

**МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РФ**

**СИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ  
ИНДУСТРИАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ**

**ПОСВЯЩАЕТСЯ 50-ЛЕТИЮ КАФЕДРЫ  
АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА  
И ПРОМЫШЛЕННОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ**

**АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД  
И ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА**

***ТРУДЫ ПЯТОЙ ВСЕРОССИЙСКОЙ  
НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКОЙ КОНФЕРЕНЦИИ***

**Новокузнецк  
20-22 ноября 2012 г.**

УДК 621.34.001.2 (0758)

А 18

**Автоматизированный электропривод и промышленная электроника:** Труды Пятой Всероссийской научно-практической конференции / Под общей редакцией В.Ю. Островляничика. — Новокузнецк изд-во СибГИУ, 2012 г.

ISSN 2220-3699

Сборник содержит труды V Всероссийской научно-практической конференции. В докладах представлены результаты научных исследований и практических приложений по проектированию, созданию математических моделей, теоретических основ энергосберегающего автоматизированного электропривода с традиционным и микропроцессорным управлением, решению проблем электроснабжения электрических установок и учета электрической энергии. Рассматриваются решения, ориентированные на применение в производстве и учебном процессе.

Сборник предназначен для научных работников, инженерно-технических работников предприятий, преподавателей вузов, аспирантов и студентов.

Под общей редакцией: д.т.н., проф. Островляничика В.Ю.

ISSN 2220-3699

© Сибирский государственный  
индустриальный университет, 2012

## ВВЕДЕНИЕ

Непрерывное развитие и совершенствование технологических процессов, требование повышения их технико-экономических показателей и безопасности труда вызывают необходимость совершенствования и систем электропривода. Существенную роль при этом приобретает, построенный с применением микропроцессорных средств управления, электропривод как энергетическая основа и инструмент совершенствования традиционных и современных технологий. Современный электропривод — сложнейший электромеханический комплекс, выход из строя которого приводит к нарушению рабочего процесса и может быть причиной несчастных случаев. Поэтому дальнейшее совершенствование систем электропривода невозможно без прогресса в области силовой и слаботочной электроники, вычислительной техники. Возможность использования микропроцессорной техники в системах управления является предпосылкой создания принципиально новых электромеханических систем, с новым более высоким уровнем автоматизации электропривода на основе микропроцессорного управления, эффективного как для его потребителей, так и для проектировщиков и изготовителей, и пока к сожалению не достигнутая в полной мере отечественной наукой.

Поэтому особое внимание уделяется не только прикладным применениям, но и также решениям, ориентированным на применение в учебном процессе.

Конференция привлекла внимание специалистов из различных регионов России. С докладами выступали представители следующих городов: Абакана, Караганды, Кемерово, Новокузнецка, Новосибирска, Новочеркаска, Самары, Санкт-Петербурга и иных городов.

Реквизиты оргкомитета: 654007 г. Новокузнецк Кемеровской области, ул. Кирова, 42. Телефоны: (3843) 78-44-14, 46-31-74, факс (3843) 46-31-74; E-mail: [confaer2012@list.ru](mailto:confaer2012@list.ru)

## **ПОЗДРАВЛЯЕМ С ЮБИЛЕЕМ!**

*Уважаемые коллеги! Коллектив кафедры электропривода и автоматизации КузГТУ сердечно поздравляет кафедру автоматизированного электропривода и промышленной электроники Сибирского государственного индустриального университета с 50-летием!*

*За эти прошедшие годы коллектив вашей кафедры выполнил огромный объем учебной и научной работы – подготовлено несколько тысяч инженеров, на высоком уровне выполнено множество госбюджетных и хоздоговорных научных работ, результаты которых со значительным экономическим эффектом внедрены в промышленное производство на предприятиях металлургической и горнодобывающей отраслей Кузбасса и Хакасии.*

*Ваши научные достижения являются значительным вкладом в теорию и практику автоматизированного электропривода и известны широкому кругу научных работников.*

*Все эти годы мы с вами тесно сотрудничали, особенно при подготовке кадров высшей квалификации. Благодаря совместным усилиям, теперь наше взаимодействие в области образовательной и научной деятельности закреплено трехсторонним договором между родственными электроприводческими кафедрами СибГИУ, НГТУ и КузГТУ.*

*Мы надеемся на дальнейшее плодотворное сотрудничество и уверены, что совместная работа позволит нам достичь новых, более высоких целей.*

*Уважаемые коллеги! Мы желаем вашему коллективу дальнейших больших успехов и достижений во всех ваших делах, а всем сотрудникам кафедры желаем счастья, крепкого здоровья и благополучия!*

## 50 ЛЕТ – ЭТАПЫ РАЗВИТИЯ ОСНОВНЫХ НАПРАВЛЕНИЙ ПОДГОТОВКИ СПЕЦИАЛИСТОВ ПО КАФЕДРЕ «АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД И ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА»

**В. Ю. Островляничик, Т. В. Богдановская, В. А. Кубарев,  
Д. Е. Модзелевский**

*Сибирский государственный индустриальный университет,  
г. Новокузнецк*

С 1962г. по 2012г. кафедра АЭП и ПЭ СибГИУ выпустила более 4300 дипломированных специалистов – достаточно сказать, что не менее 70% инженеров электриков г. Новокузнецка выпускники этой кафедры. Среди них генеральные директора, директора, инженеры и т.д., т.е. все, кто определяет жизнедеятельность предприятий и нашего города.

Как следует из приведённых гистограмм, количественный состав за последние пять лет значительно понизился, в то же время повысился качественный уровень.

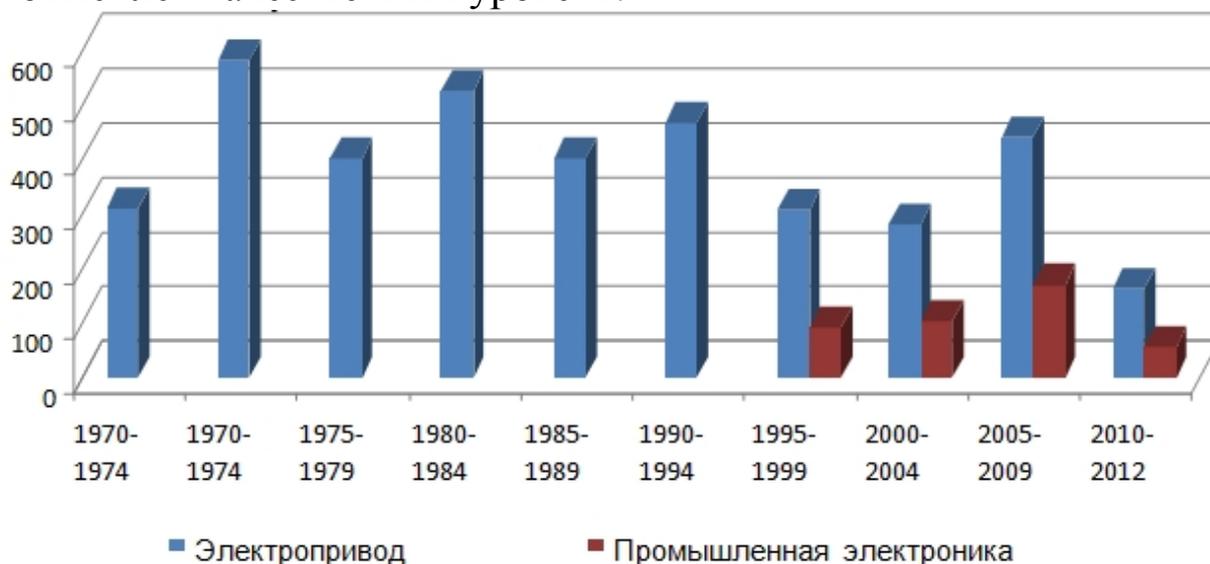


Рисунок 1 – Количество студентов по годам



Рисунок 2 – Количество дипломов с отличием по годам

Однако, как показывает практика, спрос на инженеров-электриков, особенно в 2012 году, увеличился. Востребованы они в таких городах как Екатеринбург, Челябинск, Норильск; очень востребованы специалисты в Кузбассе. При этом все агитационные компании замыкаются только на студенте. Нет взаимодействия ВУЗ – ПРЕДПРИЯТИЕ – СТУДЕНТ. Без такого взаимодействия в ближайшее время сделать заметный рывок в качестве профессиональной подготовки специалистов невозможно.

Научно-исследовательская работа кафедры велась и ведётся в рамках выполнения хоздоговорных и госбюджетных работ. Особенно активно эти работы в области создания автоматизированных систем управления электроприводами и автоматических систем велись в 80-е и 90-е годы, были созданы современные системы электроприводов прокатных станов для ЗСМК, электроприводы шахтных подъёмных установок.

Внедрение в производство научно-исследовательских разработок, выполняемых в СМИ, базировалось на разработках лаборатории автоматизированного электропривода (ЛАЭП СМИ), централизованное финансирование которой осуществлялось НПО «Сибруда» МЧМ СССР и велось с 1981 г. В 1990 на базе этой лаборатории совместным приказом МЧМ СССР МВО РСФСР создана отраслевая научно-исследовательская лаборатория автоматизации электропривода и технологических процессов (ЛАЭП ТП).

В 1996 году она изменила статус на ТОО «ЛАЭП СибГГМА», а в 1999г. на ООО «НИИ АЭМ СибГИУ».

Основной целью создания этого подразделения являлось не только выполнение НИР и ОКР, но, прежде всего, создание научно-производственной базы для подготовки кадров для института, академии, а далее для университета. Данные подразделения выполняли работы силами аспирантов, вспомогательного персонала и ППС кафедры АЭП и ПЭ.

Время показало правильность подобного подхода. Необходимо не просто создавать научное подразделение, а иметь электротехнический научно-производственный комплекс (ЭНПК), охватывающий все стороны деятельности – это исследование, разработка, проектирование, внедрение и эксплуатация. В настоящее время в ЭНПК имеются все необходимые лицензионные документы, на объекты, относящиеся по классификации Ростехнадзора к опасному производству. Получено свидетельство на электротехническую лабораторию. В 2008 г. выданы сертификаты на серийное производство на программируемый аппарат задания контроля движения и технологических защит (ПАЗК) и регистрирующе-диагностическое устройство (РДУ ПМ), получен сертификат на серийное производство на цифровое устройство управления электроприводом.

Все вышеперечисленные устройства могут быть применены не только для управления электроприводами подъемных установок, но и для создания на их базе систем управления технологическими электроприводами.

Научные исследования успешно сочетаются с производственной деятельностью, так как целый ряд научно-технических проблем, решаемых при выполнении хозяйственно-договорных работ, совпадает с темами диссертационных работ аспирантов СибГИУ — сотрудников лаборатории.

Пять сотрудников работают на кафедре АЭП и ПЭ в должности старших преподавателей. По мере выполнения хозяйственно-договорных работ подготавливаются и внедряются в лабораториях промышленные контроллеры фирм Schneider Electric, Fastwel и Allen Bradley. Подготовлено 5 стендов с промышленными контроллерами, которые внедрены в 304 лаборатории.

Подготовлена установка на базе тиристорного электропривода с управлением от контроллера, которая удостоена золотой медали на выставке «Уголь и майнинг» (всего получено 15 дипломов, одна золотая и две серебряных медали).

Создана современная лаборатория промышленных контроллеров (ауд. 307).

На базе лаборатории автоматизированного электропривода создана физическая модель современного автоматизированного электропривода (ауд. 107М) Управление данной моделью может осуществляться из лабораторий кафедры АЭП и ПЭ (ауд. 307, 304), что позволяет создать современный учебно-производственный управляющий вычислительный комплекс (УВК). Таким образом, проводимые исследования охватывают практически все элементы современного автоматизированного электропривода. Основные научные направления, развиваемые в научно-производственных подразделениях, изложены в монографии «Автоматический электропривод горно-металлургического производства» — Томск, 1997, — 383 с. Данная монография переиздана в 2004 г. и в настоящее время используется в качестве учебного пособия.

В настоящее время НИИ АИЭМ СибГИУ, ООО «НИИ АЭМ СибГИУ» и НПК «Энергия-2» принимают участие в решении целого ряда проблем:

1. Целевая подготовка кадров, начиная со 2-го – 3-го курсов по специальным (расширенным, индивидуальным) программам.
  - 1.1. Подготовка кадров для университета .
  - 1.2. Целевая подготовка для предприятий.
2. Обеспечение рабочих мест студентам по основной специальности
3. Подготовка научных кадров ведется в следующих направлениях
  - 3.1. Создание информационно-управляющих систем на базе автоматизированного электропривода, определяющего технологический процесс. (Технологический процесс «Подъём», процесс экскавации полезного ископаемого, поточно-транспортные системы, электроснабжения промышленных предприятий, технологический процесс «Прокатка» и т.д.).

- 3.2. Исследования и разработка систем логического управления и технологических защит. (Управляющие автоматы, системы технологической автоматики и защит).
  - 3.3. Исследования и разработка цифровых систем автоматического управления (электропривод постоянного и переменного тока подъемных установок, доменного производства и т.д.).
  - 3.4. Ведется разработка цифровых импульсно-фазовых и непрерывных систем управления преобразователями электрической энергии. (Тиристорные и транзисторные преобразователи).
  4. Учебная нагрузка выполняется в виде лекций, лабораторных работ, курсового и дипломного проектирования.
  5. Обеспечение преддипломных практик студентов. В последнее время возникали проблемы в отказе предприятий от преддипломных и производственных практик. Эта проблема частично решается за счет выполнения дипломных проектов связанных с проектирование и производством лабораторных стендов в условиях развивающегося научно-производственного комплекса.
  6. Обеспечение прохождения производственных практик, возможно ввести так же на этой основе, охватывая такое же количество студентов
  7. Повышение квалификации ППС на кафедре.
- Остановимся на продукции, которая может быть изготовлена и внедрена на объектах горно-металлургического комплекса.

**Программируемый аппарат задания, контроля движения и технологических защит (ПАЗК)** предназначен для управления технологическим процессом на угольных, рудных и нерудных подъемах, экскаваторах и других технологических приводах.

ПАЗК выполнен на базе промышленного контроллера. Предлагаемая система устраняет недостатки используемых в данное время электро-механических аппаратов, а также выполняет дополнительные функции, которые на используемых в данное время аппаратах не выполнимы.

Формируемые ПАЗК сигналы управления в функции пути и защиты, можно оперативно изменить заданием параметров, и легко

настраиваются на конкретные характеристики установки с пульта управления оператора, который реализуется на промышленной рабочей станции.



Рисунок 3 – Внешний вид шкафа программируемого аппарата задания, контроля движения и технологических защит (ПАЗК)

Модульное устройство контроллера и структуры программ позволяют осуществить дальнейшее расширение функциональных возможностей системы – качественное улучшение и увеличение числа защит, введение самонастройки и самодиагностики. Используемые средства коммуникаций предусматривают интегрирование ПАЗК в состав автоматизированной системы управления технологическим процессом посредством вычислительной компьютерной сети.

Включение в рабочую программу ПАЗК алгоритмов управления асинхронным электроприводом, а именно: управление разгоном приводного двигателя (непосредственное управление реверсором и контакторами) и током динамического торможения в режиме спуска груза, управление рабочей сигнализацией установки и осуществление защит и блокировок электропривода существенно расширяют возможности его применения в различных технологических процессах.

Управляющие сигналы используются для автоматизации процесса формирования оптимальных электромеханических характеристик электропривода, что позволяет не только оптимизировать диаграмму движения, но и создать более мягкие условия работы электрического и механического оборудования и повысить комфортность при грузопассажирских перевозках

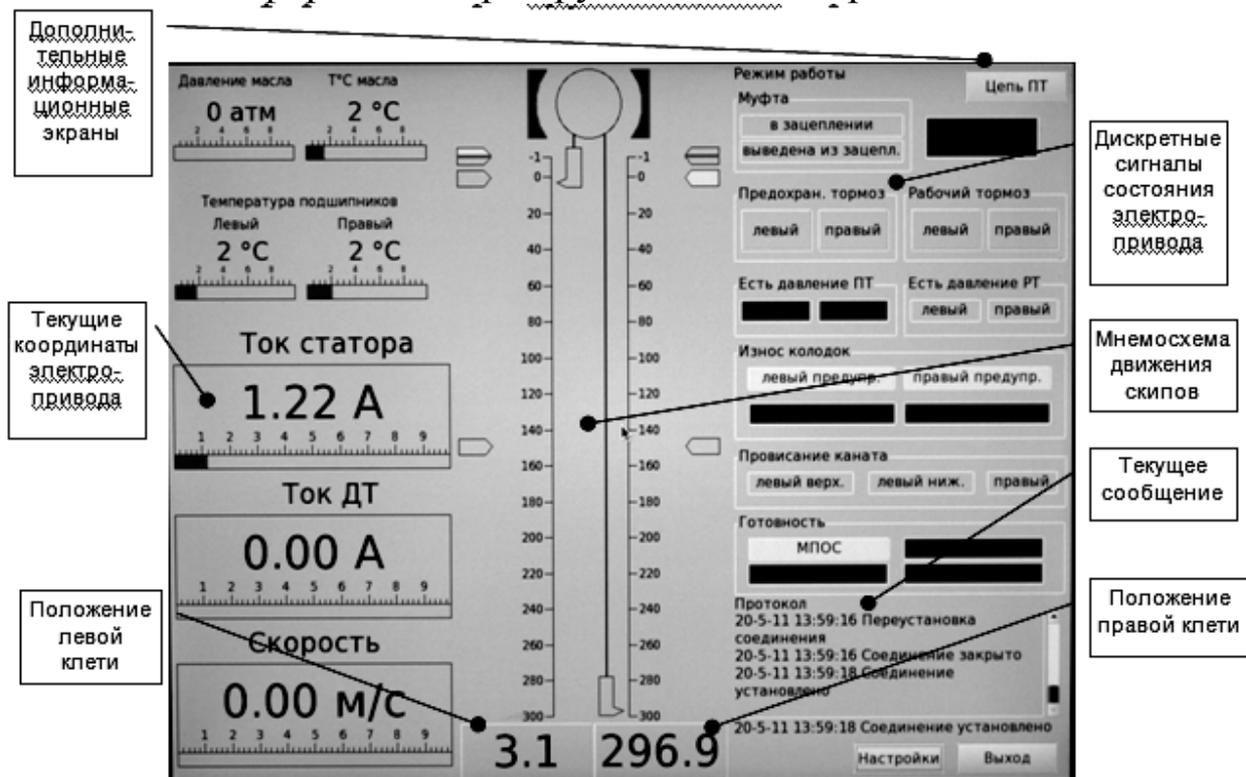


Рисунок 4 - Экран оператора подъемной машины

Система логического управления, технологических защит и мониторинга (СЛУМ), созданная на базе ПАЗК, наиболее сложная система, охватывающая все системы технологического комплекса. На пульт оператора, на место глубиномеров, устанавливаются промышленные ЖК-дисплеи с сенсорным экраном и промышленный компьютер вся визуализация выводится на ЖК-мониторы. Установка данной системы позволяет полностью заменить старую СТА и З и вывести установку на современный уровень. Пояснить слайд с информацией на мониторе оператора ПМ.

