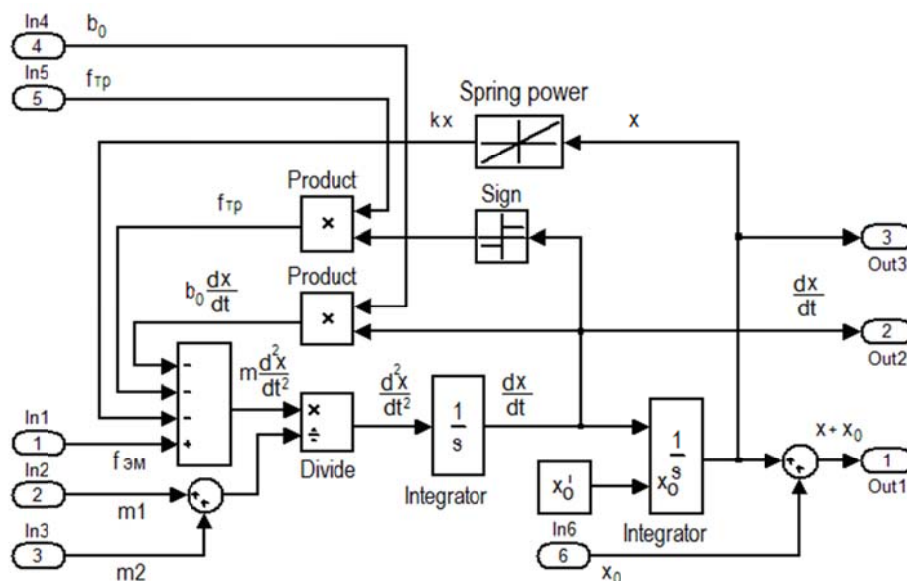


Рис. 2. Детализированная структурная схема учета механических свойств модели «Mechanical subsystem»

Полученные в результате моделирования диаграммы позволяют наблюдать в переходном режиме изменения во времени тока  $i(t)$ , перемещения  $x(t)$  и скорости якоря  $v(t)$ . На рис. 3–5 приведены временные диаграммы изменения этих величин в режиме наброса нагрузки в виде дополнительной

присоединенной к якорю массы  $m_2$  в момент времени  $t = 0,4$  с. Как следует из диаграмм это повлияло на снижение максимального тока в 1,08 раза, амплитуды колебаний в 1,36 раза и максимальной скорости якоря соответственно в 1,71 раза.

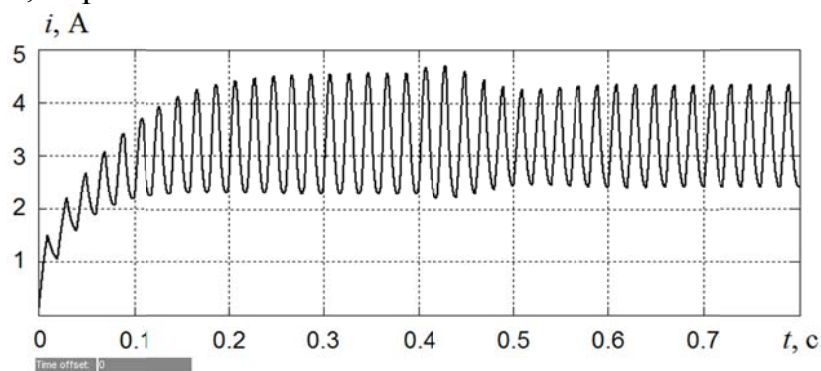


Рис. 3. Временная диаграмма переходного тока в режиме наброса нагрузки

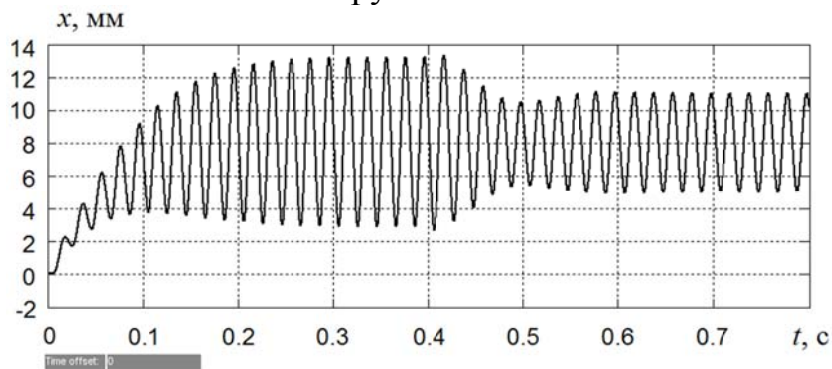


Рис. 4. Временная диаграмма переходного процесса перемещения якоря в режиме наброса нагрузки

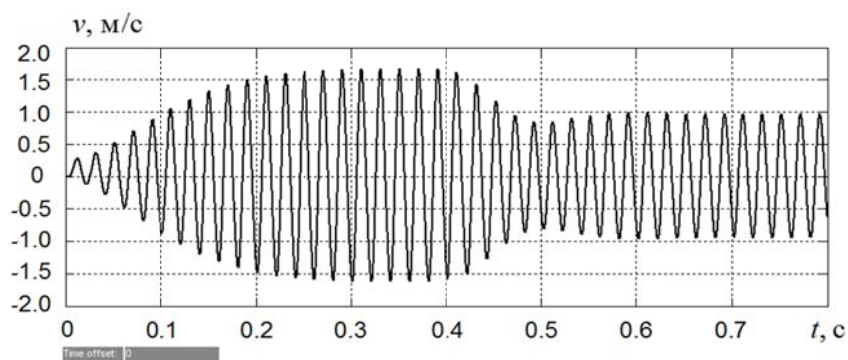


Рис. 5. Временная диаграмма переходного процесса скорости якоря в режиме наброса нагрузки

При сравнении полученных зависимостей с экспериментальными было выявлено хорошее соответствие качественных и количественных показателей только в случае точного учета аналогов механических характеристик модели. Расхождение расчетных характеристик по перемещению и току с экспериментальными данными соответствуют погрешности 5-8%, общепринятой для инженерных расчетов.

Таким образом, разработанную динамическую модель можно эффективно использовать для исследования электромеханических процессов, а также при анализе и синтезе управления электромагнитными приводами вибротехнологических установок и устройств методами структурного моделирования.

Представленные алгоритм электромагнитного расчета и вариант схемной реализации структурной динамической модели позволяют учесть насыщение и потоки рассеяния, возникающие в магнитопроводе. Установленная совокупность взаимосвязанных электромагнитных и механических величин позволяет достаточно просто варьировать значительным набором входных параметров и производить исследования рабочих режимов, как в установившихся, так и в переходных нестационарных режимах с большим без ограничений набором выходных переменных, а также их интегральных параметров. Точность при динамических расчетах в существенной степени зависит от точности воспроизведения математических аналогов механических характеристик. В особенности это касается учета процессов, связанных с рассеянием энергии, как за счет собственных демпфирующих свойств отдельных звеньев и упругих связей, зависящих от скорости движения, так и за счет сил сухого трения.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Угаров Г.Г. Перспективы развития силовых электромагнитных импульсных систем / Г.Г. Угаров, В.И. Мошкин // Вестник Курганского государственного университета. Серия: Технические науки. – 2013. – № 29. – С. 88–90.
2. Певчев В.П. Проектирование мощных короткоходовых импульсных электромагнитных двигателей / В.П. Певчев, В.В. Ивашин. – Тольяти: Изд-во ТГУ, 2012. – 142 с.
3. Нейман Л.А. Линейные синхронные электромагнитные машины для низкочастотных ударных технологий / Л.А. Нейман, В.Ю. Нейман // Электротехника. – 2014. – № 12. – С. 45–49.
4. Нейман Л.А. Низкочастотные ударные электромагнитные машины и технологии / Л.А. Нейман, В.Ю. Нейман // Актуальные проблемы в машиностроении. – 2014. – №1 – С. 256–259.
5. Нейман Л.А. Упрощенный расчет электромагнитного ударного привода в повторно-кратковременном режиме работы / Л.А. Нейман, В.Ю. Нейман, А.С. Шабанов // Электротехника. – 2014. – № 12. – С. 50–53.
6. Нейман В.Ю. Сравнение геометрически подобных систем электромагнитов по условию постоянства теплового критерия / В.Ю. Нейман, Л.А. Нейман, А.А. Петрова // Электротехника. – 2011. – № 12. – С. 14а–16.
7. Нейман В.Ю. К вопросу учета главных размеров при выборе типа электромагнита по значению конструктивного фактора / В.Ю. Нейман, Л.А.

Нейман, А.А. Петрова, А.А. Скотников, О.В. Рогова // Электротехника. – 2011. – № 6. – С. 50а–53.

8. Нейман Л.А. Исследование нагрева электромагнитного двигателя в переходных режимах / Л.А. Нейман, А.А. Скотников, В.Ю. Нейман // Известия вузов. Электромеханика. – 2012. – № 6. – С. 50–54.

9. Нейман Л.А. К оценке выбора типа электромагнита по значению конструктивного фактора / Л.А. Нейман, А.А. Петрова, В.Ю. Нейман // Известия вузов. Электромеханика. – 2012. – № 6.– С. 62–64.

10. Нейман В.Ю. Расчет показателя экономичности силового электромагнита постоянного тока с помощью моделирования магнитного поля / В.Ю. Нейман, Л.А. Нейман, А.А. Петрова // Транспорт: Наука, техника, управление: Научный информационный сборник. – М.: Изд-во ВИНТИ. – 2008. – № 6. – С. 21–24.

11. Нейман Л.А. Рабочий цикл двухкатушечной синхронной электромагнитной машины со свободным выбегом бойка / Л.А. Нейман, В.Ю. Нейман // Известия вузов. Электромеханика. – 2013. – № 6. –С. 48–52.

12. Нейман Л.А., Нейман В.Ю. Моделирование динамических процессов в электромагнитных преобразователях энергии для систем генерирования силовых воздействий и низкочастотных вибраций // Известия Томского политехнического университета. 2015. Т. 326. № 4. С. 154–162.

## **ПРИМЕНЕНИЕ НЕПРЯМЫХ МАТРИЧНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ЧАСТОТНО-ТОКОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ ДЛЯ СИСТЕМ ВЕНТИЛЯЦИИ АВТОНОМНЫХ ОБЪЕКТОВ**

*А.С. Поляков*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск

Специфика автономных объектов состоит в том, что они должны надежно функционировать в течение длительного времени без возможности квалифицированного ремонта. Как правило, такие объекты обладают собственными источниками энергии, мощность которых сравнима с мощностью потребителей. Следствием этого являются жесткие требования к гармоническому составу потребляемого тока электрооборудования, а также их нечувствительность к скачкам напряжения.

Для потребителей электроэнергии – электровентиляторов, зачастую, исходя из требований массогабаритных показателей, функционирования в широком диапазоне температур и изменения скорости вращения, используют регулируемые электроприводы (ЭП). Это приводит к необходимости использования в ЭП преобразователя частоты.

Наиболее критичными в инверторном ЭП являются электролитические конденсаторы, ресурс которых значительно снижается при температурах, более

60°C. Это приводит к тому, что появляется необходимость замены батареи конденсаторов в процессе использования, что ухудшает эксплуатационные характеристики ЭП в целом.

В настоящее время для уменьшения объема применяют ЭП на основе синхронных машины с преобразователями частоты, построенные по схеме «неуправляемый выпрямитель» – «инвертор». Они просты в управлении и обладают относительно низким уровнем потерь, но потребляют несинусоидальный ток из сети. Для борьбы с этим недостатком применяют несколько методов, от активных фильтров до использования схемы двенадцатипульсного выпрямления.

В некоторых случаях ЭП включают в себя преобразователи вида «управляемый выпрямитель» – «инвертор» на ключах типа IGBT. В этом случае входной коэффициент мощности равен единице, но КПД такого преобразователя ниже, чем при использовании неуправляемого инвертора.

Обе вышеописанные структуры подразумевают использование батареи электролитических конденсаторов между выпрямителем и инвертором. Во-первых, сглаживаются пульсации, неизбежно возникающие при работе полупроводниковых элементов. Во-вторых, при переходе синхронной машины в генераторный режим в этой емкости скапливается избыточная энергия, которая впоследствии тем или иным образом рассеивается.

Существует также класс преобразователей, в силовой части которых отсутствуют накопители энергии значительного объема – матричные [1]. Структура непрямого матричного преобразователя приведена на рис. 1. Она была предложена в конце прошлого века, но из-за отсутствия эффективных двунаправленных ключей промышленного применения она не получила. Ситуация изменилась в последние несколько лет с появлением двунаправленных ключей нового поколения, так называемых RB-IGBT (Reserve - blocking IGBT) [2]. За счет особой структуры по статическому падению напряжения они приближаются к одиночным IGBT (разница составляет около 20%), а по динамическим потерям они практически идентичны.

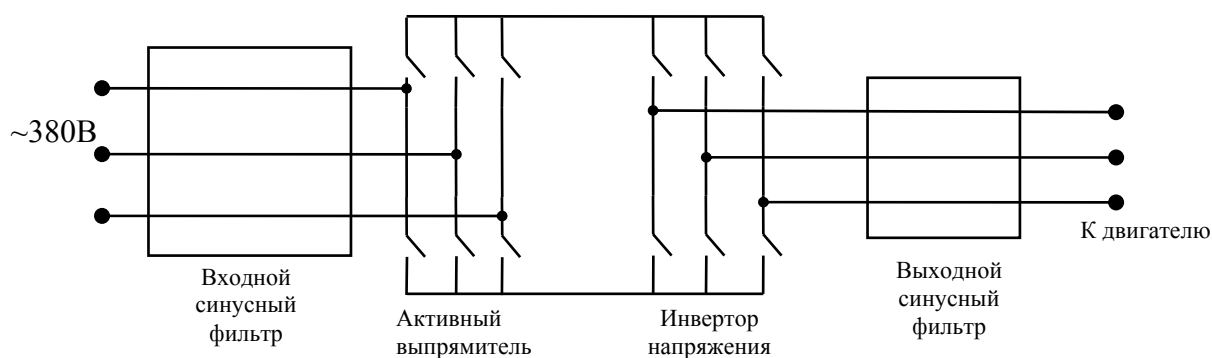


Рис. 1. Структурная схема непрямого матричного преобразователя

Выпрямитель основан на ключах переменного тока, что позволяет обеспечивать близкий к единице коэффициент потребляемой мощности и возможность рекуперации энергии в сеть. Основной задачей выпрямителя

является поддержание стабильного уровня напряжения, подаваемого на инвертор, который, в свою очередь, формирует напряжение необходимой для двигателя формы. Входной и выходной синусные фильтры необходимы для блокирования высокочастотных составляющих напряжения, которые неизбежно возникают при работе ключей.

Из-за отсутствия в матричных преобразователях батареи электролитических конденсаторов, они обладают рядом особенностей. Во-первых, непрямые матричные преобразователи обладают меньшими габаритами силовой части. Во-вторых, в случае работы синхронного двигателя в генераторном режиме условием для отсутствия скачков напряжения в преобразователе является необходимость сброса энергии в сеть. В-третьих, на инвертор может подаваться напряжение с высокочастотной переменной составляющей, что должно учитываться при организации управления.

Для управления ЭП используют скалярный или векторный методы формирования напряжения на выходе инвертора. Система управления на их основе достаточно известна.

Для устранения постоянной составляющей тока в трехфазной системе токов двигателя представляет интерес частотно-токовый метод [3], который, как следует из названия, осуществляет управление ЭП путем регулирования токов. Структура управления показана на рис. 2.

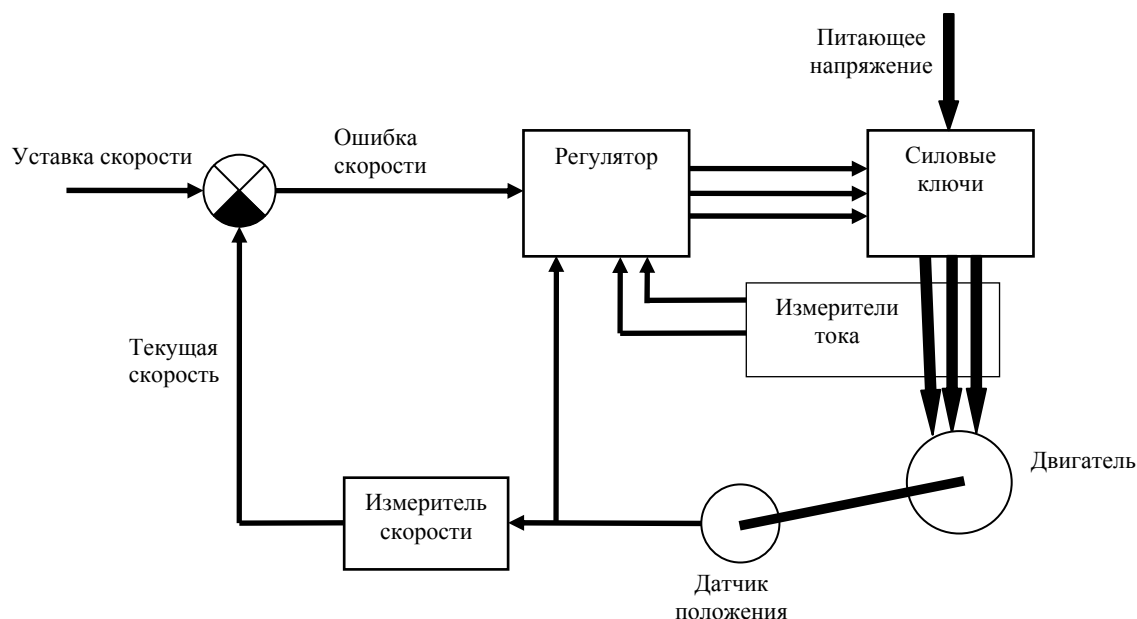


Рис. 2. Структурная схема частотно-токового управления

Регулирование происходит по двум контурам. Внешний контур вычисляет ошибку скорости вращения как разность между уставкой и текущей скоростью. Внутренний поддерживает необходимую форму и амплитуду тока. Эталонной формой тока является сигнал датчика положения, в качестве которого используется вращающийся трансформатор. Амплитуда регулируется в зависимости от сигнала ошибки скорости (обычно используется ПИ- или ПИД-регулятор).



Такой подход позволяет упростить блок управления, минимизировать размеры и увеличить срок службы электродвигателя, что особенно важно на автономных объектах. Минусом частотно-токового управления является чувствительность к пульсациям входного напряжения, что требует, как правило, использования батареи конденсаторов значительной емкости.

Этот недостаток объясняет отсутствие совместного применения непрямых матричных преобразователей и частотно-токового принципа управления. В случае вентиляторного характера нагрузки в ЭП отсутствуют резкие изменения момента, а потребляемый инвертором ток является постоянным (если не учитывать высокочастотные пульсации от работы ключей).

Рассмотрим зависимость формы токов двигателя в зависимости от величины конденсатора между выпрямителем и инвертором. На рис. 3 показана модель предлагаемого решения в среде Matlab. При величине нагрузки 8 кВт в обычном двухзвенном преобразователе используется фильтр с номиналом конденсаторов от 10000 до 25000 мкФ.

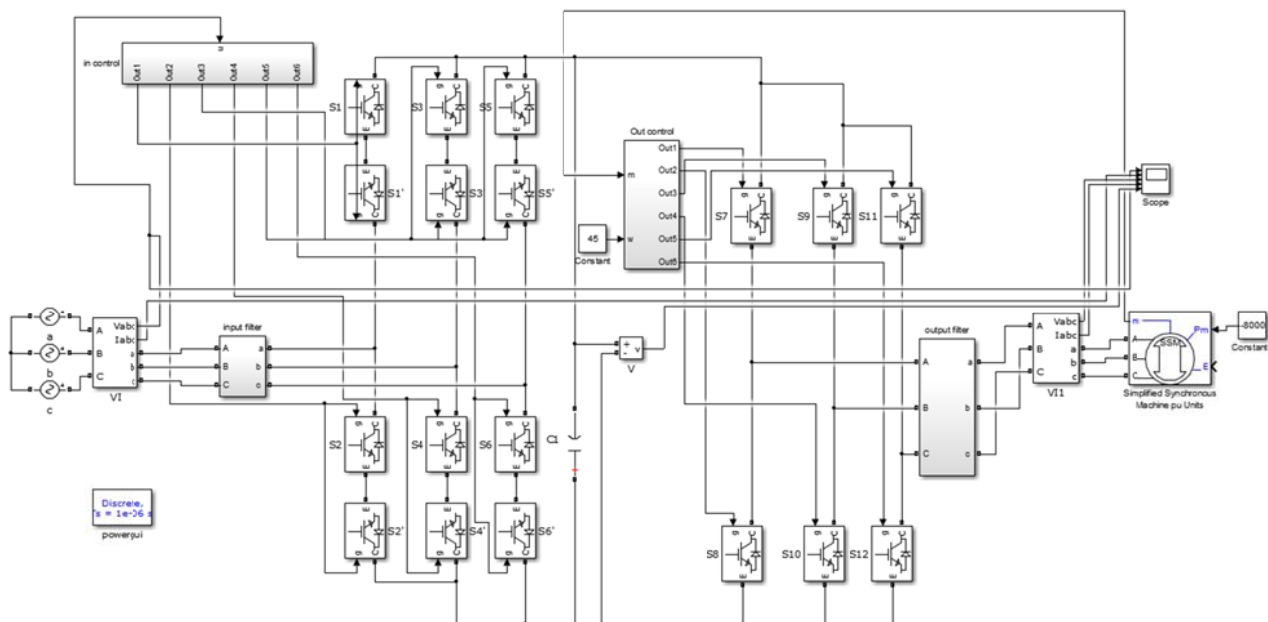


Рис. 3. Модель матричного преобразователя в среде Matlab.

На рис. 4 показаны результаты моделирования (напряжение, поступающее на инвертор и выходные токи) при различных значениях емкости  $C1$ .

Из рис. 4 видно, как при уменьшении емкости увеличивается влияние дополнительных гармоник, что негативно сказывается на КПД ЭП. Также при этом следует учитывать снижение прочности изоляции обмоток двигателя. Конкретный уровень допустимой величины дополнительных гармоник – оптимизационный параметр, являющийся компромиссом между габаритными размерами преобразователя, его ценой, необходимым сроком службы и рядом других параметров.

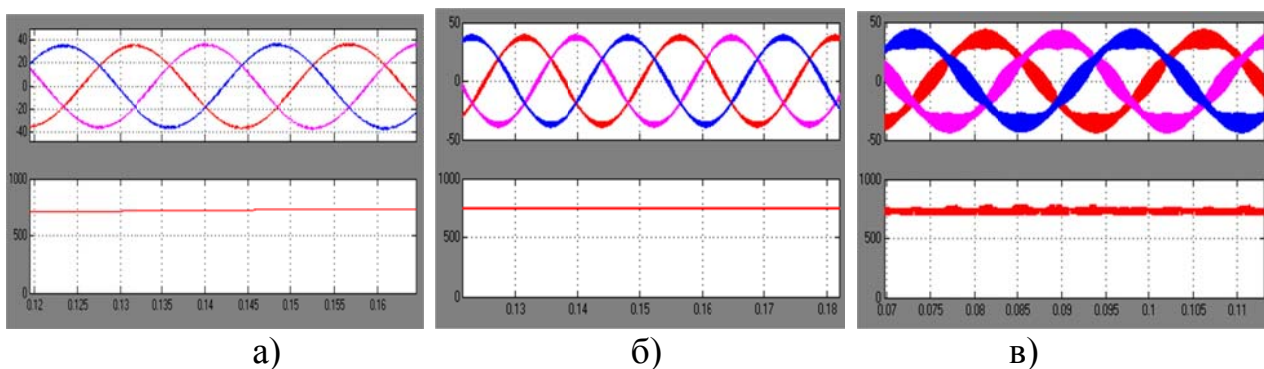


Рис. 4. Входное напряжение и выходные токи инвертора при различных значениях сглаживающей емкости:

а)  $C1=10000$  мкФ, б)  $C1=100$  мкФ, в)  $C1=10$  мкФ

В современных преобразователях хорошим достижением считается величина дополнительных гармоник менее 2-3%. На рис.е 4 этой величине соответствуют варианты а) и б). Таким образом, достаточно использовать емкость, в 100 раз меньшую, чем в преобразователях обычного типа.

В случае ЭП автономных объектов для расширения допустимого температурного диапазона требуется исключить применение электролитических конденсаторов в силовой части преобразователя. Для этого можно заменить электролитические конденсаторы на неэлектролитические. Учитывая, что емкость этих элементов отличаются в 50-100 раз (при тех же габаритах), можно создать непрямоугольный матричный преобразователь с тем же объемом, что и обычный двузвенный.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Е.Р.Мотто, Дж.Ф. Донлон. Application Characteristics of an experimental RB-IGBT (Reserve Blocking IGBT) Module. Электронный ресурс. Режим доступа: <http://www.pwtx.com/pwtx/app/04ias42p4.pdf>, свободный – Загл. с экрана.
2. Т. Фрэндли, Дж.В.Колар. Milestones in Matrix Converter Research. //IEEEJ Journal of Industry Applications, Июль, 2012, – С. 2–14.
3. А.Б. Виноградов. Векторное управление электроприводами переменного тока.// ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина».– Иваново, 2008.– 298 с.

## СЕКЦИЯ 3. ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ И ИЗДЕЛИЯ

### ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ РЕЖИМНЫХ ПАРАМЕТРОВ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЯХ 6-10 КВ НА ПРОВОД ВОЗДУШНОЙ ЛИНИИ

*С.Н. Трофимова*

Южно-Уральский государственный университет, Россия, Златоуст

Режим заземления нейтрали в электрических сетях 6-10 кВ определяет не только условия обеспечения непрерывного снабжения потребителей, возможность быстрой локализации однофазных замыканий на землю, вызывающее опасность поражения электрическим током, но и значение тока в месте повреждения при замыкании [1].

Отключения электротехнического оборудования в электрических сетях приводят, в основном, к эрозийному износу, различным механическим повреждениям, различного рода замыканиям [2].

Аварийный режим работы электрической сети является либо режимом однофазного глухого замыкания на землю, когда между фазой сети и землёй появляется сосредоточенное повреждение в виде некоторого активного сопротивления, либо режимом однофазного замыкания на землю, при котором образуются искровые или дуговые процессы в месте повреждения изоляции, описываемые гистерезисной нелинейностью типа Вольтовой дуги.

Известно, что как в сельских, так и в городских электрических сетях более 50% причин повреждений с большой долей вероятности являются следствием дуговых замыканий [3], которые приводят к разрушению провода воздушной линии. Условия эксплуатации воздушных линий, как правило, благоприятны для возникновения электрической дуги, воздействие которой на провод приводит к уменьшению диаметра токопроводящей части и коррозии провода. В свою очередь, коррозионный процесс также ведет к уменьшению диаметра проводника, что не только снижает его устойчивость к износу и уменьшает прочность на разрыв, но и накладывает ограничения при эксплуатации сети по причине уменьшения допустимого рабочего тока.

Анализ влияния режимных параметров в электрических сетях 6-10 кВ в период дугового замыкания на провод воздушной линии позволит определить время и механизм разрушения этого провода. С целью определения времени разрушения провода ВЛ при воздействии на него электрической дуги на основе обобщенной эквивалентной схемы замещения трехфазной сети [4] построена модель электрической сети в режиме Matlab с пакетом расширения SIMULINK, а также была проведена серия экспериментов [3], в ходе которых подвергались дуговому воздействию различные образцы проволоки проводниковой части провода марки АС-70. Структура поверхности алюминиевого провода была исследована при помощи сканирующего растрового электронного микроскопа РЭМ Seol 6460 LV.

Результаты моделирования в программе Matlab показали, что в электрической сети с компенсированной нейтралью уровень перенапряжения достигает  $1,7U_{ном}$ , при этом наблюдается самое большое число высокочастотных пульсаций (рис. 1). Пульсации появляются вследствие наложения колебаний разных частот – частоты сети 50 Гц и частоты настройки образовавшегося контура из индуктивности ДГР и емкости всей сети.

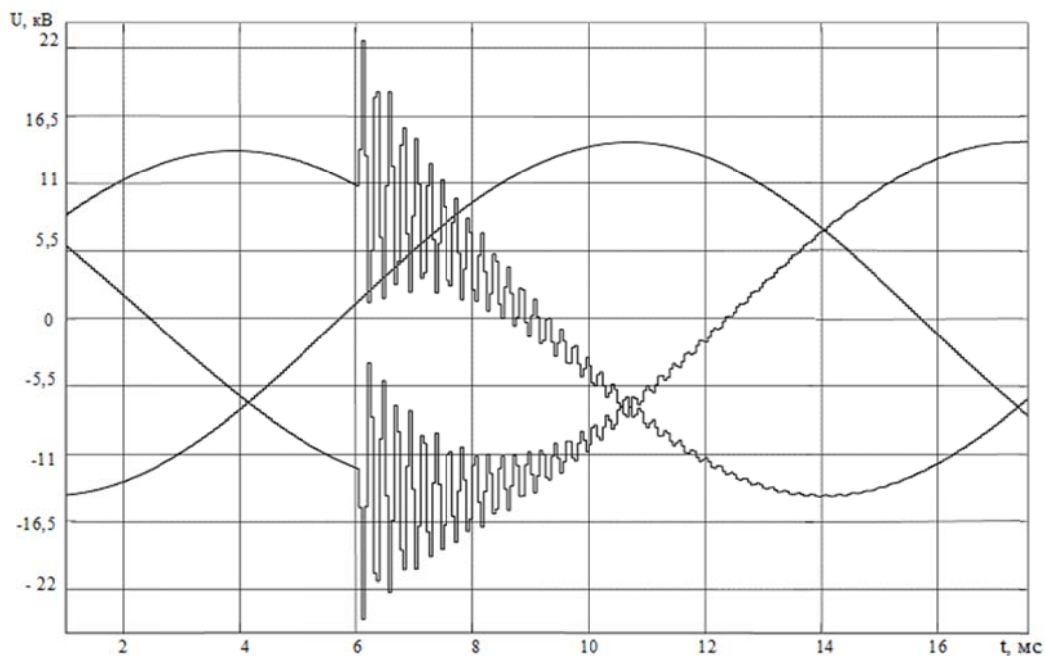


Рис. 1. Линейные напряжения при ОЗЗ в сети с компенсированной нейтралью

В сети с изолированной нейтралью величины перенапряжений максимальны за счет высокой скорости восстановления напряжения на поврежденной фазе и достигают  $2,13U_{ном}$  (рис. 2).

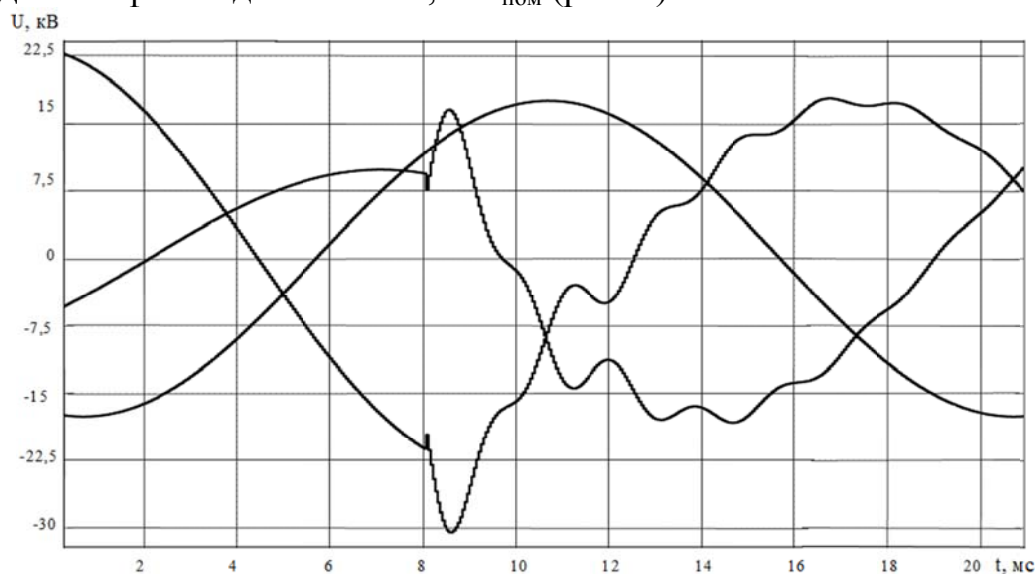


Рис. 2. Линейные напряжения при ОЗЗ в сети с изолированной нейтралью

В сети с комбинированной нейтралью (рис. 3) уровень перенапряжения достигает  $1,48U_{ном}$ , частота пульсаций соответствует частоте пульсаций сети с компенсированной нейтралью, но пульсации имеет меньшую амплитуду.

В сети с резистивной нейтралью (рис. 4) наблюдается достаточно низкий уровень перенапряжения и высокие токи ОЗЗ и токи компенсации.