**Цифровое устройство автоматического управления электроприводом (ЦУАЭ).** Современный электропривод характеризуется высокой степенью надежности, защищенности,

информативности и диагностируемости. Эти требования могут быть обеспечены системой современных микропроцессорных управляющих устройств. Наличие средств диагностики и самодиагностики позволяет в кратчайшие сроки определять возможные неисправности и пути их устранения.

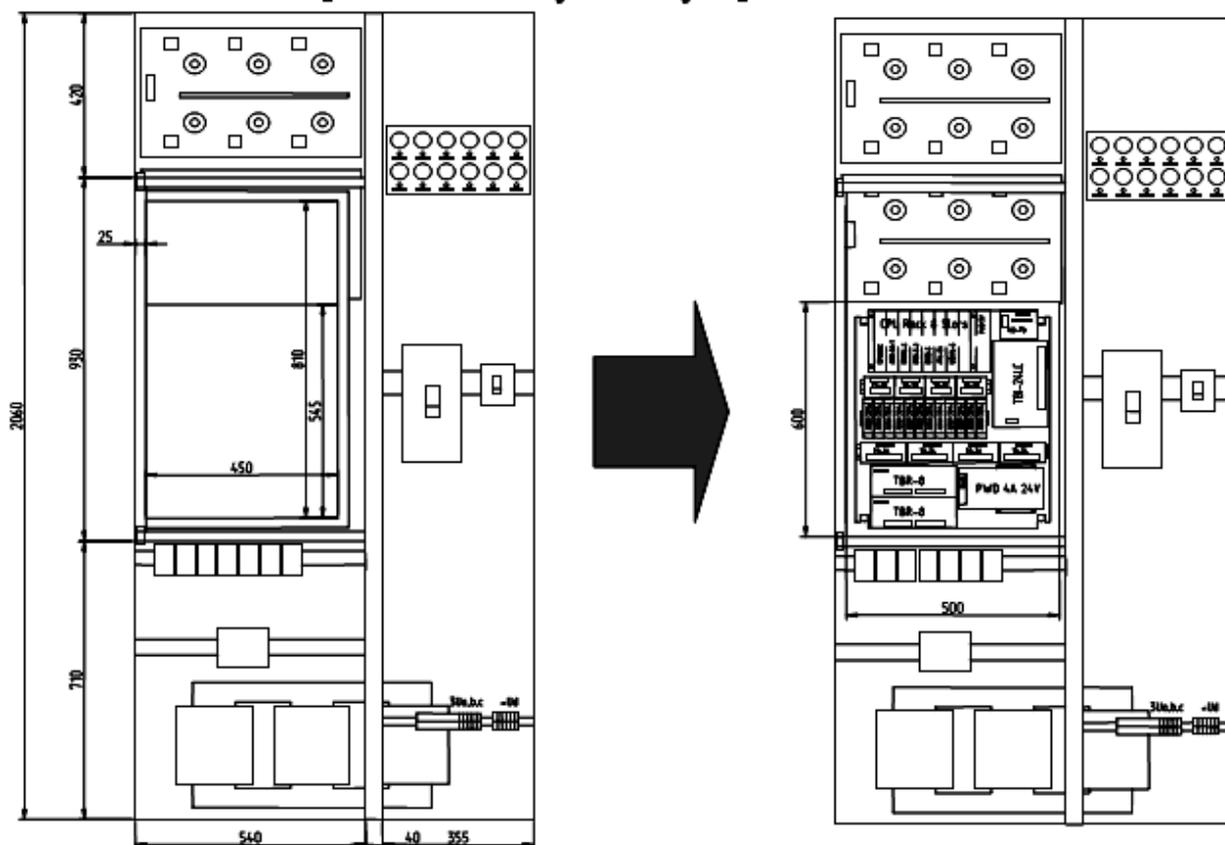


Рисунок 5 – Установка цифровой системы в шкаф КТЭ

Области применения цифрового устройства автоматического управления электроприводом (ЦУАЭ):

- Тиристорный электропривод постоянного тока установок выполненных по системе ТП-Г-Д (подъемная установка, прокатный стан и др.)
- Тиристорный электропривод постоянного тока установок выполненных по системе ТП-Д
- Электропривод переменного тока при управлении по ротору или асинхронно-вентильным каскадом

Устройство ЦУАЭ может поставляться в различных конфигурациях. Ниже приведены характеристики устройства, имеющего аббревиатуру ПМ и в частности предназначенного для модернизации подъемных установок.

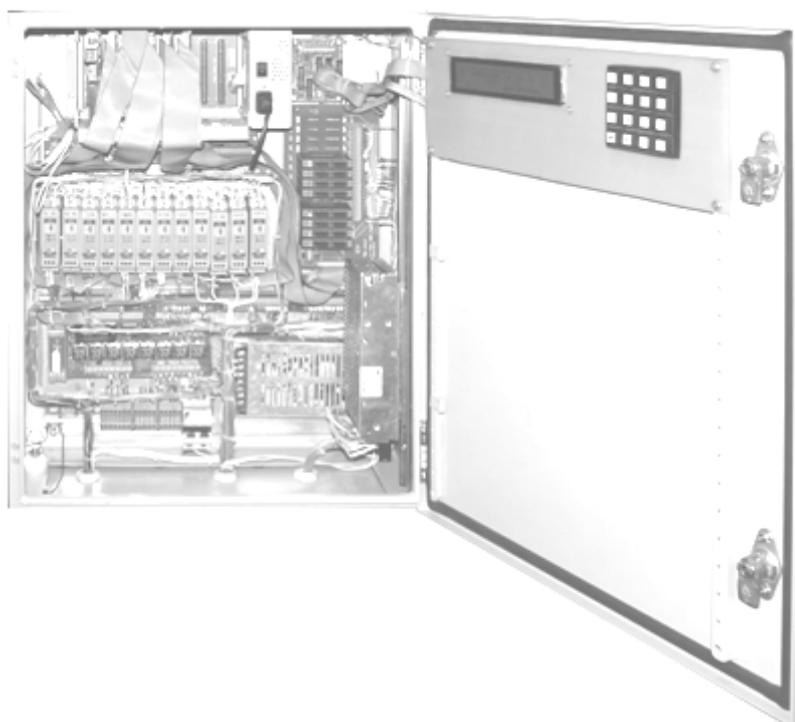


Рисунок 6 – Внешний вид ЦУАЭ

Представленные устройства, как аппаратные средства, поддержаны комплексом программ, разработанным в НИИ АЭМ СибГИУ. В ходе разработки системы управления электроприводом потребовался удобный инструмент настройки системы управления и анализа режимов работы электропривода. В ходе работы этот инструмент развился в самостоятельный комплекс программ, реализующий множество дополнительных функций и работающий с различными системами управления.

При разработке комплекса программ ставились задачи настройки сложного электропривода на технологическом объекте, нередко в условиях жестких временных рамок. Предъявлялись большие требования к наглядности и удобству использования и обработки данных с объекта управления, а также легкость анализа сложившейся ситуации для принятия решения по настройке системы управления. В дальнейшем комплекс стал применяться в исследовательских целях, и планируется внедрение комплекса в учебном процессе

Комплекс программ позволяет решать с применением моделирования следующие задачи:

- Контроль внутренних переменных рассчитываемых в управляющей программе на основании входных данных;

- Проверка и отладка управляющей программы на основании модели процесса управления;
- Автоматизированная идентификация параметров объекта управления;
- Параметрическая и структурная оптимизация системы управления на основании модели объекта управления и выбранного эталона;
- Построение и исследование математических моделей.

Структура программного комплекса состоит из двух аппаратно распределенных частей: управляющая программа, выполняемая в контроллере, и среда визуализации и моделирования (см. рис. 7).

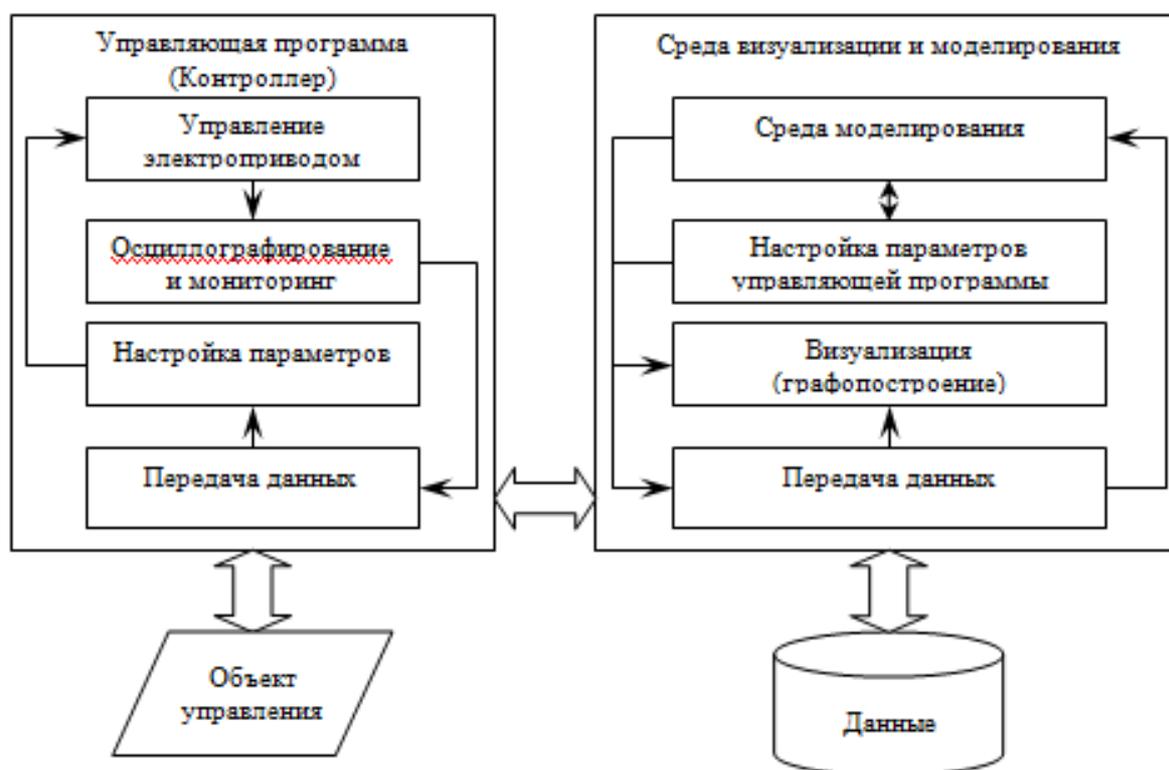


Рисунок 7 – Структурная схема комплекса программ

Среда визуализации и моделирования располагается на устройстве, не относящемся к технологическому процессу управления электроприводом. При этом обеспечивается автономность частей программного комплекса.

В части управляющей программы содержатся, кроме самих функций управления электроприводом или технологических процессом, модули осциллографирования, настройки параметров и

передачи данных. Они выполняют функции накопления информации и связи со второй частью комплекса.

Среда моделирования и визуализации предоставляет пользователю оперировать с полученными данными: графически представить переходные процессы, провести измерения по графикам и оценить качество переходных процессов, изменить параметры управляющей программы, визуализации или модели, провести анализ данных с использованием среды моделирования. В системе визуализации есть возможность формировать воздействия различной формы и подавать их на входы модели.

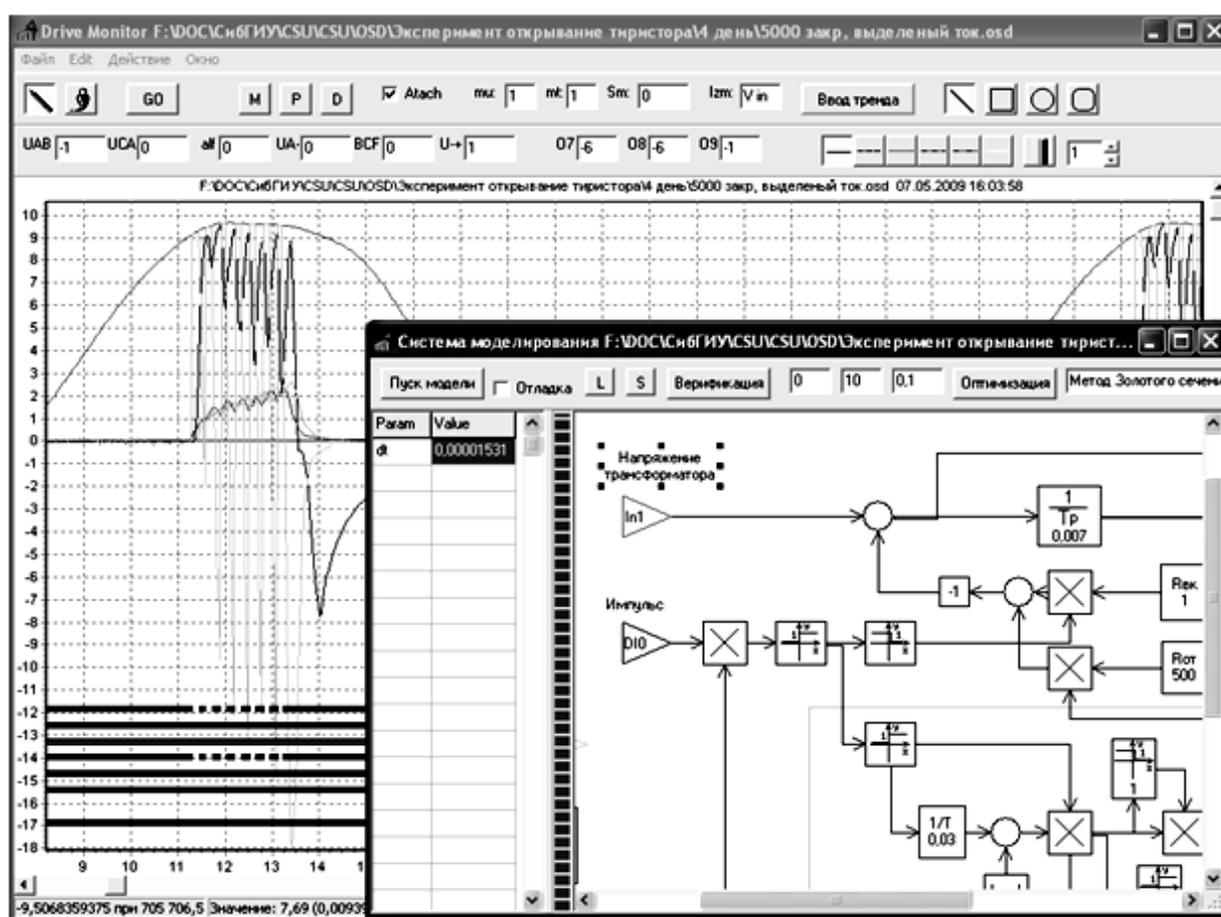


Рисунок 8 - Интерфейс среды моделирования визуализации

Среда моделирования и визуализации предоставляет пользователю оперировать с полученными данными: графически представить переходные процессы, провести измерения по графикам и оценить качество переходных процессов, изменить параметры управляющей программы, визуализации или модели, провести анализ данных с использованием среды моделирования.

В системе визуализации есть возможность вручную задавать тренды, подавая эти воздействия заданной формы на вход модели.

**Регистрирующе-диагностическое устройство (РДУ)** регистрирует аналоговые и дискретные сигналы с малыми временными интервалами в реальном масштабе времени в различных режимах: в круглосуточном, однократном и по комбинации входных сигналов, поступающих из системы технологической автоматики и системы управления электроприводом. РДУ также наделено возможностями для последующей обработки зарегистрированных процессов. Однократный режим работы предназначен для наладки и экспериментов. Круглосуточный режим предназначен для сбора данных с целью последующего анализа работы автоматизированного электропривода. В режиме регистрации по комбинации входных сигналов регистрация запускается и останавливается в зависимости от значения логического выражения, переменными которого служат входные сигналы. Этот режим предназначен для регистрации нештатных ситуаций.

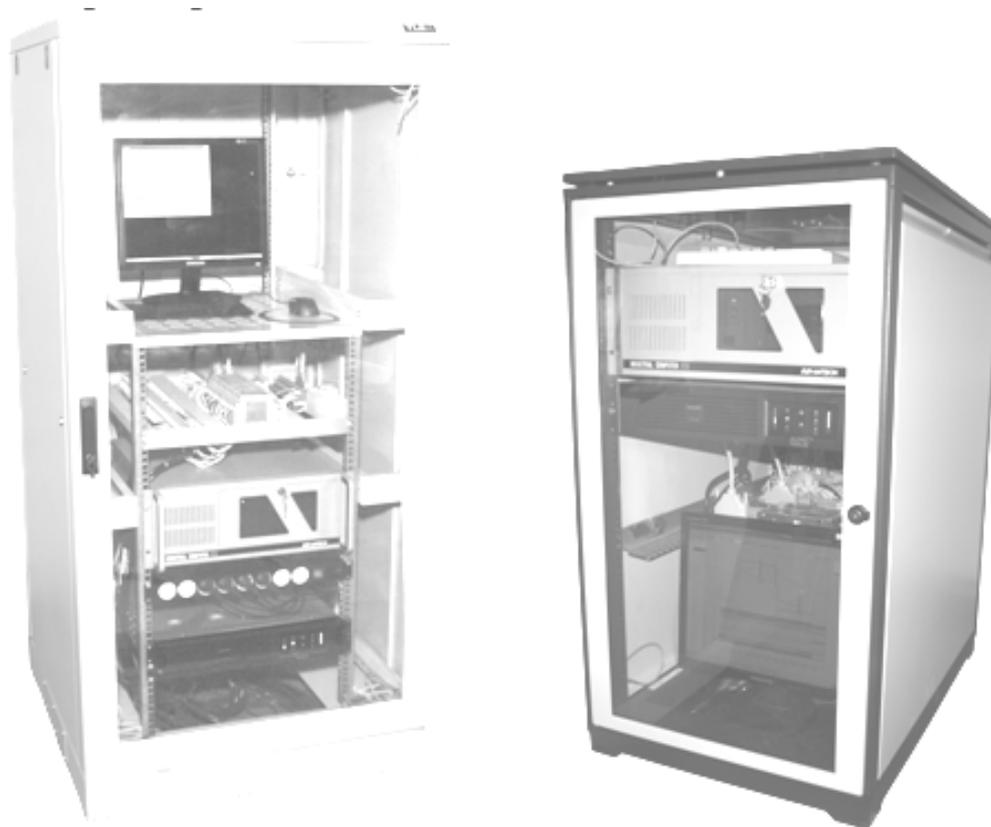


Рисунок 9 – Регистрирующе-диагностическое устройство

При возникновении нештатной или аварийной ситуации (например, при срабатывании защит), последний (а при необходимости и любые) из зарегистрированных процессов можно использовать для анализа и выявления причин аварии. Кроме этого РДУ можно использовать для регистрации переходных процессов при проведении различных специально подготовленных экспериментов, например, при наладочных работах или при настройке технологического процесса на заданные характеристики.

Основные задачи регистрирующе-диагностического устройства (РДУ):

- Централизованный контроль над состоянием технологического объекта,
- Измерение, регистрация и хранение значений технологических параметров, обнаружение и регистрация их отклонений от установленных пределов,
- Контроль состояния электрического оборудования и технологического процесса



---

## **СЕКЦИЯ 1**

---

Теоретические аспекты и методология  
построения современного электропривода

## **ОПРЕДЕЛЕНИЕ РАБОЧИХ ОБЛАСТЕЙ ГЕНЕРАТОРНЫХ РЕЖИМОВ ЧЕТЫРЕХКВАДРАНТНОГО ТИРИСТОРНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТОЯННОГО ТОКА**

**И.В. Брейдо, Г.А. Эм**

*Карагандинский государственный технический университет  
г. Караганда, Казахстан*

В настоящее время для управления электроприводом постоянного тока широко применяют тиристорные преобразователи, которые характеризуются высокими технико-экономическими показателями и позволяют обеспечивать управляемые двигательные и генераторные режимы работы электропривода. В частности, они используются в приводе буровых установок, экскаваторов, шахтных подъемных установок, крановом хозяйстве, угледобывающих комбайнов.

В процессе эксплуатации рассматриваемых классов горных машин и механизмов востребован как двигательный, так и генераторные режимы работы. В отличие от двигательного генераторные режимы тиристорного электропривода постоянного тока (ТЭП ПТ), а также динамика его перехода из двигательного режима в генераторный и обратно в составе четырехквadrантного электропривода исследованы в недостаточной степени.

Для улучшения эксплуатационных характеристик четырехквadrантного ТЭП ПТ горных машин и механизмов в тормозных режимах необходимо:

– определить реальный диапазон существования режима рекуперативного торможения по величине угла управления тиристором, а также границу между зонами непрерывного и прерывистых токов в рекуперативном режиме;

– выявить рабочие области режимов рекуперации и противовключения и границы оптимального перехода из режима в режим с целью их совместного использования.

С целью исследования особенностей работы ТЭП ПТ в

генераторных режимах и определения рабочих областей их применения, в программной среде *MatLab 7.01 – Simulink 6.1* была разработана имитационная модель, представленная на рисунке 1.

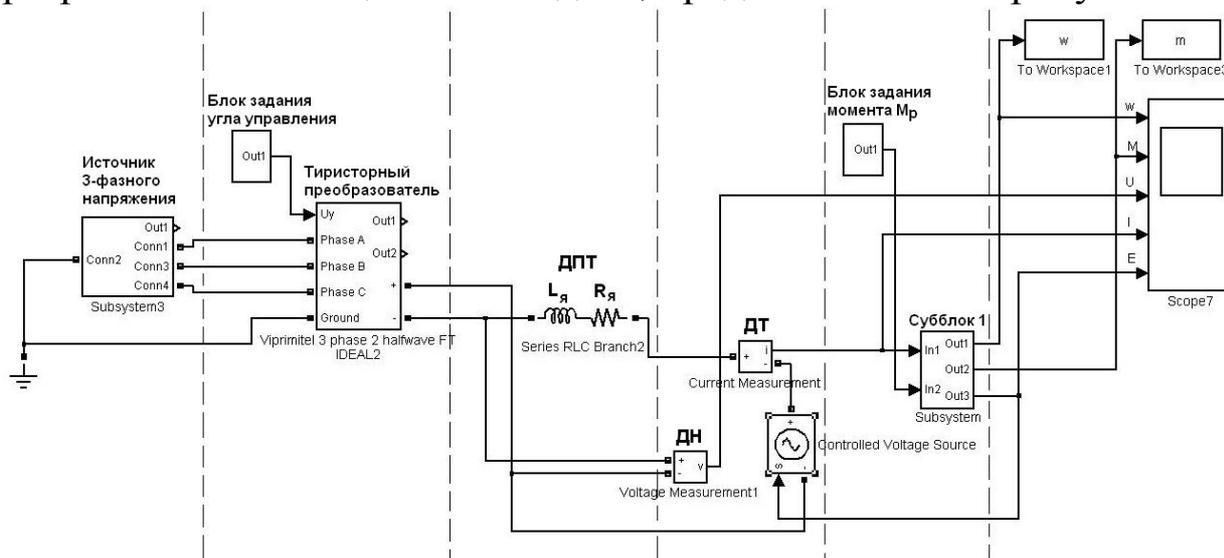


Рисунок 1 – Имитационная модель для исследования генераторных режимов ТЭП ПТ

В результате имитационного моделирования генераторных режимов работы ТЭП ПТ на примере двигателей независимого возбуждения серии 4ПФ средней мощности в условиях отсутствия токоограничивающих резисторов в цепи якоря:

1. определены рабочие области рекуперативного режима и режима противовключения;

2. установлено, что в результате влияния импульсного характера работы тиристорного преобразователя на характеристики электропривода режим рекуперативного торможения в последнем реализуется в значительно более узком диапазоне изменения параметров, чем это следует из классической теории, при этом характеристики обладают значительно меньшей жесткостью;

3. обнаружена зона неприменимости режима противовключения при малых значениях развиваемого момента, характеризующая неустойчивой работой электропривода рекуперативного, так и режима противовключения, ограниченная снизу максимальным углом управления тиристоров выпрямителя  $110^{\circ}$ - $120^{\circ}$  для режима противовключения и сверху минимальным углом управления инвертора  $90^{\circ}$  для рекуперативного режима [1].

Библиографический список

1. Эм Г.А. Исследование генераторных режимов работы четырех-квadrантного тиристорного электропривода постоянного тока // Приводная техника. 2010. № 5. С. 53-58.

УДК 681.5

**НЕЙРОННЫЕ СУПЕРВИЗОРЫ В СИСТЕМАХ  
УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ**

**М.В. Бураков**

*Санкт-Петербургский государственный университет  
аэрокосмического приборостроения*

Наиболее распространенным типом регуляторов для систем электропривода в настоящее время являются ПИД–регуляторы [1]. Причиной столь высокой популярности является простота построения и промышленного использования, пригодность для решения большинства практических задач и низкая стоимость.

Однако ПИД–регулятор является линейным динамическим звеном, и для существенно нелинейных объектов трудно добиться высокого качества управления. В этой связи большой интерес вызывают двухуровневые схемы, в которых на нижнем уровне располагается ПИД–регулятор, а на верхнем уровне – супервизор, координирующий работу базового регулятора.

В ряде работ ([2 - 4] и другие) рассматриваются варианты организации нечеткого супервизора. Этот подход обеспечивает семантическую ясность поведения супервизора, однако процесс синтеза правил коррекции может вызывать серьезные трудности. В этой связи привлекательным является использование нейронных сетей (НС) как базы для реализации супервизора, поскольку с их помощью проще организовать процедуры самообучения. Общая схема ПИД – регулятора с нейронным супервизором показана на рисунке 1.

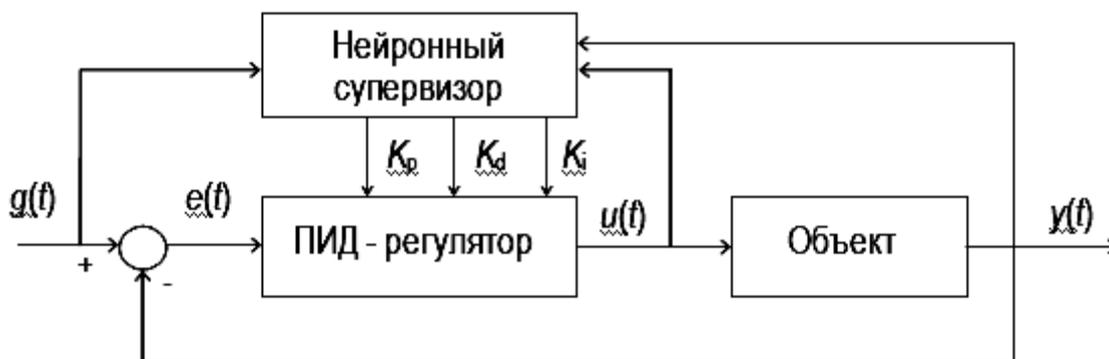


Рисунок 1 – Структура супервизорного управления

На рисунке 1 введены обозначения:  $g(t)$  и  $y(t)$  – задающее воздействие и выходной сигнал объекта,  $K_d$ ,  $K_i$ ,  $K_p$  – коэффициенты закона управления

Рассмотрим в качестве примера объект управления, в котором выделены линейная динамическая и нелинейная статическая часть (рисунок 2).

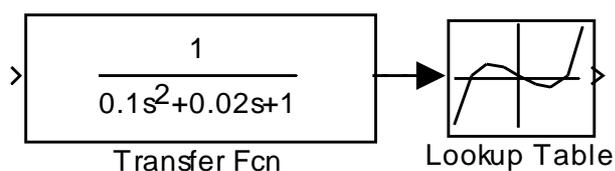


Рисунок 2 – Нелинейный объект управления в *MatLab Simulink*

Настройка ПИД – регулятора для линейной части (колебательное звено) средствами оптимизации *MatLab* не представляет трудностей (кривая 1 на рисунке 3). Однако при введении нелинейности качество оптимизации коэффициентов заметно ухудшается (кривая 2 на рисунке 3).

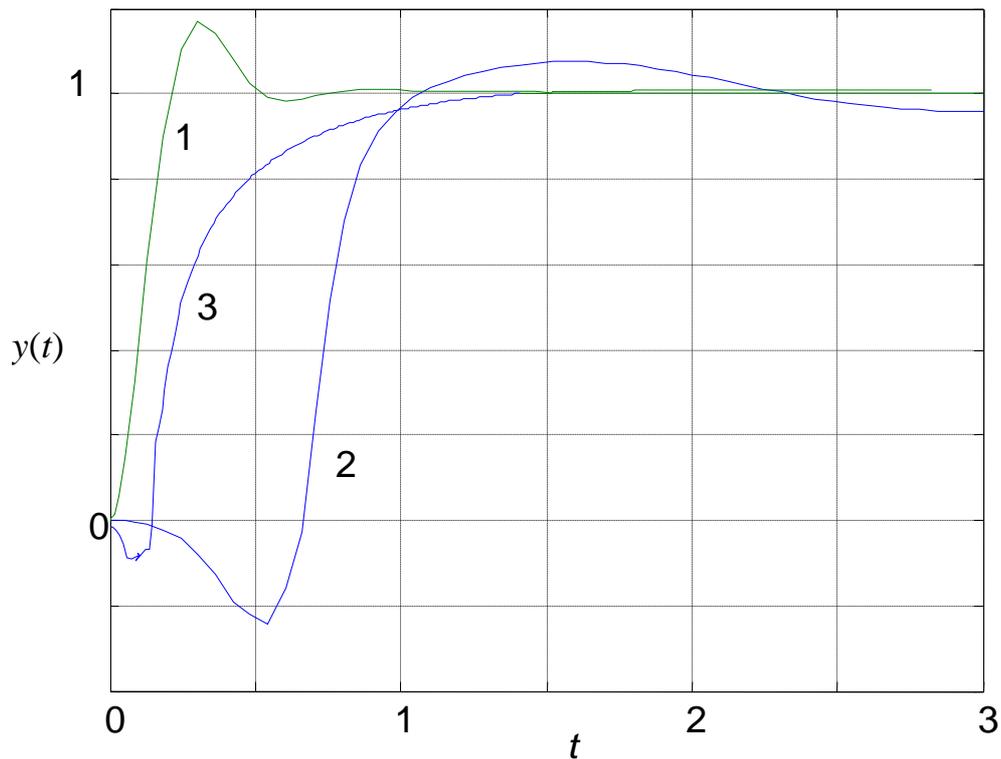


Рисунок 3 – Переходные процессы в линейной и нелинейной системе управления.

Таким образом, при постоянных значениях коэффициентов ПИД – регулятора не удастся добиться хорошего качества управления. Для оперативного изменения коэффициентов будем использовать двухслойную НС прямого распространения [5, 6], содержащую по три нейрона в каждом слое (рисунок 4).

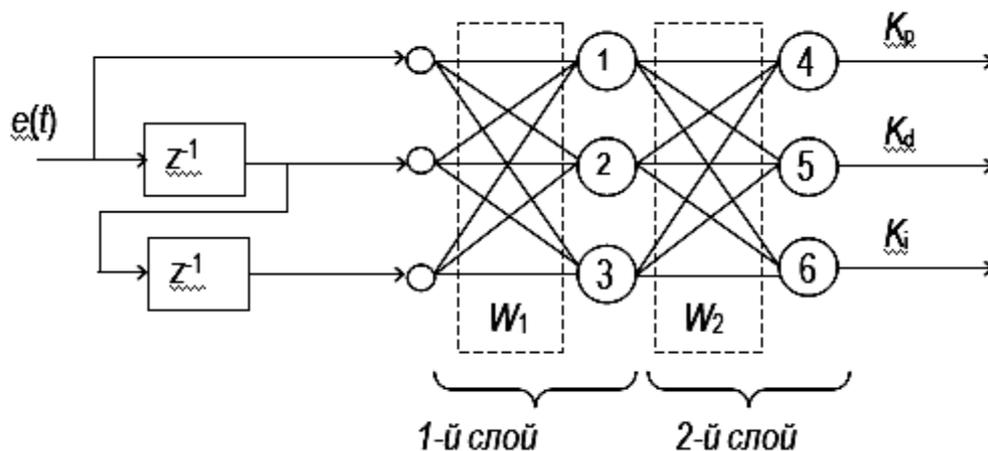


Рисунок 4 – Структура нейросетевого супервизора.

На рисунке 4 цифрами обозначены отдельные нейроны. Активационная функция нейронов первого слоя – гиперболический тангенс, у второго слоя активационные функции линейные. На вход НС поступает текущее и задержанное значение ошибки. Количество линий задержки соответствует порядку динамической части объекта управления. Величина задержки зависит от скорости протекания переходного процесса (рисунок 3), она может быть выбрана в пределах 0.01 – 0.1с.

Задача конструирования нейросетевого супервизора подразумевает, таким образом, настройку двух весовых матриц  $W_1$  и  $W_2$ , содержащих каждая по 9 весов. Использование для настройки алгоритма обратного распространения ошибки [5] здесь оказывается затруднительным, поскольку невозможно сформировать обучающую выборку для НС. В такой ситуации эффективным может быть применение генетического алгоритма (ГА) – универсального метода глобальной оптимизации, который хорошо зарекомендовал себя при обучении НС [7, 8].

Использование ГА предполагает кодирование параметров супервизора, т.е. весов НС, хромосомой длиной 18 действительных чисел (генов). Хромосома представляет собой альтернативное решение задачи. Совокупность всех хромосом образует популяцию. Популяция эволюционирует под воздействием генетических операторов отбора, скрещивания и мутации [7]. Для выполнения операции отбора необходимо иметь описание пригодности каждой хромосомы  $P_i$ . Эта оценка может быть получена на основании сравнения эталонного описания переходного процесса  $y^*(t)$  и переходного процесса, полученного под управлением  $i$  – й хромосомы, например:

$$P_i = \frac{1}{1 + E_i}; \quad E_i = \sum_{k=1}^N |y_k^*(t) - y_k(t)| \quad (1)$$

Обучение супервизора выполнялось при помощи стандартного инструмента *gatool* в составе *MatLab*. Размер популяции 50 хромосом, для поиска решения потребовалось порядка 100 генераций.

На рисунке 3 (кривая 3) показан переходный процесс в системе после обучения нейронного супервизора. На рисунке 5 показаны графики изменения значений коэффициентов ПИД – регулятора во время переходного процесса.

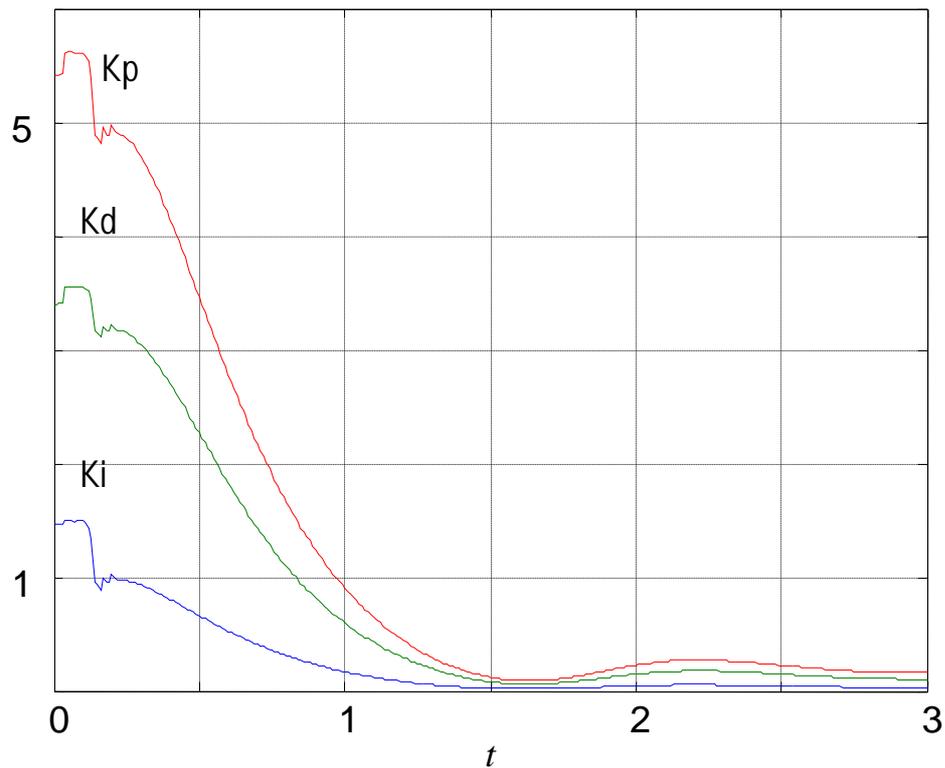


Рисунок 5 – Динамика изменения коэффициентов

Сравнение кривых 3 и 2 на рисунке 3 показывает, что ПИД – регулятор с нейронным супервизором обеспечивает гораздо более высокое качество управления, чем ПИД – регулятор с постоянными коэффициентами.