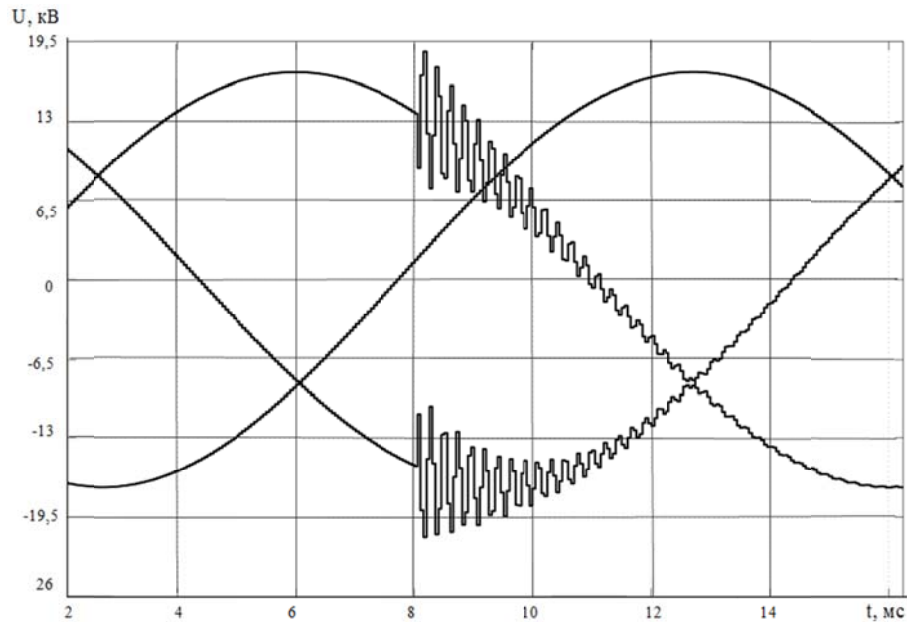


Рис. 3. Линейные напряжения при ОЗЗ в сети с комбинированной нейтралью

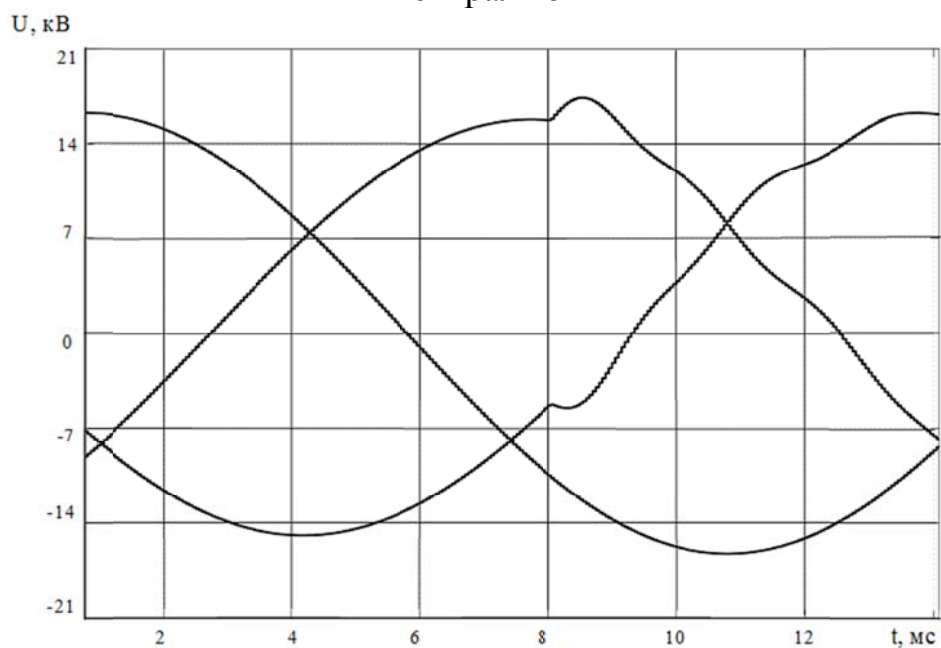


Рис. 4. Линейные напряжения при ОЗЗ в сети с резистивной нейтралью

Обобщенные результаты математического моделирования электрической сети показали, что уровень перенапряжений колеблется от  $1,18U_{\text{ном}}$  до  $2,13U_{\text{ном}}$ , а значение тока замыкания на землю характеризуется диапазоном (40...70) А.

Серия экспериментов по воздействию электрической дуги на образцы проволоки проводниковой части провода марки АС-70 в диапазоне напряжений 5-35 кВ показала, что процесс разрушения провода сопровождается интенсивным нарастанием оксидной пленки с малой электропроводностью (рис. 5, а). Защитные свойства пленки сохраняются до температуры  $1030^{\circ}\text{C}$  [4], после чего пленка растрескивается (рис. 5, б), образуются каналы пробоя, затем происходит стабилизация дуги. В зоне воздействия дугового разряда имеет место коррозия металла, меняется химический состав поверхности. Кроме того, интенсивность образования оксидной пленки изменяется при изменении температуры воздействия на провод.

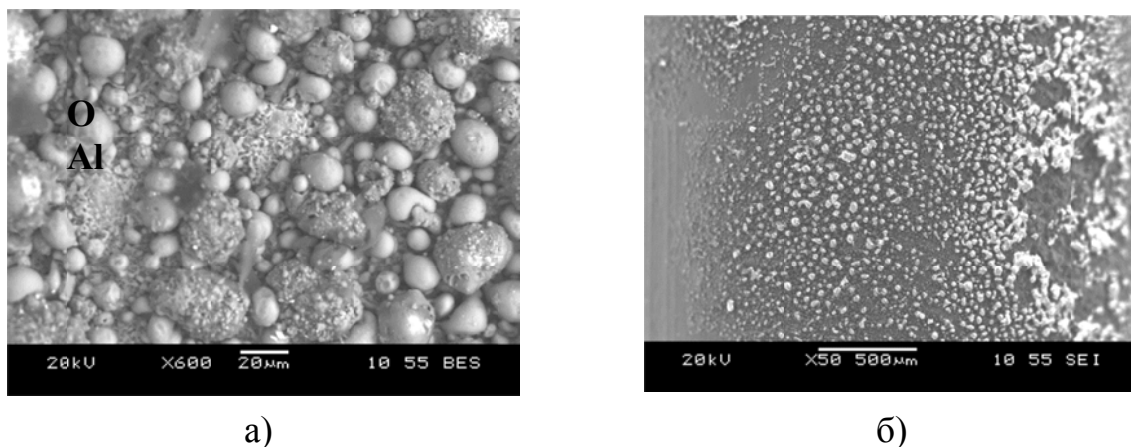


Рис.5. Структура оксидной пленки алюминиевого провода после дугового воздействия (а) и разрушение оксидной пленки (б)

В ходе эксперимента выявлено, что наличие на алюминиевом проводе воздушной линии дефектов, накопленных в процессе эксплуатации, присутствие посторонних веществ на его поверхности в результате загрязнения провода осевшими примесями атмосферы, а также повреждения провода, полученные в результате точечного нагрева при воздействии на него электрической дуги, могут привести к ускорению пробоя нарастающей оксидной пленки и, соответственно, к увеличению объема разрушения провода.

Совместное решение известной зависимости температуры дуги и диаметра от тока дуги и напряжения на дуге [5] с учетом полученных экспериментальных данных и последующее моделирование процесса воздействия электрической дуги на алюминиевый провод воздушной линии в пакете VISSIM дает возможность получить зависимость времени такого разрушения проволоки токоведущей части верхнего повива провода воздушной линии от тока и длины дуги (рис. 6), являющегося дефектом, который требует обязательного устранения при ремонте.

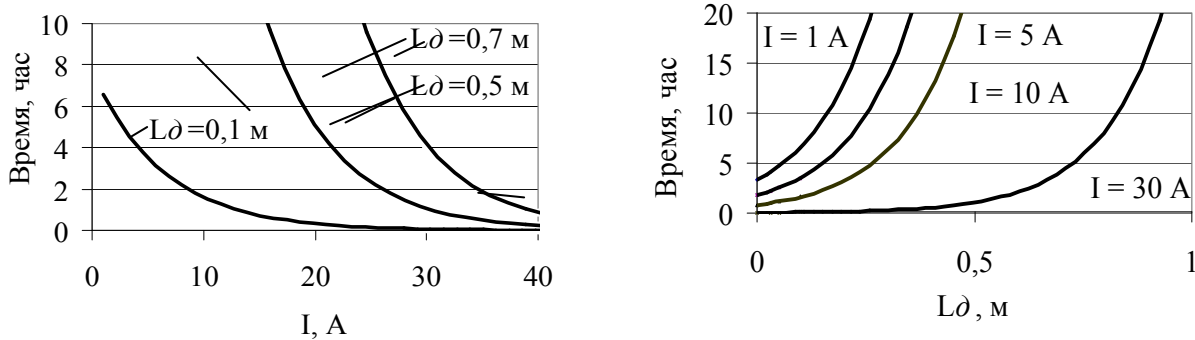


Рис. 6. Зависимость времени пережога проволоки наружного повива токоведущей части провода АС–70 от параметров дуги

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Трофимова, С.Н. Изменение режима нейтрали сетей 6–35 кВ как средство повышения безопасности электроснабжения / С.Н. Трофимова //Материалы XLIX международной научно-практической конференции. – Ч.3. – Челябинск: Изд-во ЧГАА, 2010. – С. 163-165.
2. Трофимова, С.Н. Влияние величины тока однофазного замыкания на землю на повреждаемость электротехнического оборудования в электрических сетях 6–35 кВ/ Трофимова С.Н. //Электробезопасность. – 2008. – № 2–3. – С. 6–10.
3. Сидоров, А.И. К вопросу о расчете времени разрушения провода воздушной линии при дуговом воздействии /Сидоров А.И., Трофимова С.Н.// Промышленная энергетика. – 2010. – № 7. – С. 35-38.
4. Трофимова, С.Н. Моделирование дуговых процессов в электрических сетях 6-35 кВ // С.Н.Трофимова // Перспективы развития технических наук: сборник научных трудов по итогам международной научно-практической конференции: Челябинск – 2014. – с. 17-21.
5. Макаров, А.Н. Теория и практика теплообмена в электродуговых и факельных печах, топках, камерах сгорания: монография [Текст] / А.Н.Макаров. Ч. 1. Основы теории теплообмена излучением в печах и топках. Тверь: ТГТУ, 2007. – 184 с.

## ПРОЕКТИРОВАНИЕ БОРТОВОЙ КАБЕЛЬНОЙ СЕТИ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА С ПРИМЕНЕНИЕМ СОВРЕМЕННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ ТРЕХМЕРНОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ

*Е.Ю. Дубровский*

АО «Информационные спутниковые системы» имени академика  
М.Ф. Решетнева», Россия, Красноярский край, Железногорск

Космический аппарат или спутник – сложное электротехническое изделие, предназначенное для работы в открытом космосе. Спутник состоит из двух больших модулей:

1. Модуль полезной нагрузки;
2. Модуль служебных систем.

Модуль полезной нагрузки состоит из аппаратуры, обеспечивающей целевую работу космического аппарата на орбите (телевещание, навигация, ретрансляция и др.). Модуль служебных систем состоит из аппаратуры обеспечивающей штатную работу космического аппарата на орбите (коррекция на солнце, стабилизация работы электропитания и т.д.). Связующим звеном между модулями является бортовая кабельная сеть, обеспечивающая все электрические соединения космического аппарата и соединяющая все модули в одну общую сложную систему.

Проектирование космических аппаратов – сложная и ответственная задача, требующая больших временных, финансовых и трудовых затрат, потому что необходимо учитывать огромное количество особенностей, связанных с работой на космической орбите, значительными перегрузками при запуске и невозможностью возврата космического аппарата для ремонта на Землю. Поэтому необходимо добиться от процесса проектирования получения максимально точных результатов при минимально возможном количестве ошибок, связанных с проектированием, и ошибок человеческого фактора. Одним из путей решения проблем, связанных с ошибками, является автоматизация процесса проектирования.

Для максимальной автоматизации необходимо использование специализированного программного обеспечения. В качестве одного из вариантов предлагается использование программного комплекса CATIA V5 и SEE Electrical PLM.

CATIA V5 – САПР трехмерного проектирования. Продукт компании «Dassault Systems». Используется для проектирования трехмерной модели кабельной сети космического аппарата.

SEE Electrical PLM – система проектирования электрической части кабельной сети и ее конструкции. Продукт включает в себя различные модули, направленные на решение следующих задач:

- 1) проектирование электрических схем космических аппаратов;
- 2) определение конструкции кабельной сети космических аппаратов;
- 3) выбор комплектующих изделий и материалов для изготовления жгутов кабельной сети;
- 4) формирование комплекта конструкторской документации;
- 5) организация централизованных библиотек электрических элементов;
- 6) распределение прав доступа при проектировании.

#### **Распределение ролей**

Для работы с системой SEE Electrical PLM требуются следующие категории пользователей:

1. оператор PLM;
2. инженер-конструктор;
3. инженер-схемотехник;
4. системный программист;



5. редактор баз данных.

Распределение на различные группы пользователей позволяет каждому работнику быстро освоить свой круг обязанностей, а также быстро и эффективно выполнять свою работу.

### Описание процесса проектирования

Проектирование бортовой кабельной сети космического аппарата состоит из проектирования механической и электрической частей. Суть проектирования механической части кабеля состоит в прокладке трехмерного макета кабеля по наиболее оптимальному маршруту в трехмерном макете космического аппарата (рис. 1), а проектирование электрической части – в разработке электрических общих и электрических принципиальных схем.

Прокладка кабеля производится в CATIA V5, а проектирование электрических схем в модуле SEE Electrical Expert системы SEE Electrical PLM. При настройке системы SEE Electrical PLM редактором баз данных единожды заполняется электрическая база компонентов – база данных EED (Electrical Equipment Definition) – необходимыми электро-радио элементами, материалами и оборудованием, необходимыми для дальнейшего проектирования.

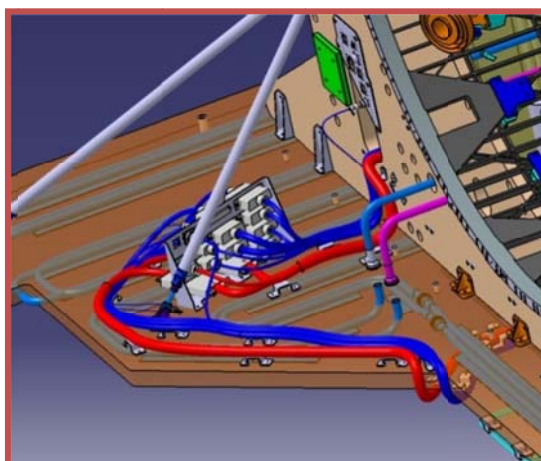


Рис. 1. Прокладка кабеля в трехмерном макете космического аппарата в CATIA V5

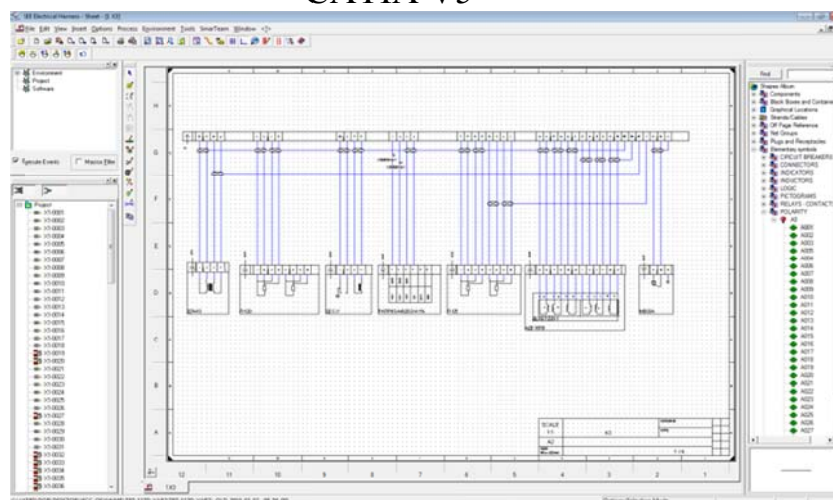


Рис. 2. Проектирование электрической схемы для прокладки кабеля в SEE Electrical PLM

Управление проектами производится в специальном модуле системы SEE Electrical PLM SEE Project Manager, в котором оператор PLM может создавать, редактировать, удалять проекты, а также отправлять их на проверку, согласование и утверждение руководителю проекта или начальнику соответствующего подразделения. В зависимости от назначения проекты могут быть разных типов: «Wiring Diagram», «Functional Diagram» (для проектирования электрической части проектирования), «Space Reservation», «Geometrical Harness» (для проектирования механической части проектирования).

Проектирование электрических схем производится в модуле SEE Electrical Expert системы SEE Electrical PLM. Инженер-схемотехник, используя встроенные инструменты, может, проводит проектирование электрической схемы, и для каждого элемента назначать оборудование из базы EED. Назначенное оборудование добавляется в базу данных EDB (Electrical Database), которая будет являться рабочей для дальнейшего проектирования. Готовая схема автоматически сохраняется в базе данных SEE Project Manager.

Прокладка трехмерных макетов жгутов проводится в САПР для трехмерного проектирования CATIA V5 инженером-конструктором. После завершения прокладки производится выгрузка зарезервированного пространства в виде XML-файла с помощью модуля SEE CATIA Extract.

После получения всех данных с предыдущих этапов, оператор PLM импортирует XML-файл с зарезервированным пространством в SEE Project Manager, где автоматически создается проект с типом «Space Reservation». Далее с помощью модуля Change Manager производится сбор и автоматическая передача всех данных в модуль SEE Topology, где производится выбор наиболее оптимальных путей прокладки кабельной сети и расчет длин кабелей.

После того как выполнены необходимые работы по проектированию, производится импорт разработанной топологии в SEE Electrical Expert, где инженер-конструктор проводит раскладку полученной топологии кабельной сети с рассчитанными длинами на плоскости.

Заключительным этапом работ является выпуск комплекта конструкторской документации на кабельную сеть в SEE Electrical Expert с использованием дополнительных макросов.

## **СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Интегрированная система проектирования и испытаний единой трехмерной сети электрических интерфейсов космических аппаратов. ИС БКС. Описание системы 643.59502470.00008-01 13 01, Санкт-Петербург, 2012. – 34 с.
2. Интегрированная система проектирования и испытаний единой трехмерной сети электрических интерфейсов космических аппаратов. Подсистема ведения конструкторских работ. КРИС БКС. Описание применения 643.59502470.00008-01 31 02, Санкт-Петербург, 2012. – 19 с.

3. Дубровский Е.Ю., Добышев Е.В., Климкин О.А. «Проектирование единой трехмерной сети электрических интерфейсов космического аппарата с применением интегрированной системы SEE Electrical PLM», доклад из сборника научных трудов II всероссийского форума школьников, студентов, аспирантов и молодых ученых с международным участием «КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ». Томск. 2014. – С. 247–250.

4. Интегрированная система проектирования и испытаний единой трехмерной сети электрических интерфейсов космических аппаратов. Подсистема ведения конструкторских работ. КРИС БКС. Руководство оператора ПО SEE Electrical PLM 643.59502470.00008-01 34 09, Санкт-Петербург, 2013. – 83 с.

Дубровский Е.Ю., Добышев Е.В. «Проектирование бортовой кабельной сети космического аппарата с применением систем проектирования САТИА V5R19 и SEE Electrical PLM», доклад из сборника XIX научно-технической конференции «ЭЛЕКТРОННЫЕ И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА». Томск. 2015 – С. 240–242.

## **ОЦЕНКА ВРЕМЕНИ ДО ПРОБОЯ ПОЛИМЕРНОЙ ИЗОЛЯЦИИ**

*В.И. Меркулов, А.П. Леонов, В.А. Болгова*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск

Известно [1, 2], что при проектировании электроизоляционных конструкций большое значение имеет оценка времени до пробоя полимерной изоляции, применяемой в этих конструкциях. На время до пробоя оказывают значительное влияние степень однородности электрического поля, определяемая особенностями самой конструкции, температура окружающей среды, наличие механической нагрузки и другие факторы.

В работах [3-5] показано, что для объяснения закономерностей разрушения полимерных материалов под действием различных нагрузок может быть использована термофлуктуационная теория, разработанная академиком С.Н. Журковым в 1967 г. [6].

Согласно кинетической термофлуктуационной теории С.Н. Журкова, разрушение материала происходит из-за разрыва химических связей, который вызывается совместным действием энергии теплового движения молекул и какой-то внешней силы (механической нагрузки, напряженности электрического поля и др.). Непосредственно разрыв химической связи, ослабленной действием внешних нагрузок, происходит благодаря флуктуации кинетической энергии теплового колебательного движения атомов или молекул.

На возможность использования термофлуктуационной теории С.Н. Журкова для оценки времени до пробоя полимерных диэлектриков указывается

в работах [7-10]. В [11], опираясь на термофлуктуационную теорию, В.С. Дмитриевским было получено уравнение кривой жизни применительно к полимерным диэлектрикам:

$$\tau = \tau_0 e^{\frac{D \cdot \phi(x)}{2KT}}, \quad (1)$$

где  $\tau_0$  – постоянная времени;

$D$  – энергия разрыва химической связи;

$\phi(x)$  – функция от действующих нагрузок ( $x$ ), вызывающих уменьшение потенциального барьера:

$$\phi(x) = \sqrt{1-2x} - x \ln \left[ \frac{1}{x} + \frac{1}{x} \sqrt{1-2x} - 1 \right], \quad (2)$$

$$x = \frac{1}{D} \sqrt{(Ae^{-bT} \beta \eta E)^2 + (\gamma \sigma)^2}. \quad (3)$$

Здесь  $A, \gamma, b$  – параметры уравнения, требующие предварительного определения;

$\eta$  – коэффициент, учитывающей повышение напряженности электрического поля за счет формы электродов;

$\beta$  – коэффициент, учитывающий повышение напряженности электрического поля за счет неоднородности структуры материала диэлектрика;

$\sigma$  – механическая нагрузка, [Н/м];

$E$  – напряженность приложенного электрического поля, [В/м];

$\nu$  – коэффициент, учитывающий изменение модуля упругости материала с температурой.

Определение параметров, входящих в уравнение (1), производилось на основе методики, описанной в [12]. Для определения параметров уравнения кривой жизни испытывались две партии по 30 образцов, изготовленных методом скрутки в соответствии с ГОСТ Р МЭК 60851-5-2008 из провода с изоляцией из блок сополимера этилена с пропиленом. Испытания проводились при температурах 130 °С и 140 °С и напряжении 7 кВ, что соответствовало напряженности электрического поля  $1.9 \cdot 10^7$  В/м, определенной с помощью программы *Elcut* [13]. Согласно [12], были рассчитаны параметры:  $A = 2.92 \cdot 10^{-26}$  [Дж·м/В];  $b = 9.4 \cdot 10^{-3}$ , 1/К;  $\beta = 2.39$ . Коэффициент  $\eta$  прием равным  $\eta = 1.0$ , т.к. неоднородность электродной системы уже учтена при расчете напряженности поля по программе *Elcut*. Поскольку при изготовлении образцов скруткой возникающие в них механические напряжения незначительны, то ими можно пренебречь, т.е. принять, что  $(\gamma \sigma = 0)$ . Значение энергия разрыва химической связи  $D$  принималось равным  $5.5 \cdot 10^{-19}$  Дж/св для наиболее слабой химической связи -С-С-.

Значения функции  $\phi(x) = 0.381$  и постоянной  $\tau_0 = 6.774 \cdot 10^{-4}$ , с, были определены на основе результатов испытания проводов при температурах 130 °С и 140 °С и напряжении 7 кВ.

На основе найденных параметров согласно уравнения (1) были рассчитаны значения времени до пробоя  $\tau_{np}$  при различных температурах с помощью прикладной программы *Mathcad*. Для оценки степени различия расчетных и экспериментальных значений времени до пробоя проводились дополнительно испытания при температурах 60 °С и 80 °С. Результаты расчета и данные эксперимента показаны в табл. 1.

Таблица 1.

Результаты расчета времени до пробоя и экспериментальные результаты

Приложенное напряжение $U=7$ кВ			
Температура, К	Температура, °С	Расчетное значение времени до пробоя $\tau_{np}$ , с	Экспериментальное значение среднего времени до пробоя $\tau_{ср.пр}$ , с
333	60	$5.398 \cdot 10^6$	$5.40 \cdot 10^6$
343	70	$2.777 \cdot 10^6$	-
353	80	$1.483 \cdot 10^6$	$1.50 \cdot 10^6$
363	90	$8.203 \cdot 10^5$	-
373	100	$4.682 \cdot 10^5$	-

Продолжение таблицы 1

383	110	$2.752 \cdot 10^5$	-
393	120	$1.662 \cdot 10^5$	-
403	130	$1.029 \cdot 10^5$	$1.029 \cdot 10^5$
413	140	$6.521 \cdot 10^4$	$6.521 \cdot 10^4$

Для наглядного отображения полученных результатов построен график зависимости времени до пробоя от температуры при напряженности электрического поля  $E = 1.9 \cdot 10^7$  В/м.

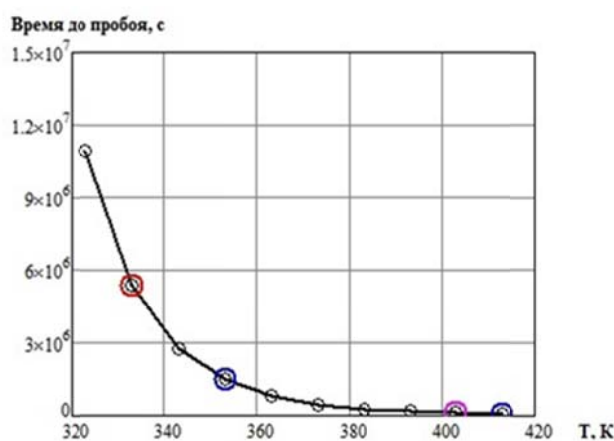


Рис. 1. График зависимости времени до пробоя от температуры

Приведенный на рис. 1 график показывает, что расчетные зависимости времени до пробоя, полученные на основе термофлуктуационной теории, хорошо согласуются с экспериментальными результатами (расхождение не превышает 3%), что позволяет прогнозировать время развития пробоя диэлектриков с учетом воздействия различных факторов.

## **Выводы**

1. В данной работе показано, что для расчета времени до пробоя полимерных диэлектриков может быть использована математическая модель на основе термофлуктуационной теории разрушения.

2. При определении параметров уравнения кривой жизни по данным эксперимента необходимо учитывать статистический характер воздействующих нагрузок и определяемых параметров.

## **СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Койков С.Н., Цикин А.Н. Электрическое старение твердых диэлектриков и надежность электрических деталей. – М.-Л.: Энергия, 1968. – 287 с.
2. Кучинский Г. С. Частичные разряды в высоковольтных конструкциях / Г. С. Кучинский. – Л.: Энергия, 1979. – 224 с.
3. Бартенев Г.М. Прочность и механизм разрушения полимеров. – М.: Химия, 1984. – 280 с.
4. Цой Б. Прочность и разрушение полимерных пленок и волокон. – М.: Химия, 1999. – 496 с.
5. Kausch Н.К. Polymer fracture // Перевод на русский. – М.: Изд-во Мир, 1981.
6. Журков С.Н. Проблема прочности твёрдых тел. – Вестник АН СССР, 1957. № 11, с. 78-82.
7. Слуцкер А.И., Поликарпов Ю.И., Гиляров В.Л. Об элементарных актах и кинетике электрического разрушения полимеров. // ЖТФ. – 2006. – Т. 2006, вып. 12. – С. 52-56.
8. Бартенев Г.М. Прочность и механизм разрушения полимеров. – М.: Химия, 1984. – 280 с.
9. Цой Б. Прочность и разрушение полимерных пленок и волокон. – М.: Химия, 1999. – 496 с.
10. Дмитриевский В.С. Вывод уравнения надежности электрической изоляции. // Электротехника. 1973, №3. – С. 56–58.
11. Дмитриевский В.С. Расчет и конструирование электрической изоляции. - М.: Энергоиздат, 1981. – 392 с.
12. Определение параметров уравнения кривой жизни на основе термофлуктуационной теории [Электронный ресурс] / В. И. Меркулов, А. П. Леонов, К. П. Арефьев // Физико-технические проблемы в науке, промышленности и медицине: сборник тезисов докладов VII Международной научно-практической конференции, г. Томск, 3-6 июня 2015 г. / Национальный исследовательский Томский политехнический университет (ТПУ ; под ред. А. Н. Дьяченко [и др.]. – Томск: Изд-во ТПУ, 2015. – [С. 114-115]. Режим доступа: <http://www.lib.tpu.ru/fulltext/c/2015/C49/090.pdf>
13. ELCUT<sup>®</sup> Моделирование двумерных полей методом конечных элементов. Версия 5.8. Руководство пользователя. Производственный кооператив ТОР, г. Санкт-Петербург, СПб.: НПКС «ТОР», 2010. – 212 с. URL: <http://www.elcut.ru> (дата обращения: 20.03.2015).

## К ВОПРОСУ СКРЫТИЯ ПРОПИТКОЙ ДЕФЕКТОВ В МЕЖВИТКОВОЙ ИЗОЛЯЦИИ ОБМОТОК ЧРП

*А.Н. Дудкин, А.П. Леонов, А.С. Супуева*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск

Критерием отказа низковольтных обмоток является наличие сквозного повреждения в изоляции - дефекта. Особенно опасны дефекты в эмалевой изоляции, т.к. их наличие существенно влияет на надежность межвитковой изоляции. Сквозные повреждения могут существовать в обмоточных проводах в состоянии поставки, возникать при изготовлении обмоток (проколы, порезы, сдиры и т.п.) и образоваться в процессе старения изоляции (трещины, отслаивания, продавливания). При всех прочих равных условиях вероятность отказа будет тем выше, чем больше число повреждений. Поскольку окончательное формирование электроизоляционных свойств изоляции обмоток происходит после пропитки и отверждения пропиточного состава, важно обеспечить полноекрытие таких сквозных дефектов пропиточным составом.

Исследование скрытия дефектов при пропитке выявило: «залечиваемость» сквозных повреждений зависит от вида (точечные, кольцевые, протяженные) и их расположения в реальной обмотке [1]. Наиболее опасными считаются те повреждения, которые лежат на смежных, плотно касающихся витках обмотки. В этом случае вероятно возникновение короткого замыкания, связанного с действием искровых разрядов во время коммутаций.

Внедрение частотно-регулируемых электроприводов (ЧРП), построенных на базе широтно-импульсной модуляции (ШИМ) существенно изменило характер старения межвитковой изоляции низковольтной обмотки. Считается, что основным фактором, ухудшающим свойства низковольтной изоляции, является температура. Ужесточение уровня электрических перенапряжений в обмотке, обусловленное действием ШИМ, привело к преобладанию электротеплового характера старения изоляции. В связи с этим возникает вопрос: насколько эффективно будет «залечивание» сквозных повреждений в межвитковой изоляции при пропитке в новых условиях эксплуатации?

Испытания проводились на образцах, представляющих стандартные скрутки из короностойкого провода ПЭТД 2К-180. Испытывались образцы в следующих состояниях: бездефектные скрутки; с искусственно нанесенными дефектом на одном витке и с дефектами на соседних витках. Были нанесены дефекты 2 типов: в виде кольцевых порезов эмалевой изоляции до жилы провода и протяженные (удаление изоляции на протяжении 1 мм). В случае дефектов на обоих витках расстояние между ними составляло 0, 10 и 20мм. Скрутки пропитывались короностойким лаком КО-916К методом погружения. Образцы были испытаны на высокочастотном лабораторном стенде, имитирующем электрические нагрузки от ШИМ. Результаты определения среднего времени до пробоя приведены в табл. 1.

Таблица 1.

Результаты определения среднего времени до пробоя образцов при испытаниях ВЧ-модулированным сигналом

Тип дефекта	Расстояние между дефектами, мм	Среднее время до пробоя, секунд
Без дефекта	-	12 900
«Кольцевой - Кольцевой»	0	1294
	10	3936
	20	3643
«Протяженный - Протяженный»	0	225
	10	1035
	20	1850
«Кольцевой» на одном витке	-	2409
«Кольцевой на одном витке (непроеданный)»	-	2373

Полученные результаты позволяют сделать следующие выводы:

1) Наличие сквозных дефектов в эмалевой изоляции, даже на одном витке, ведет к резкому снижению среднего времени до пробоя.

Традиционно считалось: отказы изоляции низковольтных обмоток электрооборудования, как правило, возможны только при существовании сквозных повреждений. Наиболее опасными являются совпадающие повреждения, лежащие на смежных плотно касающихся витках (рис. 1, а).

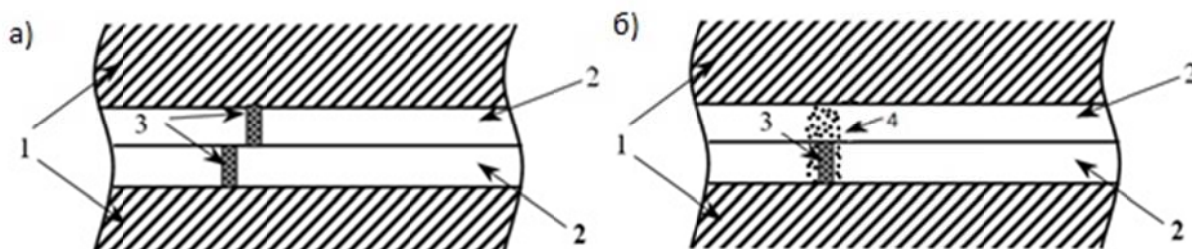


Рис. 1. Физическая модель отказа элемента низковольтной межвитковой изоляции (а – в обычных условиях, б – в обмотке ЧРП): 1 – токопроводящая жила; 2 – эмалевая изоляция; 3 – сквозное повреждение эмали; 4 – появление коронных разрядов в месте дефекта и пробой изоляции.

Наличие дефекта на одном витке повреждения не приводит к резкому снижению пробивного напряжения, так как на соседнем витке изоляция остаётся неповрежденной. Пробивное напряжение снизится до уровня пробивного напряжения воздуха лишь при сквозном повреждении двух слоев изоляции близком совпадении дефектов на соседних витках. Тем самым, если дефект был на одном витке в межвитковой изоляции, это не влияло на преждевременный отказ изоляции.

При эксплуатации двигателя в составе ЧРП стал преобладать электротепловой характер старения под действием перенапряжений, вызванных



работой ШИМ. В связи с этим, в местах сквозных дефектов между соседними витками стало возможно возникновение коронных разрядов, приводящих к ускоренному разрушению неповрежденной эмалевой изоляции на втором витке (рис.1, б). Как показали результаты, пробой происходит в месте дефекта практически на всех образцах.

2) При действии эксплуатационных нагрузок, характерных для ШИМ, пропитка может не обеспечить необходимое скрытие сквозных дефектов в эмалевой изоляции. Практически во всех случаях среднее время до пробоя бездефектных образцов в несколько раз больше, по сравнению с образцами на которые нанесен хотя бы один дефект (не смотря на двухкратную пропитку образцов короностойким пропиточным лаком). Эти результаты характерны для всех типов дефектов для любых расстояний, в том числе и для образцов с дефектом на одном витке.

3) Отказ элемента витковой изоляции низковольтной обмотки ЧРП возможен на расстоянии между дефектами, превышающим предельное для обычных условий эксплуатации (без применения частотного управления).