Таким образом, рассмотренный подход к разработке ПИД – регулятора с нейронным супервизором может быть полезен при синтезе нелинейных систем управления электроприводом.

#### Библиографический список

1. Astrom, K. J. Advanced PID control / Astrom, K.J., Hagglund T.: ISA (The Instrumentation, System, and Automation Society), 2006. 460 p.
2. Ketata, R. Fuzzy Controller: Design, Evaluation, Parallel and Hierarchical Combination with a PID Controller / R. Ketata et al // Fuzzy Sets and Systems, Vol. 71, pp. 113 - 129. 1995.

3. Zhao, Z. Y. Fuzzy Gain Scheduling of PID Controllers / Z. Y. Zhao, I.Satori // IEEE Transaction on Systems, Man, and Cybernetics, v. 23, 5. 1993.
4. Бураков М.В., Манов С.А. Нечеткое супервизорное управление электромотором // Сб. докл. «Завалишинские чтения'10», СПб, ГУАП. 2010г. С.60-66.
5. Хайкин С. Нейронные сети. М: «Вильямс», 2006. 1104с.
6. Уоссермен, Ф. Нейрокомпьютерная техника: Теория и практика / Ф. Уоссермен, М: Мир, 1992. 240с.
7. Бураков М.В. Генетический алгоритм: теория и практика. СПб, ГУАП. 2008. 164с.
8. Бураков М.В. Синтез нейронного регулятора // Изв. Академии наук. Теория и системы управления, 1999, №3, С.140-145.

УДК 62-83:621.313.3

## **АДАПТИВНЫЙ НАБЛЮДАТЕЛЬ КООРДИНАТ СОСТОЯНИЯ ДЛЯ БЕЗДАТЧИКОВОГО ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОНИЗИРОВАННОЙ СИНХРОННОЙ МАШИНОЙ**

**В.В. Вдовин, В.В. Панкратов**

*Новосибирский государственный технический университет*

### **Введение.**

В настоящее время асинхронные двигатели с фазным ротором (АДФР), статор которых питается от промышленной сети напряжением 6...10 кВ, широко используются в грузоподъемных механизмах, шахтных подъемных машинах, главных электроприводах крупных конвейеров на угольных разрезах, главных приводах цементных печей, в цементных мельницах и т.д. В этих системах традиционно используется параметрическое регулирование частоты вращения, осуществляемое путем введения в роторную цепь добавочных сопротивлений, однако резистивные пускорегулирующие станции имеют низкий коэффициент полезного действия и требуют регулярного и дорогостоящего технического обслуживания.

Электрическое регулирование потока мощности позволяет повысить качество технологического процесса и снизить потребление энергии. С теоретической точки зрения для регулирования частоты вращения АДФР можно закортить обмотку ротора и подключить статорную обмотку к преобразователю частоты (ПЧ), получив тем самым аналог хорошо проработанного электропривода на базе асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором. Однако это потребует применения ПЧ с выходным линейным напряжением 6...10 кВ. Текущий уровень развития силовой электронной техники предполагает построение такого ПЧ на базе многоуровневого преобразователя частоты, обладающего высокой стоимостью. Более дешевым вариантом является установка ПЧ в роторную цепь, линейное напряжение которой, как правило, составляет 500...1000 В. Статорная обмотка при этом питается от промышленной сети 6...10 кВ.

Согласно ГОСТ 27471-87 такое включение АДФР носит название «асинхронизированная синхронная машина» (АСМ). С терминологической точки зрения АСМ является частным случаем асинхронной машины двойного питания (МДП) – машины с фазным ротором, обмотки статора и ротора которой присоединяются к одному или разным источникам переменного тока (ГОСТ 27471-87).

Наилучшие показатели регулирования такой системы достигаются при использовании векторного управления, для реализации которого необходима информация о текущих значениях координат состояния двигателя – опорном векторе потокосцеплений и электрической частоте вращения ротора. Использование датчиков этих величин часто затруднительно или даже невозможно, и тогда на практике применяется так называемое «бездатчиковое» векторное управление. При этом информация о неизмеряемых координатах ЭП вычисляется с помощью специальных алгоритмов – идентификаторов.

В статье рассматривается идентификатор опорного вектора потокосцеплений статора и электрической частоты вращения ротора АСМ, использующий адаптивный наблюдатель полного порядка электромагнитных процессов в двигателе.

### Синтез идентификатора.

Электромагнитные процессы в АСМ могут быть описаны следующими уравнениями:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{U}, \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x}, \end{cases} \quad (1)$$

где  $\mathbf{x} = [i_{r\alpha} \ i_{r\beta} \ \psi_{s\alpha} \ \psi_{s\beta}]^T$  – вектор координат состояния объекта;  $\mathbf{U} = [U_{r\alpha} \ U_{r\beta} \ U_{s\alpha} \ U_{s\beta}]^T$  – вектор управляющих воздействий;  $\mathbf{C} = [\mathbf{E} \ \mathbf{0}]^T$  – матрица выхода;  $\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} = \mathbf{I}_r = [i_{r\alpha} \ i_{r\beta}]^T$  – вектор-столбец доступных для прямого измерения переменных;  $\mathbf{A}$  – собственная матрица объекта,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_{\sigma e}} \mathbf{E} + \omega_e \mathbf{D} & \frac{R_s k_s}{L'_{\sigma e} L_s} \mathbf{E} + \frac{k_s}{L'_{\sigma e}} \omega_e \mathbf{D} \\ k_s R_s \mathbf{E} & -\frac{R_s}{L_s} \mathbf{E} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L'_{\sigma e}} \mathbf{E} & -\frac{k_s}{L'_{\sigma e}} \mathbf{E} \\ \mathbf{0} & \mathbf{E} \end{bmatrix} \text{ – матрица управления; } \mathbf{E} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ –}$$

единичная матрица;  $\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$  – матрица поворота вектора на угол  $\frac{p}{2}$ ;  $R_r$ ,  $R_s$ ,  $k_s$ ,  $L'_{\sigma e}$ ,  $T_{\sigma e}$ ,  $L_m$  – параметры двигателя;  $\omega_e$  – электрическая частота вращения ротора.

Математическая модель НПП в неподвижной системе координат:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}} = \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{U} + \mathbf{L}(\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{y}), \\ \hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}, \end{cases} \quad (2)$$

где  $\hat{\phantom{x}}$  – оценки соответствующих величин;  $\mathbf{L} = [\mathbf{L}_i \ \mathbf{L}_\psi]^T$  – матрица «стабилизирующей добавки»;

$$\hat{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_{\sigma e}} \mathbf{E} + \hat{\omega}_e \mathbf{D} & \frac{R_s k_s}{L'_{\sigma e} L_s} \mathbf{E} + \frac{k_s}{L'_{\sigma e}} \hat{\omega}_e \mathbf{D} \\ k_s R_s \mathbf{E} & -\frac{R_s}{L_s} \mathbf{E} \end{bmatrix}.$$

Вычитая из уравнений наблюдателя (2) уравнения объекта (1), получим уравнение динамики в отклонениях:

$$\mathbf{\delta} = (\mathbf{A} + \mathbf{LC})\mathbf{\varepsilon} + \mathbf{A}_\delta\delta,$$

где  $\mathbf{\varepsilon} = \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}$  – вектор ошибок;  $\delta = \hat{\omega}_e - \omega_e$  – отклонение электрической частоты вращения двигателя;  $\mathbf{A}_\delta$  – матрица влияния вектора отклонения электрической частоты вращения на вектор ошибок:

$$\mathbf{A}_\delta = \begin{bmatrix} \mathbf{D}\hat{\mathbf{I}}_r + \frac{k_s}{L_{\sigma e}^r} \mathbf{D}\hat{\Psi}_s \\ L_{\sigma e}^r \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{\sigma e}^r \mathbf{D}\hat{\Psi}_r \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}.$$

Согласно методу Красовского для синтеза закона адаптации наблюдателя зададимся следующей функцией – кандидатом в функции Ляпунова [1]:

$$V = \begin{bmatrix} \mathbf{\varepsilon} \\ \delta \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{H}_\varepsilon & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}_\delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{\varepsilon} \\ \delta \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где  $\mathbf{H}_\varepsilon$ ,  $\mathbf{H}_\delta$  – симметричные матрицы весовых коэффициентов.

Предлагается использовать матрицы весовых коэффициентов вида

$$\mathbf{H}_\varepsilon = \begin{bmatrix} h_i^2 \mathbf{E} & h^2 \mathbf{E} \\ h^2 \mathbf{E} & h_\psi^2 \mathbf{E} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H}_\delta = \frac{1}{\lambda_\delta},$$

где  $h_i$ ,  $h$ ,  $h_\psi$ ,  $\lambda_\delta$ , – некоторые положительные константы.

Производная функции Ляпунова:

$$\dot{V}_{\mathbf{\delta}} = \begin{bmatrix} \mathbf{\delta} \\ \mathbf{\delta} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{H}_\varepsilon & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}_\delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{\varepsilon} \\ \delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{\varepsilon} \\ \delta \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{H}_\varepsilon & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}_\delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{\delta} \\ \mathbf{\delta} \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Алгоритм адаптации зададим в виде:

$$\dot{\mathbf{\delta}} = \mathbf{G}\mathbf{\varepsilon},$$

где  $\mathbf{G}$  – искомая матрица адаптации.

Тогда уравнения динамики НПП в отклонениях:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{\delta} \\ \mathbf{\delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} + \mathbf{LC} & \mathbf{A}_\delta \\ \mathbf{G} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{\varepsilon} \\ \delta \end{bmatrix}.$$

Производная функции Ляпунова при подстановке (4) в (3) примет вид квадратичной формы

$$\dot{V}_{\mathbf{\delta}} = \begin{bmatrix} \mathbf{\varepsilon} \\ \delta \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{H}_\varepsilon(\mathbf{A} + \mathbf{LC}) + (\mathbf{A} + \mathbf{LC})^T \mathbf{H}_\varepsilon & \mathbf{G}^T \mathbf{H}_\delta + \mathbf{H}_\varepsilon \mathbf{A}_\delta \\ \mathbf{H}_\delta^T \mathbf{G} + \mathbf{A}_\delta^T \mathbf{H}_\varepsilon & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{\varepsilon} \\ \delta \end{bmatrix}.$$

Как известно, для определения положительной или отрицательной определенности квадратичной формы можно использовать критерий Сильвестра [1].

Для обеспечения отрицательной определенности производной функции Ляпунова (выполнения критерия Сильвестра) потребуем, чтобы

$$\mathbf{G} = -\mathbf{H}_\delta^{-1} \mathbf{A}_\delta^T \mathbf{H}_\varepsilon^T,$$

при этом из производной функции Ляпунова будут исключены отклонения параметров:

$$\mathbf{v} = \varepsilon^T \left( \mathbf{H}_\varepsilon (\mathbf{A} + \mathbf{L}\mathbf{C}) + (\mathbf{A} + \mathbf{L}\mathbf{C})^T \mathbf{H}_\varepsilon^T \right) \varepsilon.$$

Квадратичная матрица  $\left( \mathbf{H}_\varepsilon (\mathbf{A} + \mathbf{L}\mathbf{C}) + (\mathbf{A} + \mathbf{L}\mathbf{C})^T \mathbf{H}_\varepsilon^T \right)$  имеет вид

$$\left( \mathbf{H}_\varepsilon (\mathbf{A} + \mathbf{L}\mathbf{C}) + (\mathbf{A} + \mathbf{L}\mathbf{C})^T \mathbf{H}_\varepsilon^T \right) = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{11} & \mathbf{S}_{12} \\ \mathbf{S}_{21} & \mathbf{S}_{22} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где  $\mathbf{S}_{11}$ ,  $\mathbf{S}_{12}$ ,  $\mathbf{S}_{21}$ ,  $\mathbf{S}_{22}$  – следующие матрицы:

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_{11} &= \left( -\frac{2}{T_{\sigma e}} + \mathbf{L}_i + \mathbf{L}_i^T \right) h_i^2 + \left( 2k_s R_s + \mathbf{L}_\psi + \mathbf{L}_\psi^T \right) h_\psi^2, \\ \mathbf{S}_{21} &= \left( \frac{-1}{T_{\sigma e}} - \frac{R_s}{L_s} + \omega_e \mathbf{D} + \mathbf{L}_i \right) h_i^2 + \left( R_s k_s + \mathbf{L}_\psi \right) h_\psi^2 + \left( \frac{R_s k_s}{L_{\sigma e}^r L_s} + \frac{k_s}{L_{\sigma e}^r} \omega_e \mathbf{D} \right) h_i^2, \\ \mathbf{S}_{12} &= \mathbf{S}_{21}^T, \\ \mathbf{S}_{22} &= \frac{2R_s k_s}{L_{\sigma e}^r L_s} h^2 - \frac{2R_s}{L_s} h_\psi^2. \end{aligned}$$

Матрица адаптации имеет вид

$$\mathbf{G} = -\mathbf{H}_\delta^{-1} \mathbf{A}_\delta^T \mathbf{H}_\varepsilon^T = \begin{bmatrix} -\lambda_\delta h_i^2 L_{\sigma e}^r \hat{\Psi}_r^T \mathbf{D}^T & -\lambda_\delta h^2 L_{\sigma e}^r \hat{\Psi}_r^T \mathbf{D}^T \end{bmatrix}.$$

Соответствующий закон адаптации:

$$\dot{\delta} = -\lambda_\delta \left( L_{\sigma e}^r h_i^2 \varepsilon_i^T \mathbf{D} \hat{\Psi}_r + L_{\sigma e}^r h^2 \varepsilon_\psi^T \mathbf{D} \hat{\Psi}_r \right).$$

Таким образом, к весовым коэффициентам функции Ляпунова и матрице «стабилизирующей» добавки предъявляются следующие требования [2, 3]:

- 1) Обеспечение положительной определенности функции Ляпунова, то есть положительной определенности квадратичной формы (3).
- 2) Весовые коэффициенты и матрицы стабилизирующей добавки должны обеспечить отрицательную определенность

производной функции Ляпунова (4) и, в частности, квадратичной формы (5).

- 3) Выбор соотношений весовых коэффициентов должен обеспечивать реализацию алгоритмов адаптации в рамках отсутствия датчиков магнитного состояния и частоты вращения машины.

Для исключения из алгоритма адаптации не реализуемого в рамках бездатчикового векторного управления слагаемого  $\boldsymbol{\varepsilon}_\Psi^T \mathbf{D} \hat{\Psi}_r$ , необходимо принять весовой коэффициент  $h^2 = 0$  равным нулю, в этом случае алгоритм адаптации частоты вращения примет вид

$$\dot{\boldsymbol{\omega}}_e = -I_d L_{se}^r h_i^2 \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \hat{\Psi}_r. \quad (6)$$

Для обеспечения отрицательной определенности производной функции Ляпунова предлагается принять стабилизирующую добавку вида

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \\ \hat{\omega}_e \mathbf{D} & \frac{k_s^3 L_s R_s}{2R_r + R_s k_s^2} \end{bmatrix},$$

и следующее соотношение весовых коэффициентов:

$$h_\Psi^2 = h_i^2 \frac{2R_r + R_s k_s^2}{L_{se}^r L_s R_s k_s^2}.$$

При этом производная функции Ляпунова

$$\dot{V}_\delta = -2h_\Psi^2 \boldsymbol{\varepsilon}^T \begin{bmatrix} \frac{1}{T_{\sigma e}} & -\frac{1}{T_{\sigma e} L_s k_s} \\ -\frac{1}{T_{\sigma e} L_s k_s} & \frac{1}{T_{\sigma e} L_s^2 k_s^2} \end{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon} + 2h_\Psi^2 \delta \frac{L_s R_s k_s^2}{2R_r + R_s k_s^2} \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \boldsymbol{\varepsilon}_\Psi$$

при малых  $\delta$  будет отрицательно определенной функцией.

Дополняя (6) пропорциональной частью, получим пропорционально-интегральный закон формирования оценки электрической частоты вращения ротора двигателя:

$$\hat{\omega}_e = -k_{\text{и}} \int \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \hat{\Psi}_r dt - k_{\text{п}} \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \hat{\Psi}_r.$$

### Результаты цифрового моделирования.

Цифровое моделирование разработанного алгоритма идентификации производилось в среде MATLAB/Simulink в составе системы бездатчикового векторного управления АСМ.