Как известно, величина пробивного напряжения для низковольтной однослойной изоляции подчиняется нормальному закону распределения с параметрами  $U_d$  и  $\sigma_d$ . При наличии сквозных дефектов происходит пробой воздушного промежутка, напряжение пробоя которого также подчиняется нормальному закону. С учетом физической модели отказа элемента витковой изоляции [1], максимально возможная величина воздушного промежутка, который следует учитывать, как место для развития короткого замыкания:

$$Z_{max} = d_{из} + (0,3 \div 0,4), \text{ мм},$$

где,  $d_{из}$  – толщина изоляции проводов, мм.

Как показывает опыт, с учетом конструктивных параметров обмотки, величин рабочих напряжений и перенапряжений, величина  $Z_{max}$  для низковольтных обмоток двигателей общепромышленного применения, как правило, не превышает нескольких миллиметров.

Результаты испытаний на макетных образцах показали, что перекрытие между дефектами возможно при расстоянии в несколько раз превышающее максимально возможное. Коронные разряды вызывают перекрытия по всему проводу, что способствует образованию короткого замыкания между соседними витками даже при значительной удаленности дефектов друг от друга. При обычных условиях это невозможно, т.к. величины прикладываемых напряжений и перенапряжений не достигнут необходимой величины.

В завершении следует отметить: для обеспечения требуемого уровня надежности межвитковой изоляции обмоток ЧРП следует применять только короностойкие провода, дефектность которых должна быть стремиться к нулю.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. ОСТ16. 0.800.821-88 Машины электрические асинхронные мощностью свыше 1 кВт до 400 кВт включительно. Двигатели. Надежность. Расчетно-экспериментальные метода определения.

## ИННОВАЦИОННЫЕ КОНСТРУКЦИИ КАБЕЛЕЙ ДЛЯ ПИТАНИЯ НИЗКОИНЕРЦИОННЫХ СЕРВОПРИВОДОВ

*П.С. Малышев\*, Д. Гавиланес\**

\* – ООО «Лаппруссия», Россия, Самара

\*\* – Лаппгрууп, Германия, Штутгарт

Для многих автоматизированных производственных систем важно обеспечить быстрый разгон и быстрое торможение, т.к. это приводит к повышению производительности. Созданные в последние годы низкоинерционные серводвигатели обеспечивают высокие динамические характеристики в широком диапазоне скоростей и крутящих моментов при компактных размерах и небольшом весе. Эксплуатация подобных систем допускает максимальные ускорения до  $5g$ , по сравнению с менее чем  $3g$  для обычных серводвигателей. Типичные примеры применения сервомоторов: поперечная резка материала, применения с позиционированием, упаковочные машины, намоточные машины, пищевая промышленность и любые другие применения, где требуются повторяющиеся действия, совершаемые за короткий промежуток времени.

На сегодняшний день намечается тенденция к переходу к высокой ускорения серводвигателями, несмотря на то, что большинство систем управления движением еще работает при нагрузках менее  $5g$ . При этом производители, преследуя цель повышения производительности, все шире применяют высокие скорости изменения движением поворотных и линейных двигателей.

В то же время необходимо отметить: повышение нагрузок до уровня  $5g$  обозначило проблему создания кабелей для сервоприводов подобного типа. Как показал проведенный специалистами Lappgroup анализ опыта эксплуатации: подобные перегрузки значительно сокращают срок службы традиционных кабелей для сервоприводов. Это связано с резко возросшими механическими нагрузками на кабель, причем негативно сказывается как быстрое замедление, так и быстрое ускорение.

Инженерами компаний Lappgroup разработан и предложен потребителям новый тип питающих кабелей (рис.1) для использования в траковых системах или между быстро движущимися машинами. Каждый элемент конструкции кабеля специально был специально оптимизирован и адаптирован для работы при повышенных динамических нагрузках и обеспечивает требуемый срок службы при постоянных перегрузках в  $5g$ . Механические свойства рассчитывались с учетом:

- растягивающих нагрузок, действующих в продольном направлении;
- силы тяжести;
- динамических ускорений в горизонтальной плоскости при перемещении кабеля по кабельной трассе;

- статических и динамических нагрузок, связанных с перемещениями по вертикали (например, в лифтах);
- изгибающих нагрузок.



Рис. 1. Перспективная конструкция кабеля для питания низкоинерционных сервоприводов

Стойкость к изгибу определялась путем испытаний на простой изгиб в одном направлении; непрерывных циклических сгибаниях и перемещениях всей длины кабеля в траковых цепях и испытаний на изгиб с навиванием на металлический шкив.

Особенность эксплуатации кабелей, размещенных в траковых цепях – постоянные циклические изгибы по всей длине. Разработанный кабель питания и управления ÖLFLEX® FD и ÖLFLEX® СЕТЬ адаптирован к подобным условиям, в том числе к торсионным нагрузкам. Конструкция кабеля выдерживает более высокие изгибающие и торсионные нагрузки, по сравнению с обычными гибкими кабелями. Это достигается за счет оригинальной конструкции токопроводящих жил, рассчитанных на многократные механические нагрузки, а также оптимально подобранными материалами изоляции экрана и оболочки.

При выборе кабеля для конкретных условий следует учитывать: требуемую длину хода; максимальное ускорение и скорость перемещения; минимальный радиус изгиба кабелей и проводов; общий вес всех движущихся компонентов (в том числе траковой системы с размещенными в ней кабелями); и требуемое время эксплуатации всей системы.

Надежность и высокие эксплуатационные свойства кабелей серий ÖLFLEX® FD и ÖLFLEX® СЕТЬ ВЫБОР также обеспечиваются за счет применения лучших современных полимерных материалов. Прежде всего молекулярная структура полимерных композиций определяет такие важные характеристики, как огнестойкость и маслостойкость. В настоящее время ряд материалов отвечает этим требованиям и широко применяются в кабельной промышленности: поливинилхлоридные (ПВХ) пластикаты, термопластичные эластомеры (ТПЭ), полиуретан (ПУ) и полипропилен (ПП). Каждый из перечисленных типов материалов обладает своими свойствами, достоинствами

и недостатками, определяющими конкретные эксплуатационные свойства и область применения кабелей.

Например, ПВХ-пластикаты обеспечивают относительно высокую механическую прочность, хорошую стойкость изоляции к истиранию и гибкость при разумной цене. Для сравнения, изоляция на основе эфирных ПУ гарантирует стойкость к появлению плесени и отличается высокой стойкостью к истиранию, прочностью при растяжении, устойчивости против ряда масел и хорошей гибкостью.

Что касается кабелей и проводов, работающих при действии динамических нагрузок высокой интенсивности, необходимо учитывать специфическое требование: стойкость к ускорениям до  $50 \text{ м/с}^2$ . Интересно отметить: для изоляции более опасны резкие торможения, чем ускорения. Быстро движущаяся кабельная цепь останавливается за доли секунды, что приводит к появлению резко перенапряженных участков в изоляции. Если материал не обладает требуемыми физико-механическими свойствами (жесткость, механическая прочность и т.д.) подобные нагрузки приведут к растрескиванию полимерной изоляции, снижению ее надежности и отказу.

Как показали исследования, проводимые в Исследовательском центре Лапроуп (г. Штутгарт, Германия), кабели с изоляцией из полипропилена обладают наилучшими свойствами и обеспечивают необходимый ресурс при данных условиях. Был оценен срок службы кабелей ÖLFLEX® FD при испытаниях на циклические изгибы-перемещения в траковых цепях (до нескольких миллионов циклов; скорость перемещения  $10 \text{ м/с}$  и ускорения до  $100 \text{ м/с}^2$ , расстояния до  $100 \text{ м}$ ). Изоляция из полипропилена обладает отличными электроизоляционными свойствами в сочетании с высокой прочностью и низкой плотностью. Это позволяет снизить толщину изоляции, уменьшить и облегчить конструкцию кабеля, а также повысить его гибкость. При этом до минимума снижается допустимый радиус изгиба, кабельные системы и направляющие могут быть установлены в меньшем пространстве. Т.о. уменьшается расход электроэнергии на непрерывные перемещения траковой цепи (ускорения и замедления). Так же экономится технологическое пространство, тем самым повышая общую эффективность производства.

Радиус изгиба кабеля также зависит от его общей конструкции. Известно: чем больше минимальный радиус изгиба кабеля, тем больше требуется пространства для его размещения. Существует два вида общей скрутки изолированных жил: пучковый и концентрический (повивный). При повивной скрутке скручиваемые элементы располагаются по концентрическим окружностям разного направления вокруг центрального элемента. *Пучковая скрутка* характерна тем, что жилы располагаются не чередуясь повивами в определенном порядке, а сплошным пучком с произвольным расположением. Значительное преимущество конструкции с повивной скруткой – меньший наружный диаметр. Так же достоинствами являются легкость монтажа и снятия изоляции. В то же время данный тип конструкции применяется только с большим числом жил, как правило, более 11-12. Что касается срока службы:

после многочисленных испытаний в лаборатории Lapp, не отмечено каких-либо различий между кабелями, изготовленными по разным методам скрутки.

Следует отметить одно из значительных преимуществ кабелей с повивной скруткой: повышенная устойчивость по отношению к торсионным нагрузкам. Это обеспечивается меньшим внешним диаметром скрученных в слои изолированных жил. В результате они также занимают меньше места в траковой цепи по сравнению с кабелями, конструкция которых выполнена по пучковой скрутке.

Необходимо также отметить: вначале следует определиться с типом и количеством применяемых кабелей, а только затем делать выбор траковой цепи для размещения кабельной системы. При этом обязательно необходимо учитывать, вес кабеля и всей системы в целом. Это важно, т.к. для низкоинерционных систем вес является фактором, определяющим силу, которая возникает в результате работы и действует на изоляцию кабеля. Чтобы избежать значительных ускорений, прежде всего, необходимо уменьшить массу перемещаемой части (траковой цепи). Так же рекомендуется по возможности минимизировать длину кабельной системы (траковой цепи), сделав ее короткой настолько это возможно.

### **Выводы**

Обобщая вышесказанное, хочется отметить: обеспечение надежности кабелей питания сервоприводов требует учета многих факторов. Гарантировать безотказную работу можно только при комплексном, системном рассмотрении всех нагрузок, влияющих на кабель, с обязательным учетом особенностей каждого конкретного места применения. Компания Лапикабель предлагает серию не имеющих аналогов в отечественной практике комплексных решений, успешность которых подтверждается широкой реализацией на ряде российских и зарубежных предприятиях.

## **ОЦЕНКА ВЕЛИЧИН ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ НАПРЯЖЕНИЙ В ЭЛЕМЕНТАХ ЧРП**

*А.Г. Гарганеев\*, Д.И. Чарков\*, Д.Е. Патлин\*\**

\* – Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск,

\*\* – ЗАО «Сибкабель», Россия, Томск

Частотно-регулируемый электропривод, построенный на базе асинхронного двигателя, применяется достаточно широко во многих сферах деятельности: в конвейерных системах, в двигателях для нефтедобывающей промышленности (центробежные насосы), в системах вентиляции, кондиционирования и водоснабжения. По разным оценкам на долю асинхронных двигателей приходится от 40 % до 70 % всей электрической энергии, преобразуемой в механическую энергию вращательного или

поступательного движения [1]. Основными преимуществами ЧРП являются: высокая точность регулирования, экономия электрической энергии в случае переменной нагрузки, повышенный ресурс оборудования, стабилизация скорости вращения при изменении нагрузки, плавный пуск двигателя, значительно уменьшающий его износ и многое другое [2].

Несмотря на все положительные стороны использование системы частотного управления на базе широтно-импульсной модуляции (ШИМ) сопровождаются существенным рядом недостатков:

**1) Гармонические искажения питающей электрической сети.** Причинами появления высших гармоник являются имеющие в составе ЧРП нелинейные входные цепи (выпрямительный мост), потребляющие импульсный ток.

**2) Электромагнитные помехи.** На выходе устройство ЧРП выдает широтно-модулированные прямоугольные импульсы напряжения, получаемые с помощью сверхбыстрых полупроводниковых ключей (IGBT). Эти импульсы создают широкий спектр высокочастотных помех. Происходит излучение помех, а также их распространение по всем контурам. Чтобы ограничить уровень помех в соответствии с нормами IEC и ГОСТ, необходима установка дополнительных фильтров.

**3) Скачки напряжения, возникающие в результате переотражения.** Высокие рабочие частоты и крайне быстрое переключение напряжения накладывают дополнительные требования на длину соединительного кабеля. Импульсы напряжения, генерируемые ЧРП, поступают на клеммы двигателя в виде отраженных волн. Отражение волн от концов кабеля может привести к двукратному повышению выходного напряжения электропривода. Лаковая изоляция обмоток двигателя не рассчитана на подобные скачки напряжения, поэтому может произойти пробой изоляции [3].

Подобные процессы крайне отрицательно воздействуют на электрическую изоляцию. Всё это приводит к резкому снижению срока службы изоляции кабеля и обмотки.

Для оценки волновых электрических нагрузок была построена имитационная модель в графической среде MatlabSimulink [4, 5].

Модель состоит из последовательно подсоединённого преобразователя частоты, кабельной линии и асинхронного двигателя.

Преобразователь частоты состоит из источника постоянного напряжения (DC VoltageSource), генератора широтно-импульсных сигналов (PWMGenerator) и универсального моста (UniversalBridge). К преобразователю частоты последовательно соединяется секция кабельной линии, состоящие из ёмкости  $C$ , волнового сопротивления  $R$  и индуктивности  $L$ , а в качестве нагрузки была выбран асинхронный двигатель. Для измерения амплитуды напряжения используется измерителя напряжения (VoltageMeasurement), а для визуализации полученных данных - осциллограф (Scope).

Результаты моделирования показали, что при применении ЧРП с ШИМ возникают перенапряжения, амплитуда которых увеличивается более чем в 2

раза по сравнению с рабочим номинальным напряжением. Генератор широтно-импульсных сигналов выдает широтно-модулированные прямоугольные импульсы напряжения. Данные импульсы, выходящие с генератора широтно-импульсных сигналов с крутым фронтом, возбуждают волновые процессы в кабеле, приводящие к перенапряжениям, которые усиливаются на дальнейших участках кабельной линии. В результате на зажимах двигателя, которые возрастают из-за несимметрии напряжений, вызванных частым переключением полупроводниковых ключей. Это справедливо, как для модели с высоковольтным синхронным, так и с низковольтным асинхронным двигателем (рис. 1).

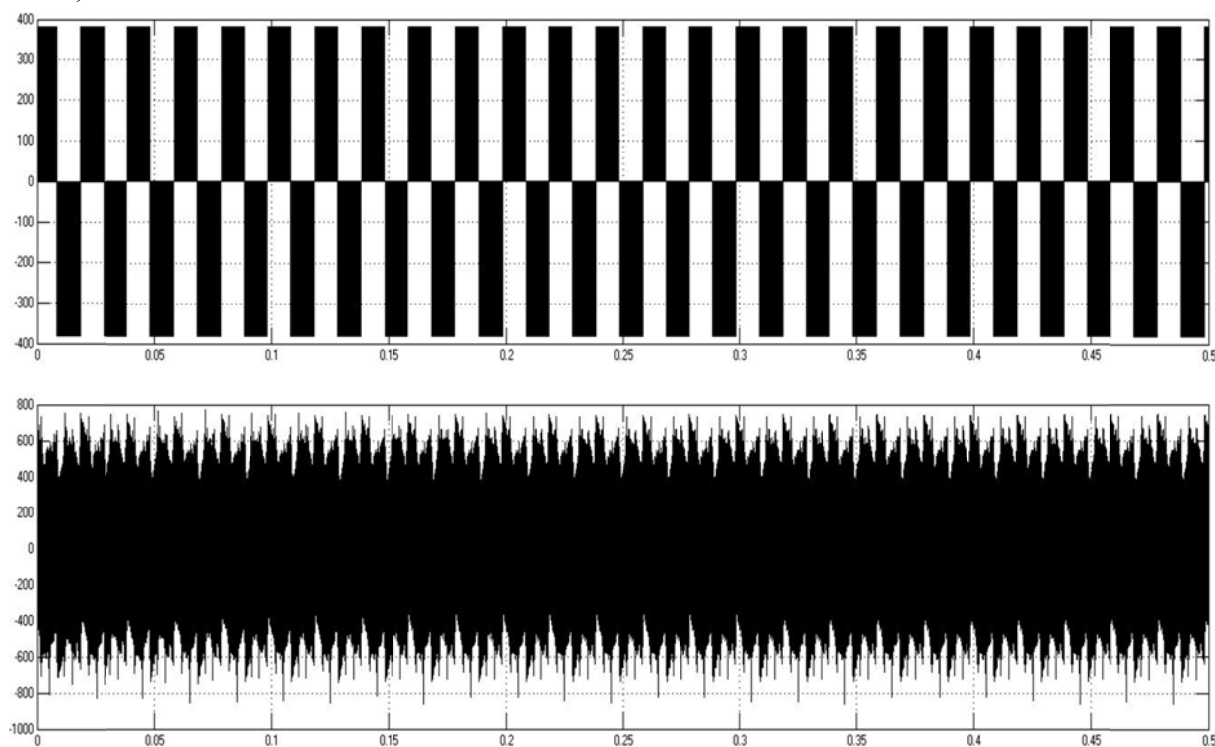


Рис. 1. Характер напряжений в ЧРП с низковольтным асинхронным двигателем без  $RLC$  фильтра:

1 – после частотного преобразователя, 2 – на выходе с питающего кабеля (ВВГ)

Результаты показали, что амплитуда напряжения в обмотке превышает рабочее номинальное напряжение более чем в 2 раза (рис. 2).

Для уменьшения крутизны фронта импульсов выходного напряжения ЧРП и ограничения уровня помех устанавливают  $RLC$  фильтр на выходе инвертера, тем самым ограничивая электрические перенапряжения на зажимах электрической машины.

Применение  $RLC$  фильтра уменьшает амплитуду напряжения, а также обеспечивает синусоидальную форму сигнала (рис. 3). Это связано с тем, что в конструкцию фильтра входят установленные дроссели и конденсаторы большего номинала, образующие  $LC$ -фильтр с частотой резонанса менее 50% от частоты коммутации (несущей частоты ШИМ-инвертора).

Таким образом, следует отметить: обязательным условием исключения перенапряжений в изоляции обмотки и в кабельной линии ЧРП, обусловленной

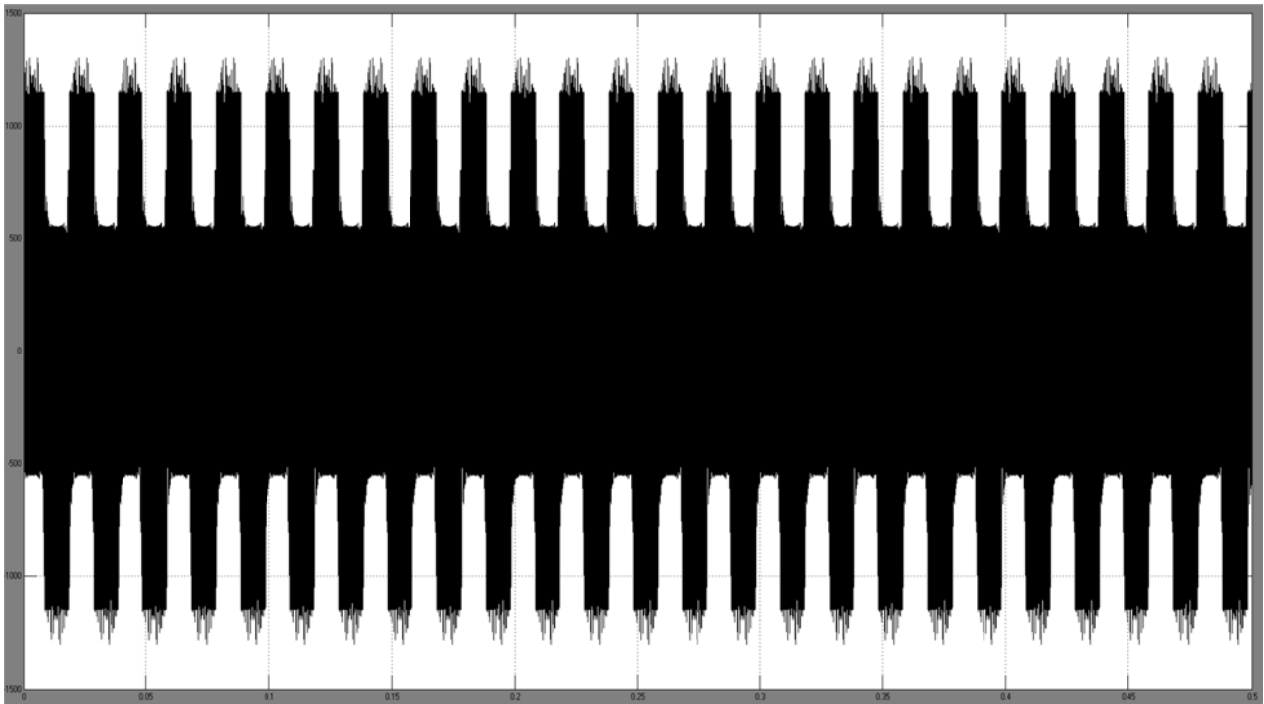


Рис. 2. Характер напряжений ЧРП в обмотке низковольтного асинхронного двигателя с наличием  $RLC$  фильтра

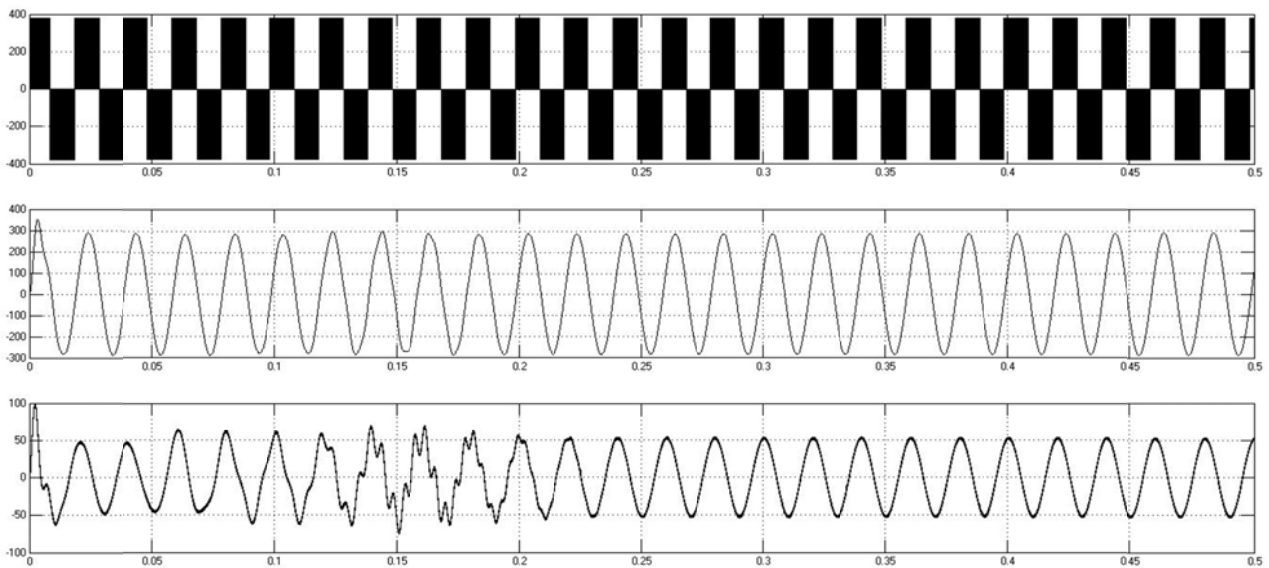


Рис. 3. Характер напряжений в ЧРП с низковольтным асинхронным двигателем с наличием  $RLC$  фильтра: 1 – после частного преобразователя, 2 – после  $RLC$  фильтра. 3 – на выходе с питающего кабеля (ВВГ).

работой ШИМ, является применение синусоидальных фильтров. Предложенная в работе модель позволяет оценить уровень электрических напряжений при работе частотно-регулируемого привода.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Асинхронный двигатель. Устройство и принцип действия однофазного и трехфазного асинхронного электродвигателя [Электронный ресурс]. – Режим



доступа: [http://www.eti.su/articles/elektroprivod/elektroprivod\\_36.html](http://www.eti.su/articles/elektroprivod/elektroprivod_36.html) (дата обращения: 03.03.15).

2. Частотное регулирование электроприводов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.e-audit.ru/chrp/index.shtml> (дата обращения: 03.03.15).

3. Don-Ha Hwang, Ki-Chang Lee, Yong-Joo Kim, In-Woo Lee, Tae-Hoon Lim, Dong-Hee Kim, “Accessing the insulation characteristics for stator windings of low-voltage induction motors for adjustable-speed drive applications”, IEEE IAS Conference Proceedings, Oct. 2003.

4. Mathworks. Simulink. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://matlab.ru/products/simulink> (дата обращения: 03.03.15).

5. B. Basavaraja, D.V.S.S. Siva, “Application problem of PWM AC drives due long cable length and high  $dv/dt$ ”, IEEE.

## **ОПРЕДЕЛЕНИЕ КОРОНОСТОЙКОСТИ ЭЛЕМЕНТОВ НИЗКОВОЛЬТНОЙ МЕЖВИТКОВОЙ ИЗОЛЯЦИИ**

*Д.И. Чарков, А.П. Леонов, Е.Ю. Солдатенко*

Национальный исследовательский Томский политехнический  
университет, Россия, Томск

Преимущества использования системы частотного управления позволили в значительной степени увеличить частоту коммутационных операций (до 20 кГц), минимизировать потери электроэнергии и улучшить производительность частотно-регулируемого привода. Однако, повышение скорости коммутаций сократило время нарастания импульсов напряжения, которое негативно отразилось на протекании переходных процессов в цепи «частотный преобразователь – питающий кабель – двигатель». Рассогласование полных сопротивлений между инвертором, кабелем и двигателем возбудило волновые процессы в кабеле и явление отражения сигнала, что привело к перенапряжениям на клеммах двигателя [1, 2]. Подобные электрические нагрузки ужесточили условия эксплуатации изоляционной системы частотно-регулируемого привода и, прежде всего, межвитковой изоляции, как наиболее слабого элемента изоляции обмотки. В порах и воздушных зазорах стали возникать коронные разряды, приводящие к ускоренному старению изоляции и дальнейшему пробою [3].

В данном случае под коронными разрядами понимаются поверхностные разряды в изоляции обмотки электрической машины. Короностойкость диэлектрика представляет собой способность выдерживать влияние коронного разряда без недопустимого ухудшения свойств. Корона может формироваться с течением времени из-за износа электродов и старения изоляции. Она ограничена относительно узкой областью, прилегающей к электроду. Под воздействием короны и образующихся под ее влиянием химических

соединений происходит эрозия изоляционного материала, которая может достигать такой степени, что оставшаяся изоляция не выдерживает приложенного напряжения и происходит пробой. Возможно также изменение физических свойств материала под действием короны: материал изменяет размеры, становится хрупким, трескается, выделяет газы [4].

Проблема является новой и актуальной, так как традиционно считалось: возникновение короны в низковольтной изоляции невозможно. Поэтому при рассмотрении надежности подобных систем электрическим старением пренебрегали. Помимо этого, обозначилась проблема выбора критерия, методов и технических средств, позволяющих оценить стойкость межвитковой изоляции к эксплуатационным нагрузкам при работе ЧРП на базе ШИМ.

Не смотря на наличие некоторых рекомендаций [5], существующие методы не применимы для определения короностойкости эмалированных проводов: конструкция образцов не имитирует межвитковую изоляцию, предлагаемые критерии условны и не дают адекватной оценки, характер и величины прикладываемых напряжений не соответствуют реальным нагрузкам на изоляцию ЧРП.

Поставленную проблему предлагается решить путем проведения испытаний образцов провода на стойкость к действию высокочастотного модулированного сигнала. В качестве образцов используются скрутки провода (согласно ГОСТ 15634.4-70), испытания проводят при температуре класса нагревостойкости.

Совместно с ООО «НПОРедвилл» был разработан и смонтирован учебно-исследовательский стенд для определения короностойкости изоляции эмалированных обмоточных проводов. Общий вид стенда представлен на рис. 1.



Рис. 1. Общий вид учебно-исследовательского стенда

Образцы для испытаний представляют с собой скрутку провода с рабочей зоной 125 мм. (рис. 2). Электрические нагрузки, характерные для работы частотного преобразователя, воспроизводятся с помощью высокочастотного блока (рис. 3) со следующими характеристиками: подаваемое напряжение переменного тока с амплитудой 1200 В, частота 400 Гц с частотой (модуляции) квантования напряжения 5 кГц с (длительность фронта волны) крутизной нарастания переднего фронта 4 мкс. Подобные условия обеспечивают появление коронных разрядов по всей длине испытуемого образца.

Температура в термошкафу соответствует нагревостойкости эмалированного провода. Критерием короностойкости является среднее время до пробоя изоляции образца. Наличие коронных разрядов, а также соответствие формы и величины подаваемого сигнала подтверждается осциллограммами, представленными на рис. 3.



Рис. 2. Общий вид образца

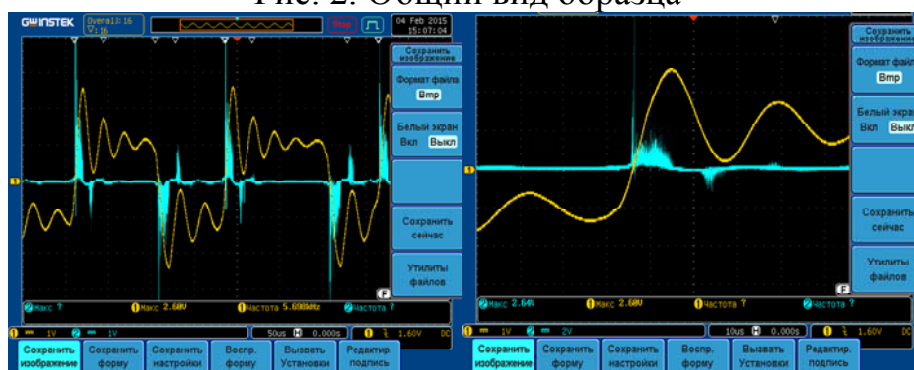


Рис. 3. Осциллограммы питающего тока и напряжения на образце

В ходе работы была проведена серия испытаний на короностойкость ряда марок современных эмалированных проводов: ПЭТД-180, ПЭТД2-К-180, ПЭТ-155, ПЭЭА-155. Испытывались как пропитанные, так и непропитанные скрутки. Отмечено: наибольшей короностойкостью обладает провод ПЭТД-2К-180. Изоляция данного провода представляет собой двухслойную композицию. Первый слой изоляции выполнен из короностойкого или модифицированного полиэфиримидного лака, куда входят наночастицы оксида кремния, внедренные в эмалевую изоляцию. Второй слой изоляции выполнен из полиамидимидного лака.

В случае действия коронного разряда, наночастицы оксида кремния за счет сильного взаимодействия образуют защитный слой, препятствующий дальнейшему разрушению изоляционного слоя. Тем самым, замедляется процесс пробоя изоляции. Испытания показали: наибольшее среднее время до пробоя обеспечивается при пропитке провода ПЭТД-2К-180 в сочетании компаунда КП-50 и лака КО-916К.

Результаты работы внедрены в учебный процесс подготовки магистров по направлению 13.04.02 – «Электроэнергетика и электротехника», профиль «Электроизоляционная, кабельная и конденсаторная техника, дисциплина «Изоляция электрических машин и аппаратов».

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. E. Persson, "Transient Effects in Application of PWM Inverters to Induction Motors," IEEE IAS Transactions, vol.28. No. 5, Sept./Oct. 1992.
  2. Transient Effects of PWM Drives on Induction Motors, Christopher J. Melhorn, Le Tang, Electrotek Concepts, Inc., Knoxville, Tennessee 37932.
  3. R. Kerkman, D. Leggate, G. Skibinski. "Interaction of Drive Modulation & Cable Parameters on AC Motor Transients," IEEE IAS Conference Proceedings, 1996.
  4. Melfi, M., Sung, A.M.J., Bell, S., Skibinski, G.L. Effect of Surge Voltage Risetime on the Insulation of Low Voltage Machines Fed by PWM Converters // Industry Applications, IEEE Transactions on, Jul/Aug 1998, pages (766–775).
- ГОСТ 27427-87 – Материалы электроизоляционные. Методы относительного определения сопротивления пробойю поверхностными разрядами.

## ПРОБЛЕМА НАДЕЖНОСТИ НЕФТЕПОГРУЖНЫХ КАБЕЛЕЙ ПРИ ПИТАНИИ УЭНЦ ОТ ЧАСТОТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

*А.Г. Гарганеев\**, *А.П. Леонов\**, *Ю.М. Щербакова\**, *А.А. Нор\*\**

\* – Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск

\*\* – ПАО «НИКИ», Россия, Томск

В последние годы все большее число установок электроцентробежных насосов (УЭНЦ) добычи нефти управляется с помощью преобразователей частоты. Преимущества внедрения частотного управления сопровождается рядом недостатков, важнейшим из которых – резкое снижение срока службы питающих кабелей. Это связано с возросшими электрическими нагрузками на изоляцию кабеля, обусловленные работой частотного преобразователя на базе ШИМ. Отмечено, что в ряде случаев это может служить причиной пробоя изоляции кабеля [1]. В отечественной технической литературе недостаточно информации об опыте применения нефтепогружных кабелей в составе ЧРП, а также о характере и величинах напряжений, возникающих при работе ШИМ.

Нефтепогружной кабель (НПК), питающий УЭНЦ следует рассматривать как однородную длинную линию с распределенными параметрами, влияющими на распространение электрического сигнала [2]. Согласно общепринятой схеме электропитание УЭЦН осуществляется с помощью кабельных линий, состоящих из основного питающего кабеля и герметически соединенного с ним с помощью муфты высокотемпературного кабеля-удлинителя. Основной кабель, в свою очередь, может состоять из нескольких отрезков кабелей различных конструкций и теплостойкости, также герметично соединенных между собой. Для расчета величин перенапряжений в кабельной линии необходимо определить волновые параметры, влияющие на

распространение электрической энергии вдоль линии:  $L$  - погонная индуктивность кабельной линии (Гн/км),  $C$  - погонная емкость кабельной линии (Кл), (Ф/км), волновое сопротивление  $Z_B$  (эквивалентная схема замещения элементарного участка показана на рис.1).

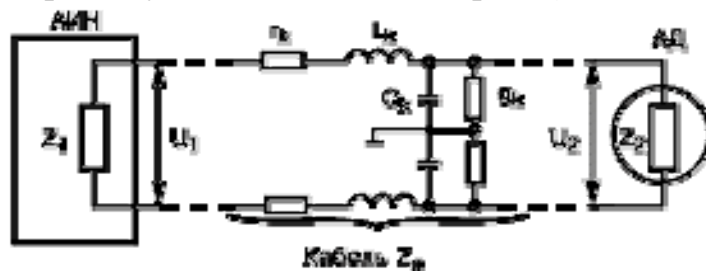


Рис. 1. Цепь соединения автономного инвертора напряжения АИИ с асинхронным двигателем (АД) (эквивалентная схема элементарного участка кабеля)

Волновое сопротивление  $Z_B$  кабеля при этом определяется последовательной индуктивностью  $L$  и параллельной емкостью  $C$  участка линии:

$$Z_B = \sqrt{L/C} . \quad (1)$$

Значения параметров  $L$  и  $C$  зависят от типа, конструкции и сечения кабеля. УЭНЦ соединяется с преобразователем частоты силовым кабелем, состоящим из трех круглых медных жил. В этом случае индуктивность и емкость каждой изолированной жилы рассчитывается как для одножильного кабеля:

Поставленная задача моделирования электрических напряжений в кабельной линии УЭНЦ решалась в графической среде имитационного моделирования MATLAB Simulink (рис. 2–3).

Полученные результаты моделирования режимов работы НПК УЭНЦ позволяют отметить:

1. Резкое увеличение амплитуды напряжения в КЛ наблюдается при отсутствии синусоидального фильтра. Особенно высокие напряжения отмечены для режима «под нагрузкой» с включенным двигателем: от 5 до 8 кВ на различных участках КЛ (рис. 2) при питающем напряжении 3,3 кВ. Такой высокий уровень напряжения в КЛ в сочетании с высокочастотными составляющими импульсов питающего напряжения с ШИМ безусловно приведет к ускорению процессов электротеплового старения изоляции НПК.

2. При включении в цепь синус-фильтра происходит сглаживание ВЧ-помех, форма кривой напряжения на выходе с ПЧ близка к синусоиде (рис. 3).

В режиме холостого хода обеспечивается синусоидальность формы кривой напряжения на всех участках КЛ за счет преобразования выходного напряжения с ШИМ в напряжение синусоидальной формы.

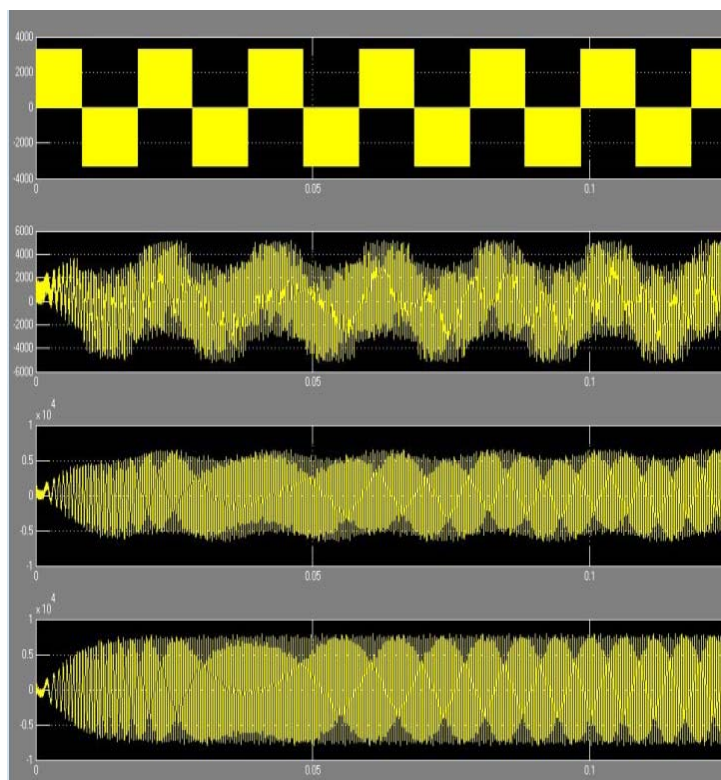


Рис. 2. Изменение амплитуды напряжения в кабельной линии от времени включения с двигателем без синусоидальных фильтров: 1 – на выходе с частного преобразователя; 2 – после первого участка КЛ (кабель КПБП); 3 – после второго участка КЛ (кабель КЕСБП); 4 – после третьего участка КЛ (кабель УБ)

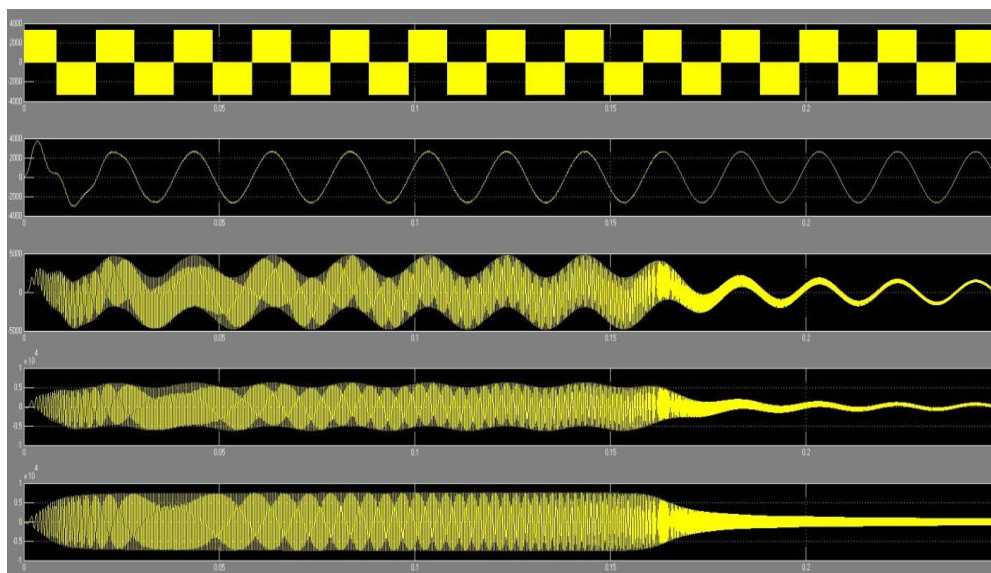


Рис. 3. Изменение амплитуды напряжения в кабельной линии от времени включения с синусоидальным фильтром: 1 – после частного преобразователя; 2 – после  $RLC$  фильтра; 3 – после первого участка КЛ (КПБП); 4 – после второго участка КЛ (КЕСБП); 5 – после третьего участка КЛ (кабель УБ)

## **Выводы**

1. Использование СФ приводит к значительному снижению амплитуды питающего напряжения при работе КЛ под нагрузкой (рис. 3). В этом случае электрические нагрузки на изоляцию НПК не превышают величины установленного фазного напряжения.

2. Обязательным условием обеспечения надежного безаварийного функционирования КЛ УЭНЦ является использование защитных синус-фильтров, выбранных в строгом соответствии с типом двигателя и преобразователя частоты, как того рекомендуют ведущие мировые производители преобразовательной техники.

## **СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Е.М. Костоломов, С.В. Шибанов Результаты работы высоковольтных частотно-регулируемых электроприводов насосных агрегатов перекачки нефти на объектах ОАО «Сургутнефтегаз» // Экспозиция «Нефть, газ», №5, 2009.
2. Белоруссов Н.И., Саакян А.Е., Яковлева А.И. Электрические кабели, провода и шнуры. Справочник. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 536 с.

## **ВЛИЯНИЕ ВОЗДЕЙСТВУЮЩИХ ФАКТОРОВ НА ИЗОЛЯЦИЮ НИЗКОВОЛЬТНЫХ ОБМОТОК В СОСТАВЕ ЧРП**

*В.А. Болгова*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск

Безотказная работа электрических машин в значительной степени определяется надежностью электрической изоляции их обмоток. В свою очередь, надежность изоляции электрической машины зависит от ее способности противостоять длительным воздействиям различных разрушающих факторов в процессе эксплуатации.

В процессе эксплуатации изоляция обмоток электрических машин подвержена влиянию множества воздействующих факторов, таких как температурные и механические воздействия, влага и поверхностные загрязнения, воздействие химически активных веществ, пыли, а также действие электрического поля.

Основным фактором, приводящим к износу изоляции низковольтных обмоток, считалось воздействие температуры [1, 2]. И в настоящее время у потребителей отсутствует четкое понимание значимости воздействия электрического поля.

На сегодняшний день проблема надежности обострилась в связи с интенсивностью режимов работы электрических машин, экстремальностью условий эксплуатации, повышением требований к качеству работы и, как

следствие, с применением специальных систем управления. Так, использование частотного регулирования на базе широтно-импульсной модуляции (ШИМ), привело к ужесточению электрических эксплуатационных нагрузок, значительно ускоряющих процессы электрического старения. Применение систем частотного управления обуславливает изменение процессов старения изоляции, и кроме температуры, значительный вклад вносит влияние электрического поля [3, 4].

Особенности эксплуатации низковольтных обмоток в системе частотно-регулируемого привода (ЧРП) обусловлены применением преобразователей частоты на базе ШИМ, что приводит к воздействию быстрого нарастания напряженности электрического поля на фронте волны за счет высокой скорости коммутации ключей, как следствие, к появлению волновых явлений, перенапряжений в обмотках, повышению возникающих перенапряжений при распространении волны по кабелю от преобразователя частоты к асинхронному двигателю. В результате этого возникающие перенапряжения могут быть достаточными для возникновения короны в низковольтной обмотке статора электродвигателя, работающего в составе частотно-регулируемого привода. Под короной в данном случае понимаются поверхностные разряды в изоляции обмотки машины, т.е. разряды по поверхности диэлектрика [5, 6].

Описанные явления, возникающие в ЧРП, непосредственно влияют на долговечность электрических машин, их надежность и безопасность работы, для их оценки приходится прибегать к созданию математических моделей и проведению трудоемких экспериментов.

Кроме того, для более корректного прогнозирования износа и срока службы электрических машин необходимо учитывать особенности условий эксплуатации, выделяя основные воздействующие факторы, а также принимать во внимание взаимодействие этих факторов.

Поскольку существующие методы и математические модели ориентированы на исследование процессов теплового старения и практически не учитывают влияние электрического поля, то их применение для оценки надежности системы изоляции обмотки низковольтных асинхронных двигателей требует уточнения подхода и внесения корректировок, что обусловлено изменением условий эксплуатации.

Одним из возможных решений данной задачи является экспериментальное исследование зависимости отказа изоляции от воздействующих эксплуатационных факторов. При этом исследования должны проводиться на большом количестве образцов и с возможностью воспроизведения условий эксплуатации для получения достаточного объема статистических данных.

Для проведения исследования в ограниченных условиях, когда отсутствует возможность повторить опыт нужное количество раз, при ограничении временными или иными рамками, целесообразно использовать методы планирования эксперимента, что позволяет при наименьших затратах получить результат.



Теория планирования эксперимента успешно используется для решения ряда задач в различных областях науки и техники. Планирование эксперимента – это оптимальное управление экспериментом при неполном знании механизма явлений. Применение планирования эксперимента делает поведение экспериментатора целенаправленным и организованным, существенно способствует повышению производительности труда и надежности полученных результатов.

Для проведения испытаний и для анализа экспериментальных данных были использованы методы факторного планирования эксперимента – ПФЭ, при котором исследуется влияние нескольких факторов и однофакторный дисперсионный анализ, для выявления значимости воздействия одного фактора, при изменении его уровней.

Наиболее слабым звеном обмотки является межвитковая изоляция, в связи с этим в данной работе проведена оценка стойкости изоляции эмалированных проводов, как основной части межвитковой изоляции. Исследовались образцы проводов марок ПЭТД-180 (провод предназначен для изготовления обмоток электрических машин и приборов) и ПЭТД2-К-180 (короностойкий провод, предназначен для применения в электрических машинах, аппаратах и приборах с частотным регулированием).

Испытания проводились двумя способами: на отрезках провода в стальной дроби и высокочастотным (ВЧ) модулированным сигналом на стандартных скрутках, при этом за результат принимается среднее арифметическое время до пробоя партии образцов.

Первый тип испытаний проведен с применением методов ПФЭ и согласно методике испытаний в системе электродов «провод-дробь». Для этого была составлена матрица факторного эксперимента [7].

В ходе эксперимента устанавливались два уровня напряжения 5 и 7 кВ и температуры: 20 и 170<sup>0</sup>С. По результатам испытаний было определено среднее время до пробоя образцов провода ПЭТД2-К-180, показанное на рис. 1.

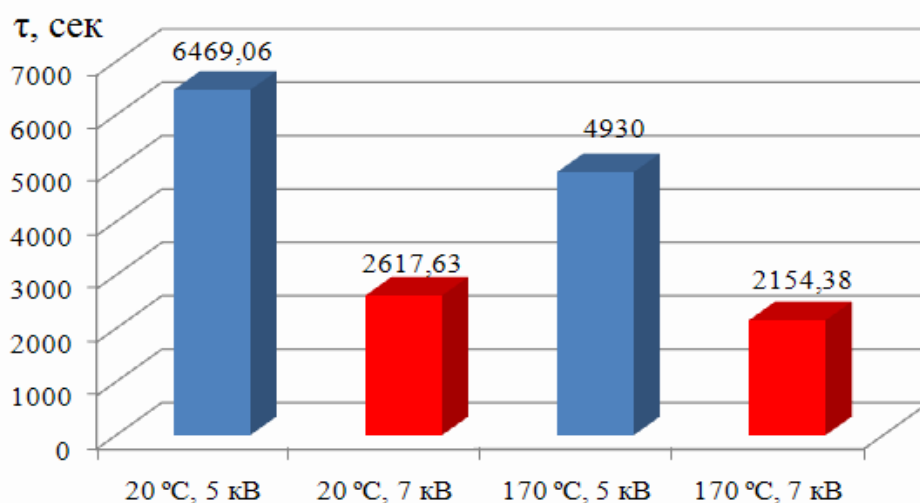


Рис. 1. Гистограммы среднего времени до пробоя при испытаниях в системе электродов «провод-дробь»

Далее согласно методике ПФЭ был определен эффект воздействующих факторов с применением однофакторного дисперсионного анализа.

При однофакторном дисперсионном анализе исследуется влияние одного фактора при изменении его уровня [7]. Для этого было также определено среднее время до пробоя образцов согласно методике испытаний высокочастотным модулированным сигналом при трех уровнях температуры (рис. 2).

Испытания ВЧ импульсными нагрузками при трех уровнях температуры (180, 190 и 200 °С) были проведены на образцах провода ПЭТД-180 и ПЭТД2-К-180. Для наглядного отображения экспериментальных данных построены гистограммы среднего времени до пробоя изоляции образцов проводов (рис. 1). Здесь  $\tau$  – среднее время до пробоя,  $T$  – температура.

Согласно методике ПФЭ на основании полученных экспериментальных данных были определены коэффициенты уравнения линейной математической модели. Коэффициенты, вычисленные по результатам эксперимента, указывают на силу влияния факторов.

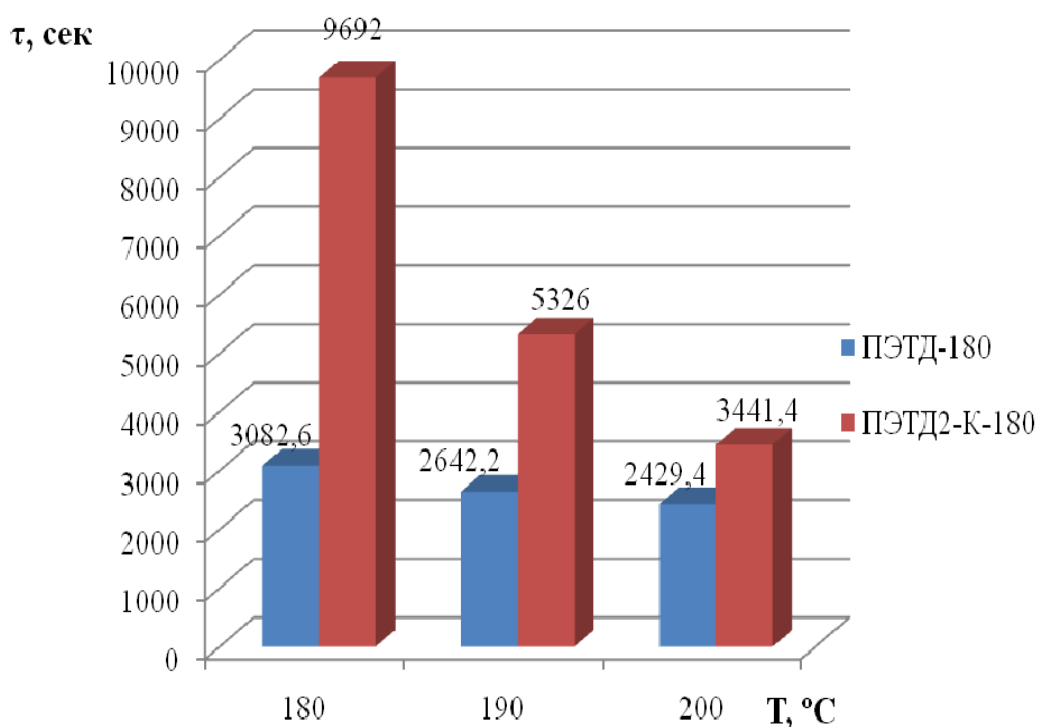


Рис. 2. Гистограммы среднего времени до пробоя изоляции образцов при воздействии ВЧ модулированного сигнала

По рассчитанным коэффициентам был определен эффект воздействующих факторов, показанный на рис. 3. Так как факторное планирование эксперимента может применяться с целью определения значимости влияния воздействующих факторов, то конечным результатом в данном случае могут являться вычисленные эффекты факторов.

Анализ результатов испытаний показал незначительный вклад температуры в процессы старения и разрушения изоляции при воздействии высокочастотных импульсов и значительное влияние электрических нагрузок.

Также для образцов проводов марки ПЭТД2-К-180 дополнительно определено влияние ВЧ импульсов на нагрев образцов. Измерение температуры производилось пирометром Raytek (модель Raynger ST 25Pro). Результаты измерения температуры образцов показывают, что испытания ВЧ-импульсами приводят к незначительному разогреву образцов (не более 5-6 °С) и не оказывают значительного воздействия на процессы разрушения изоляции.

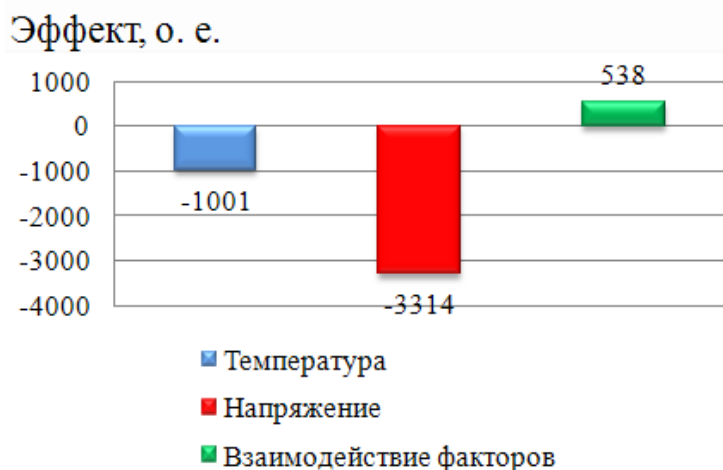


Рис. 3. Эффект факторов

Проведенные исследования подтверждают необходимость использования короностойких материалов для изоляции низковольтных обмоток асинхронных двигателей в условиях ЧРП, так как их образцы показывают большую величину среднего времени до пробоя изоляции.

Полученные результаты свидетельствуют о значительном вкладе электрического поля в процессы старения и износа изоляции НВ обмоток в данных условиях. Таким образом, характер старения определен как электротепловой. В дальнейшем необходимо исследовать процессы электротеплового старения для более точной оценки короностойкости изоляции и прогнозирования ее ресурса. Работа выполнена при технической поддержке ЗАО «Сибкабель».

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гольдберг О.Д. Надежность электрических машин: учебник для студ. высших учеб. заведений / О.Д. Гольдберг, С.П. Хелемская; под ред. О.Д. Гольдберга. - М.: Издательский центр «Академия», 2010. – 288 с.
2. Н.Л. Кузнецов. Надежность электрических машин: учеб. пособие для вузов / Н.Л. Кузнецов. - М.: Издательский дом МЭИ, 2006. – 432 с.: ил.
3. Белассел Моханд-Тахар, Беспалов В.Я. Волновые параметры и межвитковые перенапряжения в многовитковой вьспной обмотке асинхронного двигателя, питаемого от ШИМ-преобразователя. Электротехника: Науч.-техн. журн. - М.: ЗАО "Знак", 2008. – №7. – С. 14–17.

4. GAMBICA/REMA Technical Guide. Variable speed drives and motors. Motor insulation voltage stresses under PWM inverter operation. Technical report No 1, 3<sup>rd</sup> Edition. – 27 pages.

5. Mark Fenger, Steven R. Campbell, & Jan Pedersen. Motor winding problems caused by Inverter Drives // IEEE Industry Applications Magazine, July/August 2003, pages (22–31).

6. Electrical Aging of the Insulation of Low-Voltage Machines: Model Definition and Test With the Design of Experiments. Nadine Lahoud, Jerome Faucher, David Malec, and Pascal Maussion. IEEE Transactions on Industrial Electronics 60(9):4147-4155 (2013).

7. Кобзарь А.И. Прикладная математическая статистика. Для инженеров и научных работников. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2006. – 816 с.

## ИЗУЧЕНИЕ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ ИСКРОВОГО ПЛАЗМЕННОГО СПЕКАНИЯ НА ФИЗИКО-МЕХАНИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА КЕРАМИКИ $NiO - ZrO_2:Y_2O_3$

*М.С. Пропой, А.А. Сивков, А.С. Сайгаш, А.С. Ивашутенко*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, г. Томск

### Введение

Керамика состава  $NiO - ZrO_2:Y_2O_3$  ( $NiO$ -YSZ) применяется в качестве анода твердооксидных топливных элементов (ТОТЭ), устройств для прямого преобразования химической энергии топлива (водорода) в электрическую. При работе топливного элемента оксид никеля восстанавливается в водороде до  $Ni$ , после чего анод приобретает электронную проводимость. Эффективность работы каждого слоя твердооксидного топливного элемента во многом зависит от его микроструктуры. Так, изменяя пористость и размер пор анодного слоя можно регулировать подачу топлива и отведение продуктов реакции, интенсивность электрохимической реакции, электропроводность. Для получения высокой удельной мощности анод должен обладать развитой трехфазной границей металл – керамика – газ (водород) и надежным контактом с электролитом. Всё это накладывает особые требования и рекомендации к технологии изготовления данного изделия. Микроструктура анода в основном определяется характеристиками исходной порошковой смеси и методом формирования. В настоящее время наиболее распространенным методом формирования анодного слоя является шликерное литье с последующим спеканием в печи в воздушной атмосфере при температурах 1300 – 1400 °С. Одним из перспективных методов формирования пористой керамики является метод искрового плазменного спекания (ИПС), основанного на использовании прямого нагрева порошковых материалов путем пропускания последовательностей импульсов постоянного тока.

Целью данной работы является изготовление анода  $NiO-YSZ$  в одном технологическом цикле и исследование его газопроницаемости.

### Предлагаемые методы и подходы

Для формирования пористой керамики, применяемой в качестве анода ТОТЭ, предлагается применить метод искрового плазменного спекания. Применение ИПС для изготовления керамики, металлов и композиционных материалов было показано в работах [1 – 4]. Этот метод является относительно новым и применяется большинством исследователей с 2000 г. Технически метод ИПС основывается на использовании прямого нагрева порошковых материалов путем пропускания последовательностей импульсов постоянного тока. В неметаллических материалах возникают высокие плотности электронов и дырок, и в макроскопически большом объеме диэлектрика может генерироваться электронно-дырочная плазма. Свойства неметаллических материалов при средних и высоких плотностях ионизации плазмы, создаваемой электрическим разрядом, существенно изменяются [5]. Спекание осуществляется за счет приложения к образцу в графитовой пресс-форме давления по одноосной схеме и импульсов постоянного тока. ИПС позволяет нагревать образцы со скоростью до  $1000\text{ }^\circ\text{C}/\text{мин}$ , при этом для спекания требуется выдержка при рабочей температуре всего в несколько минут. При такой обработке формируются структуры с очень мелким зерном, обладающие более высокими характеристиками (прочностью, трещиностойкостью, твердостью и т.д.) по сравнению с материалами, полученными традиционными методами (горячее прессование, спекание). Метод ИПС обладает рядом конкурентных преимуществ:

- равномерное распределение тепла по образцу;
- полная плотность и контролируемая пористость;
- предварительная обработка давлением, в результате чего связующие материалы не требуются;
- равномерное спекание однородных и разнородных материалов;
- короткое время рабочего цикла;
- выпаривание имеющихся примесей;
- изготовление детали сразу в окончательной форме и получение профиля, близкого к заданному;
- минимальный рост зерна в процессе спекания.

Анализ литературы показал, что применительно к твердооксидным топливным элементам метод ИПС в основном исследовался при формировании плотных (газонепроницаемых) слоев керамического электролита. Показано, что применение метода ИПС позволяет увеличить механическую прочность  $YSZ$  электролитов без ухудшения ионной проводимости [6] и даже увеличить ионную проводимость [7,8] по сравнению с традиционными технологиями спекания. Методом ИПС возможно формирование плотной многокомпонентной керамики из порошков:  $BaZr_xCe_{0.8-x}Y_{0.2}O_{3-\delta}$ ,  $(Li_{0.5}Na_{0.25}K_{0.25})_2CO_3$ ,  $BaZr_{0.9}Y_{0.1}O_{3-\delta}$ ,  $La_{0.9}Sr_{0.1}Ga_{0.8}Mg_{0.2}O_{3-\delta}$ . Применению метода ИПС для изготовления пористой керамики, используемой в качестве

анода ТОТЭ, посвящено лишь несколько работ. В работе [9] методом ИПС сформирован *Ni-YSZ* анод. Время выдержки при температуре 1100 °С равнялось 1 мин при давлении 100 МПа. Полученный анод обладал высокой проводимостью и плотностью 96 %. Таким образом, была показана возможность формирования *Ni-YSZ* анода, но работ по оптимизации его структуры, увеличению пористости не проводилось.

### Методики проведения экспериментов

Искровое плазменное спекание проводилось на установке *SPS 10–4* фирмы *Thermal Technology* (США). Навеска порошка *NiO-YSZ* (2 г.) закладывалась в графитовую пресс-форму диаметром 20 мм, которая помещалась в пресс и предварительно нагружалась давлением 5 МПа. Основные параметры процесса спекания (температура спекания – 1100 °С, изотермическая выдержка – 5 мин., давление прессования – 15 МПа) заносились в программу, оболочка которой представлена на рис. 1.

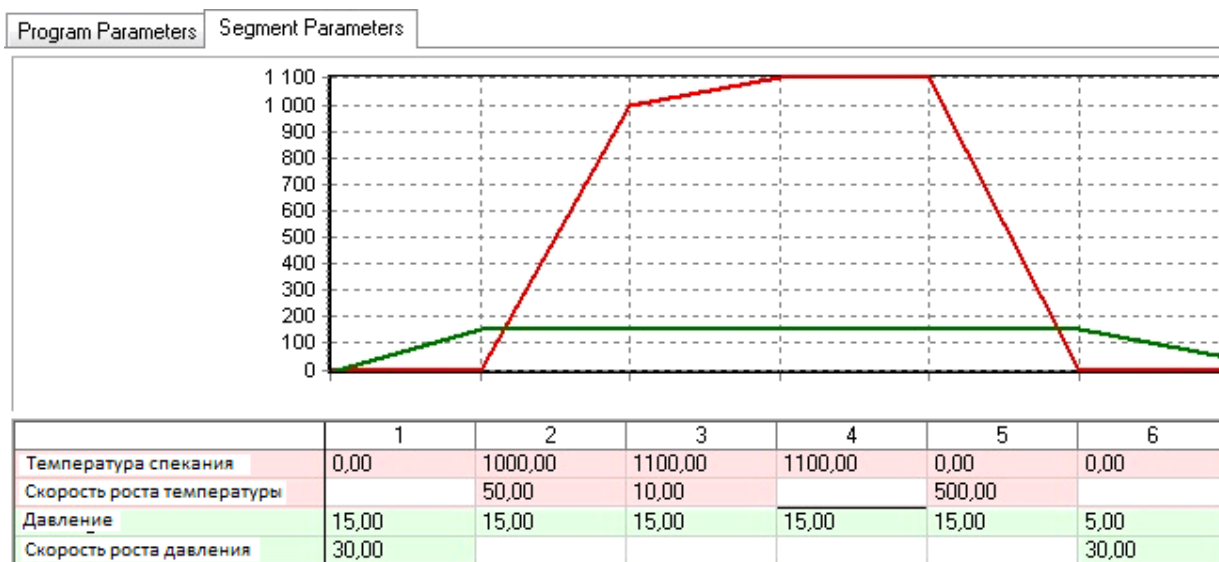


Рис. 1. Общий вид программы спекания с параметрами

В результате проведения эксперимента все параметры процесса спекания выводятся в виде общей картины, представленной на рис.2.

Измерение плотности по гидростатическому методу, полученных образцов, составила величину, лежащую в диапазоне от 25 до 40 %.

Измерения газопроницаемости проводились методом, который заключается в помещении исследуемого образца между двумя камерами, в одной из которых создается избыточное давление газа ( $N_2$ ) величиной 0,5 атм. В другой камере пузырьковым расходомером измеряется расход прошедшего через образец газа. Результаты замера газопроницаемости образцов составили величину, лежащую в диапазоне от 1,2 до 1,5 мл/мин.

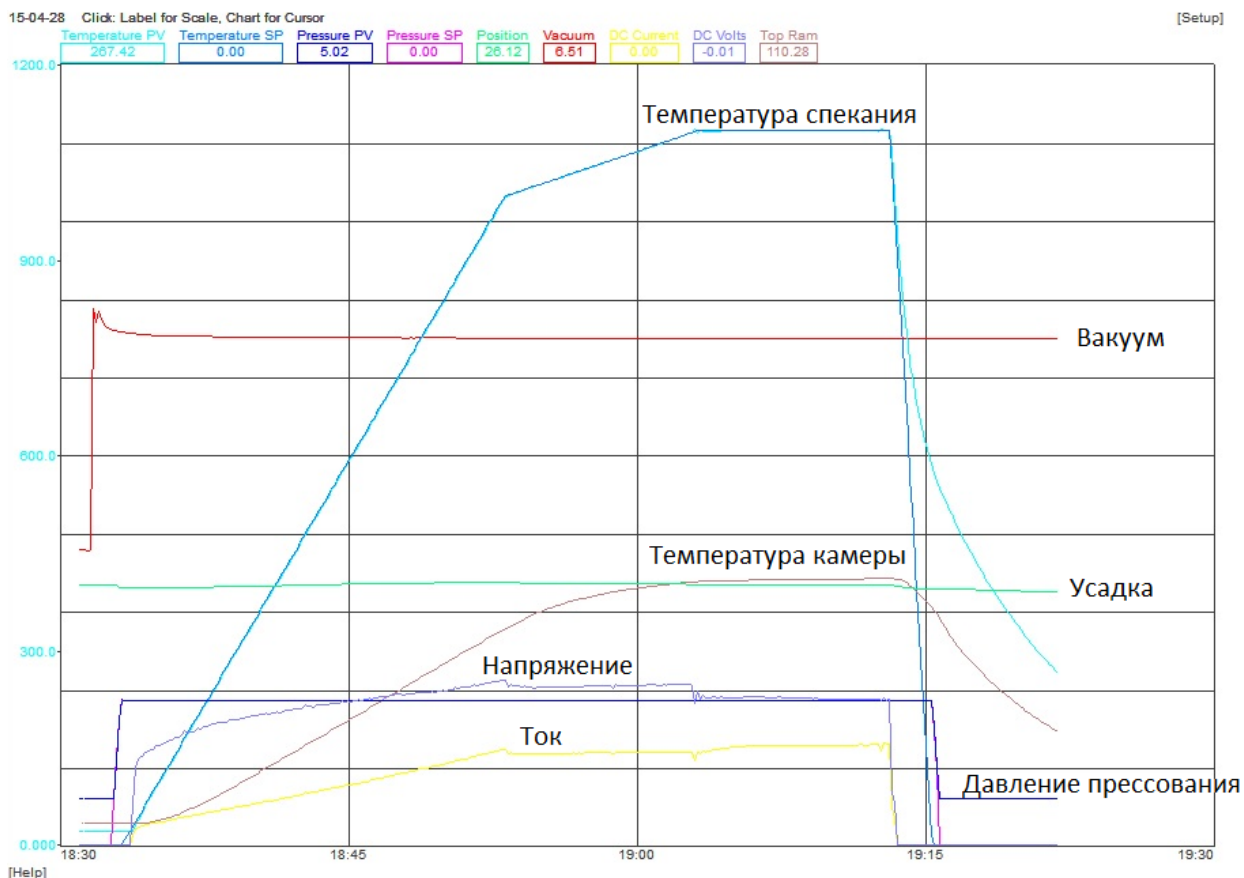


Рис. 2. Общий вид диаграммы спекания

В работе также были проведены исследования структуры полученных образцов анода с использованием растрового электронного микроскопа *Hitachi TM3000*. Результаты проделанной работы представлены на рис. 3.

### Выводы

Таким образом, в работе была показана принципиальная возможность получения анодов твердооксидных топливных элементов с развитой пористой структурой.

На основании представленных данных определен режим формирования пористой *NiO-YSZ* керамики методом искрового плазменного спекания, обеспечивающий изготовление образцов с пористостью в диапазоне – 25-40 %, средним размером пор ~ 1 мкм;

Следует отметить, что полученные результаты обладают научной новизной, так как в литературе не встречается исследований, в которых проводилось испытание *NiO-YSZ* керамики синтезированной методом ИПС в составе топливных элементов.