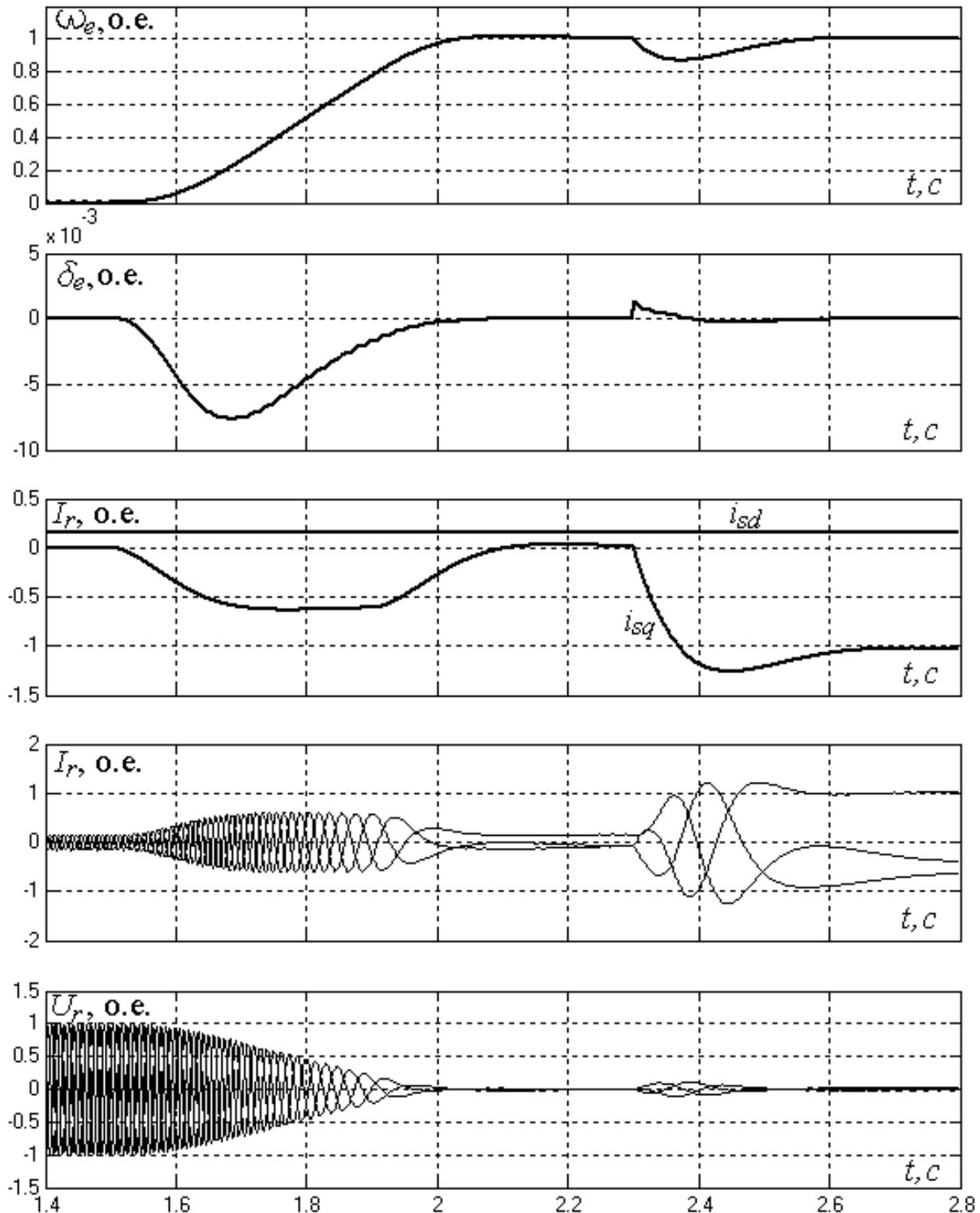


Рисунок 1 – Графики переходных процессов

На рисунке 1 в качестве примера представлены графики переходных процессов по электрической частоте вращения ротора, ошибке идентификации электрической частоты вращения ротора, задающим воздействиям на токи ротора в ориентированной по

вектору оценок потокосцеплений статора системе координат  $(d, q)$ , трехфазных токов ротора и заданиям фазных напряжений ротора. Электропривод отработывает пуск без нагрузки на синхронную частоту вращения с последующим нагружением номинальным моментом. Все переменные выведены в относительных единицах.

Результаты моделирования подтверждают работоспособность предлагаемого алгоритма идентификации опорного вектора потокосцеплений и электрической частоты вращения ротора машины двойного питания во всей плоскости механических характеристик электропривода.

### **Заключение.**

Разработана структура адаптивного наблюдателя координат состояния для бездатчикового электропривода по схеме асинхронизированной синхронной машины, базирующаяся на прямом методе Ляпунова. В основу синтеза положен подход, ранее опубликованный применительно к общепромышленному асинхронному электроприводу в статьях [2, 3]. Целенаправленный выбор соотношений весовых коэффициентов функции Ляпунова и матрицы «стабилизирующей добавки» наблюдателя полного порядка позволил получить устойчивый во всей плоскости механических характеристик электропривода алгоритм идентификации неизмеряемых координат, необходимых для построения системы векторного управления. Идентификатор не содержит в своей структуре «открытых» звеньев интегрирования и использует лишь основные, «рабочие» сигналы токов и напряжений, а также оперирует параметрами схемы замещения двигателя. Достигнутые результаты подтверждаются цифровым моделированием.

*Работа выполнена при поддержке Правительства Российской Федерации по государственному контракту № 13.G36.31.0010 от 22.10.2010 г.*

Библиографический список

1. Ким Д.П. Теория автоматического управления. Т. 2. Многомерные, нелинейные, оптимальные и адаптивные системы. – М.: Физматлит, 2004. – 464 с.
2. Панкратов В.В. Глобально устойчивый адаптивный наблюдатель для систем общепромышленного асинхронного электропривода / В.В. Панкратов, В.В. Вдовин, Г.Г. Ситников, С.С. Доманов // Электротехника. – 2011. – № 6. – С. 42 – 47.
3. Вдовин В.В. Синтез адаптивного наблюдателя координат бездатчикового асинхронного электропривода / В.В. Вдовин, В.В. Панкратов // Известия Томского политехнического университета. – 2012. – Т. 320. – № 4. Энергетика. – С. 147 – 153.

УДК 621.7-5: 621.314.522

**ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЕ УПРАВЛЕНИЕ  
МОМЕНТОМ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ  
С КОРОТКОЗАМКНУТЫМ РОТОРОМ**

**В. М. Завьялов, А. Э. Евстратов, Р. А. Кольцов**

*Кузбасский государственный технический университет  
г. Кемерово*

Одним из самых распространенных электроприводов в настоящее время является привод на основе управляемого асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором (АДКЗ). Их достоинством является отсутствие контактных токосъемов, высокая перегрузочная способность, высокая надежность, а также простота обслуживания и ремонта.

Традиционно для управления электромагнитным моментом АДКЗ применялись такие системы, как полеориентированное управление [1], прямое управление моментом [2], скалярное управление [3], а также специальные методы [4]. Анализ этих систем показывает, что каждое из этих систем имеют как недостатки, так и преимущества.

Рассмотрим вариант управления, который позволил бы сочетать преимущества полеориентированного управления и прямого управления моментом. Для разработки алгоритма управления воспользуемся математической моделью АДКЗ в системе координат  $u-v$ , вращающейся с произвольной скоростью  $\omega_k$ . Уравнения АДКЗ запишем в векторной форме:

$$\begin{cases} \dot{\Psi}_1 = U_1 - I_1 R_1 - \omega_k \mathbf{D} \Psi_1; \\ \dot{\Psi}_2 = -I_2 R_2 - (\omega_k - \omega) \mathbf{D} \Psi_2; \end{cases} \quad (1)$$

$$M = L_m s \Psi_1 \mathbf{D} \Psi_2, \quad (2)$$

где  $\Psi_1 = [y_{1u} \ y_{1v}]^T$  – вектор потокосцепления статора;  $\Psi_2 = [y_{2u} \ y_{2v}]^T$  – вектор потокосцепления ротора;  $U_1 = [u_{1u} \ u_{1v}]^T$  – вектор напряжения статора;  $R_1, R_2$  – активные сопротивления обмоток статора и ротора соответственно;  $L_1, L_2$  – индуктивности обмоток статора и ротора соответственно;  $L_m$  – взаимная индуктивность обмоток статора и ротора;  $M$  – электромагнитный момент на валу двигателя;  $\omega$  – угловая скорость вращения ротора двигателя;  $\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$  – матрица поворота

вектора  $s = \frac{1}{L_1 L_2 - L_m^2}$  – коэффициент рассеяния.

В качестве основной цели управления примем формирование электромагнитного момента:

$$M_{ref} - M \rightarrow 0,$$

где  $M_{ref}$  – заданное значение электромагнитного момента.

Помимо этого будем также рассматривать задачу управления магнитным состоянием статора, влияющим на энергетические характеристики двигателя, которую представим в следующем виде:

$$|\Psi_1|_{ref} - |\Psi_1| \rightarrow 0,$$

где  $|\Psi_1|_{ref}$  – заданное значение модуля вектора потокосцепления статора.

Для синтеза алгоритма управления АДКЗ воспользуемся методикой приведенной в [5].

Алгоритм формирования напряжения статора для управления электромагнитным моментом получим из условия достижения моментом заданного значения:

$$\text{sign}(\mathbf{E}_1 \mathbf{D}\Psi_2 + \mathbf{D}\mathbf{E}_2 \Psi_1) = \text{sign} \dot{M}_{ref}, \quad (3)$$

где  $\mathbf{E}_1$  – вектор ЭДС обмотки статора;  $\mathbf{E}_2$  – вектор ЭДС обмотки ротора;  $\dot{M}_{ref}$  – требуемое значение производной электромагнитного момента;

$$\begin{cases} \mathbf{E}_1 = \mathbf{U}_1 - \mathbf{I}_1 R_1 - \omega_k \mathbf{D}\Psi_1; \\ \mathbf{E}_2 = -\mathbf{I}_2 R_2 - (\omega_k - \omega) \mathbf{D}\Psi_2; \end{cases} \quad (4)$$

Учитывая, что обмотка ротора двигателя короткозамкнутая и воздействовать напрямую возможно только на  $\mathbf{E}_1$ , перепишем условие (4) в виде:

$$\text{sign}(\mathbf{E}_1 \mathbf{D}\Psi_2) = \text{sign} \dot{M}_{ref} \quad (5)$$

Данное условие является необходимым, но не достаточным, тем не менее, основываясь на нем, получим алгоритм управления моментом.

Гарантированное выполнение условия (5) будет в том случае, если вектор  $\mathbf{E}_1$  будет находиться на одной линии с вектором  $\mathbf{D}\Psi_2$ , а его направление будет определяться знаком требуемой производной момента. Это условие можно представить в следующем виде:

$$\mathbf{E}_1 = h_1 \mathbf{D}\Psi_2 \text{sign}(\dot{M}_{ref}), \quad (6)$$

где  $h_1$  – положительная знакопостоянная функция.

Представив требуемую производную момента в виде:

$$\text{sign}(\dot{M}_{ref}) = \frac{M_{ref} - M}{|M_{ref} - M|}, \quad (7)$$

и подставив в (6) совместно с (4) получим:

$$\mathbf{U}_1 = h_1 \mathbf{D}\Psi_2 \frac{M_{ref} - M}{|M_{ref} - M|} + \mathbf{I}_1 R_1 + \omega_k \mathbf{D}\Psi_1. \quad (8)$$

Для получения зависимостей, необходимых для управления модулем вектора потокосцеплений статора, рассмотрим случай,

когда  $\Psi_1$  находится на одной линии с  $\mathbf{E}_1$ . Тогда это условие можно представить в следующем виде:

$$\mathbf{E}_1 = h_2 \Psi_1 \text{sign} \left( \left| \Psi_1 \right|_{ref} \right), \quad (9)$$

где  $h_2$  – положительная знакопостоянная функция.

Представив требуемую производную модуля вектора потокосцепления статора в виде:

$$\text{sign} \left( \left| \Psi_1 \right|_{ref} \right) = \frac{\left| \Psi_1 \right|_{ref} - \left| \Psi_1 \right|}{\left| \left| \Psi_1 \right|_{ref} - \left| \Psi_1 \right| \right|}, \quad (10)$$

и подставив (9) и (4) в (10) получим зависимости формирования напряжений:

$$\mathbf{U}_1 = h_3 \Psi_1 \frac{\left| \Psi_1 \right|_{ref} - \left| \Psi_1 \right|}{\left| \left| \Psi_1 \right|_{ref} - \left| \Psi_1 \right| \right|} + \mathbf{I}_1 R_1 + \omega_k \mathbf{D} \Psi_1. \quad (11)$$

Для одновременного управления электромагнитным моментом и модулем потокосцепления статора АДКЗ сложим уравнения (8) и (11). Полученные в результате этого зависимости представим в неподвижной системе координат  $\alpha$ - $\beta$ :

$$\begin{cases} U_{1a} = \frac{1}{2} \left( h_1 \Psi_{2b} \frac{M_{ref} - M}{\left| M_{ref} - M \right|} + h_2 \Psi_{1a} \frac{\left| \Psi_1 \right|_{ref} - \left| \Psi_1 \right|}{\left| \left| \Psi_1 \right|_{ref} - \left| \Psi_1 \right| \right|} \right) + I_{1a} R_1; \\ U_{1b} = \frac{1}{2} \left( h_1 \Psi_{2a} \frac{M_{ref} - M}{\left| M_{ref} - M \right|} + h_2 \Psi_{1b} \frac{\left| \Psi_1 \right|_{ref} - \left| \Psi_1 \right|}{\left| \left| \Psi_1 \right|_{ref} - \left| \Psi_1 \right| \right|} \right) + I_{1b} R_1. \end{cases} \quad (12)$$

Рассмотрим варианты реализации алгоритма (12) при формировании вектора напряжения с помощью ШИМ. Вариант реализации при этом будет определяться выбором функций  $h_1$  и  $h_2$ , которые будут определять скорость изменения электромагнитного момента и потокосцепления статора. В простейшем случае, можно взять эти функции в виде постоянных коэффициентов, тогда скорость изменения регулируемых величин будет независима от величины ошибки регулирования. Данный вариант реализации будет иметь ряд недостатков:

1. Задание малых значений коэффициентов будет способствовать низкому быстродействию системы.

2. Задание коэффициентов обеспечивающих хорошее быстродействие, при наличии задержки в формировании вектора напряжения определяемой периодом ШИМ, возможны большие пульсации регулируемых величин.

3. При работе с двигателями большой мощности со скоростям близкими к предельным, когда ЭДС вращения близка к предельному напряжению, ограниченному величиной напряжения в цепи постоянного тока инвертора, возможно отклонение вектора напряжения от требуемого направления, что может негативно отразиться на динамике системы в целом.

Исходя из этого, рассмотрим вариант управления с использованием ШИМ, позволяющий полностью или частично исключить перечисленные недостатки.

*Формирование величины производных момента и потокосцепления пропорционально ошибке регулирования.*

Для того, чтобы производные регулируемых величин были пропорциональны ошибкам регулирования выберем положительно определенные функции как функции от ошибки регулирования, представленные в следующем виде:

$$\begin{cases} h_1 = |M_{ref} - M| k_1; \\ h_2 = \left| |\Psi_1|_{ref} - |\Psi_1| \right| k_2. \end{cases} \quad (13)$$

Постоянные коэффициенты  $k_1$  и  $k_2$  должны выбираться из тех соображений, чтобы ошибки регулирования электромагнитного момента и потокосцепления статора вносили одинаковый вес, и в тоже время не вводили вектор напряжения в область ограничения. Для выполнения этих условий можно предложить их предварительный расчет по формулам:

$$\begin{cases} k_1 = \frac{U_{Imax}}{M_H}; \\ k_2 = \frac{U_{Imax}}{|\Psi_1|_H^2}, \end{cases} \quad (14)$$

где  $U_{I_{max}}$  – максимальное напряжение, которое может сформировать инвертор;  $M_H$  – номинальный момент двигателя;  $|\Psi_1|_H$  – номинальное значение потокосцепления статора двигателя.

Для исследования разработанного алгоритма управления АДКЗ, была разработана компьютерная модель системы электропривода. В модели двигателя были использованы следующие параметры двигателя:  $R_1=7.5$  Ом,  $R_2=5$  Ом,  $L_1=0.285$  Гн,  $L_2=0.283$  Гн,  $L_m=0.275$  Гн,  $P=3$ ,  $J=0.1$  кг·м<sup>2</sup>. В модели инвертора частота коммутации ключей была принята 10 кГц. Моделирование проводилось для двух случаев:

1. Вектор напряжения формируется как непрерывная величина и не ограничен по амплитуде. (рисунки 1а, 2а, 3а)
2. Вектор напряжения формируется широтно-импульсной модуляцией и ограничен по амплитуде напряжением цепи постоянного тока инвертора (рисунки 1б, 2б, 3б)

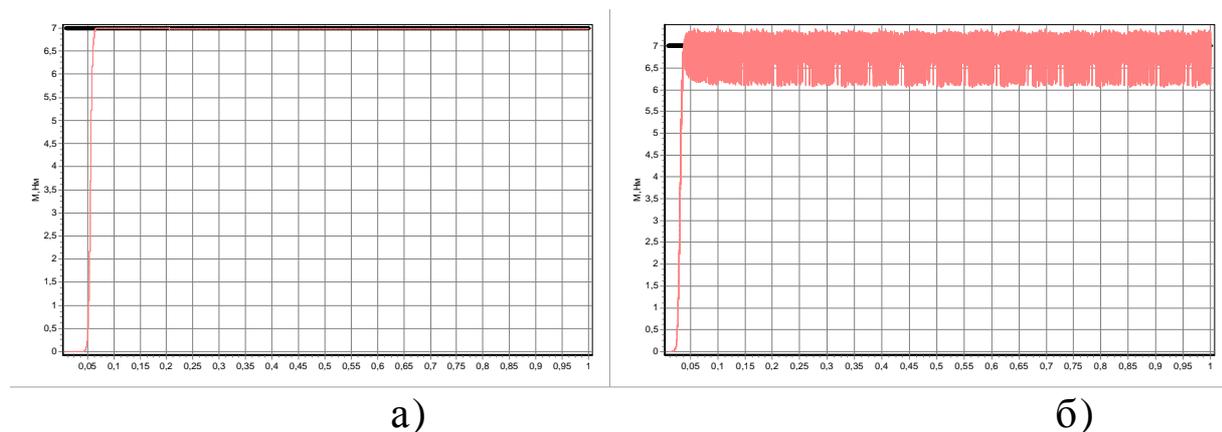


Рисунок 1 – Реакция электромагнитного момента на постоянное задание с линейно изменяющимся моменте сопротивления.