Применение метода ИПС позволит ускорить процесс получения керамических образцов, удешевить его, повысить качество получаемой керамики.

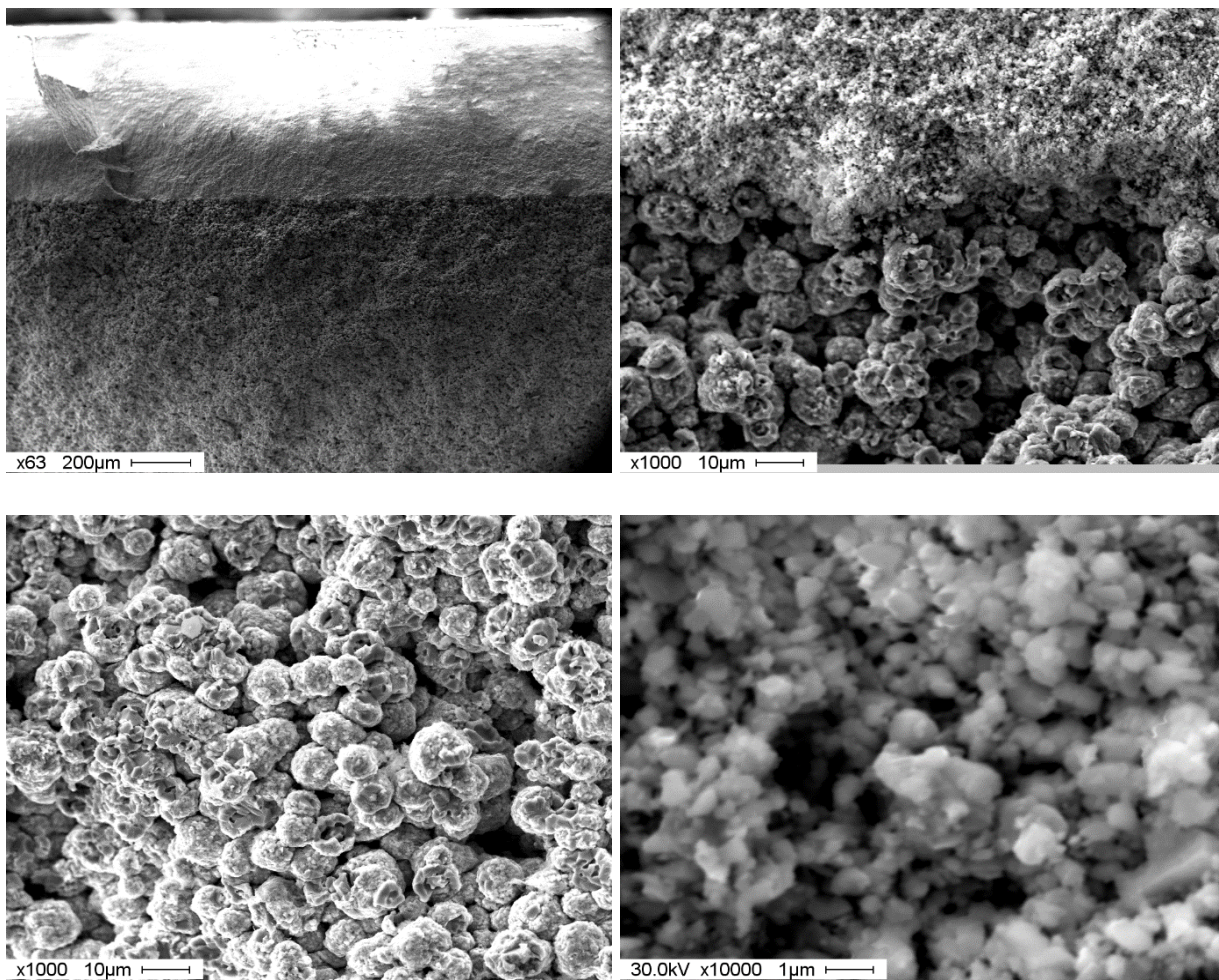


Рис. 3. Микрофотографии структуры анодов *NiO-YSZ*

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. O. Vasylykiv, H. Borodianska, P. Badica, Y. Zhen, and A. Tok, *J. Nanosci. Nanotechnol.* 9, 141 (2009).
2. H. Borodianska, P. Badica, T. Uchikoshi, Y. Sakka, and O. Vasylykiv, *J. Alloys Compd.* 509, 2535 (2011).
3. S. Grasso, Y. Sakka, and G. Maizza, *Sci. Technol. Adv. Mater.* 10, 053001 (2009).
4. O. Bezdorozhev, H. Borodianska, Y. Sakka, and O. Vasylykiv, *J. Nanosci. Nanotechnol.* 11, 7901 (2011).
5. Хасанов О.Л., Двилис Э.С., Бикбаева З.Г. Методы компактирования и консолидации наноструктурных материалов и изделий. – Томск: Изд-во Том. политехн. ун-та, 2008. – 212 с.
6. T. Takeuchi, I. Kondoh, N. Tamari, N. Balakrishnan, K. Nomura, H. Kageyama, and Y. Takeda, *J. Electrochem. Soc.* 149, A455 (2002).
7. X. J. Chen, K. A. Khor, S. H. Chan, and L. G. Yu, *Mater. Sci. Eng., A* 341, 43 (2003).
8. Y. Bangchao, J. Jiawen, and Z. Yican, *J. Mater. Sci. Lett.* 39, 6863 (2004).
9. X. Weng, D. Brett, V. Yufit, P. Shearing, N. Brandon, M. Reece, H. Yan, C. Tighe, and J. A. Darr, *Solid State Ionics* 181, 827 (2010).



10. J.-Y. Yoo, I.-J. Shon, B.-H. Choi, and K.-T. Lee, *Ceram. Int.* 37, 2569 (2011).

11. O. Bezdorozhev, H. Borodianska, Y. Sakka, O. Vasylykiv. Spark Plasma Sintered Ni-YSZ/YSZ Bi-Layers for Solid Oxide Fuel Cell. *Journal of Nanoscience and Nanotechnology* Vol. 13, 4150–4157 (2013).

## **ПОВЫШЕНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ МАСЛОСТОЙКИХ КАБЕЛЕЙ К ВОЗДЕЙСТВИЮ АГРЕССИВНЫХ СРЕД**

*Т.М. Матери, В.С. Ким*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск

Низковольтные кабельные изделия (КИ) эксплуатируются в условиях, когда изоляция и оболочка подвергаются одновременному воздействию многих факторов, включая действие агрессивных сред (дизельное топливо, трансформаторное масло). Срок службы КИ главным образом зависит от способности самих материалов противостоять этим жидкостям.

Маслостойкость КИ определяется согласно ГОСТ РМЭК 60811-2-1-2006 «Общие методы испытаний материалов изоляции и оболочек электрических и оптических кабелей. Часть 2-1. Специальные методы испытаний эластомерных композиций. Испытания на озоностойкость, тепловую деформацию и маслостойкость», согласно которому к маслостойким относятся КИ, механические характеристики оболочки которого после испытания сохраняются в пределах допустимого значения, установленного в стандарте или технических условиях на конкретный кабель. При разработке конструкции маслостойкого КИ, выбор материалов чаще всего основан на результатах испытаний пластмасс на стойкость к агрессивным средам согласно ГОСТ 12020-72 (СТ СЭВ 428-89) «Пластмассы. Методы определения стойкости к действию химических сред». Стойкость оценивается по изменению механических характеристик материала. Для термопластов, например, регламентируется следующая шкала стойкости: изменение на 0...10% – «хорошая» устойчивость, свыше 10...15% - «удовлетворительно», свыше 15% - «плохо».

ГОСТ РМЭК 60811-2-1-2006 и ГОСТ 12020-72 оценивают устойчивость оболочки КИ к набуханию опосредованно, через изменение механических характеристик, которые, как известно [2], наиболее чувствительны к процессам старения. В то же время, известно [3], что хотя длительное набухание в конечном итоге всегда приводит к ухудшению механических свойств полимера, пластифицирующий эффект набухания может краткосрочно приводить, например, к временному повышению прочности оболочки. Кроме того, свойства полимеров могут значительно изменяться при переработке [4].

Для проведения данного исследования, в рамках договора о сотрудничестве с Томским политехническим университетом, на ООО «Томсккабель» были изготовлены образцы кабелей двух типов. Оболочка образца типа 1 изготовлена однослойной на стандартном экструдере, а оболочка образца типа 2 изготовлена на сдвоенном (V-образном) экструдере двухслойной за один проход. В обоих случаях для оболочки использован термопласт, который не относится к материалам с хорошей устойчивостью к набуханию. Он представляет собой высоконаполненную безгалогенную полимерную композицию на основе полиолефина.

Гибкие маслостойкие кабели Ölflex 440P и ÖlflexROBUST 200 представляют собой кабели с рабочей температурой от  $-40^{\circ}\text{C}$  до  $+80^{\circ}\text{C}$  и включают 2 многопроволочные жилы сечением  $1.0\text{ мм}^2$  с изоляцией из полиолефинового ТЭП, поверх которых наложена однослойная оболочка. Оболочка Ölflex 440P выполнена из TPU, а оболочка ÖlflexROBUST 200 выполнена из полиолефинового термоэластопласта (ТЭП). Оба материала относятся к полимерам с хорошей устойчивостью к углеводородным жидкостям.

Прочностные характеристики и толщина оболочки образцов кабелей до старения в углеводородных жидкостях представлены в табл. 1. Старение в дизельном топливе и трансформаторном масле образцов КИ проводилось согласно ГОСТ Р МЭК 60811-2-1-2006 при комнатной температуре, в течение 1000 часов. Через каждые 200 часов образцы вынимались и проводились измерения толщины оболочки  $h$ , прочности на разрыв  $\sigma$  и относительного удлинения при разрыве  $\epsilon$  в соответствии с ГОСТ Р МЭК 60811-1-1-2006.

Таблица 1

Толщина и прочностные характеристики оболочки образцов кабелей в исходном состоянии

Марка	Ölflex 440P, TPU	ÖlflexROBUST 200, ТЭП	Образец типа 1, полиолефин	Образец типа 2, полиолефин
Толщина оболочки, мм	1,2	1,1	2,5	3,5
Предел прочности $\sigma$ , МПа	28	26	12,5	11,3
Относительное удлинение $\epsilon$ , %	320	270	125	120

На рис. 1 представлены графики зависимостей изменения толщины оболочки, образцов КИ от времени старения в ДТ и ТМ. Из рис. 1 видно, что для образцов типа 1 и 2 характерно неограниченное набухание оболочек. За 1000 ч старения изменение толщины оболочки образцов типа 1 составило в среднем 25%, а для образцов типа 2 – 17%.

Для кабелей марки Ölflex в период времени от 600 до 1000 часов наблюдается участок приближения к насыщению, что свидетельствует скорее об ограниченном характере набухания. Как известно [1, 5], ограниченное набухание характерно для несшитых полимеров с высокой молекулярной массой и сильным межмолекулярным взаимодействием. При этом в отличие от слабосшитых полимеров, ограниченное набухание которых может приводить к

изменению толщины оболочки в десятки раз, толщина оболочки из несшитого полимера увеличивается максимум в 2..3 раза. За 1000 часов изменение толщины оболочки кабеля Ölflex 440P в среднем составило 6%, а кабеля ÖlflexRobust200 – 10%.

Для всех полимеров получено, что скорость набухания в дизельном топливе выше, чем в трансформаторном масле. Скорость набухания оболочек типа 1 и 2 ожидаемо выше, чем оболочек кабелей Ölflex как в ДТ, так и в ТМ. При этом следует отметить, что скорость набухания образцов типа 2, оболочка которых наложена на V-образном экструдере, почти в полтора раза меньше, чем для образцов типа 1 с однослойной оболочкой. За 1000 часов средняя скорость изменения толщины оболочки при старении в ДТ составила  $2,8 \times 10^{-5}$  мм/ч для образцов типа 1 и  $2 \times 10^{-5}$  мм/ч для образцов типа 2, а при старении в ТМ –  $2,5 \times 10^{-5}$  мм/ч для образцов типа 1 и  $1,7 \times 10^{-5}$  мм/ч для образцов типа 2. Такой результат свидетельствует, что даже при использовании одного материала, при двухслойной экструзии через одну рабочую головку, в оболочке возникает граничный слой.

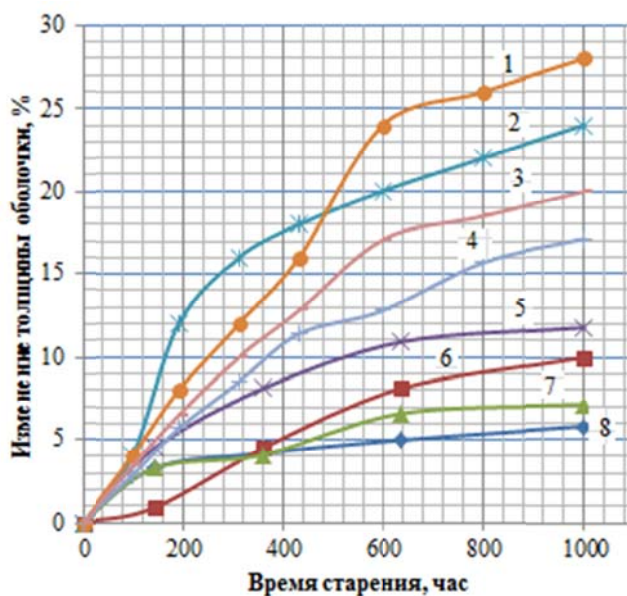


Рис. 1. Изменение толщины оболочки образцов типа 1 и типа 2 и оболочек кабелей ÖlflexRobust200 и Ölflex 440P в зависимости от времени старения в дизельном топливе (ДТ) и трансформаторном масле (ТМ) в процентах от исходного значения: 1 - тип 1 в ДТ; 2 - тип 1 в ТМ; 3 - тип 2 в ДТ; 4 - тип 2 в ТМ; 5 - ÖlflexRobust200 в ДТ; 6 - ÖlflexRobust200 в ТМ; 7 - Ölflex 440P в ДТ; 8 - Ölflex 440P в ТМ.

Несмотря на то, что при экструзии на V-образном экструдере расплав полимера частично перемешивается в рабочей головке, возникающий граничный слой отличается по структуре от основного объема настолько, что может ограничивать диффузию молекул жидкости в оболочку кабеля.

На рис. 2 представлены графики зависимостей относительного удлинения при разрыве  $\epsilon$  от времени старения. Относительное удлинение для образцов Ölflex монотонно возрастает в течение всего периода старения. Увеличение  $\epsilon$

при старении в ТМ немного меньше, чем при старении в ДТ: при старении Ölflex 440P в ТМ  $\epsilon$  увеличилось на 8,4%, а в ДТ – на 8,5%; старение ÖlflexRobust200 в ТМ привело к увеличению  $\epsilon$  на 7%, в ДТ – на 8,5%. Такое незначительное увеличение  $\epsilon$  скорее всего связано со слабым пластифицирующим действием, которое оказывает диффузия молекул жидкости.

Для образцов типа 1 и типа 2 относительное удлинение уменьшается. Для образцов типа 1, уменьшение  $\epsilon$  при старении в ТМ составило 16%, в ДТ – 20%. Для образцов типа 2 изменение  $\epsilon$  при нахождении в ТМ – 10%, в ДТ – 15,8%. Состав полимерной композиции, которая использовалась для изготовления оболочки, неизвестен. Можно предположить, что уменьшение  $\epsilon$  оболочки из высоконаполненной полимерной композиции на основе полиолефина может быть связано либо с вытеснением пластификатора, либо с абсорбцией молекул жидкости поверхностью частиц наполнителя. В любом случае следует отметить, что для оболочки, наложенной на V-образном экструдере, получено заметно меньшее изменение  $\epsilon$ .

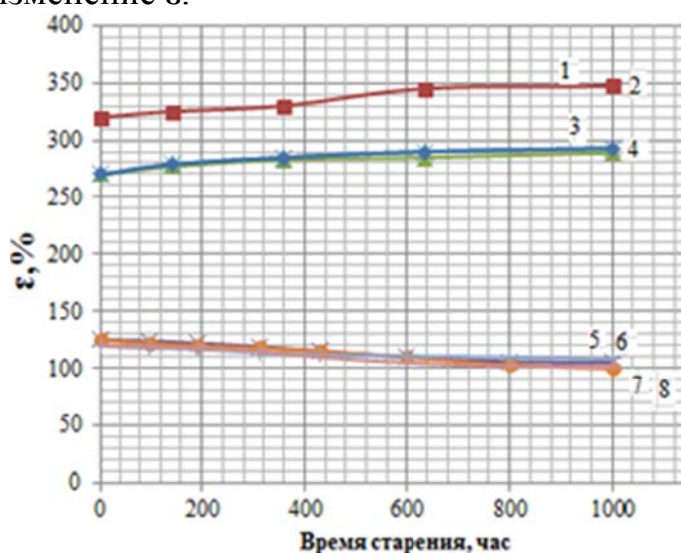


Рис. 2. Зависимость относительного удлинения при разрыве  $\epsilon$  оболочек образцов типа 1 и типа 2, и оболочек кабелей Ölflex Robust200 и Ölflex 440P в зависимости от времени старения в дизельном топливе (ДТ) и трансформаторном масле (ТМ): 1 - Ölflex 440P в ДТ; 2 - Ölflex 440P в ТМ; 3 - Ölflex Robust200 в ДТ; 4 - Ölflex Robust200 в ТМ; 5 - тип 1 в ДТ; 6 - тип 1 в ТМ; 7 - тип 2 в ДТ; 8 - тип 2 в ТМ

На рис. 3 представлены графики зависимостей изменения прочности при разрыве  $\sigma$  от времени старения. Прочность всех рассмотренных образцов монотонно убывает с увеличением времени нахождения в жидкости. Скорость уменьшения  $\sigma$  в ТМ и ДТ различна. Для образцов Ölflex 440P уменьшение  $\sigma$  при старении в ТМ составило 10,3%, в ДТ – 12,8%. Для образцов Ölflex Robust200 изменение  $\sigma$  составило в ТМ 6,9%, в ДТ – 10,3%.

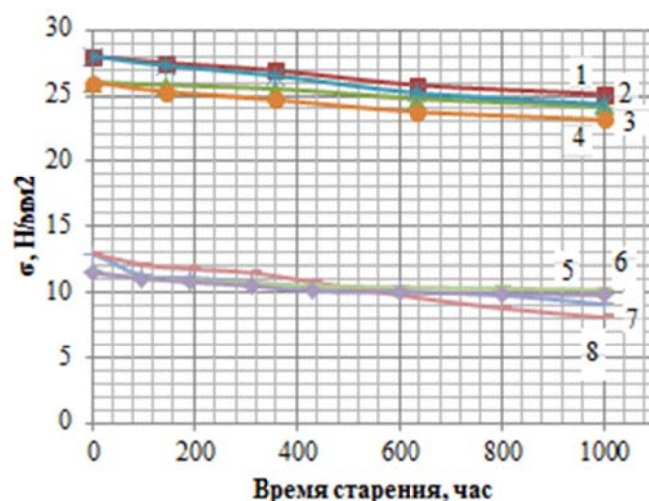


Рис. 3. Зависимость прочности при разрыве  $\sigma$  оболочек образцов типа 1 и типа 2, и оболочек кабелей Ölflex Robust200 и Ölflex 440P в зависимости от времени старения в дизельном топливе (ДТ) и трансформаторном масле (ТМ): 1 - Ölflex 440P в ДТ; 2 - Ölflex 440P в ТМ; 3 - Ölflex Robust200 в ДТ; 4 - Ölflex Robust200 в ТМ; 5 - тип 1 в ДТ; 6 - тип 1 в ТМ; 7 - тип 2 в ДТ; 8 - тип 2 в ТМ.

Для образцов отечественного производства типа 1 изменение предела прочности в трансформаторном масле составило 29,4%, в дизельном топливе – 37,2%. Для образцов типа 2 изменение прочности при разрыве в трансформаторном масле составило 11,3%, в дизельном топливе – 14,7%.

Следует отметить, что оболочка образцов типа 1 и типа 2 изготовлена из одного и того же материала, не предназначенного для изготовления маслостойких кабелей. При этом, наложенная на обычном экструдере оболочка по всем механическим показателям демонстрирует «плохую» устойчивость к воздействию углеводородных жидкостей (изменение более 15%), а при наложении на V-образном экструдере изменения характеристик за 1000 часов лежат в пределах 10...15%, что соответствует «удовлетворительной» устойчивости.

Устойчивость КИ к старению в углеводородных жидкостях главным образом определяется устойчивостью полимерного материала оболочки. Образцы кабелей марки Ölflex с оболочкой из специальных ТЭП уретанового и олефинового типов показали удовлетворительную устойчивость к старению в углеводородных жидкостях. Образцы кабелей с однослойной оболочкой из неустойчивой к воздействию углеводородов полимерной композиции не прошли испытания на старение как в дизельном топливе, так и в трансформаторном масле. В то же время, получено, что на устойчивость КИ к старению оказывает влияние способ наложения оболочки. Использование V-образного экструдера позволило повысить маслостойкость КИ до удовлетворительного уровня даже при использовании полимерного материала с низкой устойчивостью к набуханию.

Возможно, что в случае производства оболочки из специальных полимерных композиций с высокой устойчивостью к набуханию, использование V-образного экструдера не приведет к существенному

повышению маслостойкости кабеля. В то же время, наложение двухслойной оболочки на V-образном экструдере может значительно повысить устойчивость КИ к старению даже при использовании материалов с невысокой устойчивостью.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тагер А.А. Физико-химия полимеров.– М.: Научный мир, 2007. – 573с.
2. Воробьева Г.Я. Химическая стойкость полимерных материалов. – М.: Химия, 1981. – 296 с.
3. Моисеев Ю.В., Заиков Г.Е. Химическая стойкость полимеров в агрессивных средах. – М.: Химия, 1979. – 288 с.
4. Зуев Ю.С. Разрушение полимеров под действием агрессивных сред. – М.: Химия. 1972. – 232 с.
5. Будтов В.П. Физическая химия растворов полимеров. – М.: Химия, 1992. – 384 с.

## ОЦЕНКА ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКОЙ КОРРОЗИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОНТАКТОВ

*С.Н. Шуликин, П.А. Бекк*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск

Для передачи электроэнергии от источника до потребителя используют провода и кабели, изготовленные из меди или из алюминиевых сплавов. По своим электротехническим свойствам медь превосходит алюминий. Поэтому в местах потребления – в бытовых и производственных зданиях, сооружениях, требуются применять медные провода и кабели, токоведущие шины, что регламентирует ПУЭ (Правила устройства электроустановок). При соединении токоведущих частей электроустановок, подключении их к линиям электропередач создаются разъемные и неразъемные электрические контакты.

При любой, сколь угодно чистой обработке два металлических тела соприкасаются не по всей видимой поверхности, а лишь в отдельных точках по микровыступам. Таким образом, механический контакт двух тел происходит не по всей видимой поверхности, а лишь в отдельных точках [1].

При попадании электролита (водного раствора кислот щелочей), возникающего в результате теплового старения полимерных материалов, повышенной влажности окружающей среды, в пустоты электрического контакта разнородных металлов происходит процесс электрохимической коррозии.

При электрическом контакте двух металлов, обладающих разными электродными (электрохимическими) потенциалами и находящимися в электролите, образуется гальванический элемент. Поведение металлов зависит от значения их электродного потенциала. Металл, имеющий отрицательный

электродный потенциал, отдает положительно заряженные ионы в раствор, и растворяется. Избыточные электроны перетекают в металл с высоким электродным потенциалом.

На рис. 1 приведен процесс электрохимической коррозии алюминия в электрическом контакте «медь-алюминий»

В данном случае электродный потенциал алюминия [ $Al^{3+} + 3e = Al$  ( $E = -1,66$  В)] меньше, чем у меди [ $Cu^{2+} + 2e = Cu$  ( $E = +0,34$  В)], поэтому алюминий обладает большей способностью отдавать электроны. Поэтому можно утверждать, что алюминий – это анод, медь – катод, а влажная среда – это электролит [2].

Таким образом, «сырой» контакт алюминия и меди приводит к тому, что ионы алюминия, переходя во влажную среду, будут осаждаться в месте контакта в виде гидроксида алюминия  $Al(OH)_3$ , а свободные электроны будут переходить на медь, способствуя непрерывному разрушению алюминия.

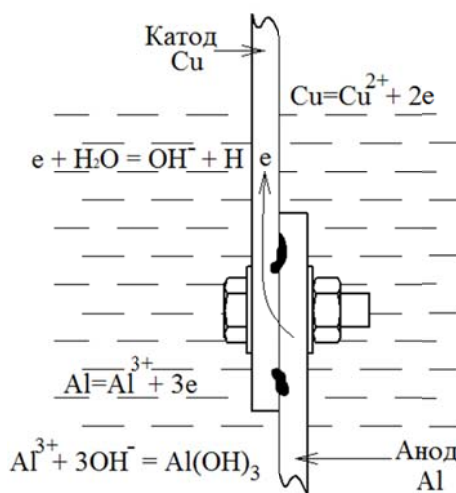


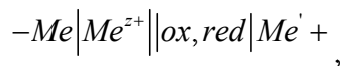
Рис. 1. Процесс электрохимической коррозии алюминия в электрическом контакте «медь-алюминий»

Это приводит к повышению сопротивления контактного соединения, потерям электроэнергии и снижению надежности электротехнических изделий. Для решения данной проблемы необходимо выяснить электрохимический механизм протекания процесса и определить критерии его оценки.

Сложность коррозионного процесса заключается в том, что на одной и той же поверхности происходят одновременно два процесса, противоположные по своему химическому смыслу: окисление металла и восстановление окислителя. Оба процесса должны протекать сопряженно, чтобы сохранялось равенство числа электронов, отдаваемых металлом и присоединяющихся к окислителю в единицу времени. Только в этом случае может наступить стационарное состояние. Электрохимический механизм протекания процесса предполагает, что окисление и восстановление подчиняются свойственным им зависимостям между потенциалом и током, где ток выражает скорость процесса. Кинетика коррозии определяется кинетикой окисления металла и восстановления окислителя.

Независимое, но сопряженное протекание процессов окисления и восстановления позволяет рассматривать коррозию при помощи анодных и катодных поляризационных кривых [3]. На рис. 2 показана коррозионная диаграмма для металла и окислителя.

Чтобы происходило окисление металла  $\varphi_{Me}^{равн}$  должен быть отрицательнее, чем  $\varphi_{ox}^{равн}$ . Для рассмотрения данного условия необходимо «отделить» пространственно металл от окислителя, построив, например, гальванический элемент вида:



где  $Me$  – активный металл, который может окисляться;  $ox$  и  $red$  – окисленная и восстановленная форма окислителя;  $Me'$  – некоторый «гипотетический» инертный металл, который не может окисляться данным окислителем, но на котором кинетика процесса  $ox\ red$  такова же, как на активном металле  $Me$ .

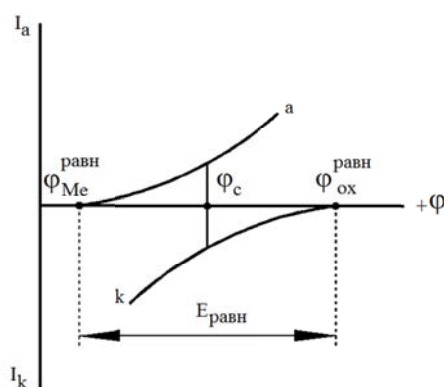


Рис. 2. Простейшая коррозионная диаграмма:  $a$  – анодная кривая;  $k$  – катодная кривая;  $\varphi_{Me}^{равн}$ ,  $\varphi_{ox}^{равн}$  – равновесные потенциалы металла и окислителя;  $\varphi_c$  – стационарный потенциал корродирующего металла

Для получения коррозионной диаграммы необходимо построить электрическую цепь, изображённую на рис. 3. Проведя несколько измерений, изменяя величину сопротивления, и соответственно наблюдая за изменением силы тока, а также потенциала в цепи, строят зависимость  $I = f(\varphi)$ . График подобной зависимости изображён на рис. 4.

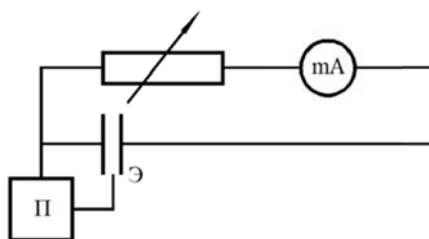


Рис. 3. Схема электрической цепи с регулируемым сопротивлением, используемой для получения данных для построения поляризационной диаграммы:  $\mathcal{E}$  – электрод сравнения,  $mA$  – миллиамперметр,  $\Pi$  – потенциометр.



При разомкнутой цепи определяется э.д.с.  $E = \varphi_{\text{ок}}^{\text{равн}} - \varphi_{\text{Ме}}^{\text{равн}}$ , являющуюся мерой максимальной работы процесса окисления металла  $-\Delta G$ . Как известно [4]  $-\Delta G = EzF$ , где  $zF$  – количество электричества, связанное с реакцией на электродах и числом молей компонентов равных стехиометрическим коэффициентам. При этом сила тока  $I_k = I_a = 0$  (или близка к нулю), так что обеспечено обратимое протекание процесса, т.е. совершение максимальной работы  $-\Delta G$ . Причиной протекания реакций окисления металла и восстановления окислителя является изменение термодинамического потенциала, или свободной энтальпии. В этом отношении  $E = \varphi_{\text{ок}}^{\text{равн}} - \varphi_{\text{Ме}}^{\text{равн}}$  имеет большое значение, определяя термодинамическую возможность коррозии.

Если не пользоваться гальваническим элементом, а просто погрузить металл в раствор, содержащий окислитель, то стационарное состояние будет возможно только в том случае, если скорость реакции окисления металла (1) будет равна скорости восстановления окислителя (2).

Это означает, что при стационарном потенциале  $\varphi_c$  скорость анодного процесса (окисления) равна скорости катодного процесса (восстановления). Равенство скоростей реакций (1) и (2) выражено на рис. 4 равенством ординат (сил тока), отвечающих  $\varphi_c$ . Наклон поляризационных кривых (рис. 2)  $a$  (анодная) и  $k$  (катодная) определяет кинетику процесса. Таким образом, данные зависимости содержат сведения о термодинамической возможности коррозии данного металла некоторым окислителем и о скорости этого процесса, определяемой кинетикой реакций (1) и (2), т.е. зависимостью их скоростей от смещения соответствующих потенциалов от равновесного значения. Коррозия возможна только в том случае, если  $-\Delta G > 0 (E > 0)$ . Если  $E > 0$  и  $\varphi_{\text{Ме}}^{\text{равн}} > \varphi_{\text{ок}}^{\text{равн}}$ , то окисление металла невозможно (рис. 4).

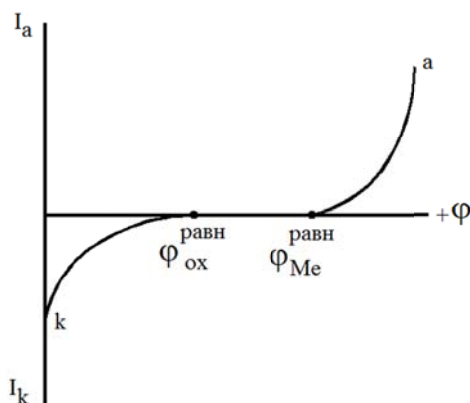


Рис. 4. Поляризационные кривые, отвечающие случаю, когда  $\varphi_{\text{Ме}}^{\text{равн}} > \varphi_{\text{ок}}^{\text{равн}}$  и коррозия металла данным окислителем невозможна

При данном  $-\Delta G$  скорость коррозии может быть различной, если поляризационные кривые  $a$  и  $k$  идут с различными наклонами. Та кривая, которая отвечает более высокому перенапряжению (идет более полого), будет определять в основном скорость процесса. Так, при большом перенапряжении реакции (2) получим случай так называемого катодного контроля (рис. 5а),

когда кинетика определяется скоростью катодной реакции; при этом  $\varphi_c$  близок к  $\varphi_{\text{Me}}^{\text{равн}}$ . При большом перенапряжении реакции (1) получим анодный контроль (рис. 5б); при этом  $\varphi_c$  близок к  $\varphi_{\text{ox}}^{\text{равн}}$ . В данных случаях окислитель, восстанавливаясь, заставляет потенциал металла сдвинуться от равновесного в сторону более положительных значений.

В зависимости от характера коррозии и условий ее протекания применяются различные методы защиты. Выбор того или иного способа определяется его эффективностью в данном конкретном случае, а также экономической целесообразностью. Любой метод защиты изменяет ход коррозионного процесса, либо уменьшая скорость, либо прекращая его полностью.

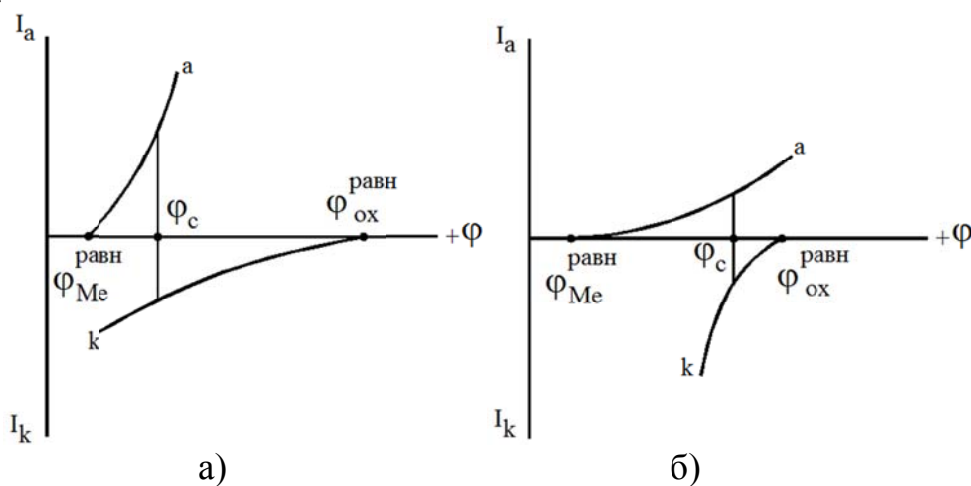


Рис. 5. Коррозионные диаграммы, отвечающие катодному контролю (а) и анодному контролю (б)

Коррозионные диаграммы, наиболее полно характеризующие коррозионный процесс, должны отражать и те изменения в ходе протекания, какие наблюдаются в условиях защиты, поэтому их можно использовать при разработке возможных путей предохранения металлов от коррозии. Они могут служить основой для выяснения принципиальных особенностей того или иного метода.

### Выводы

1. На процессы электрохимической коррозии электрических контактов из разнородных материалов оказывает влияние большое количество факторов.
2. Электрохимическое разрушение материала электрического контакта приводит к повышению переходного электросопротивления, что обуславливает снижение надежности работы электротехнических изделий.
3. Коррозионные диаграммы, как наиболее полно характеризующие коррозионный процесс, можно использовать при разработке возможных путей предохранения металлов от коррозии. Они служат основой для выяснения принципиальных особенностей того или иного метода.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мышкин Н.К. Электрические контакты. – Долгопрудный: Интеллект, 2008. – 560 с.
2. Маттссон, Эйнар. Электрохимическая коррозия. – М.: Металлургия, 1991. – 158 с.
3. Годнев И.Н. Электрохимия. Химическая кинетика и катализ. – М.: Высшая школа, 2001. – 319 с.
4. Ротинян А.Л. Теоретическая электрохимия. – Л.: Химия, 1981. – 419 с.

## ПЕРСПЕКТИВНЫЕ КАБЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРООБОГРЕВА

*Е.Ю. Солдатенко\**, *А.В. Саушкин\*\**

\* – Национальный исследовательский Томский политехнический университет, Россия, Томск,

\*\* – ООО «Томский кабельный завод», Россия, Томск

Важную роль при добыче, переработке и транспортировке высоковязких и застывающих нефтепродуктов в регионах с суровым и умеренным климатом, а также на шельфовых месторождениях играет поддержание необходимой температуры трубопроводов, различного технологического оборудования и производственных площадок. Для этого требуется постоянный активный и безопасный обогрев труб и оборудования. На сегодняшний день существует несколько способов поддержания технологической температуры трубопроводов небольшой протяженности и оборудования: системы теплоспутников, электрический подогрев резистивными и саморегулирующимися кабелями.

Наиболее ранней технологией обогрева является обогрев при помощи теплоспутников. Он представляет собой подачу под высоким давлением теплоносителя (в основном, пара или перегретой воды) через одну или несколько труб, расположенных непосредственно на поверхности (внешний подогрев) или внутри (внутренний подогрев) трубопровода с нефтепродуктом (рис. 1).

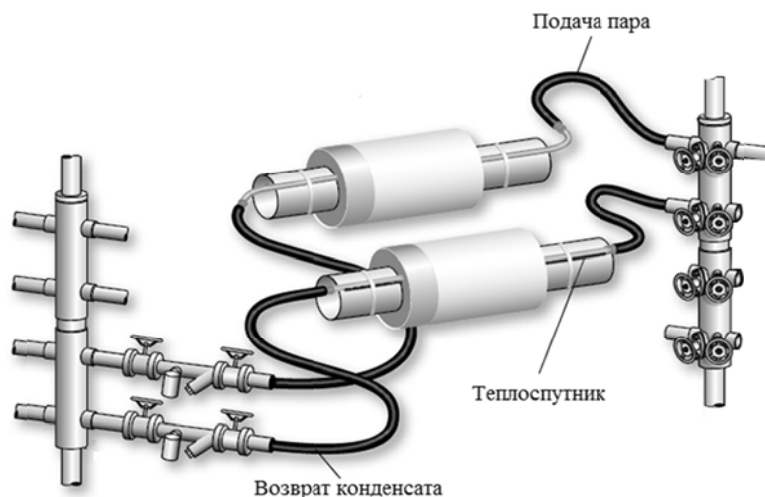


Рис. 1. Система обогрева теплоспутниками

Однако такая система обогрева обладает рядом существенных недостатков. Во-первых, трудоемкая и дорогостоящая технология имеет сравнительно низкий коэффициент теплоотдачи (КПД не более 30%). Во-вторых, сложное регулирование тепловой мощности в зависимости от температуры окружающей среды может привести к перегреву транспортируемого продукта. И наконец, применение теплоспутников сопровождается высокими эксплуатационными затратами, связанными, прежде всего, с замерзанием теплоносителя, появлением коррозии металла и разрушением теплоизоляции.

Перечисленных недостатков лишена технология поддержания требуемой температуры с помощью электрической энергии, которая в настоящее время занимает лидирующее место в области обогрева трубопроводов и сложного по форме технологического оборудования. В качестве тепловыделяющих элементов используются нагревательные кабели, которые делятся на два основных типа: резистивные (последовательного сопротивления) и саморегулирующиеся (параллельного сопротивления) кабели.

Резистивный кабель представляет собой проводник с постоянным сопротивлением, окруженный изоляцией и защитными покровами (рис. 2). Кабель может иметь одну или две (одна греющая, вторая – соединительный повод) нагревательные жилы. При прохождении электрического тока через проводник происходит выделение тепла за счет омических потерь (эффект Джоуля-Ленца).

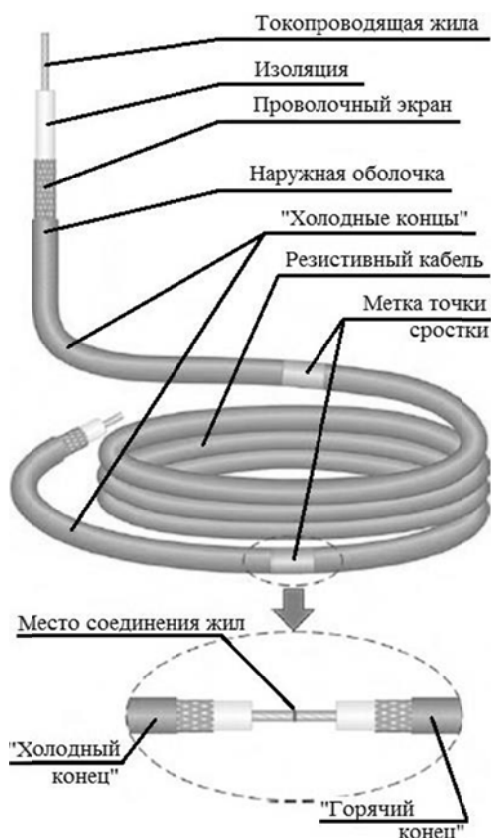


Рис. 2. Резистивный кабель

Такой кабель относительно дешев, имеет высокую технологичность, прост в монтаже. За счет процесса автоматизации системы электрообогрева удалось добиться повышенной производительности, высокой экономической эффективности. Однако используется кабель в виде нагревательных секций фиксированной длины (от нескольких до сотен метров). Повреждение участка кабеля приводит к замене всей секции. Также возможен местный перегрев при самопересечении и использовании одной секции в различных климатических средах. Еще одним недостатком резистивных кабелей является наличие "горячего" и "холодного" концов, т.е. места соединения нагревательного кабеля с электрическим проводом. Циклическое изменение температуры "горячего" конца при постоянной температуре "холодного" приводит к возникновению тепловых напряжений в муфте. Как показывает практика, подавляющее большинство случаев выхода кабеля из строя связано именно с ней.

В современном производстве явно преобладает тенденция по использованию саморегулирующегося греющего кабеля (рис. 3). Кабель представляет собой две параллельные металлические жилы, поверх которых наложена полупроводящая полимерная матрица (содержит мелкодисперсные частицы графита или технического углерода), изоляция, оплетка и наружная оболочка.

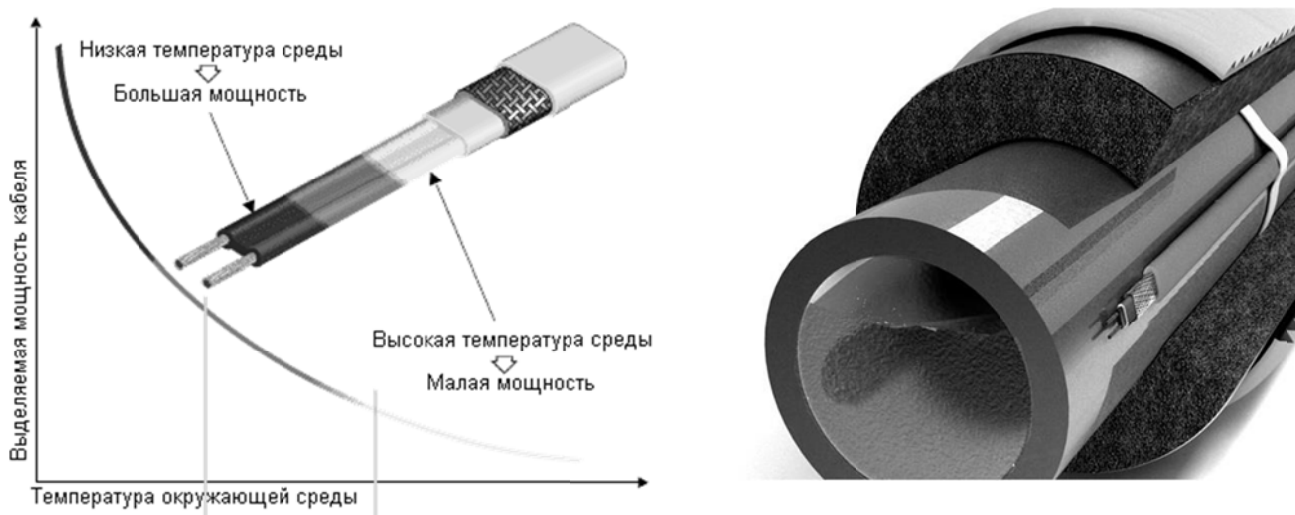


Рис. 3. Саморегулирующийся кабель

Данный вид греющего кабеля лишен всех вышеуказанных недостатков, поэтому значительно надежнее и экономичнее в эксплуатации. Достигается это за счет самоадаптации каждого из участков кабеля к окружающим условиям теплоотдачи за счет саморегулировки электрического сопротивления, а следовательно, генерируемой тепловой мощности в зависимости от местной температуры участка обогреваемого объекта (рис. 4).

Такое регулирование температуры гарантирует отсутствие перегрева и выхода из строя греющего кабеля, промерзания трубопровода или аппарата и позволяет экономить электроэнергию на нагрев. В мире известно несколько компаний производящих качественный греющий кабель Raychem, Bartec (оба – Германия), Thermon (США), HeatTrace (Великобритания).

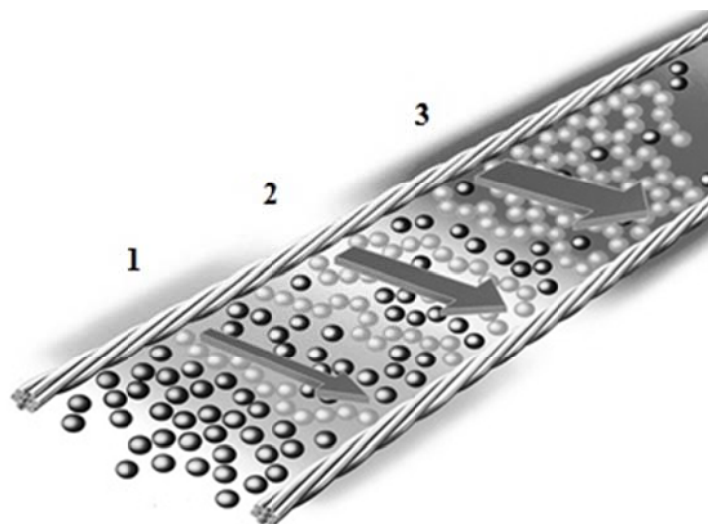


Рис. 4. Распределение температуры по длине кабеля ( $T_1 > T_2 > T_3$ )

Заводская стоимость греющего высокотемпературного кабеля у них, в зависимости от мощности и исполнения, в среднем составляет 3500 руб. за погонный метр, среднетемпературного – 2700, низкотемпературного – 1600. Также имеются производители в Китае и Корее. Их стоимость несколько меньше, но при этом они имеют небольшой срок службы за счет деградации полупроводящей матрицы вследствие ее низкого качества и несовершенства технологии ее производства. На территории Российской Федерации находится только один производитель саморегулирующихся греющих кабелей, осуществляющий изготовление кабеля путем сборки из импортных компонентов.

Полупроводящая саморегулирующая матрица, изменяющая свое сопротивление в зависимости от температуры окружающей среды, является ключевым элементом греющего кабеля. В настоящее время полупроводящая матрица производится только за рубежом, причем качественная, обладающая длительным сроком службы в США и Германии. Данный компонент поставляется зарубежными производителями, которые являются правообладателями технологии производства. Поэтому разработка конструкции и технологии производства отечественного греющего кабеля, имеющего высокий срок службы и стабильные технические характеристики на протяжении всего времени эксплуатации, являются важными вопросами импортозамещения и снижения стоимости при строительстве, ремонте и эксплуатации обогреваемых объектов.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Аникеенко В.М. Специальные кабельные изделия / В.М. Аникеенко, И.В. Флеминг, Томский политехнический университет. – Томск: Изд-во ТПУ, 2010. – 127 с.
2. Новиков В.Т. Основы проектирования и оборудование предприятий органического синтеза. Часть 1. Трубопроводная арматура: Учебное пособие /

В.Т. Новиков, Томский политехнический университет. – Томск: Изд-во ТПУ, 2013. – 292 с.

3. Сальников А.В. Проектирование газонефтехранилищ и нефтебаз. Практические занятия: Метод. указания / А.В. Сальников – Ухта: УГТУ, 2014. – 44 с.

4. Фонарев З.В. Электрообогрев трубопроводов, резервуаров и технологического оборудования в нефтяной промышленности. – Л.: Недра, 1984. – 148 с.

## **ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ МОДИФИЦИРУЮЩИХ ДОБАВОК НА СВОЙСТВА НИТРИД АЛЮМИНИЕВОЙ КЕРАМИКИ, ПОЛУЧЕННОЙ ПО ТЕХНОЛОГИИ ИСКРОВОГО ПЛАЗМЕННОГО СПЕКАНИЯ**

*В.В. Черевко, А.А. Сивков, А.С. Ивашутенко*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск

В настоящее время в электронной технике с увеличением удельной тепловой мощности возникает проблема теплоотвода. Одним из простейших методов отвода тепла – это отвод тепла через подложку, на которой расположены элементы цепи. Одним из примеров материала такой подложки является нитрид алюминия (AlN). Керамика на основе нитрида алюминия обладает высокой теплопроводностью, которая может достигать 319 Вт/м·К[1] и в тоже время является хорошим диэлектриком. Столь высокие значения теплопроводности в первую очередь зависят от чистоты материалы и межзеренных границ.

В настоящее время для синтеза дисперсного нитрида алюминия освоен и широко применяется в промышленности метод самораспространяющегося высокотемпературного синтеза - СВС. Данный метод относительно прост в реализации, однако чувствителен к закладке в реактор исходных материалов.

Ранее в проведенных работах [2-3] показано, что исходный порошок после СВС-синтеза не обеспечивает высоких показателей теплопроводности. Использование даже высоких температур спекания (2200°C) не приводят к существенному улучшению результатов. Одним из вариантов решения данной проблемы является использование модифицирующих добавок, обеспечивающих получение плотной беспоровой структуры при пониженных температурах спекания, что и является целью настоящей работы.

В качестве объекта исследования в данной работе выступал порошок нитрида алюминия марки ТЧ-1 производства Черноголовка. На рис. 1 представлена структура и морфология частиц ТЧ-1.

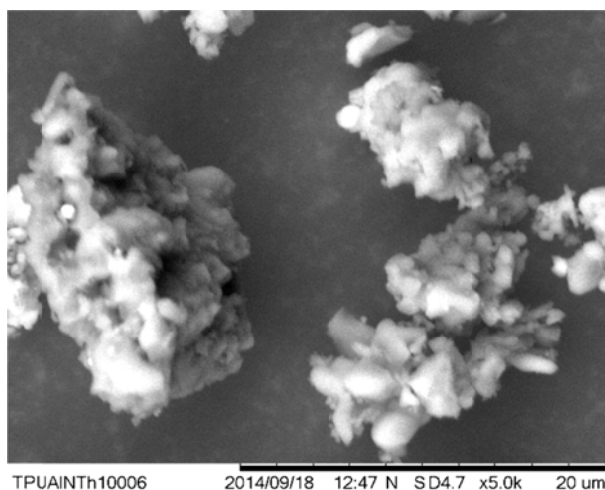


Рис. 1. Микрофотография порошка ТЧ-1

В качестве добавки использовался нанодисперсный порошок (рис.2), полученный по технологии плазодинамического синтеза в гиперзвуковой струе электроразрядной плазмы, генерируемой коаксиальным магнитоплазменным ускорителем [4].

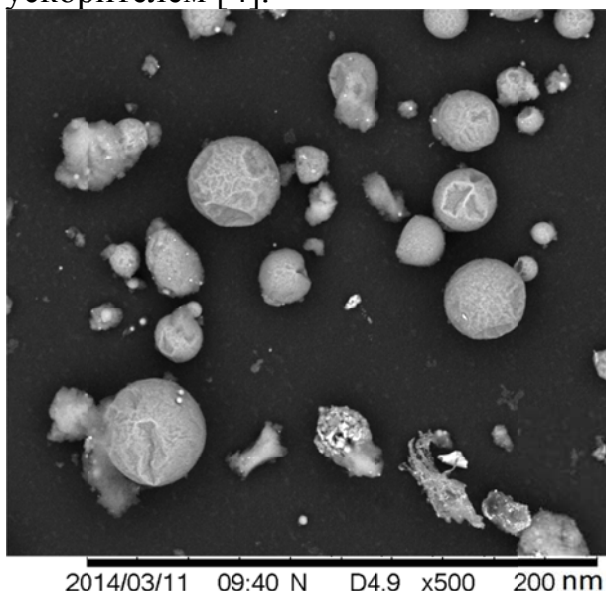


Рис. 2. Микрофотография структуры модификатора – AlN

Предварительно были приготовлены смеси порошков нитрида алюминия марки ТЧ-1 и модифицирующей добавки в соотношении 95% и 5%, соответственно. Смешивание порошков проводили в шаровой мельнице в корундовом тигле в течении 1 часа.

Спекание осуществлялось в системе искрового плазменного спекания SPS 10-4, фирмы ThermalTechnology (США) при температурах 1800°C (№1) и 1700°C (№2) в вакууме. Образец помещался в графитовую пресс-форму диаметром 20 мм и предварительно подпрессовывался давлением до 20 МПа.



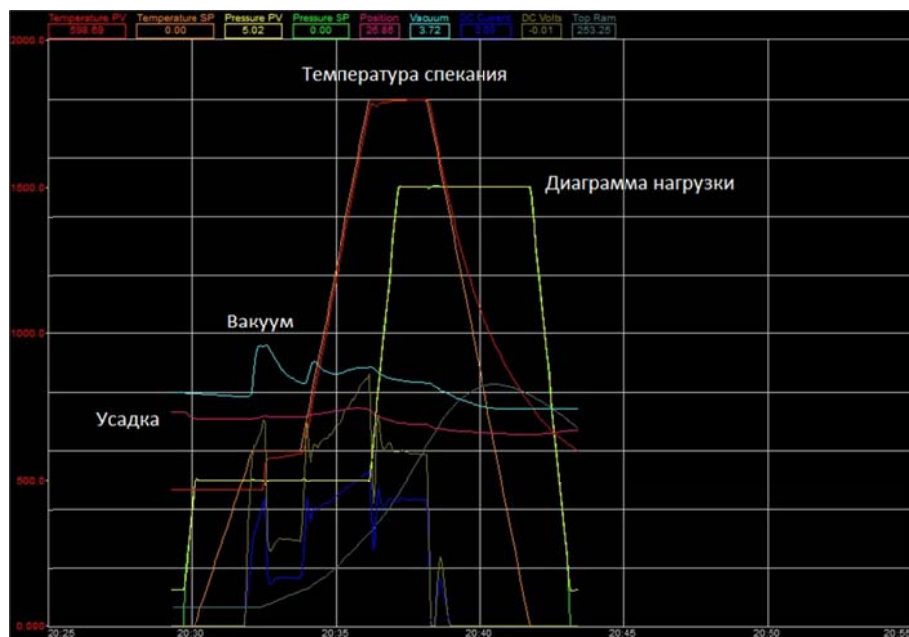


Рис. 3. Общий процесса спекания в SPS 10-4

Во всех случаях скорость нагрева образцов была установлена  $500^{\circ}\text{C}/\text{мин}$ . С указанной скоростью образец нагревался до температур спекания. После этого образец далее нагружался до уровня 60 МПа в течение 1 минуты и еще одну минуту выдержался в этих же условиях. После этого выключался источник питания пресса, происходило снижение температуры с последующим снятием и давления прессования.

После полного охлаждения и выемки образца из пресс-формы проводилась оценка плотности методом гидростатического взвешивания. Образец №1 показал наибольшие результаты: плотность составила величину 99%. Образец №2, полученный при  $1700^{\circ}\text{C}$ , показал плотность  $\sim 93\%$ .

Кроме этого были проведены исследования по получению керамики из 100% порошка ТЧ-1, прошедшего процедуру помола и без неё. Спекание при аналогичном режиме показало, что не помолотый порошок имеет плотность 82,2% гораздо меньшую, чем предварительно обработанный в течение часа на мельнице – 92 %.

Для образцов №1 и ТЧ-1 (помолотый) были померены твердости на микротвердомере IsoscanOD. Для образца №1 средняя твердость имеет величину 18,6 ГПа. Помолотый образец ТЧ-1 имеет среднюю величину твердости – 12,5 ГПа. Измерение теплопроводности образцов проводилось методом вспышки на приборе LFA-467 фирмы Netzsch. Полученные результаты были сведены в таблицу.

### Выводы

На основании данных, представленных в таблице, можно сделать несколько выводов. Во-первых, явно виден эффект от введения в состав модифицирующей добавки на теплопроводящие свойства. Эффект увеличения теплопроводности с введением добавки превосходит составы со 100% содержанием нитрида алюминия в 1,5-2 раза.

Таблица 1.

## Теплопроводность керамики

Образец	Состав	Нагрев	Масса	Высота	Диаметр	Плотность	Т измер.	$\alpha$	$C_p$	$\lambda$
№	%	°С/мин	г	мм	мм	г/см <sup>3</sup>	°С	мм <sup>2</sup> /с	Дж/г·К	Вт/м·К
1 AlN1800 не молот	ТЧ-1 – 100%	500	2,275	4,88	14,83	2,638 (80.9%)	20,8	23,345	0,897	45,24
2 AlN1800 помолот	ТЧ-1 – 100%	500	2,306	4,477	14,90	2,915 (89.4%)	21,1	22,103	0,880	56,70
3 AlN1800 помолот	ТЧ-1 – 95% AlN <sub>наш</sub> – 5%	500	2,334	4,145	15,00	3,186 (98.3%)	21,3	25,061	0,877	70,46
4 AlN1700 помолот	ТЧ-1 – 95% AlN <sub>наш</sub> – 5%	500	2,475	4,807	14,88	2,914 (89.3%)	21,6	28,529	0,900	58,59

Во-вторых, модифицирующая добавка снижает температуру спекания на 150-200°С. В третьих, предварительная механообработка порошков способствует спеканию материала и получению более высоких значений теплопроводности у керамики на основе нитрида алюминия.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ю. Непочатов, А. Земницкая, П. Муль. Разработка керамики на основе нитрида алюминия для изделий электронной техники // Современная электроника. №9. 2011. – С. 14–16.
2. Репкин Ю.Д. Исследование условий получения огнеупорных изделий из нитрида алюминия // Огнеупоры.- 1965, – №2. – С.41–48.
3. LiJing-Feng, KawasakiAkira, WatanabeRyuzo Горячее изостатическое прессование смесей порошков SiC-AlN: влияние помола на образование твердых растворов и их свойства // J. Amer. Ceram. Soc. – 1998. – Vol. 81. – № 6. – р.р. 1445–1452.
4. А.А. Сивков, Д.С. Никитин, А.Я. Пак, И.А. Рахматуллин. Прямой плазмодинамический синтез ультрадисперсного карбида кремния // Письма в ЖТФ, 2013, том 39, вып. 2, – С. 15–20.

## СОЗДАНИЕ МЕДЬ-АЛЮМИНИЕВЫХ ПОКРЫТИЙ ПЛАЗМОДИНАМИЧЕСКИМ МЕТОДОМ

*Н.Р. Нафигин, А.А. Сивков, А.С. Сайгаи, А.С. Ивашутенко*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск

Основными материалами для токопроводящих элементов в системах электроснабжения являются медь и алюминий, ввиду высокой удельной проводимости и относительно низкой их стоимости. Одной из основных проблем в электроэнергетике, возникающей при подключении электрических соединений, является совмещение контактной пары медь-алюминий. Решение этой проблемы является актуальной задачей. Основные методы решения этой проблемы – использование биметаллических прокладок, применение токопроводящих смазок, нанесение покрытий.

Анализ литературных данных [1-3] показывает, что совмещение контактной пары медь-алюминий существующими методами, возможно, но не достаточно эффективно.

В связи с этим является актуальным нахождение способа, который бы позволил не только совместить контактную пару медь-алюминий, но и уменьшил переходное контактное сопротивление. Данная задача может быть решена путем воздействия на алюминиевую контактную поверхность высокоскоростной импульсной струи медной электроэрозионной плазмы, генерируемой сильноточным коаксиальным магнитоплазменным ускорителем (КМПУ) эрозионного типа с медными электродами и ускорительным каналом (УК)

Процесс данного метода реализуется в кратковременном ( $10^{-4} \div 10^{-3}$  с) цикле работы ускорителя и поэтому является прямым и относительно простым.

Ранее в работе [4] была показана высокая эффективность работы КМПУ. В данной работе представлены новые экспериментальные результаты по данному направлению и связанные с реализацией многоимпульсного режима нанесения покрытия.

Импульсное электропитание КМПУ осуществляется от емкостного секционированного накопителя энергии суммарной емкостью  $C=28,8$  мФ и зарядным напряжением  $U_{зар}$  до 3,0 кВ. Ускоритель состоит из двух основных узлов: коаксиального Z-пинч ускорителя и внешней индукционной системы (рис. 1).

Для инициирования плазмы в канале формирования плазменной структуры (КФПС) помещаются медные проволочки - проводники диаметром 0,15мм.

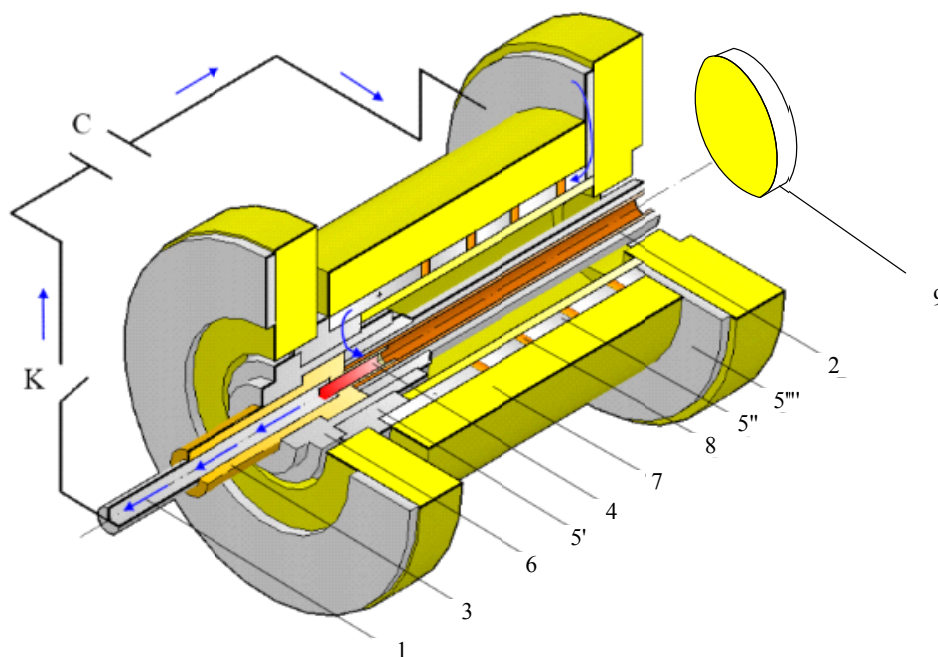


Рис. 1. Устройство коаксиального магнитоплазменного ускорителя:

1 – центральный электрод; 2 – электрод-ствол (медь); 3 – изолятор центрального электрода; 4 – вставка из меди; 5 – индуктор, 5' – контактный цилиндр, 5'' – соленоид, 5''' – контактный фланец; 6 – заглушка; 7 – корпус; 8 – изоляция; 9 – мишень

При протекании тока через индуктор медные проводники взрываются, создавая первичную плазму, которая ускоряется магнитным полем, созданным самим индуктором. В тоже время плазма, проходя медный ствол, вызывает эрозию его поверхности, которая также ускоряется магнитным полем. Фотограмма истечения плазмы, полученная с использованием высокоскоростной камеры PhotronSA1.1, представлена на рис.2.

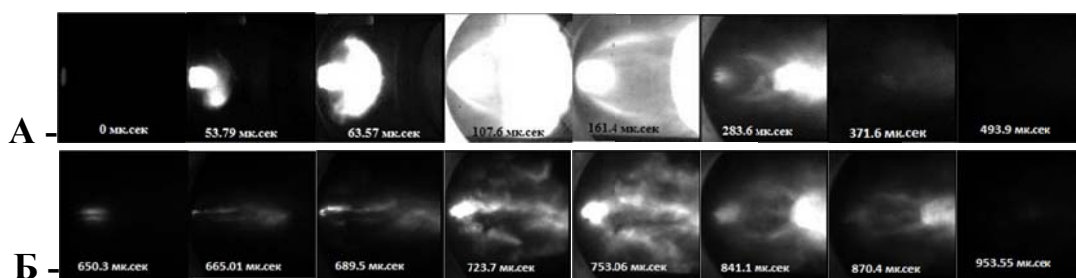
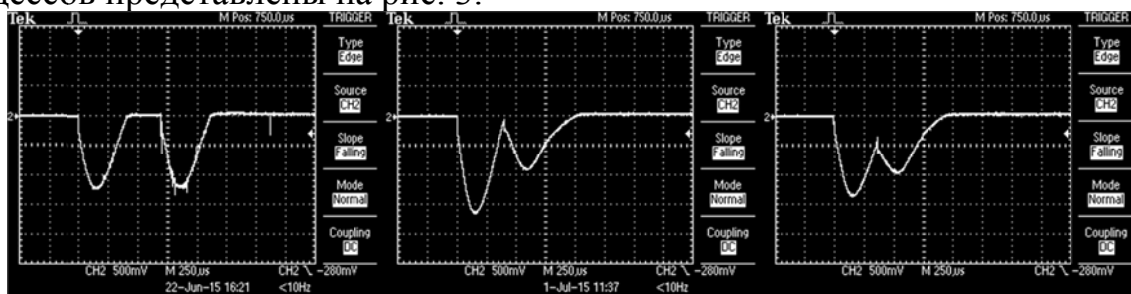


Рис. 2. Фотограмма истечения плазмы:  
А – первый импульс; Б – второй импульс

Из анализа фотограммы рис. 2 скорость течения плазмы составляет от среза ствола 2,54 км/с и находится внутри самого ствола 110 мкс.

Как было сказано ранее, в данной работе реализован многоимпульсный режим нанесения покрытия. В работе были проведены ряд исследований связанных с поиском оптимального времени между импульсами с целью эффективного нанесения покрытия. В общем, эксперименты можно разделить на 3 типа: 1) реализация второго импульса после полного прохождения первого

2) реализация второго импульса на спаде первого и 3) реализация второго импульса во время прохождения первого. Соответствующие осциллограммы процессов представлены на рис. 3.



1) 700 мкс

2) 400 мкс

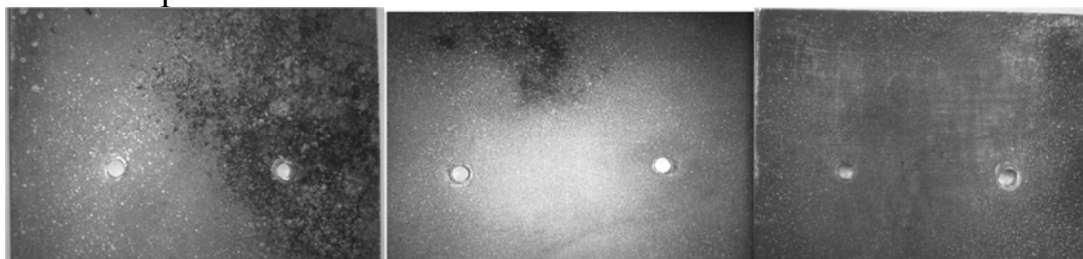
3) 350 мкс

Рис. 3. Осциллограммы многоимпульсных режимов работы КМПУ:

1) после основного импульса 2) на спаде основного импульса

3) во время основного импульса

Результат нанесения покрытий с учетом проделанных экспериментов представлен на рис. 4.



1) 700 мкс

2) 400 мкс

3) 350 мкс

Рис. 4. Общий вид покрытий при многоимпульсном режиме работы КМПУ:

1) после основного импульса 2) на спаде основного импульса

3) во время основного импульса

На основании представленных данных можно заключить, что для сохранения целостности детали, (подложки) и нанесения более ровного покрытия меди, при многоимпульсном режиме - интервал между импульсами необходим делать коротким.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. К. К. Палеха, А. П. Эпик. Физико-химические основы нанесения покрытий. – К.: НМК ВО. – 1992.

2. Зенин Б.С. Современные технологии модифицирования поверхности и нанесения покрытий. Учебное пособие. – Зенин Б.С., Овечкин Б.Б.. – Томск. – 2008. – 75 с.

3. Методы создания износостойких покрытий. Уч. пособие / О.Ю. Елагина. – М.: “Издательский дом Недра”. – 2010. – 570 с.

4. Сивков А.А. Нанесение медного покрытия на алюминиевые контактные поверхности с помощью магнитоплазменного ускорителя / Сивков А.А., Корольков Л. В., Сайгаш А. С. – Электротехника 2003. – № 8. – С. 41 – 46.