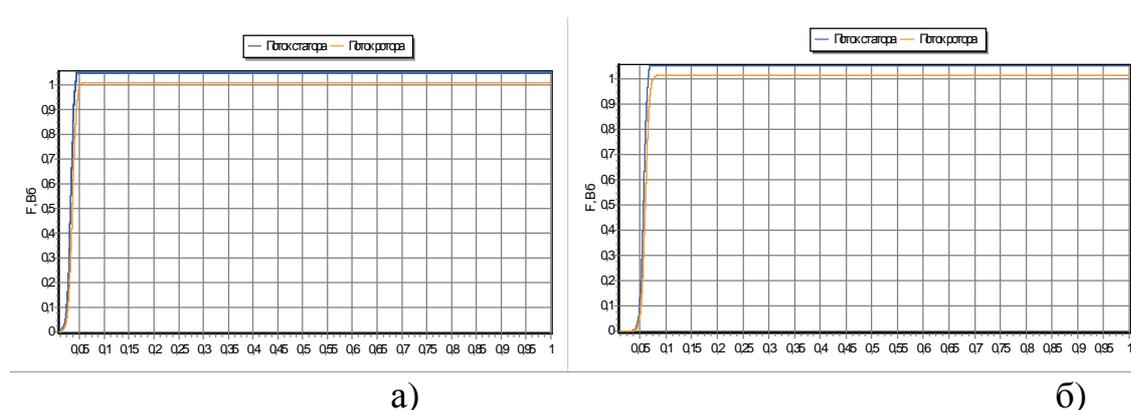


Рисунок 2 – Реакция потокосцепления при изменении  
момента

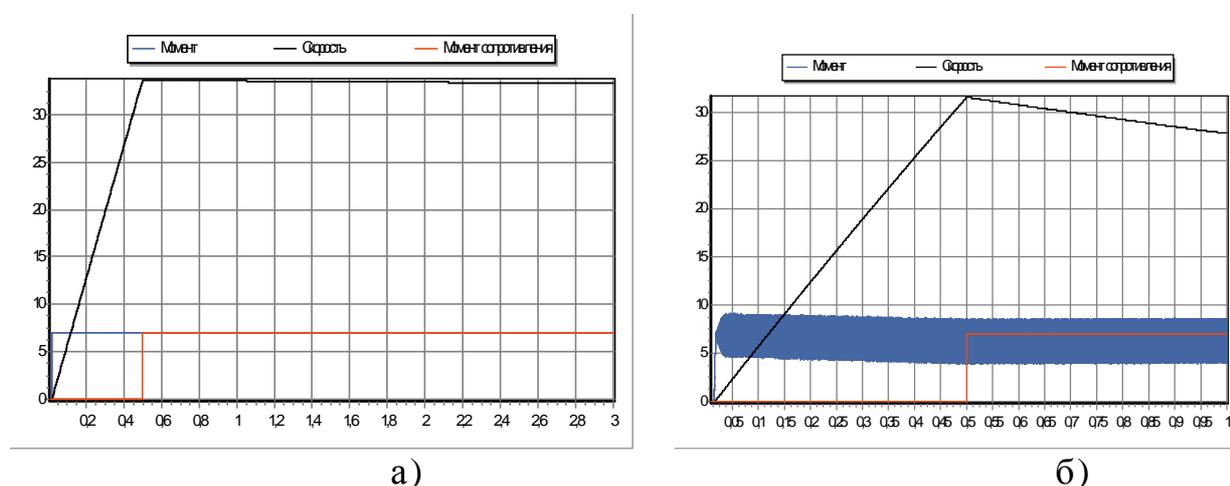


Рисунок 3 – Реакция электромагнитного момента и скорости  
на ступенчатое изменение момента сопротивления

При моделировании рассматривалась реакция момента (рисунок б) и потокосцепления статора (рисунок 7) на постоянное задания момента. Анализ представленных на этих рисунках результатов показывает, что система достаточно быстро обрабатывает изменения задания момента для обоих вариантов управления, но на рисунке бб, видно, что вследствие введения ограничений появляется статическая ошибка.

Реакция системы на ступенчатое изменение нагрузки приведена на рисунке 8. Электромагнитный момент двигателя при этом практически не реагирует на изменение нагрузки. В тоже время на рисунке 8б видно, что из-за статической ошибки скорость вращения постепенно снижается.

В ходе синтеза алгоритмов управления не было проанализировано влияние  $DE_2$ , в частности выполняется ли условие (5). Также в ходе моделирования было установлено, что при завышении знакопостоянных коэффициентов позволяет побиться требуемого быстродействия системы, однако это увеличивает пульсацию заданных величин.

#### Библиографический список

1. Blaschke F. Das Prinzip der Fildorientierung die Grundlage fur die Transvektor – Regelung von Drehfeldmaschinen // Siemens Zeitschrift, 1971/ Bd/ 45, - Н. 10. – S. 757-760/

2. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием // М.:Академия 2006. – С. 152 – 165.

3. Завьялов В.М. Градиентное управление частотно-регулируемым асинхронным электроприводом // Изв. вузов. Электромеханика. 2008. – № 3. – С. 71-72.

4. Благодатских В.И. Введение в оптимальное управление. Под ред. В.А. Садовниченко. М.: Высшая школа, 2001. – 239 с.

5. Завьялов В.М. Основы управления процессом электромеханического преобразования энергии // Электромеханические преобразователи энергии: материалы V Юбилейной международной научно-технической конференции, посвященной памяти Г.А. Сипайлова, 12-14 октября 2011. – Томск: ТПУ, 2011. – С. 242-245.

УДК 622.532:004.4

## НОВЫЙ ПОДХОД К ДИАГНОСТИКЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

**В. Г. Каширских**

*Кузбасский государственный технический университет,  
Г. Кемерово*

Работа электроприводов в значительной степени определяет надежность и эффективность технологических машин и установок. Одним из направлений совершенствования электроприводов

является оснащение их современными средствами диагностирования.

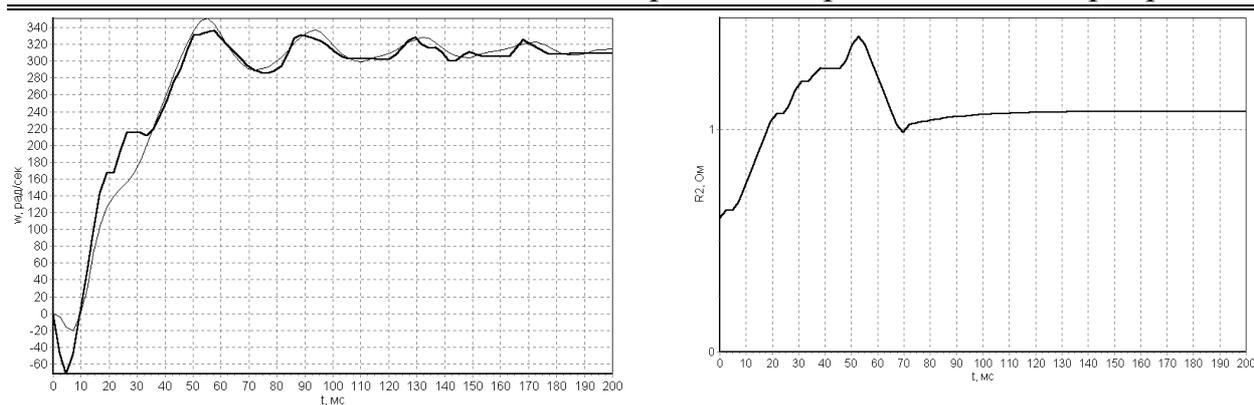
На кафедре электропривода и автоматизации КузГТУ выполнен комплекс научных исследований по созданию диагностической системы на основе оперативного контроля состояния электродвигателей. Для этих целей используется динамическая идентификация электромагнитных параметров (активных сопротивлений, индуктивностей и взаимных индуктивностей обмоток) и переменных величин (потокосцеплений, электромагнитного момента, частоты вращения) электродвигателей, определяемых непосредственно в процессе их работы в составе технологического оборудования [1].

Отклонение оцененных при динамической идентификации значений параметров и переменных от допустимых для текущего режима величин позволяет получить информацию о возможных неисправностях электропривода или ошибках в управлении электроприводом. Эта информация формируется алгоритмически с помощью матрицы неисправностей, построенной на основе анализа влияния различных неисправностей на текущие значения параметров и переменных величин.

Для проведения динамической идентификации асинхронных электродвигателей и двигателей постоянного тока на кафедре электропривода и автоматизации КузГТУ разработаны необходимые алгоритмы и программное обеспечение [1-4]. Для идентификации использовались следующие методы: метод наименьших квадратов, рекуррентный метод наименьших квадратов, фильтр Калмана, рекуррентный фильтр Калмана, поисковый метод, искусственная нейронная сеть.

Для примера, на рисунке 1 приведены некоторые результаты динамической идентификации АД на основе использования теории обобщенной электрической машины и поискового метода оценивания. Здесь приведено сравнение оцененной частоты вращения ротора с измеренной (тонкая линия), показывающее хорошую работу алгоритма в динамике.

## СЕКЦИЯ 1. Теоретические аспекты и методология построения современного электропривода



а)

б)

Рисунок 1 – Процессы оценивания частоты вращения (а) и активного сопротивления (б) ротора асинхронного электродвигателя

В результате проведенных лабораторных исследований и испытаний на промышленных установках было установлено, что быстродействие и точность разработанных методов динамической идентификации позволяет эффективно использовать их для практических целей. На этой основе нами был разработан и изготовлен мобильный испытательный комплекс для контроля состояния электрических машин [5]. Комплекс прошел успешные испытания в производственных условиях, а также был награжден дипломами на ряде выставок.

Таким образом, проведенные исследования и разработанные на этой основе аппаратные средства и программное обеспечение дают возможность реализовать предложенный здесь новый подход к диагностике электроприводов, позволяющий в реальном времени определять состояние электроприводов, распознавать неисправности на ранней стадии их возникновения, а также оперативно отключать электропривод при формировании и развитии аварийной ситуации.

Кроме того, получаемая в реальном времени информация о текущем состоянии электродвигателей может быть использована для повышения качества управления электроприводом.

Библиографический список

1. Каширских В.Г. Динамическая идентификация параметров и управление состоянием электродвигателей приводов горных машин [текст]: Диссертация на соискание учен. степени д-ра техн. наук. – Кемерово, 2005.
2. Завьялов В.М. Оперативная оценка параметров и состояния асинхронных электродвигателей в составе регулируемого электропривода [текст]: Диссертация на соискание учен. степени канд. техн. наук. – Кемерово, 2003.
3. Нестеровский А.В. Оперативная идентификация асинхронных электродвигателей в составе электропривода промышленных установок [текст]: Диссертация на соискание учен. степени канд. техн. наук. – Кемерово, 2005.
4. Каширских В.Г. Структура информационно-вычислительного комплекса для асинхронных электроприводов / В.Г. Каширских, А.В. Нестеровский, А.П. Носков // Вестн. КузГТУ, 2012.- № 4.- С. 139-141.
5. Каширских В.Г. Мобильный испытательный комплекс для электрических машин / В.Г. Каширских, С.Г. Филимонов, А.Н. Гаргаев, В.В. Чугайнов // Вестн. КузГТУ, 2012.- № 5.- С. 65-67.

УДК 621.314

**ЭКОНОМИЯ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ ПРИ  
ИСПОЛЬЗОВАНИИ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОГО  
ЭЛЕКТРОПРИВОДА**

**Н.Н. Клочкова, А.В. Обухова**

*Самарский государственный технический университет*

Современный электропривод осуществляет практически все технологические операции, связанные с преобразованием электрической энергии в механическую, используется во всех сферах хозяйства и потребляет более 65% вырабатываемой электроэнергии [1], причем наиболее энергоемкими потребителями являются насосы, вентиляторы и компрессоры.

Среди перспективных мероприятий, направленных на энергосбережение в электроприводе, первое место уверенно

занимает переход от нерегулируемого электропривода к регулируемому.

Наиболее перспективным является широкое внедрение частотно регулируемого электропривода (ЧРП), выполненного на прогрессивной элементной базе, с развитой автоматизированной системой управления, позволяющего обеспечить экономию электроэнергии не менее 30% [2].

Область применения частотных регуляторов достаточно обширна: в энергетике; в нефтяной и газовой промышленности; в угольной и горнорудной промышленности; в цементной промышленности; в коммунальном хозяйстве и т.д.

В данной статье ограничимся рассмотрением применения регулируемого электропривода вентиляционных и насосных систем холодного и горячего водоснабжения и отопления коммунального хозяйства.

В вентиляционных и насосных системах возможны следующие способы регулирования: дросселированием, направляющим аппаратом и частотным регулятором.

На рисунке 1 приведены сравнительные характеристики мощности привода вентилятора, %, при регулировании подачи дросселированием, направляющим аппаратом и частотным регулятором в зависимости от производительности, %.

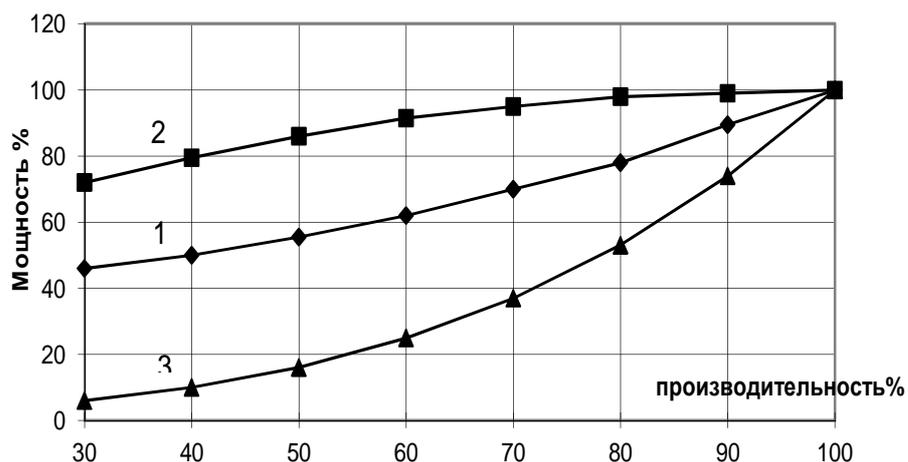


Рисунок 1 – Сравнение мощности привода вентилятора, %, при регулировании: 1 – направляющим аппаратом, 2 – дросселированием, 3 – частотным регулятором Danfos в зависимости от производительности, %.

Из рисунка 1 видно, при производительности, равной 50% номинальной, при регулировании режимов работы вентиляторов с использованием частотно регулируемого привода (3) потребляемая мощность установки составляет – 13% номинальной, с использованием направляющего аппарата (1) – 55%, метода дросселирования (2) – 85%.

Использование частотно регулируемого привода при производительности равной 0,5 от номинального значения позволяет достичь экономию мощности в пределах от 42 до 72% по сравнению с рассмотренными способами регулирования.

Следует отметить, КПД частотно регулируемого преобразователя составляет около 98%.

#### Библиографический список

1. Безрученко В.А. Энергосберегающий электропривод.- Электро, 2001, №1.
1. Энергоаудит промышленных и коммунальных предприятий. Справочно-учебное пособие / Б.П. Варнавский, А.И. Колесников, М.Н. Федоров; под ред. Б.П. Варнавского. – М.: Главгосэнергонадзор Минтопэнерго РФ, 1999.  
УДК 62-83:681.5

## ПРИМЕНЕНИЕ ТЕОРИИ СИСТЕМ С ПЕРЕМЕННОЙ СТРУКТУРОЙ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ ЭКСКАВАТОРА

**В.П. Кочетков, А.В. Коловский**

*Хакасский технический институт – филиал Сибирского  
федерального университета  
г. Абакан*

Многие электромеханические системы (ЭМС) являются многомассовыми и, следовательно, на их динамику большое влияние оказывают зазоры в передачах и действие упругих элементов. Также жесткость упругой связи и момент инерции исполнительного органа могут значительно меняться в процессе технологического цикла и зависят от геометрического положения

исполнительного органа в пространстве. Они являются сложными динамическими объектами, описываемыми системой дифференциальных уравнений высокого порядка, коэффициенты которых меняются в широком диапазоне. Примерами подобных объектов могут быть летательные аппараты, манипуляционные и мобильные роботы, станки, экскаваторы, различные технологические установки и процессы. Разработка и совершенствование методов и алгоритмов синтеза управления сложными динамическими объектами является актуальной проблемой современной теории и практики управления.

В работе в качестве такого объекта рассмотрен электропривод копающего механизма экскаватора, представляющий собой сложную многомассовую систему [1]. Параметры ЭМС, особенно жесткость канатов и момент инерции исполнительного органа, в процессе экскавации изменяются и зависят от положения ковша и заполнения его породой. Обеспечение требуемого качества управления технологическими процессами экскавации целиком возлагается на систему управления.

Одним из перспективных подходов к синтезу систем управления сложными динамическими объектами является применение систем с переменной структурой (СПС). Наиболее широкое признание и применение в этой теории получило направление, изучающее скользящие режимы [2]. В таких режимах движение изображающей точки определяется уравнением поверхности переключения и не зависит от свойств объекта управления. То есть система, находящаяся в скользящем режиме, инвариантна к параметрическим и внешним возмущениям.

Напряжение, подаваемое на обмотку электрической машины и являющееся для нее управлением, в силу ключевого характера работы полупроводниковых элементов преобразователя напряжения, носит разрывный характер. В этом случае разрывный характер управлений, являющийся основным признаком систем с переменной структурой, является не навязанным системе извне свойством, а определяется ее физической природой. Этим обусловлена перспективность использования скользящих режимов для управления электроприводами.

Рассмотрим применения систем с переменной структурой для управления электроприводом экскаватора, когда состояние управляемого процесса полностью определяется ошибкой выходной координаты (скорости двигателя) и ее производными.

В этом случае предлагается использовать комбинированные системы управления [3], в которых осуществляется последовательная коррекция внутренних координат (тока возбуждения или тока якорной цепи) и использована теория систем с переменной структурой для регулирования выходной координатой электропривода. Структурная схема комбинированной системы управления с переменной структурой автоматизированным электроприводом копающего механизма экскаватора изображена на рисунке 1.

Коммутируемая обратная связь по току якорной цепи введена для компенсации действия внешних возмущений (момента сопротивления и упругого момента).

Представление состояния системы в пространстве ошибкой выходной координаты и ее производными не единственный, с точки зрения синтеза законов управления, и далеко не лучший способ описания процесса. Поэтому рассмотрим построение систем с переменной структурой, фазовое пространство которых не является пространством производных сигнала ошибки [2, 4].

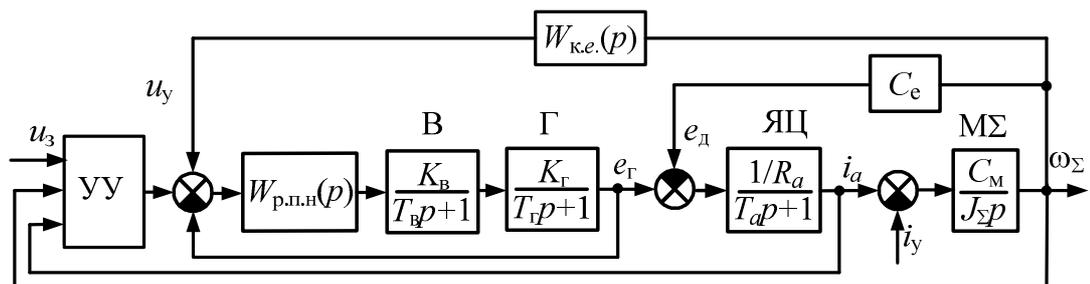


Рисунок 1 – Структурная схема комбинированной системы управления с переменной структурой автоматизированным экскаваторным электроприводом.