## **СЕКЦИЯ 4. ПОДГОТОВКА И ПЕРЕПОДГОТОВКА ИНЖЕНЕРНЫХ И НАУЧНЫХ КАДРОВ ПО НАПРАВЛЕНИЯМ «ЭЛЕКТРОТЕХНИКА, ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА И ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИИ»**

### **ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КЕЙС - ТЕХНОЛОГИЙ ДЛЯ АНАЛИЗА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЧАСТИ ПОДСТАНЦИИ**

*Н.М. Космынина*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск

В Томском политехническом университете с 2014 года ведется обучение бакалавров по направлению 13.03.02 Электроэнергетика и электротехника по профессиональному модулю "Электрооборудование и электрохозяйство предприятий, организаций и учреждений". Среди базовых дисциплин профиля имеется дисциплина "Электроснабжение потребителей и режимы".

В общем случае электроснабжение потребителей осуществляется от подстанций, предназначенных для приема, преобразования и распределения энергии [1, 2, 3]. Подстанция является одним из объектов учебных дисциплин бакалаврского цикла, которые обеспечивает кафедра "Электроэнергетические системы". Автором доклада накоплен большой методический опыт по анализу электрической части подстанций, в том числе с использованием кейс-технологий.

Кейс – технологии являются одним из направлений современных образовательных технологий, направленных на развитие активной творческой личности, способной самостоятельно приобретать новые знания и способы деятельности [4, 5]. При этом используются такие методы познания, как моделирование (построение модели ситуации), системный анализ (системное представление и анализ ситуации), мысленный эксперимент, проблемный метод (представление проблемы, лежащей в основе ситуации), метод классификации (создание упорядоченных свойств ситуации), "мозговая атака" (генерирование идей относительно ситуации), дискуссия (обмен мнениями).

Для всех используемых методов кейс-технологий характерно использование реального фактического материала и работа студентов в команде. В качестве реального фактического материала используются данные отчетов, выполненных студентами Энергетического института после прохождения производственных практик на электростанциях (тепловых, гидравлических, атомных) и подстанциях Единой энергосистемы России. Главные схемы электрических соединений подстанций, оформленные в виде методического материала [6], являются основой для проведения занятий по кейс-технологиям. Пример главной схемы подстанции приведен на рис.1.

Тематика кейсов включает в себя как анализ отдельных видов электрооборудования (силовых трансформаторов и автотрансформаторов,

электрических аппаратов), так и комплексов оборудования: распределительных устройств и всей электрической части подстанции в целом. Ниже приведены примеры заданий [7].

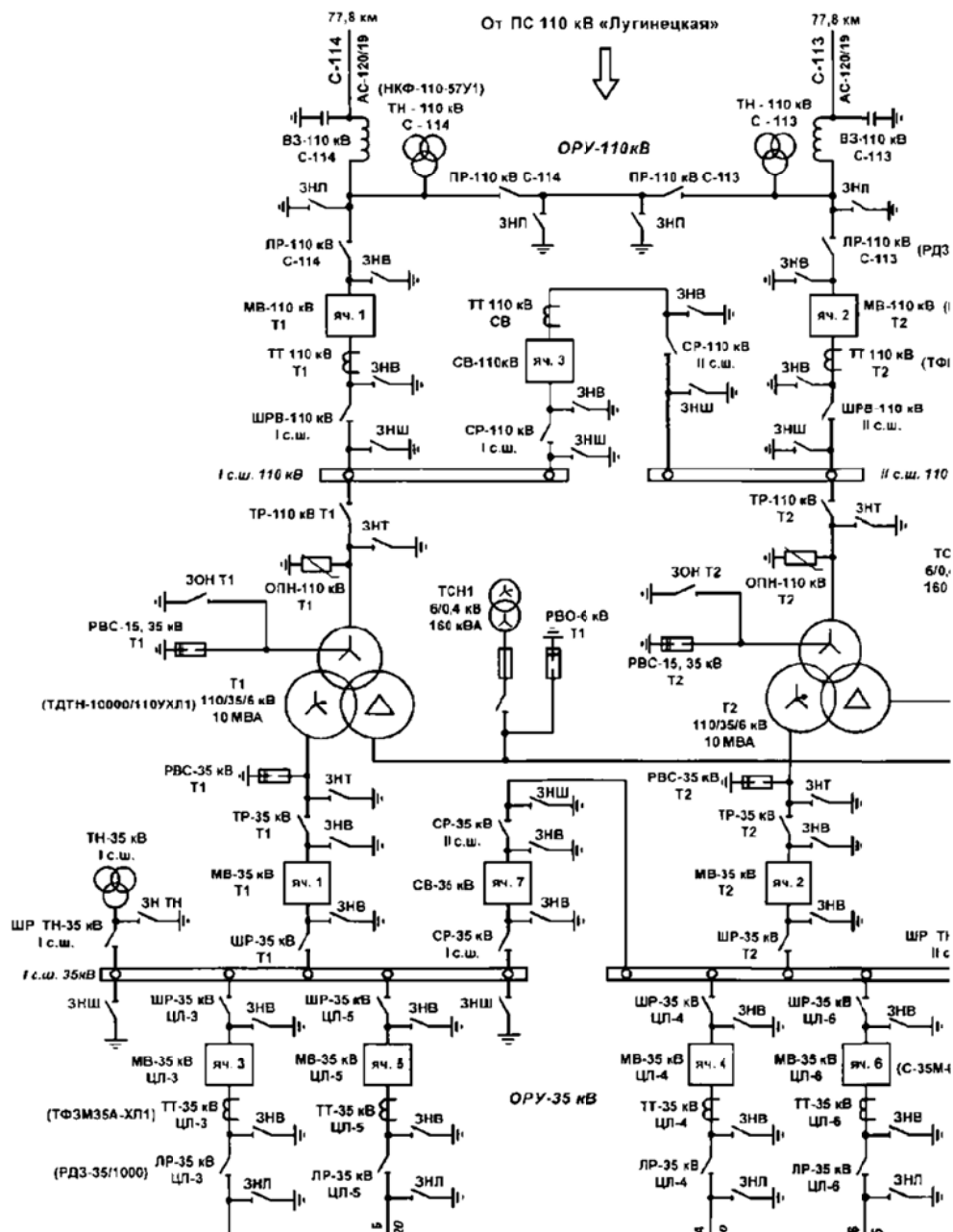


Рис. 1. Схема электрических соединений подстанции

## ЗАДАНИЕ "АНАЛИЗ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ ПОДСТАНЦИИ

"

Название подстанции

1. Привести структурную схему электроустановки со стационарной маркировкой оборудования. Условно на каждом распределительном устройстве показать одну нагрузку в виде отходящей линии.

2. Описать структурную схему:

- число распределительных устройств;
- напряжения распределительных устройств;

- напряжение связи подстанции с энергосистемой;
- связи между распределительными устройствами разного напряжения в виде табл. 1:

Таблица 1

Название связи	Вид связи	Число связей	Подстанционная маркировка оборудования связи
Например, связь РУ 110 кВ и РУ 10 кВ	Например, двухобмоточный трансформатор	Например, 2	Например, Т11

3. Привести альтернативную структурную схему.

4. Сравнить схемы по п.1 и п.3, исходя из условий экономичности и надежности электроснабжения потребителей.

### ЗАДАНИЕ "АНАЛИЗ СХЕМЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СОЕДИНЕНИЙ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНОГО УСТРОЙСТВА ПОДСТАНЦИИ

"

\_\_\_\_\_  
Название подстанции

Для схемы подстанции, выданной преподавателем, привести следующие сведения по заданному распределительному устройству (РУ):

1. Число и название систем сборных шин.
2. Наличие или отсутствие секционирования каждой системы сборных шин.
3. Описание присоединений к системам сборных шин в табличном виде табл. 2:

Таблица 2.

Вид присоединения	Напряжение РУ кВ		Наличие реактирования
	Число присоединений	Число выключателей на одно присоединение	
Линия			
Силовой трансформатор			
Силовой автотрансформатор			

4. Вид схемы электрических соединений.
5. Подстанционная маркировка, название и номера ячеек для общих выключателей РУ в случае его выполнения по схеме с системами сборных шин.
6. Наличие или отсутствие комплектных шкафов.
7. Описание альтернативных схем электрических соединений.
8. Сравнение схем по п.4 и п.7, исходя из условий надежности электроснабжения, удобства обслуживания.



Работа по кейс-технологии проводится на групповых занятиях. При этом преподавателю необходимо обеспечить студентов раздаточным материалом.

Для исключения последнего фактически материал (схемы подстанций) передан в фондзала курсового и дипломного проектирования научно-технической библиотеки Томского политехнического университета [8], в котором в течение ряда лет автор доклада организует групповые занятия по дисциплинам "Электрические части и подстанции" и "Режимы работы и эксплуатация основного оборудования электростанций и подстанций" [9].

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Стандарт ОАО РАО "ЕЭС России" СТО17330282.27.010.001-2008 "Электроэнергетика. Термины и определения.

2. ГОСТ 24291-90. Межгосударственный стандарт. Электрическая часть электростанции и электрической сети. Термины и определения

3. ГОСТ 19431-84. Межгосударственный стандарт. Энергетика и электрификация. Термины и определения

4. Современные образовательные технологии: учебное пособие / под ред. Н. В. Бордовской. – 2-е изд., стер. — Москва: КноРус, 2011. – 432 с.

5. Современные технологии обучения в высшем профессиональном образовании: учебно-методическое пособие / сост. Э. Н. Беломестнова [и др.]; Томский политехнический университет. Томск: Изд-во ТПУ, 2011. – 129 с.

6. Электрическая часть подстанций с высшим напряжением 110 кВ: раздаточный материал для выполнения самостоятельных работ по курсу «Электрическая часть электростанций и подстанций» для студентов, обучающихся по направлению 140400 «Электроэнергетика и электротехника»/ Томский политехнический университет; сост. Н. М. Космынина. – Томск: Изд-во ТПУ, 2013. – 36 с.

7. Задания по главным схемам электростанций и подстанций: Методические указания по самостоятельной работе для студентов электроэнергетических направлений и специальностей / Томский политехнический университет; сост. Н. М. Космынина. Томск: Изд-во ТПУ, 2003. – 36 с.

8. Космынина Н. М., Цурцумия Р. Р. Читальный зал курсового и дипломного проектирования НТБТПУ как участник учебного процесса в вузе // Уровневая подготовка специалистов: государственные и международные стандарты инженерного образования: сборник трудов научно-методической конференции, Томск, 26–30 Марта 2013. – Томск: ТПУ, 2013 – С. 120–122.

9. Космынина Н. М. Практико-ориентированное обучение студентов по дисциплине «Режимы работы и эксплуатация основного оборудования электростанций и подстанций» [Электронный ресурс] // Уровневая подготовка специалистов: электронное обучение и открытые образовательные ресурсы: сборник трудов I Всероссийской научно-методической конференции, Томск, 20–21 Марта 2014. – Томск: ТПУ, 2014. – С. 312–314.

# ПРОБЛЕМЫ ОБУЧЕНИЯ И ОРГАНИЗАЦИЯ УЧЕБНОГО ПРОЦЕССА В ВУЗЕ

*Л.К. Бурулько, Ю.Н. Дементьев*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск.

Обучение в общем понимании – это процесс взаимодействия субъектов, а точнее: *особым образом организованное общение между теми, кто обладает знаниями и определённым опытом, и теми, кто их приобретает, усваивает.*

Обучение в современном вузе (университете) — это процесс, построенный на творческой активности студента, в результате которого студент под руководством преподавателя овладевает специальными знаниями, умениями и навыками. [1], формируя свои профессиональные компетенции.

Рассматривая проблемы обучения в техническом вузе, можно выделить два противоречия характерных для образования в целом, а именно:

- противоречие между процессом производства знаний человечеством во всех отраслях науки и техники и процессом потребления знаний, связанного с передачей, восприятием и освоением этих знаний;
- противоречие между требованием быстрого, легкого и качественного приобретения необходимых знаний и отсутствием соответствующих методов освоения и способов построения учебно-познавательного процесса при подготовке современных специалистов (инженеров, техников и т.д.);

Разрешение первого противоречия возможно при интеграции естественнонаучных знаний [2, 5]. Интеграция естественнонаучных знаний - это процесс, ведущий к сближению, связанности отдельных разделов учебных предметов в единое целое при одновременном объективном углублении дифференцированной системы обучения. Опыт целесообразного обращения со знаниями из нескольких смежных дисциплин формирует новое качество - способность решать профессионально направленные учебные задачи: интегрировать в единое целое усвоенные отдельные действия, способы и приемы. Особую актуальность данное положение приобретает в условиях модернизации образования.

Важность интегративного подхода к обучению ни у кого не вызывает сомнения. Что же препятствует внедрению интегрированных дисциплин в учебный процесс и окончательному решению этой проблемы? Это отсутствие учебников и пособий по интегрированным дисциплинам, учебных программ и учебно-методических комплектов по обеспечению этих дисциплин.

В учебных планах последнего поколения объем естественнонаучных знаний, получаемых студентами в процессе обучения, определяется циклом математических и естественнонаучных дисциплин, изучение которых реализуется на первом и втором курсах. Параллельно с дисциплинами данного цикла студенты изучают ряд дисциплин базового цикла. Так для направления 13.03.02 «Электроэнергетика и электротехника» базовыми дисциплинами из

профессионального цикла является «Теоретические основы электротехники» и «Теоретическая и прикладная механика». Это определяется тем, что в энергетике и электротехнике при подготовке специалистов по направлению 13.03.02 основными объектами изучения являются энергетические и электромеханические системы. Основными элементами силовой части этих систем являются вентильные силовые и электромеханические преобразователи энергии и передаточные механизмы.

Анализ рабочих программ дисциплин математического, естественнонаучного и профессионального цикла и использование прикладных программных пакетов в учебном процессе позволяют установить глубокие межпредметные связи, основой для которых является метод математического моделирования.

Метод математического моделирования является в настоящее время наиболее эффективным и универсальным для решения многих задач, возникающих в различных областях человеческой деятельности. Свое начало метод математического моделирования получил с уравнений Лагранжа, с помощью которых аналитическим (математическим) путем пытались объяснить все явления в механической картине мира. Раскрытие сущности электрических и магнитных явлений М. Фарадеем и математическая разработка теории электромагнетизма Д. Максвеллом предоставили широкие возможности по использованию математических уравнений для описания и объяснения процессов и известных фактов в различных смежных областях науки. Практически во всех специальных дисциплинах любой технической специальности широко пользуются математическими моделями при изложении основных теоретических положений.

Математическая идеализация явлений при исследовании различных систем, применение логически взаимосвязанных действий для достижения заданной цели, математическое моделирование, базирующееся на возможностях вычислительной техники, становятся эффективным и надежным инструментом осознания осваиваемых профессиональных компетенций, формирования у студентов профессионального инженерного мышления и развития у них культуры моделирования.

Поэтому можно сделать вывод о том, что при разработке учебников и пособий по интегрированным дисциплинам, учебных программ и учебно-методических комплектов, следует воспользоваться методами математического моделирования.

Наряду с этим, при проведении лабораторных и практических занятий, в творческих проектах, в учебно-исследовательской работе студентов для активизации их самостоятельной деятельности следует использовать, так называемый *принцип новых задач*, суть которого заключается в том, чтобы на каждом занятии, в творческих проектах и научно-исследовательских работах студенты разрабатывали бы и создавали бы собственные пользовательские программы и модели при изучении той или иной дисциплины.

Для реализации этого направления требуется постоянная кропотливая учебно-методическая работа, при выполнении которой с учетом компьютерных современных технологий необходимо создание творческих коллективов. В состав таких коллективов должны входить преподаватели по математике и физике, преподаватели, обеспечивающие цикл профессиональных дисциплин, а также программисты, обладающие достаточно высокими компетенциями в области компьютерного моделирования. Основной задачей таких коллективов является разработка интегрированных дисциплин и учебно-методических комплексов, которые обеспечивали бы при построении (моделировании) простых и сложных систем интеграцию знаний о моделируемом объекте: в рамках отдельных *предметных областей* («по глубине»); и в границах междисциплинарных *проблемных областей* («по широте»).

К сожалению, приходится констатировать, что при переходе на новые формы составления индивидуального плана научно-педагогических работников ТПУ на учебно-методическое и организационное обеспечение учебной работы отводится всего 180 часов, что затрудняет создание и разработку учебников и учебно-методических комплексов для новых интегрированных дисциплин.

К сожалению, также следует отметить отсутствие навыков самостоятельной работы школьников, поступивших на первый курс Вуза. Связано это с тем, что при наличии *высоких баллов по математике и физике*, полученных при сдаче ЕГЭ, некоторые из них не обладают высокими компетенциями, необходимыми для обучения в Вузе.

Поэтому весьма актуальным в настоящее время является совершенствование самостоятельной работы студентов под руководством и контролем преподавателя и использование в учебном процессе проблемно-ориентированного и проектно-организованного обучения[6]. Широкий спектр применения проектно-организованного обучения обусловлен возможностями, которые обеспечиваются при применении данного метода в учебном процессе.

Л. С. Выготский указывал [3]: «... Только то обучение является хорошим, которое забегает вперед развития». Этим свойством обладает развивающее обучение, при котором учебный процесс ориентирован на потенциальные возможности человека и их реализацию. Проектно-организованное обучение обладает всеми признаками (характеристиками) развивающего обучения [4]:

– основная роль руководителя проекта в процессе его выполнения – организация деятельности студентов, формирование познавательной самостоятельности, развитие и формирование способностей (компетенций) студентов к практическому применению знаний;

– работа над проектом представляет собой цепь усложняющихся задач, которые вызывают у студента потребность в овладении специальными знаниями и навыками, в создании новой, не имеющей аналога в его опыте схемы решения;

– студент является полноценным субъектом выполнения проекта. Усвоение знаний и формирование способов деятельности выступают при выполнении проекта как процесс и результат деятельности студента;

– проектно-организованное обучение направлено на развитие совокупности качеств личности;

– проектно-организованное обучение происходит с опорой на период ближайшего развития студента, воспитывает у него веру в свои силы. Знания и компетенции, свойства и качества личности выступают как результаты работы над проектом и как условия дальнейшей деятельности студента, в ходе которой происходит его развитие.

В настоящее время возрастает роль электронно-очного обучения. При таком обучении часть учебного материала реализована в виде электронных курсов, выставленных в локальной сети.

Другая часть материала представлена в виде электронных методических указаний к выполнению лабораторных работ и заданий для подготовки к практическим занятиям. Такое обучение требует от студента умения управлять своим учебным процессом, а именно высокой самоорганизованности, определенных способностей, навыков, умений оценивать результаты своего обучения, самостоятельно находить проблемы в усвоении материала. В то же время объем изученных самостоятельно материалов требует периодической проверки уровня понимания основных моментов изучаемых предметов. Студент должен убедиться, что программа обучения удовлетворяет его. Работа преподавателя в данном случае – это научить студента тому, как надо контролировать, корректировать себя.

При этом если недостаточно отработаны навыки самоконтроля, то студенты привыкают к тому, что их деятельность исправляет преподаватель и привыкают адресовать ее внешнему контролю.

Эффективность самоконтроля и самооценки студента и формирование его позитивного отношения к обучению возможно только при наличии методических и тестовых материалов [7], позволяющих:

- планировать студенту свою учебную деятельность;
- ставить цели и уметь решать учебные проблемы;
- систематизировать учебный материал;
- выделять основные идеи, отделять главное от второстепенного;
- способствовать оценке результатов и самооценке на всех этапах обучения;
- учебной деятельности путем тестирования и сравнения информации.

Таким образом, для интеграции накопленных знаний и эффективной передачи их обучающимся необходимо:

- создавать и разрабатывать новые интегрированные инновационные учебники и учебные пособия, которые на начальной стадии обучения студентов вузов, формировали бы у них логические межпредметные связи между дисциплинами конкретного направления в подготовке специалистов;
- формировать самостоятельную активность студентов с помощью контроля со стороны научно-педагогического персонала, осуществляющего подготовку.

– разрабатывать методические тестовые материалы для формирования навыков самоконтроля и самооценки студента;

Учитывая социальный заказ государства и общества, нашедший отражение в нормативных документах в области образования, а также результаты проводимых исследований, полагаем, что при условии сотрудничества преподавателей-партнеров на основе выполнения единых требований можно выстроить образовательный процесс, в котором студенты будут готовы к усвоению профессиональных компетенций.

*Работа выполнена в рамках Госзадания «Наука», проект № 3852*

### **СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Нигматов З.Г., Шакирова Л.Р. Теория и технологии обучения в высшей школе: Курс лекций / Под ред. З.Г. Нигматова./ Казанский федеральный университет – Казань 2012. – 357 с.

2. Сиванова О.В., Хмелёв С.С., Губанова Е.В., Орлов С.Б. Интеграция и дифференциация естественнонаучных знаний в условиях модернизации общего образования. Журнал «Педагогические науки» №5. 2002. – С. 88–91.

3. Выготский Л. С. Педагогическая психология / под ред. В. В. Давыдова. М.: Педагогика, 1996. – 345 с.

4. Давыдов В. В. Теория развивающего обучения. М., 1996. – С. 251–264.

5. Образцов П. И. Психолого-педагогические аспекты разработки и применения в вузе информационных технологий обучения. – Орловский государственный технический университет. – Орел, 2000. – 145 с.

6. Ерофеева Г. В., Склярова Е. А., Чернов И. П. Формирование компетенций выпускника технического университета с использованием проектно-организованного обучения. Вестник Томского государственного университета, 2009, Управление, вычислительная техника и информатика № 2(7).

7. Yankovskaya, A.E., Fuks, I.L., Dementyev, Y.N. (2013). Mixed Diagnostic Tests in Construction Technology of the Training and Testing Systems. International Journal of Engineering and Innovative Technology, 3(5), 169–174.

### **ЗНАЧЕНИЕ ТЕСТИРОВАНИЯ ПЕРВОКУРСНИКОВ В РАМКАХ ПРОГРАММЫ СОЦИАЛЬНО-ПСИХОЛОГИЧЕСКОЙ АДАПТАЦИИ**

*Г.С. Ерофеева, Е.П. Сенькив*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет, Россия, Томск

Общеизвестно, что одной из важнейших педагогических задач любого вуза является работа со студентами первого курса, направленная на более быструю и успешную их адаптацию к новой системе обучения, к новой системе социальных отношений, на освоение ими новой роли студентов. Первый курс

может стать точкой опоры для студента, а может привести к различным деформациям в поведении, общении и обучении. Именно на первом курсе формируется отношение молодого человека к учебе, к будущей профессиональной деятельности, продолжается "активный поиск себя". Даже отлично окончившие среднюю школу, на первом курсе не сразу обретают уверенность в своих силах. Первая неудача порой приводит к разочарованию, утрате перспектив, отчуждению, пассивности. От успешности адаптации зачастую зависит дальнейший ход профессиональной жизни человека [1]. На основе этого в нашем институте вышел приказ о назначении студентов-кураторов, среди студентов нашего института. Которые должны с психологической точки зрения подсказывать и направлять первокурсников на нужный путь; помогать психофизиологически адаптироваться к необычным и экстремальным условиям или факторам среды обитания и деятельности; наконец помощь социально или социально-психологической адаптации людей к переменам в данной социальной организации (семье, группе, стране) и к изменениям в их собственном положении в данной социальной организации (смена статуса, должности, позиции), а также к совершенно новой для них организации и социокультурной среде в целом, будь то учебное, исправительное или производственное учреждение, семья, город, страна и т.п. Признаками неуспешной адаптации являются снижение работоспособности, усталость, сонливость, головные боли, доминирование подавленного настроения, возрастание уровня тревожности, заторможенность или, напротив, гиперактивность, сопровождающаяся нарушениями дисциплины, систематическое невыполнение домашних заданий, пропуски занятий, отсутствие мотивации учебной деятельности. От того, как долго по времени происходит процесс адаптации, зависят текущие и предстоящие успехи студентов. Помимо освоения в новом коллективе, первокурснику предстоит знакомство с новыми преподавателями, а это процесс не из легких. Ведь к каждому преподавателю нужно найти свой подход, понять его стиль преподавания и отношение к студентам. В школе каждый учитель преподает свой предмет на протяжении многих лет и за этот период времени у него складываются свои индивидуальные отношения с каждым учеником, а в сфере высшего образования преобладает установка одинакового подхода ко всем студентам [2]. Контакт преподавателя со студентами бывает логический, психологический и нравственный. Логический контакт - это контакт мысли преподавателя и студентов. Психологический контакт заключается в сосредоточенности внимания студентов в восприятии и понимании ими указанного материала, а также во внутренней мыслительной и эмоциональной активности в ответ на действия преподавателя и поступающую от него информацию. Нравственный контакт обеспечивает сотрудничество преподавателя и студентов. При отсутствии этого контакта, например, в условиях конфликта, познавательный процесс либо затруднен, либо вовсе невозможен [2].

Со своей стороны, для знакомства ребят студенты-кураторы проводят тренинги. На первой недели прошли несколько тренингов под названием:

- **Социометрия**

Участники свободно разбредаются по комнате. Ведущий дает задание: "Найдите друг друга те, у кого одинаковый цвет глаз" (варианты: "Те у кого день рождения летом", "Те, в чьем имени 5 букв" и т.д.) Возможны другие варианты, когда участники объединяются в группы по месту проживания, знаку зодиака, любимому цвету и т.п.

- **Пересядьте те, кто...**

Стоящий в центре круга (для начала это ведущий) предлагает поменяться местами (пересесть) всем тем, кто обладает общим признаком. Например, я скажу: "Пересядьте все те, кто родился весной" – и все, кто родился весной, должны поменяться местами. При этом, тот, кто стоит в центре круга, должен постараться успеть занять одно из освободившихся мест, а кто останется в центре без места, продолжает игру.

- **Приветствие в парах**

Группа разбивается на пары, затем приветствуют друг друга. Затем по сигналу пары меняются. Один из партнеров в каждой паре переходит в следующую пару, по часовой стрелке, через одного и приветствие продолжается с новым партнером.

- **Визитка**

Группа разбиваются на пары, затем дается мин 5 за это время, каждый из пары должен по возможности рассказать о себе по максимуму. Далее выходит каждая пара и презентует друг друга, все что запомнили [3].

Данные тренинги приводят к улучшению знакомству и налаживанию атмосферы, что не мало важно на ранней стадии учения.

Далее проводили тренинги, такие как:

- **Рисунок на спине**

Группа становится круг «паровозиком», ведущий (куратор/студент-куратор) схематично изображает: море, солнце, птиц. Молча показывает любому участнику, он изображает пальцем на спине впереди стоящего, далее он изображает по своим ощущение, сто понял, на спине впереди стоящего человека и так по кругу. Последний озвучивает что получилось, ведущий показывает рисунок! [3]

А также проводились тренинги: «Снежный ком», «Телесный контакт», «Атомы и молекулы», «Звездочка, восьмерка, квадрат», «Доверие», «Групповой символ», «Факс»

Развитие коммуникативных навыков, ответственности, сплоченности внутри команды. Осознать, насколько важно настроиться на понимание другого человека, а также само желание понять другого. Демонстрация возможности адекватного обмена информацией без использования слов, развитие и навыков невербального общения.[3]

Необходимо отметить, что неумение организовать себя в условиях отсутствия ежедневной проверки знаний и систематического контроля



посещаемости в вузе является для первокурсников серьезной проблемой. Для этого существует тайм-менеджмент (управление временем, организация времени). Управление временем — это действие или процесс тренировки сознательного контроля над количеством времени, потраченного на конкретные виды деятельности, при котором специально увеличиваются эффективность и продуктивность. Управление временем может помочь рядом навыков, инструментов и методов, используемых при выполнении конкретных задач, проектов и целей. Этот набор включает в себя широкий спектр деятельности, а именно: планирование, распределение, постановку целей, делегирование, анализ временных затрат, мониторинг, организация, составление списков и расстановка приоритетов. Изначально управление приписывалось только бизнесу или трудовой деятельности, но со временем термин расширился, включив личную деятельность с таким же основанием.[4] На основе этого первому курсу были показаны презентации и видеоролики на данную тему, проведены тренинги такие как:

- **Поглотитель времени**

Нужно подумать и выписать все занятия, которые можно определить как «поглотители» времени. Посчитать, сколько времени они отняли у вас в течение недели? Кто больше всех отвлекал вас? Что мешало вам завершить начатое за один прием? Теперь, когда перед вами список основных «поглотителей» вашего времени, подумайте, какие меры вы можете предпринять для их устранения? Вам будет легче справиться с этим заданием, если вы определите причины, которые приводят к потере времени.

- **Коридор**

Из группы выбирается доброволец. Он озвучивает цель и говорит, что ему мешает достичь ее. Остальные участники выстраиваются в коридор. Каждому участнику дается роль определенного поглотителя времени. Задача добровольца пройти до конца живого коридора и «достичь цели», несмотря на отвлекающие факторы, а задача «поглотителей»-отвлечь внимание добровольца и не дать ему достичь своей цели, Отвлекать можно действиями, уговорами, аргументами и т.д.

Тренинг не обходим для устранения причин дефицита времени , правильная расстановка приоритетов [3].

### **Заключение**

Студенческая жизнь начинается с первого курса, и поэтому успешная адаптация первокурсника к жизни и учебе в ВУЗе является залогом дальнейшего развития каждого студента как человека, будущего специалиста. Поступив в новое учебное заведение, молодой человек уже имеет некоторые сложившиеся установки, стереотипы, которые при начале обучения начинают изменяться, ломаться. Новая обстановка, новый коллектив, новые требования, оторванность от родителей, неумение распорядиться "свободой", денежными средствами, коммуникативные проблемы и многое другое приводят к возникновению психологических проблем, проблем в обучении, общении с сокурсниками, преподавателями.

Проходит немало времени, прежде чем студент приспособится к требованиям обучения в ВУЗе. Многими это достигается слишком большой ценой. Отсюда зачастую возникают существенные различия в деятельности, а особенно ее результатах, при обучении одного и того же человека в школе и в ВУЗе. Отсюда и низкая успеваемость на первом курсе, непонимание и, возможно, непринятие условий и требований ВУЗа.

### **Выводы**

Итак, адаптироваться нужно:

- Во-первых, к учебному процессу, который во многом отличается от школьного. Между преподавателем и студентом возникает барьер из-за различия в методах обучения в школах и ВУЗах. Новая обстановка во многом обесценивает приобретенные в школе способы усвоения материала.
- Во-вторых, к новому коллективу. Определить "свое место под солнцем, завоевать авторитет и уважение однокурсников иногда любой ценой": одеждой (экстравагантной); неординарным поведением («взрослым»: сигарета, мат); смелостью «непослушания» и т.д.
- В-третьих, к новым условиям жизни: самостоятельной организации учебы, быта, свободного времени.
- В-четвертых, к новым отношениям с родителями, т.к. подросток становится постепенно независимой личностью.

Эти трудности различны по происхождению. Одни объективно неизбежны (освоение в новом коллективе, взаимоотношения с педагогами), другие носят субъективный характер и связаны со слабой подготовкой, дефектами воспитания в семье и школе. Если студент еще до поступления в ВУЗ твердо решил вопрос о выборе им профессии, осознал ее значение, ее положительные и отрицательные стороны, требования, которые она выдвигает, то обучение в ВУЗе будет целенаправленным и продуктивным, то адаптация будет осуществляться без особых затруднений.

### **СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Особенности адаптации студентов 1 курса к обучению в вузе, <http://uovr.istu.ru/curator/p-adaptation.html>.
2. Адаптация студентов к условиям обучения в ВУЗе, <http://www.dvimb.ru/stati/88-adaptatsiya-studentov-k-usloviyam-obucheniya-v-vuze.html>.
3. Методическое пособие «Сценарии тренингов» Ерофеева Г.С., Камалеева Е.Ф., Лиханова Д.С., Мевкус Е.Н., 2014г
4. Управление временем, <https://ru.wikipedia.org/wiki>.

## СТУДЕНТЫ-КУРАТОРЫ И ИХ РОЛЬ В АДАПТАЦИИ ПЕРВОКУРСНИКОВ

*В.П. Петрович, Е.П. Сенькив*

Национальный исследовательский Томский политехнический  
университет, Россия, Томск

Сегодняшний студент представляет собой весьма противоречивую личность: с одной стороны, он под влиянием демократизации общества стал намного свободнее и независимее, а с другой – его общеобразовательная подготовка и культурный уровень резко снизились, во многом благодаря бездарно проводимой реформе образования. Это чаще всего и заводит его в тупик с самого начала учебы. Еще многого не понимая, он с легкостью пропускает лекции и даже практические и лабораторные занятия. Поэтому одна из самых важных и первоочередных задач куратора – убедить студента, что на сегодняшний день самое главное для него – учеба. Необходимо именно на первых курсах пробудить у студентов интерес к учебе: для этого им надо показать интересные стороны как отдельных предметов, так и будущей специальности в целом. Куратор в высшем учебном заведении это преподаватель-воспитатель, который не только наблюдает за обучением студентов, но и активно вовлекает их в воспитательно-образовательный процесс, используя систему взаимоотношений, основанную на сотрудничестве и партнерстве. Одна из главных задач куратора - помочь студентам 1 и 2 курсов быстро и безболезненно адаптироваться к студенческой жизни, научиться ориентироваться в своих правах и обязанностях, познакомиться с организацией учебного и вне учебного процесса в вузе, сплотить коллектив и создать благоприятный микроклимат в группе. Решением всех этих задач во многом осложняется большой возрастной разницей между студентами и кураторами, поэтому в ЭНИНе ТПУ было предложено в помощь кураторам-преподавателям рекомендовать помощников из числа студентов-активистов старших курсов, которые с одной стороны приобрели необходимый опыт и навыки учета специфики учебного процесса в ВУЗе, особенностей и условий проживания в общежитиях и проведение мероприятий не только в стенах общежития, но и в институте; с другой стороны они легко находят общий язык и входят в контакт со студентами первого курса т.к. были в их положении всего пару лет назад. С точки зрения студента-куратора работа со студентами-первокурсниками очень сложна и интересна одновременно, а, кроме того, еще и ответственна, так как ты сам являешься студентом ВУЗа и должен подавать пример и в учебе и в общественной жизни. Работая совместно с куратором, у которого большой опыт «за плечами», ты перебираешь этот бесценный опыт и уже смотришь на всю кураторскую работу не только глазами студента, но и преподавателя, ведь студенту-куратору так же нужно помочь куратору и организовать первокурсников на то или иное мероприятие, провести тренинги... И для этого необходимо знать не только условия тренинга, но тонкости, например, как и

какой студент поведет себя в той или иной ситуации, выявить так называемых «лидеров» и «молчунов» и уже непосредственно работать с коллективом и сплотить команду. В программу часов куратора введены темы, рассмотрение которых немыслимо без участия опытного психолога-профессионала.