Поверхность переключения выбирается как функция рассогласований между текущими значениями координат  $\mathbf{X}$  и их желаемыми значениями  $\mathbf{X}_ж$ .

$$s = \mathbf{C}\mathbf{E} = 0,$$

где  $\mathbf{C}$  – вектор коэффициентов поверхности переключения,  $\mathbf{E}$  – вектор рассогласования между  $\mathbf{E} = \mathbf{X}_{\text{ж}} - \mathbf{X}$ , который должен быть сведен к нулю.

Для оптимизации движения системы в скользящем режиме используется критерий оптимальности вида

$$J = \int_0^{\infty} (\mathbf{E}^T \mathbf{Q} \mathbf{E}) dt,$$

где  $\mathbf{Q}$  – весовая диагональная матрица.

Для обеспечения устойчивого режима скольжения движения координат на поверхность переключения выбрано управляющее воздействие в виде кусочно-линейной функции вектора желаемого состояния системы и вектора рассогласования.

$$u = \left( \alpha \sum_{i=1}^n |e_i| - q |g| \right) \text{sign}(s).$$

На рисунке 2 изображена структурная схема системы управления с переменной структурой.

В результате исследования влияния весовых коэффициентов критерия оптимальности на динамику [4] были выявлены следующие закономерности и рекомендации по их выбору.

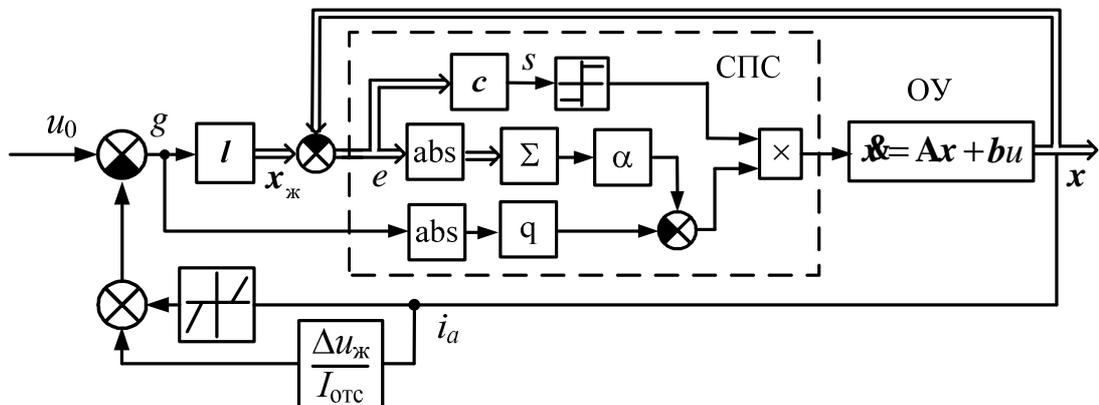


Рисунок 2 – Структурная схема системы с переменной структурой

Необходимо чтобы все коэффициенты весовой диагональной матрицы были больше нуля, и при расчете в относительных единицах удобно вначале поставить все равными единице.

Исследования показали, что весовые коэффициенты следует подбирать одинаковыми для пар координат: первая пара – рассогласования скоростей первой и второй массы; вторая пара –

рассогласования тока якорной цепи и упругого момента. Коэффициенты в каждой группе координат нужно принимать равными по значению и в процессе настройки требуемого качества регулирования изменять одновременно на одну величину. Это заметно упрощает процедуру выбора весовой матрицы. При этом расчет в относительных единицах позволяет использовать тот факт, что равные по значению весовые коэффициенты при координатах означают равный вкладываемый вес или равную важность минимизации этих координат между собой.

Рассмотренный алгоритм не учитывает тот факт, что в исследуемой ЭМС присутствует изменение в некотором диапазоне параметров матрицы коэффициентов координат объекта заранее непредвиденным образом, что усложняет реализацию управляющего алгоритма во всех режимах работы.

Один из возможных путей решения задачи управления в условиях неопределенности параметров состоит в использовании методов адаптации.

Одним из наиболее часто используемых и легко реализуемых является адаптивный алгоритм с эталонной моделью. Эталонная модель – идеальная модель системы управления, воплощающая в себе требования к системе по окончании процесса адаптации. Она может быть реализована в виде отдельного динамического звена (явная эталонная модель) либо в виде набора параметров адаптивного регулятора – коэффициентов некоторого «эталонного дифференциального уравнения» (неявная эталонная модель).

Введем в систему явную эталонную модель, следовательно, целью управления становится сведение к нулю рассогласования между векторами состояния модели и объекта [2, 5].

В работе [5] предложена методика выбора параметров эталонной модели, заключающаяся в синтезе замкнутой следящей оптимальной системы при средних параметрах объекта управления, математическое описание которой и является эталонной моделью.

Структурная схема системы управления с переменной структурой с явной эталонной моделью изображена на рисунке 3.

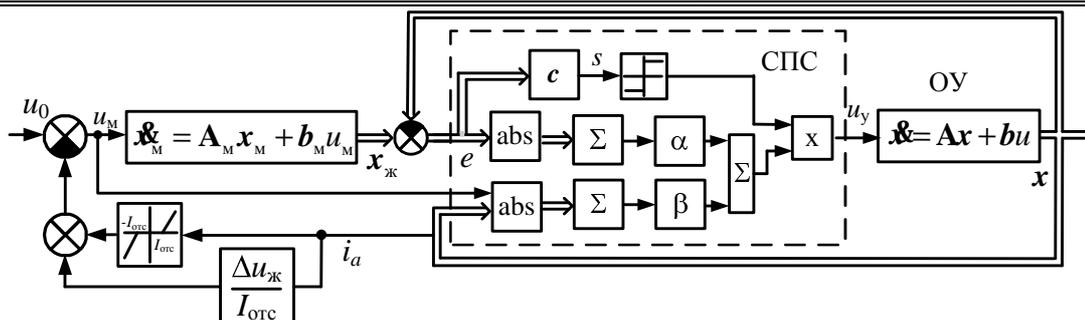


Рисунок 3 – Структурная схема системы управления с переменной структурой с явной эталонной моделью.

В результате исследований выявлено, что применение системы управления, основанной на системе с переменной структурой с явной эталонной моделью, позволило получить нечувствительную к изменению параметров систему. Также использование в системе с переменной структурой явной эталонной модели значительно уменьшает время вывода замкнутой системы на режим скольжения, следовательно в режиме скольжения система работает не завершающий этап переходного процесса, а большую часть переходного процесса.

Было проведено моделирование всех рассмотренных систем с помощью программного пакета MATLAB. Динамика исследовалась в характерных для электроприводов копающих механизмов режимах: пуска, наброса нагрузки до допустимой величины и жесткого стопорения. Основные показатели качества переходных процессов сведены в таблицу. Переменные представлены в относительных единицах. Для тока якорной цепи в качестве базового принято максимальное (стопорное) значение тока якоря двигателя, для момента – максимальный суммарный момент всех двигателей.

Система управления	Показатели качества регулирования в режиме						
	пуска		наброс нагрузки ( $M_c = 0,75 M_{\text{стоп}}$ )			Жесткое стопорение	
	$t_{\text{п.п}}$	$i_{a,\text{max}}$	$i_{a,\text{max}}$	$M_{\text{в.макс}}$	статизм	$i_{a,\text{max}}$	$M_{\text{в.макс}}$
СПР	0,56	1	1,1	1,15	0,20%	1,7	3
комбинированная СПС	0,58	1,02	0,87	1	0,07%	1,24	2,65

СЕКЦИЯ 1. Теоретические аспекты и методология  
построения современного электропривода

Оптимальная СПС	0,45	0,86	0,82	1,08	15%	0,51	1,95
Эталонная модель	0,8	0,85	0,82	1,05	10 %	0,8	1,97

Применение систем с переменной структурой в сравнении с традиционной трехконтурной системе подчиненного регулирования позволит снизить максимальный бросок упругого момента на 11–33 %, что положительно сказывается на механической части экскаватора и позволит увеличить его срок службы.

Библиографический список

1. Волков, Д.П. Динамика электромеханических систем экскаваторов / Д.П. Волков, Д.А. Каминская. – М.: Машиностроение, 1971. – 384 с.
2. Уткин, В.И. Скользящие режимы в задачах управления и автоматизации / В.И. Уткин. – М.: Наука, 1981. – 368 с.
3. Кочетков, В.П. Применение комбинированных систем управления с переменной структурой для экскаваторного электропривода / В.П. Кочетков, А.В. Коловский // Россия молодая: передовые технологии – в промышленность!: матер. Всерос. научн.-техн. конф. – Омск: Изд-во ОмГТУ, 2008. – Кн. 3. – С. 76–80.
4. Кочетков, В.П. Оптимизация динамики автоматизированного электропривода с разрывным управлением [текст] / В.П. Кочетков, А.В. Коловский // Вестник Сибирского аэрокосмического университета имени М.Ф. Решетнева. – 2011. – №4(37), С. 42–47
5. Кочетков, В.П. Применение системы с переменной структурой и явной эталонной модели для управления экскаваторным электроприводом [текст] / В.П. Кочетков, А.В. Коловский // Научные проблемы транспорта Сибири и Дальнего Востока. – 2011. – №2, С. 250 – 253

## МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ МЕХАНИЧЕСКОЙ ЧАСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПЕРЕДВИЖЕНИЯ НАПОЛЬНОГО ЭЛЕКТРОТРАНСПОРТА С КАБЕЛЬНЫМ ПИТАНИЕМ

**А.В. Котенев, В.И. Котенев, В.В. Непомнящий, С.Н. Чугунов**  
*Самарский государственный технический университет*

В данной работе рассматривается электропривод передвижения напольного транспортного средства со связями по току электродвигателя последовательного возбуждения и с учетом упругого взаимодействия между массами транспортируемого груза и транспортного средства.

Уравнение движения транспортного средства имеет вид

$$F_1 = F_c + F_k + F_y + F_{д1}.$$

где  $F_1$  - сила на ободу колеса  $F_c$  - сила сопротивления движению,  $F_k$  - усилие натяжения питающего кабеля,  $F_y$  - упругая сила взаимодействия между массой транспортного средства  $m_1$  и массой транспортируемого груза  $m_2$ , а также  $F_{д1}$  - усилие от ускорения транспортного средства.

Сила упругого взаимодействия между массами

$$F_y = c'_{12} \int (V_1 - V_2) dt + b'_{12} (V_1 - V_2),$$

где  $c'_{12}$  - жесткость связи между массами;  $V_1$  и  $V_2$  - скорость движения массы  $m_1$  и  $m_2$ ;  $b'_{12}$  - коэффициент вязкого трения, которое возникает при деформации механизма оборудования.

Сила сопротивления движению

$$F_c = \frac{m_1 (m_1 + m_2) g}{R_k},$$

где  $g$  - ускорение свободного падения;  $m_1$  - коэффициент, зависящий от рельефа дороги и трения колеса о поверхность дороги;  $R_k$  - радиус приводного колеса.

Динамическая сила

$$F_{д1} = \left( m_1 + \frac{J_d + J_p}{r} \right) \frac{dV_1}{dt}$$

определяется массой порожнего транспортного средства, моментами инерции электродвигателя и редуктора, а также его ускорением и радиусом приведения

$$r = \frac{V_1}{w_1} = \frac{R_k}{i},$$

где  $w$  - угловая скорость электродвигателя передвижения;  $i$  - передаточное число редуктора.

Сила упругого взаимодействия двух масс уравнивается второй динамической силой

$$F_y = F_{д2} = m_2 \frac{dV_2}{dt},$$

которая возникает при ускорении второй массы.

Движение электропривода описывается системой уравнений, составленной с учетом уравнений

$$\Delta V_1(p) = \frac{1}{J'_1 p} (\Delta M(p) - \Delta M_c(p) - \Delta M_k(p) - \Delta M_y(p)); \Delta w_1(p) = \frac{1}{r} \Delta V_1(p);$$

$$\Delta F_y(p) = r \left( \frac{c'_{12}}{p} + b'_{12} \right) (\Delta w_1(p) - \Delta w_2(p)); \Delta M_y(p) = r \Delta F_y(p);$$

$$\Delta V_2(p) = \frac{1}{J'_2 p} \Delta M_y(p); \Delta w_2(p) = \frac{1}{r} \Delta V_2(p); J'_1 = m_1 r + \frac{(J_d + J_p)}{r};$$

$$J'_2 = m_2 r; \Delta M_k(p) = R_k \Delta F_k(p).$$

**Выводы.** Предложена математическая модель механической части электропривода передвижения, используемая для построения двухконтурной системы автоматического управления электроприводом передвижения напольного транспортного средства с электродвигателем постоянного тока последовательного возбуждения с обратными связями по току и напряжению якоря электродвигателя.

#### Библиографический список

1. Пат. 2185296 RU, МКИ60L9/00. Устройство для электроснабжения и управления безрельсовым транспортом. / Котенев В.И., Котенев А.В., Котенев В.В., Шайдуров И.А. №2000131771/28; Заявлено 18.12.2000; Опубл. 20.07.2002; Бюл. №20. – 5 с.

## СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНОГО КАНАЛА УПРАВЛЕНИЯ ПОЛЕМ ДВИГАТЕЛЯ В ДВУХЗОННОЙ СИСТЕМЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

П.Н.Кунинин, А.К. Мурышкин

*Сибирский государственный индустриальный университет  
г. Новокузнецк*

Для удобства работы с предлагаемым материалом, служащим дальнейшим развитием темы тех же авторов статьи [1], продолжим нумерацию формул и рисунков.

Оптимальному «переводу» канала управления током возбуждения двигателя из одного устойчивого состояния в другое, также устойчивое, соответствует равенство нулю коэффициентов при экспонентах с положительными показателями в решении (14). Последнее позволяет записать:

$$I_{\epsilon} [T_2^2 p^2 + \sqrt{T_1^2 + 2T_2^2} p + 1] = I_{\epsilon 3} - \Delta I_{\epsilon} f_{\epsilon} \frac{R_{\epsilon}}{k_{н\epsilon}} \cdot \frac{1}{W'_{p\epsilon}(p)}. \quad (15)$$

Параметры (15) и (14) связаны соотношениями:

$$T_2^4 = c_{12} + c_{10} t_{20}^4; \quad T_1^2 = c_{11} + c_{10} t_{10}^2,$$

а  $W'_{p\epsilon}(p)$  - передаточная функция регулятора возбуждения системы, в характеристическом уравнении которой отсутствуют положительные корни.

Пусть

$$W'_{p\epsilon}(p) = \frac{R_{\epsilon}}{k_{н\epsilon}} \cdot \frac{A(p)}{B(p)}; \quad W'_{m\epsilon}(p) = \frac{C(p)}{D(p)},$$

где  $W'_{m\epsilon}(p)$  - звено обратной связи по току возбуждения в системе с устойчивым движением;

$A(p), B(p), C(p), D(p)$  - линейные многочлены  $p$  произвольного порядка.

Структурная схема вырожденной системы приведена на рисунке 3. С учетом (16) и (13) уравнение (15) можно представить так:

$$I_{\epsilon} (T_2^2 p^2 + \sqrt{T_1^2 + 2T_2^2} p + 1) = I_{\epsilon 3} - \Delta I_{\epsilon} \frac{B(p)}{A(p)} (t_{20}^2 p^2 + t_{10} p + 1). \quad (17)$$

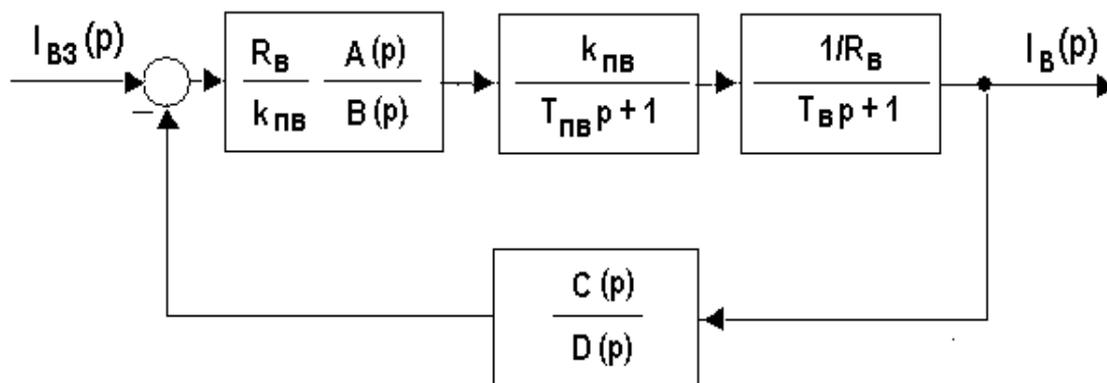


Рисунок 3 – Структурная схема «вырожденной» системы управления током возбуждения двигателя

Аналогичное уравнение может быть получено и из структурной схемы рисунка 3:

$$I_{\epsilon} \left[ \frac{C(p)}{D(p)} + \frac{B(p)}{A(p)} (t_{20}^2 p^2 + t_{10} p + 1) \right] = I_{\epsilon 3} - \Delta I_{\epsilon} \frac{B(p)}{A(p)} (t_{20}^2 p^2 + t_{10} p + 1). \quad (18)$$

Сравнив (17) и (18), получим:

$$\frac{C(p)}{D(p)} + \frac{B(p)}{A(p)} (t_{20}^2 p^2 + t_{10} p + 1) = T_2^2 p^2 + \sqrt{T_1^2 + 2T_2^2} p + 1. \quad (19)$$

Выражение (19) есть ключ к определению структуры и параметров регулятора возбуждения и звена обратной связи.

Как показано в [2], не теряя общности рассуждений, можно записать:

$$W'_{ps}(p) = \frac{R_{\epsilon}}{k_{нс}} \cdot \frac{a_{1\epsilon} p + 1}{b_{1\epsilon} p}; \quad D(p) = A(p) = a_{1\epsilon} p + 1;$$

$$W'_{ms}(p) = \frac{q_3 p^3 + q_2 p^2 + q_1 p + 1}{a_{1\epsilon} p + 1},$$

где  $q_3 = a_{1\epsilon} T_2^2 - b_{1\epsilon} t_{20}^2$ ;

$$q_2 = a_{1\epsilon} \sqrt{T_1^2 + 2T_2^2} + T_2^2 - b_{1\epsilon} t_{10}; \quad (20)$$

$$q_1 = a_{1\epsilon} + \sqrt{T_1^2 + 2T_2^2} - b_{1\epsilon}.$$

Известно, что предельного быстродействия при заданном перерегулировании удается достичь в системах, характеристическое уравнение которых имеет вид:

$$T^2 p^2 + 2xTp + 1 = 0, \quad (21)$$

при этом параметр  $T$  однозначно определяет быстродействие,  $x$  – степень колебательности переходных процессов, а, следовательно, и перерегулирование, и могут быть выбраны заранее.