Например, такие как:

- Социометрия
- Стресс-менеджмент
- Целеполагание и т.д.

В этом случае занятия проводятся с участием психолога. По отзывам первого курса, проводимые тренинги психолога проходят с большой пользой для студентов. Работая такой командой, мы всячески поддерживаем первый курс и помогаем освоиться в «новой жизни».

### **СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Особенности адаптации студентов 1 курса к обучению в вузе, <http://uovr.istu.ru/curator/p-adaptation.html>.
2. Адаптация студентов к условиям обучения в ВУЗе, <http://www.dvimb.ru/stati/88-adaptatsiya-studentov-k-usloviyam-obucheniya-v-vuze.html>.
3. Методическое пособие «Сценарии тренингов» Ерофеева Г.С., Камалеева Е.Ф., Лиханова Д.С., Мевкус Е.Н., 2014.
4. Выпускная аттестационная работа Петровича В.П. по результатам обучения на курсах повышения квалификации « Организация деятельности кураторов в исследовательском университете».

### **МЕЖДИСЦИПЛИНАРНЫЕ СВЯЗИ И ИНТЕГРАЦИЯ В ОБРАЗОВАТЕЛЬНОМ ПРОЦЕССЕ**

*Л.А. Паюк, Л.К. Бурулько*

Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, Томск.

Современное общество требует иного – качественно нового уровня знаний и образования. Оно заинтересовано в людях с развитым мышлением, способных анализировать факты, самостоятельно принимать решения, прогнозировать их возможные последствия. При этом концепция мировой системы образования – это образование в течение всей жизни, т.е. концепция непрерывного образования. Поэтому в последние годы идет модернизация образования и в России.

Основной задачей модернизации в конкретном ВУЗе, на наш взгляд, является переход от традиционных методик процесса обучения к методикам, которые обеспечили бы условия по организации и управлению самостоятельной деятельностью студентов. Решение данной задачи возможно

при использовании принципа интеграции. Суть этого принципа – взаимосвязь всех компонентов процесса обучения для разработки и определения содержания обучения, его форм и методов.

Существует много видов интеграции: по методам, приемам, способам, уровням, направлениям. Совершенствование на уровне государства, так называемых управленческих «механизмов», и коммерциализации образования привели к интеграции направлений в подготовке специалистов и к формированию федеральных учебно-методических объединений в системе высшего образования. Среди таких объединений можно выделить федеральное учебно-методическое объединение в системе высшего образования по укрупненной группе специальностей и направлений подготовки 13.00.00 Электро- и теплоэнергетика. В этой группе направлений и специальностей в Томском политехническом университете ведется подготовка специалистов энергетиков и электромехаников.

Интеграция по уровням проводимая в учебно-методических объединениях, а следовательно и в высшем профессиональном образовании в целом, и присоединение России 19 сентября 2003 г. к Болонской декларации о Зоне европейского высшего образования, привели к переходу на двухуровневую (бакалавр, магистр) систему высшего образования [2].

Интеграция способов, связана с управлением процесса обучения, так как любой учебный процесс, помимо содержательной части обязательно включает организационный компоненту. Основной и главной в этом случае является задача оптимизации учебного процесса, т. е. сокращение непроизводительного учебного и обучающего труда, повышения эффективности усвоения знаний и надежности обучения, более глубокое развитие мыслительных способностей обучаемых.

На данном этапе в новом поколении стандартов предусмотрено дальнейшее расширение свободы вузов. ФГОС определяет в качестве базовой (обязательной) по набору дисциплин (модулей) лишь половину (50%) образовательной программы бакалавра (для программы магистра так называемая «вариативная часть» составляет более 70%)

Прерогативой вуза, в этом случае на первое место поставлены не жестко закрепленные учебные дисциплины, а требования к формированию у студента, в результате изучения соответствующего цикла дисциплин, компетенций. В связи с этим в ВУЗах, в том числе и в ТПУ, происходит сокращение аудиторного времени, путем сокращения числа часов на изучение дисциплин математического и естественнонаучного и профессионального циклов.

При этом результаты обучения предполагается оценивать с помощью *общекультурных, общепрофессиональных, профильно-специализированных профессиональных компетенций*, представляющих собой **динамичную совокупность знаний, умений, навыков, способностей и личностных качеств**, которую студент может продемонстрировать после завершения образовательной программы (или ее части).

Роль обучения в современном высшем учебном заведении (ВУЗе) определяется изменением способов и приемов образовательного процесса (ОП). В ФГОС ВПО третьего поколения определены активные методы обучения как способы активизации учебно-познавательной деятельности студентов, которые побуждают не только преподавателя, но и студентов к активной мыслительной и практической деятельности в процессе освоения изучаемых материалов. При этом основным акцентом обучения становится самостоятельная работа студентов.

В Томском политехническом институте (в настоящее время университете) в течение столетия его существования основное внимание уделялось учебному процессу [3]. Так Л.Е. Зубашев (первый ректор ТПИ) сам непосредственно участвовал в составлении учебных планов и модернизировал существующую в России курсовую систему обучения, на предметную систему включив в нее положительные стороны курсовой системы. Воробьев А.А. (13-й ректор ТПИ) наряду с громадной научной и хозяйственной деятельностью, личное внимание уделял учебной и методической работе. Молодым начинающим преподавателям его напутствия указывали на проблемно-ориентированное направление в подготовке специалистов. Суть этого напутствия заключалась в том, что на лекциях перед студентами (вне зависимости от изучаемой дисциплины) лектор определяет проблему, существующую в конкретной области науки и техники, показывает пути для решения задач, связанных с данной проблемой. На практических и лабораторных занятиях, используя современные методы и способы решения этих задач, самостоятельно под наблюдением и руководством преподавателя студенты обязаны были реализовать их решения и провести лабораторные исследования. При этом со стороны преподавателя осуществлялся строгий контроль над подготовкой студентов к лабораторным и практическим занятиям. В случае отсутствия должной подготовки к занятиям студент к ним не допускался.

Такая организация учебного процесса ТПИ позволила подготовить многочисленную плеяду ученых и талантливых руководителей промышленных предприятий, научно-исследовательских институтов и университетов. Она вполне отвечает в настоящее время требованиям предъявляемым к учебному процессу.

Поэтому в основе организации любого учебного процесса, как показывает анализ рекомендаций и требований ФГОС ВПО третьего поколения, а так же опыт прошлых лет подготовки специалистов в ТПУ, лежат взаимодействия субъектов, а точнее: *особым образом организованное общение между теми, кто обладает знаниями и определённым опытом, и теми, кто их приобретает, усваивает.*

Ведущее место в системе обучения при любой ее модернизации остается за словесными методами, так как основную учебную информацию студенты получают в процессе словесных рассуждений, доказательств и обобщений преподавателя или текстов учебных книг. Эти методы направлены на усвоение

содержания материала, на формирование и усвоение понятий, а также на формирование и воспроизведение чувственных образов.

Словесные методы необходимо использовать при изучении нового материала и сочетать с наглядными методами, повышающими внимание студентов и способствующие более глубокому усвоению знаний. Формирование и воспроизведение чувственных образов (моделей) в настоящее время легко реализуется с помощью информационных технологий. Особенно сильное воздействие на студентов оказывает демонстрация видео- и кинофильмов, кинофрагментов, которые могут быть использованы и в качестве иллюстративного материала. Создание проблемных ситуаций, решение исследовательских и практических задач легко реализуется при использовании прикладных программных пакетов.

При такой организации учебного процесса нельзя категорически нарушать логическую цепочку последовательности и подачи информации при изучении цикла математических и естественнонаучных дисциплин. Поскольку математика является важнейшей частью профессиональной подготовки будущего инженера.

Развитие математического мышления студента необходимо так же для освоения современного метода познания, а именно метода математического моделирования. Этот метод позволяет полностью погрузить студента на первом и втором курсах в самостоятельную деятельность, выдавая ему соответствующие индивидуальные задания. Полученные при этом практические навыки самостоятельной деятельности позволяют ему в дальнейшем находить решения в противоречивых ситуациях.

### **СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Шаврин А. В. Комплексный подход при подготовке квалифицированных кадров по управлению проектами в авиастроении. РМ Expert, 2014. – 22 с.
2. Болонский процесс: Результаты обучения и компетентностный подход (книга – приложение 1, 3) \ Под науч. ред. д-ра пед. наук, профессора В.И. Байденко – М.: Исследовательский центр проблем качества подготовки специалистов, 2009. – 536 с.
3. Сипайлов Г.А. Повесть в стихах о ректорах первого технического вуза Сибири. – Томск: Изд-во Томского политехн. ун-та, 2004. –104 с.
4. Нигматов З.Г., Шакирова Л.Р. Теория и технологии обучения в высшей школе: Курс лекций / Под ред. З.Г. Нигматова./ Казанский федеральный университет – Казань 2012. – 357 с.

## ИМЕННОЙ УКАЗАТЕЛЬ

<i>Аржанов К.В.</i>	143	<i>Ким В.С.</i>	297
<i>Аристов А.В.</i>	188, 201	<i>Киселев А.В.</i>	178
<i>Асатурян Д.Э.</i>	65	<i>Копанев М.В.</i>	114
<i>Бай Ю.Д.</i>	147	<i>Коротков М.Ф.</i>	108
<i>Баранов П.Р.</i>	42	<i>Кладиев С.Н.</i>	234
<i>Бекк П.А.</i>	302	<i>Князьков А.Ф.</i>	19, 153
<i>Боклаг Т.А.</i>	140	<i>Корнев В.А.</i>	194
<i>Болгова В.А.</i>	267, 287	<i>Коротков М.Ф.</i>	108
<i>Боловин Е.В.</i>	170	<i>Космынина Н.М.</i>	318
<i>Больных Е.С.</i>	206	<i>Краснобаев Ю.В.</i>	118, 124
<i>Борисов С.В.</i>	185, 234	<i>Кремзуков Ю.А.</i>	97
<i>Брагин А.Д.</i>	215	<i>Крохта Ю.В.</i>	245
<i>Брянцев А.А.</i>	223	<i>Кузьмин Р.В.</i>	81
<i>Букреев В.Г.</i>	135, 223	<i>Кунулеков Д.С.</i>	59
<i>Бурулько Л.К.</i>	86, 322, 332	<i>Кучера Л.Я.</i>	114
<i>Бурицев Л.Ю.</i>	65	<i>Леонов А.П.</i>	267, 271, 281, 284
<i>Вигриянов П. Г.</i>	3	<i>Ляпушкин С.В.</i>	166
<i>Власьевский С.В.</i>	163	<i>Маурин Е.О.</i>	153
<i>Власов А.И.</i>	157	<i>Мальшев П.С.</i>	274
<i>Гавиланес Д.</i>	274	<i>Матери Т.М.</i>	297
<i>Гаврилов А.М.</i>	201	<i>Мельниченко О.В.</i>	163
<i>Гарганеев А.Г.</i>	277, 284	<i>Меркулов В.И.</i>	267
<i>Гинтинг Р.</i>	128	<i>Михальченко Г.Я.</i>	238
<i>Гирник А.С.</i>	36	<i>Михальченко С.Г.</i>	228, 238
<i>Глазырин А.С.</i>	170	<i>Муликов Д.С.</i>	238
<i>Големгрейн В.В.</i>	6	<i>Муравлев О.П.</i>	6, 59, 93
<i>Гусев Н.В.</i>	178	<i>Нагорный В.О.</i>	201
<i>Дементьев Ю.Н.</i>	81, 86, 157, 322	<i>Насибова Л.Я.</i>	211
<i>Диксон Р.К.</i>	102	<i>Нафигин Н.Р.</i>	315
<i>Донцов О.А.</i>	118, 124	<i>Нейман Л.А.</i>	248
<i>Дорощенко И.В.</i>	70	<i>Нор А.А.</i>	284
<i>Дубровский Е.Ю.</i>	263	<i>Одииков А.О.</i>	97
<i>Дудкин А.Н.</i>	271	<i>Однокопылов Г.И.</i>	206, 211, 215
<i>Едгулов М.М.</i>	219	<i>Падалко Д.А.</i>	26
<i>Ерофеева Г.С.</i>	326	<i>Патлин Д.Е.</i>	277
<i>Иванов А.В.</i>	128	<i>Пахомов А. Н.</i>	108
<i>Иванчура В.И.</i>	118, 124	<i>Паюк Л.А.</i>	75, 332
<i>Ивашутенко А.С.</i>	292, 311, 315	<i>Петрович В.П.</i>	331
<i>Карпов А.С.</i>	36	<i>Петухов Д.А.</i>	153
<i>Кафтасьев Д.А.</i>	86	<i>Поляков А.С.</i>	254
<i>Кашеутов А.В.</i>	140	<i>Пост С.С.</i>	118, 124
<i>Кашин П.И.</i>	48	<i>Пропой М.С.</i>	292



<i>Проценко Н.А.</i>	223	<i>Солдатенко Е.Ю.</i>	281, 307
<i>Пушкарев И.И.</i>	6	<i>Столярова А.А.</i>	228
<i>Родионов Г. В.</i>	185, 234	<i>Суворкова Е.Е.</i>	86
<i>Розаев И.А.</i>	211	<i>Суздорф В.И.</i>	81
<i>Рускин В.А.</i>	102	<i>Суровец А.Д.</i>	81
<i>Сайгаш А.С.</i>	292, 315	<i>Супуева А.С.</i>	271
<i>Саушкин А.В.</i>	307	<i>Трофимова С.Н.</i>	259
<i>Селиванов Н.А.</i>	53	<i>Чарков Д.И.</i>	277, 381
<i>Семёнов С.М.</i>	102, 128	<i>Черевко В.В.</i>	311
<i>Семькина И.Ю.</i>	12	<i>Чертов С.А.</i>	128
<i>Сенькив Е.П.</i>	215, 326, 331	<i>Шмойлов А.В.</i>	147, 194
<i>Серов А.Б.</i>	65	<i>Шуликин С.Н.</i>	302
<i>Сивков А.А.</i>	292, 311, 315	<i>Щербакова Ю.М.</i>	284
<i>Симон Д.А.</i>	31	<i>Федянин А.Л.</i>	36, 93
<i>Смирнов А.О.</i>	135	<i>Эккерт И.А.</i>	188
<i>Смолярчук С.А.</i>	93	<i>Яговкин Д.А.</i>	163

## СОДЕРЖАНИЕ

### ПЛЕНАРНОЕ ЗАСЕДАНИЕ

ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭНЕРГИИ МНОГОФАЗНЫХ ВЕНТИЛЬНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ МАЛОЙ МОЩНОСТИ ПОВЫШЕННОЙ НАДЕЖНОСТИ <i>П. Г. Вигриянов</i> .....	3
ВЕНТИЛЯТОРЫ ГЛАВНОГО ПРОВЕТРИВАНИЯ МЕТРОПОЛИТЕНА ТОМСКОГО ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО ЗАВОДА ДЛЯ ИМПОРТОЗАМЕЩЕНИЯ <i>И.И. Пушкарёв, В.В. Големгрейн, О.П. Муравлёв</i> .....	6
ПОВЫШЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ МНОГОДВИГАТЕЛЬНЫХ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ МАГИСТРАЛЬНЫХ ЛЕНТОЧНЫХ КОНВЕЙЕРОВ <i>И.Ю. Семькина</i> .....	12
МЕТОДЫ И СИСТЕМЫ ИМПУЛЬСНОГО УПРАВЛЕНИЯ ПРОЦЕССАМИ СВАРКИ И НАПЛАВКИ <i>А.Ф.Князьков</i> .....	19
<b>СЕКЦИЯ 1. ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА</b>	
МЕТОДОЛОГИЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ СПОСОБОВ ПРОЕКТИРОВАНИЯ И АНАЛИЗА МЕХАТРОННЫХ СИСТЕМ <i>Д.А. Падалко</i> .....	26
ИССЛЕДОВАНИЕ ВЫХОДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МАЛОГАБАРИТНОГО ДВУХКАНАЛЬНОГО ЛИНЕЙНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНО- ТРАНСФОРМАТОРНОГО ТИПА ПРИ КОРОТКОМ ЗАМЫКАНИИ ВТОРИЧНОЙ ОБМОТКИ ЦЕПИ И ОБРЫВЕ ОДНОГО ИЗ КАНАЛОВ <i>Д.А. Симон</i> .....	31
МОДЕЛИРОВАНИЕ ПУСКА АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ПРИ ГРУППОВОМ ВКЛЮЧЕНИИ В ОДНОФАЗНУЮ СЕТЬ ЭЛЕКТРОВОЗА <i>А.С. Гирник, А.Л. Федянин, А.С. Карпов</i> .....	36
ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОБЛАСТИ ПАРАМЕТРОВ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩЕГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПРИВОДА ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ <i>П.Р. Баранов</i> .....	42
РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ ЛИНЕЙНОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ДАТЧИКОМ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ <i>П.И. Кашин</i> .....	48
ДАТЧИК УГЛОВЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ С РЕГУЛИРУЕМОЙ КРУТИЗНОЙ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ <i>Н.А. Селиванов</i> .....	53
НЕИСПРАВНОСТИ В РАБОТЕ СИЛОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ. ПУТИ ПОВЫШЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ СИЛОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЕМ 110-220 кВ РЕСПУБЛИКИ КАЗАХСТАН <i>Д.С. Кунулеков, О.П. Муравлев</i> .....	59
МОДЕЛИРОВАНИЕ ОДНОФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ С МОДИФИЦИРОВАННОЙ КОНСТРУКЦИЕЙ СТАТОРА С ПОМОЩЬЮ СОВРЕМЕННЫХ ПРОГРАММНЫХ СРЕДСТВ <i>Л.Ю. Бурцев, А.Б. Серов, Д.Э. Асатуриян</i> .....	65

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО ИСПЫТАТЕЛЬНОГО СТЕНДА НА ОСНОВЕ АСИНХРОННО-ВЕНТИЛЬНОГО КАСКАДА	
<i>И.В. Дорощенко</i> .....	70
РАСЧЁТ ВНУТРЕННИХ ПАРАМЕТРОВ МАШИНЫ ДВОЙНОГО ПИТАНИЯ ПРИ ЕЁ РАБОТЕ В РЕЖИМЕ ВЫНУЖДЕННЫХ КОЛЕБАНИЙ	
<i>Л.А. Паюк</i> .....	75
МИКРОГЭС С АВТОБАЛАНСНЫМ ВЫРАВНИВАНИЕМ НАГРУЗКИ	
<i>Ю.Н. Дементьев, А.Д. Суровец, Р.В. Кузьмин, В.И. Суздорф</i> .....	81
ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК И ПАРАМЕТРОВ СИНХРОННЫХ ГИБРИДНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ МЕТОДАМИ ТЕОРИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ	
<i>Е.Е. Суворкова, Ю.Н. Дементьев, Л.К. Бурулько, Д.А. Кафтасьев</i> .....	86
АНАЛИЗ ОТКАЗОВ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ И ВЫЯВЛЕНИЕ ПРИЧИН ИХ ВОЗНИКНОВЕНИЯ	
<i>С.А. Смолярчук, А.Л. Федянин, О.П. Муравлев</i> .....	93
<b>СЕКЦИЯ 2. ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ</b>	
АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ КОМПЛЕКС УПРАВЛЕНИЯ ИСПЫТАТЕЛЬНЫМ ПРОЦЕССОМ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ АРК-900	
<i>Ю.А. Кремзуков, А.О. Одиков</i> .....	97
АЛГОРИТМ ПОИСКА ТОЧКИ МАКСИМАЛЬНОЙ МОЩНОСТИ ДЛЯ ПОВЫШАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ПИ-РЕГУЛЯТОРОМ В СОЛНЕЧНОМ ИНВЕРТОРЕ	
<i>Р.К. Диксон, В.А. Русскин, С.М. Семёнов</i> .....	102
СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МОДАЛЬНОГО И ПОДЧИНЕННОГО УПРАВЛЕНИЙ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ	
<i>М. Ф. Коротков, А.Н. Пахомов</i> .....	108
АВТОМАТИЗАЦИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА ЭКИПИРОВКИ ЛОКОМОТИВОВ	
<i>М. В. Копанев, Л.Я. Кучера</i> .....	114
ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ КОНТРОЛЛЕРА СОЛНЕЧНОЙ БАТАРЕИ С ЭКСТРЕМАЛЬНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ НА ОСНОВЕ НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ	
<i>О.А. Донцов, В. И. Иванчура, Ю.В. Краснобаев, С. С. Пост</i> .....	118
ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ АВТОНОМНОЙ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ	
<i>С.С. Пост, В.И. Иванчура, Ю.В. Краснобаев, О.А. Донцов</i> .....	124
СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ДЛЯ СВЕТОДИОДНЫХ ЛАМП С ИЗЛУЧАТЕЛЯМИ ЛЕНТОЧНОЙ СТРУКТУРЫ	
<i>Гинтинг Рутта, А.В. Иванов, С.М. Семенов, С.А.Чертов</i> .....	128
ОБЕСПЕЧЕНИЕ РАБОТОСПОСОБНОСТИ ЧАСТОТНО-УПРАВЛЯЕМОГО АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПРИ НИЗКИХ ТЕМПЕРАТУРАХ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ	
<i>А.О. Смирнов, В.Г. Букреев</i> .....	135
ИНФОРМАТИВНЫЕ СВОЙСТВА АВТОНОМНЫХ ИНВЕРТОРОВ. ВЫБОР МЕТОДА АППРОКСИМАЦИИ КРИВОЙ ФАЗНОГО ТОКА АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА	
<i>А.В. Кашеутов, Т.А. Боклаг</i> .....	140
ПОВЫШЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ СЛЕДЯЩЕ - ПОЗИЦИОННЫХ ШАГОВЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ДЛЯ АВТОНОМНЫХ ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ УСТАНОВОК	
<i>К.В. Аржанов</i> .....	143

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ПРЕДЛАГАЕМОГО МЕТОДА СЕЛЕКЦИИ ГРАНИЦ ИНТЕРВАЛОВ ВХОДНЫХ И ВЫХОДНЫХ ДАННЫХ ДЛЯ ПОЛУЧЕНИЯ ВЕРОЯТНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ЗАВИСИМОСТЕЙ ЗАДАЧ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКИ <i>Ю.Д. Бай, А.В. Шмойлов</i> .....	147
ИМПУЛЬСНОЕ УПРАВЛЕНИЕ СОБСТВЕННЫМ МАГНИТНЫМ ПОЛЕМ СВАРОЧНОЙ ДУГИ <i>А.Ф. Князьков, Е.О. Маурин, Д.А. Петухов</i> .....	153
ОПТИМИЗАЦИЯ КОНТУРОВ УПРАВЛЕНИЯ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ЛИФТОВОЙ ЛЕБЕДКИ НА БАЗЕ ТИХОХОДНОГО СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ <i>А.И. Власов, Ю.Н. Дементьев</i> .....	157
ПОВЫШЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ ЭЛЕКТРОВОЗА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА НА ОСНОВЕ ТРАНЗИСТОРНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЬНО-ИНВЕРТОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ <i>С.В. Власьевский, О.В. Мельниченко, Д.А. Яговкин</i> .....	163
АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННЫМ КОМПЛЕКСОМ ДОЗИРОВАНИЯ СЫПУЧИХ МАТЕРИАЛОВ В ТЕХНОЛОГИИ ПРОИЗВОДСТВА КОМБИКОРМОВ <i>С.В. Ляпушкин</i> .....	166
РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОГО И ПРОГРАММНО-АЛГОРИТМИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ КОМПЬЮТЕРИЗИРОВАННОГО ИСПЫТАТЕЛЬНОГО СТЕНДА ДЛЯ ТЕСТИРОВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ <i>Е.В. Боловин, А.С. Глазырин</i> .....	170
ЗАПУСК ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА ДПУ-87, ПРОБЛЕМЫ И РЕШЕНИЯ <i>Н.В. Гусев, А.В. Киселев</i> .....	178
МЕТОД ДИНАМИЧЕСКОГО ИЗМЕНЕНИЯ ОГРАНИЧЕНИЙ СОСТАВЛЯЮЩИХ ВЕКТОРА НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ ВЕКТОРНОМ УПРАВЛЕНИИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ <i>Г.В. Родионов, С.В. Борисов</i> .....	185
АНАЛИЗ ПРЕДЕЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ДЛЯ ВИБРАЦИОННОГО ПЕРЕМЕШИВАНИЯ СЫПУЧИХ ВЕЩЕСТВ <i>А.В. Аристов, И.А. Эккерт</i> .....	188
О ЗАЩИТЕ ЛИНИИ НА ВЫСОКОВОЛЬТНОМ ПОТЕНЦИАЛЕ ПРОВОДОВ <i>В.А. Корнев, А.В. Шмойлов</i> .....	194
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ ОТРАБОТКИ АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ <i>В.О. Нагорный, А.В. Аристов, А.М. Гаврилов</i> .....	201
АВАРИЙНЫЙ ДВУХФАЗНЫЙ РЕЖИМ РАБОТЫ ТРЕХФАЗНОГО ВЕНТИЛЬНОГО ДВИГАТЕЛЯ <i>Е.С. Больных, Г.И. Однокопылов</i> .....	206
МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ТРЕХФАЗНОГО ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНОГО ДВИГАТЕЛЯ В НЕПОЛНОФАЗНОМ РЕЖИМЕ РАБОТЫ <i>Л.Я. Насибова, И.А. Розаев, Г.И. Однокопылов</i> .....	211
МОДЕЛИРОВАНИЕ ТРЕХФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ В АВАРИЙНОМ РЕЖИМЕ РАБОТЫ <i>Е.П. Сенькив, А.Д. Брагин, Г.И. Однокопылов</i> .....	215

АЛГОРИТМ УПРАВЛЕНИЯ «90°/180°» ВЕНТИЛЬНЫМ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕМ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА НА ОСНОВЕ ДВОЙНОЙ СИСТЕМЫ ДАТЧИКОВ ХОЛЛА <i>М. М. Едгулов</i> .....	219
ПОВЫШЕНИЕ РЕСУРСА БАЙПАСНОГО УСТРОЙСТВА ЛИТИЙ-ИОННОГО АККУМУЛЯТОРА <i>В.Г. Букреев, А.А. Брянцев, Н.А. Проценко</i> .....	223
МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕЗОНАНСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ В СИМУЛЯТОРЕ LTSPICE <i>А.А. Столярова, С.Г. Михальченко</i> .....	228
ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВЕКТОРНОЙ СУ ЧАСТОТНО- РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ЧЕТЫРЁХСТЕПЕННОЙ ДИНАМИЧЕСКОЙ ПЛАТФОРМЫ <i>С.В. Борисов, Г.В. Родионов, С.Н. Кладиев</i> .....	234
ОПРЕДЕЛЕНИЕ ГРАНИЦ УСТОЙЧИВОСТИ НЕЛИНЕЙНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ СИСТЕМ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ <i>Г.Я. Михальченко, Д.С. Муликов, С.Г. Михальченко</i> .....	238
АВТОМАТИЧЕСКАЯ ЭНЕРГОНЕЗАВИСИМАЯ СИСТЕМА АВАРИЙНОЙ ЭВАКУАЦИИ ПассажиРОВ ЛИФТА <i>Ю.В. Крохта</i> .....	245
РАЗРАБОТКА ДИНАМИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ БЕЗУДАРНОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПРИВОДА КОЛЕБАТЕЛЬНОГО ДВИЖЕНИЯ <i>Л.А. Нейман</i> .....	248
ПРИМЕНЕНИЕ НЕПРЯМЫХ МАТРИЧНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ЧАСТОТНО-ТОКОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ ДЛЯ СИСТЕМ ВЕНТИЛЯЦИИ АВТОНОМНЫХ ОБЪЕКТОВ <i>А.С. Поляков</i> .....	254
<b>СЕКЦИЯ 3. ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ И ИЗДЕЛИЯ</b>	
ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ РЕЖИМНЫХ ПАРАМЕТРОВ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЯХ 6-10 КВ НА ПРОВОД ВОЗДУШНОЙ ЛИНИИ <i>С.Н. Трофимова</i> .....	259
ПРОЕКТИРОВАНИЕ БОРТОВОЙ КАБЕЛЬНОЙ СЕТИ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА С ПРИМЕНЕНИЕМ СОВРЕМЕННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ ТРЕХМЕРНОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ <i>Е.Ю. Дубровский</i> .....	263
ОЦЕНКА ВРЕМЕНИ ДО ПРОБОЯ ПОЛИМЕРНОЙ ИЗОЛЯЦИИ <i>В.И. Меркулов, А.П. Леонов, В.А. Болгова</i> .....	267
К ВОПРОСУ СКРЫТИЯ ПРОПИТКОЙ ДЕФЕКТОВ В МЕЖВИТКОВОЙ ИЗОЛЯЦИИ ОБМОТОК ЧРП <i>А.Н. Дудкин, А.П. Леонов, А.С. Супуева</i> .....	271
ИННОВАЦИОННЫЕ КОНСТРУКЦИИ КАБЕЛЕЙ ДЛЯ ПИТАНИЯ НИЗКОИНЕРЦИОННЫХ СЕРВОПРИВОДОВ <i>П.С. Мальшев, Д. Гавиланес</i> .....	274
ОЦЕНКА ВЕЛИЧИН ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ НАПРЯЖЕНИЙ В ЭЛЕМЕНТАХ ЧРП <i>А.Г. Гарганеев, Д.И. Чарков, Д.Е. Патлин</i> .....	277
ОПРЕДЕЛЕНИЕ КОРОНОСТОЙКОСТИ ЭЛЕМЕНТОВ НИЗКОВОЛЬТНОЙ МЕЖВИТКОВОЙ ИЗОЛЯЦИИ <i>Д.И. Чарков, А.П. Леонов, Е.Ю. Солдатенко</i> .....	281
ПРОБЛЕМА НАДЕЖНОСТИ НЕФТЕПОГРУЖНЫХ КАБЕЛЕЙ ПРИ ПИТАНИИ УЭНЦ ОТ ЧАСТОТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ <i>А.Г. Гарганеев, А.П. Леонов, Ю.М. Щербакова, А.А. Нор</i> .....	284

ВЛИЯНИЕ ВОЗДЕЙСТВУЮЩИХ ФАКТОРОВ НА ИЗОЛЯЦИЮ НИЗКОВОЛЬТНЫХ ОБМОТОКВ В СОСТАВЕ ЧРП <i>В.А. Болгова</i> .....	287
ИЗУЧЕНИЕ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ ИСКРОВОГО ПЛАЗМЕННОГО СПЕКАНИЯ НА ФИЗИКО-МЕХАНИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА КЕРАМИКИ NiO – ZrO <sub>2</sub> :Y <sub>2</sub> O <sub>3</sub> <i>М.С. Пропой, А.А. Сивков, А.С. Сайгаиш, А.С. Иваишутенко</i> .....	292
ПОВЫШЕНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ МАСЛОСТОЙКИХ КАБЕЛЕЙ К ВОЗДЕЙСТВИЮ АГРЕССИВНЫХ СРЕД <i>Т.М. Матери, В.С. Ким</i> .....	297
ОЦЕНКА ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКОЙ КОРРОЗИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОНТАКТОВ <i>С.Н. Шуликин, П.А. Бекк</i> .....	302
ПЕРСПЕКТИВНЫЕ КАБЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРООБОГРЕВА <i>Е.Ю. Солдатенко, А.В. Саушкин</i> .....	307
ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ МОДИФИЦИРУЮЩИХ ДОБАВОК НА СВОЙСТВА НИТРИД АЛЮМИНИЕВОЙ КЕРАМИКИ, ПОЛУЧЕННОЙ ПО ТЕХНОЛОГИИ ИСКРОВОГО ПЛАЗМЕННОГО СПЕКАНИЯ <i>В.В. Черевко, А.А. Сивков, А.С. Иваишутенко</i> .....	311
СОЗДАНИЕ МЕДЬ-АЛЮМИНИЕВЫХ ПОКРЫТИЙ ПЛАЗМОДИНАМИЧЕСКИМ МЕТОДОМ <i>Н.Р. Нафигин, А.А. Сивков, А.С. Сайгаиш, А.С. Иваишутенко</i> .....	315
 <b>СЕКЦИЯ 4. ПОДГОТОВКА И ПЕРЕПОДГОТОВКА ИНЖЕНЕРНЫХ И НАУЧНЫХ КАДРОВ ПО НАПРАВЛЕНИЯМ «ЭЛЕКТРОТЕХНИКА, ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА И ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИИ»</b>	
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КЕЙС - ТЕХНОЛОГИЙ ДЛЯ АНАЛИЗА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЧАСТИ ПОДСТАНЦИИ <i>Н.М. Космынина</i> .....	318
ПРОБЛЕМЫ ОБУЧЕНИЯ И ОРГАНИЗАЦИЯ УЧЕБНОГО ПРОЦЕССА В ВУЗЕ <i>Л.К. Бурулько, Ю.Н. Дементьев</i> .....	322
ЗНАЧЕНИЕ ТЕСТИРОВАНИЯ ПЕРВОКУРСНИКОВ В РАМКАХ ПРОГРАММЫ СОЦИАЛЬНО-ПСИХОЛОГИЧЕСКОЙ АДАПТАЦИИ <i>Г.С. Ерофеева, Е.П. Сенькив</i> .....	326
СТУДЕНТЫ-КУРАТОРЫ И ИХ РОЛЬ В АДАПТАЦИИ ПЕРВОКУРСНИКОВ <i>В.П. Петрович, Е.П. Сенькив</i> .....	331
МЕЖДИСЦИПЛИНАРНЫЕ СВЯЗИ И ИНТЕГРАЦИЯ В ОБРАЗОВАТЕЛЬНОМ ПРОЦЕССЕ <i>Л.А. Паюк, Л.К. Бурулько</i> .....	332

ИМЕННОЙ УКАЗАТЕЛЬ

Составители:  
профессор каф. ЭПЭО Аристов А.В.  
доцент каф. ЭПЭО Однокопылов И.Г.