После подстановки выбранных значений  $T$  и  $x$  в систему уравнений (20) определенными становятся  $T_1, T_2$ . Избыточность системы (20) дает возможность потребовать:  $q_3 = q_2 = 0$ . При этом условии решение (20) определяет:

$$a_{1\varepsilon} = \frac{t_{20}^2}{t_{10} - t_{20} \frac{2x}{T}}; \quad (22,а)$$

$$b_{1\varepsilon} = \frac{T^2}{t_{10} - t_{20} \frac{2x}{T}}. \quad (22,б)$$

Подставив полученные значения из (22,а) и 22,б) в последнее уравнение системы (20) определим:

$$q_1 = \frac{t_{20}^2 - T^2 + 2xTt_{10} - 4x^2t_{20}^2}{t_{10} - t_{20} \frac{2x}{T}}. \quad (23)$$

Приняв  $x = \frac{1}{\sqrt{2}}$ , что, как известно, обеспечивает перерегулирование выходной координаты в пределах 5%, и установив, что  $T = n_\varepsilon T_{n\varepsilon}$ , преобразуем (22) и (23) к виду:

$$\begin{aligned} a_{1\varepsilon} &= \frac{T_{\varepsilon i} T_{n\varepsilon}}{T_{n\varepsilon} + \left(1 - \frac{\sqrt{2}}{n_\varepsilon}\right) T_{\varepsilon i}}; \\ b_{1\varepsilon} &= \frac{n_\varepsilon^2 T_{n\varepsilon}^2}{T_{n\varepsilon} + \left(1 - \frac{\sqrt{2}}{n_\varepsilon}\right) T_{\varepsilon i}}; \\ q_1 &= \frac{T_{n\varepsilon} [T_{\varepsilon i} (n_\varepsilon \sqrt{2} - 1) + n_\varepsilon T_{n\varepsilon} (\sqrt{2} - n_\varepsilon)]}{T_{n\varepsilon} + \left(1 - \frac{\sqrt{2}}{n_\varepsilon}\right) T_{\varepsilon i}}. \end{aligned} \quad (24)$$

Чтобы исключить неустойчивые неминимально-фазовые звенья, потребуем положительности параметров (24).

Положительность  $a_{1\epsilon}$  и  $b_{1\epsilon}$  обеспечена, если положителен знаменатель этих выражений, то есть

$$n_{\epsilon} > \frac{\sqrt{2} T_{\epsilon i}}{T_{\epsilon i} + T_{n\epsilon}}.$$

Поскольку знаменатель выражений  $a_{1\epsilon}, b_{1\epsilon}, q_1$  один и тот же, а полученное выше неравенство обеспечивает его положительность, для выполнения условия  $q_1 > 0$  достаточно, чтобы числитель  $q_1$  был также положителен:

$$T_{n\epsilon} [T_{\epsilon i} (n_{\epsilon} \sqrt{2} - 1) + n_{\epsilon} T_{n\epsilon} (\sqrt{2} - n_{\epsilon})] > 0.$$

Объединив результаты, определим границы для выбора  $n_{\epsilon}$ :

$$\frac{\sqrt{2} T_{\epsilon i}}{T_{\epsilon i} + T_{n\epsilon}} < n_{\epsilon} \leq \frac{T_{\epsilon i} + T_{n\epsilon} + \sqrt{T_{\epsilon i}^2 + T_{n\epsilon}^2}}{\sqrt{2} T_{n\epsilon}}. \quad (25)$$

Таким образом, выбор параметра  $n_{\epsilon}$ , определяющий эквивалентную постоянную времени  $T$ , в конечном итоге позволяет реализовать заданное быстродействие системы, движение которой соответствует операторному уравнению

$$I_{\epsilon} (n_{\epsilon}^2 T_{n\epsilon}^2 p^2 + \sqrt{2} n_{\epsilon} T_{n\epsilon} p + 1) = I_{\epsilon z} \quad (26)$$

из семейства экстремалей (15). Структурная схема системы приведена на рисунке 4.

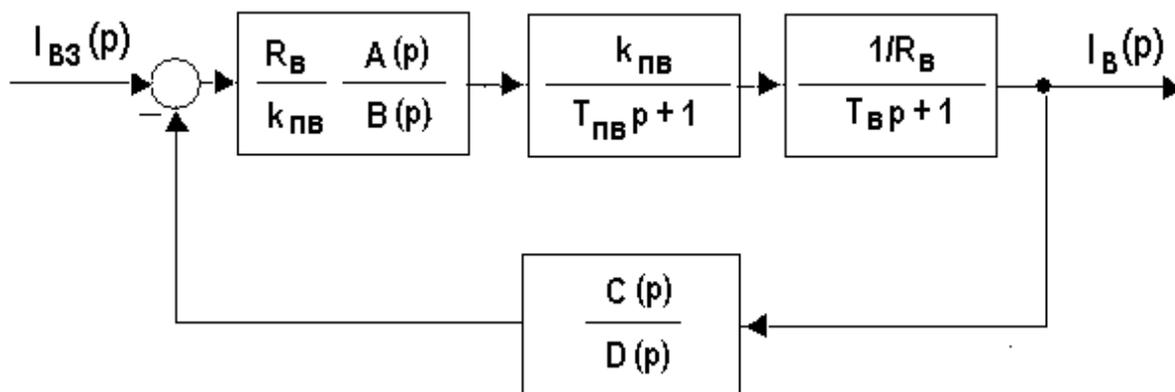


Рисунок 4 – Уточненная структурная схема канала управления током возбуждения двигателя

### Библиографический список

1. Кунин П.Н., Мурышкин А.К. Управление полем двигателя в двухзонной системе электропривода постоянного тока: Труды Четвертой Всероссийской научно-практической

конференции / Под общей редакцией В.Ю. Островлянчика. – Новокузнецк, изд-во СибГИУ, 2010. – С. 53-60.

2. Мурышкин А.К. Оптимизация управления электроприводом высокопроизводительного непрерывно-заготовочного стана / Автореферат диссертации кандидата технических наук / А.К. Мурышкин. – Томск, ТПИ, 1984. – 18 с.

УДК 621.313.84

## **РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ПОСТОЯННОГО МАГНИТА И ЭЛЕКТРОМАГНИТА**

**А.В. Липин**

*Кузбасский государственный технический университет,  
г. Кемерово.*

В настоящее время, в связи с созданием мощных постоянных магнитов на основе редкоземельных металлов (неодим, самарий), открылись новые возможности в сфере разработки двигателей с постоянными магнитами. Такие двигатели состоят из статора, который имеет обмотки, и ротора, содержащего постоянные магниты. Чередующиеся полюса ротора имеют прямолинейную форму и расположены параллельно оси двигателя. Благодаря намагниченности ротора в таких двигателях обеспечивается большой магнитный поток и, как следствие, большой момент, чем у двигателей с переменным магнитным сопротивлением.

Данная статья посвящена разработке математической модели специализированного двигателя для манипуляторов и исполнительных органов роботизированных механизмов. Согласно принципу его работы, пространственная ориентация ротора определяется конфигурацией магнитного поля статора, что при отсутствии ограничивающих механических связей между ними, обуславливает наличие нескольких степеней свободы.

Конструкция двигателя представляет собой две сферы с электромагнитами на внешней (статоре), и постоянными магнитами на внутренней (роторе). Схематичный вид двигателя

представлен на рис.1. Система управления, коммутируя ключи в определенной последовательности, подает на полюса статора напряжение, создавая магнитное поле. Для формирования требуемой конфигурации поля, число полюсов статора должно существенно превышать число полюсов ротора.

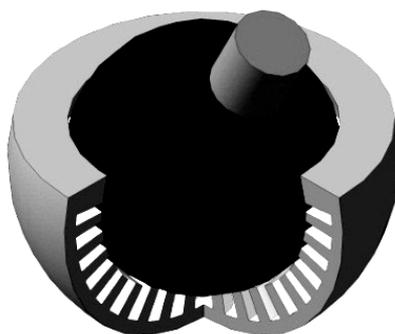


Рисунок 1 – Схематичный вид двигателя

Для определения основных параметров двигателя необходима математическая модель, позволяющая рассчитать направление и модуль сил, возникающих при взаимодействии электромагнита и постоянного магнита при их произвольном размещении в пространстве. Так как магнитное поле неоднородно, необходимо вывести формулу расчета магнитной индукции, создаваемой прямоугольным витком в произвольной точке пространства. Воспользуемся законом Био-Саварра-Лапласа [1].

$$\vec{B} = \int d\vec{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int \frac{I [d\vec{l} \times \vec{r}]}{r^3};$$

где  $\mu_0$  – магнитная проницаемость вакуума,  $\vec{r}$  – радиус вектор,  $d\vec{l}$  – вектор элемента контура.

Поместим катушку в прямоугольную систему координат с началом координат в ее центре. Путем интегрирования и геометрических преобразований получим формулу для расчета индукции создаваемой в произвольной точке пространства аналогично для обеих пар противоположных сторон.

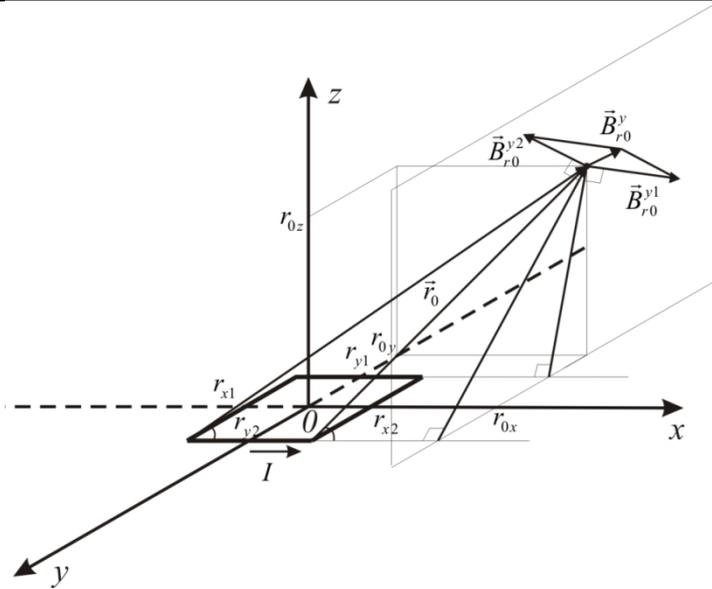


Рисунок 2 – Поясняющая диаграмма

Для пары проводников, параллельной оси ОХ:

$$B_{r_0}^{y1} = \frac{mm_0 I}{4p \sqrt{(r_{y1} - r_{0y})^2 + r_{0z}^2}} \left( \frac{\sqrt{(r_{x2} - r_{0x})^2}}{\sqrt{(r_{x2} - r_{0x})^2 + (r_{y1} - r_{0y})^2 + r_{0z}^2}} - \frac{\sqrt{(r_{x1} - r_{0x})^2}}{\sqrt{(r_{x1} - r_{0x})^2 + (r_{y1} - r_{0y})^2 + r_{0z}^2}} \right);$$

$$B_{r_0}^{y2} = \frac{mm_0 I}{4p \sqrt{(r_{y2} - r_{0y})^2 + r_{0z}^2}} \left( \frac{\sqrt{(r_{x1} - r_{0x})^2}}{\sqrt{(r_{x1} - r_{0x})^2 + (r_{y2} - r_{0y})^2 + r_{0z}^2}} - \frac{\sqrt{(r_{x2} - r_{0x})^2}}{\sqrt{(r_{x2} - r_{0x})^2 + (r_{y2} - r_{0y})^2 + r_{0z}^2}} \right);$$

Для пары проводников, параллельной оси ОУ:

$$B_{r_0}^{x1} = \frac{mm_0 I}{4p \sqrt{(r_{x1} - r_{0x})^2 + r_{0z}^2}} \left( \frac{\sqrt{(r_{y2} - r_{0y})^2}}{\sqrt{(r_{y2} - r_{0y})^2 + (r_{x1} - r_{0x})^2 + r_{0z}^2}} - \frac{\sqrt{(r_{y1} - r_{0y})^2}}{\sqrt{(r_{y1} - r_{0y})^2 + (r_{x1} - r_{0x})^2 + r_{0z}^2}} \right);$$

$$B_{r_0}^{x2} = \frac{mm_0 I}{4p \sqrt{(r_{x2} - r_{0x})^2 + r_{0z}^2}} \left( \frac{\sqrt{(r_{y1} - r_{0y})^2}}{\sqrt{(r_{y1} - r_{0y})^2 + (r_{x2} - r_{0x})^2 + r_{0z}^2}} - \frac{\sqrt{(r_{y2} - r_{0y})^2}}{\sqrt{(r_{y2} - r_{0y})^2 + (r_{x2} - r_{0x})^2 + r_{0z}^2}} \right);$$

где  $r_{yi}, r_{xi}$  – координаты сторон рамки с током;  $r_{0x}, r_{0y}, r_{0z}$  – координаты точки, в которой рассчитывается магнитная индукция;  $I$  – ток, протекающий по рамке.

По принципу суперпозиции, используя теорему косинусов, складываем соответствующие вектора, получая две составляющие результирующего вектора магнитной индукции.

$$B_{r_0}^y = \sqrt{\left(B_{r_0}^{y1}\right)^2 + \left(B_{r_0}^{y2}\right)^2 - 2B_{r_0}^{y1}B_{r_0}^{y2} \frac{r_{y1}r_{y2} - r_{y2}r_{0y} + r_{0y}^2 - r_{y1}r_{0y} + r_{0z}^2}{\sqrt{\left(\left(r_{y2} - r_{0y}\right)^2 + r_{0z}^2\right)\left(\left(r_{y1} - r_{0y}\right)^2 + r_{0z}^2\right)}}};$$

$$B_{r_0}^x = \sqrt{\left(B_{r_0}^{x1}\right)^2 + \left(B_{r_0}^{x2}\right)^2 - 2B_{r_0}^{x1}B_{r_0}^{x2} \frac{r_{x1}r_{x2} - r_{x2}r_{0x} + r_{0x}^2 - r_{x1}r_{0x} + r_{0z}^2}{\sqrt{\left(\left(r_{x2} - r_{0x}\right)^2 + r_{0z}^2\right)\left(\left(r_{x1} - r_{0x}\right)^2 + r_{0z}^2\right)}}};$$

После геометрических преобразований получим проекции составляющих вектора магнитной индукции по трем осям.

$$\begin{aligned} B_{r_0y}^y &= B_{r_0}^y \cos q; & B_{r_0y}^x &= 0; \\ B_{r_0x}^y &= 0; & B_{r_0x}^x &= B_{r_0}^x \cos \Delta; \\ B_{r_0z}^y &= B_{r_0}^y \sin q; & B_{r_0z}^x &= B_{r_0}^x \sin \Delta; \end{aligned}$$

где  $\angle q = B_{r_0}^y \angle OY$ ,  $\angle \Delta = B_{r_0}^x \angle OX$ .

Складываем составляющие для каждой из осей, получая проекции результирующего вектора.

$$\begin{aligned} B_{r_0y}^x &= B_{r_0}^x \cos q; \\ B_{r_0x}^y &= B_{r_0}^y \cos \Delta; \\ B_{r_0z}^x &= B_{r_0}^x \sin q + B_{r_0}^y \sin \Delta; \end{aligned}$$

В качестве примера, картина распределения составляющих вектора магнитной индукции по прямой, расположенной над единичным контуром прямоугольной формы представлена на рис.3.

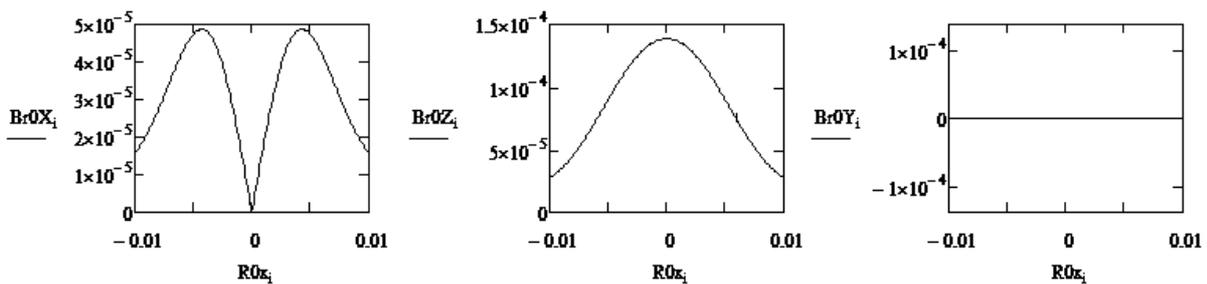


Рисунок 3 - Картина распределения составляющих вектора магнитной индукции

Для проверки математической модели был проведен эксперимент. В поле электромагнита был помещен датчик холла. При его прямолинейном перемещении над поверхностью магнита, с датчика снимались данные, характеризующие модуль магнитной индукции. Полученные результаты представлены на рис.4.

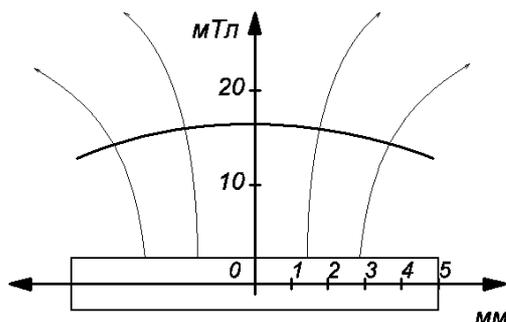


Рисунок 4 - Модуль результирующего вектора магнитной индукции по результатам эксперимента

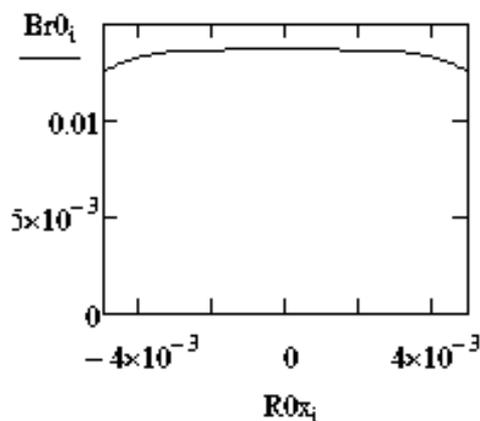


Рисунок 5 - Модуль результирующего вектора магнитной индукции по результатам расчетов

Сравнив результаты эксперимента с расчетными данными (рис 5), делаем вывод об адекватности полученной математической модели.

Далее необходимо заменить постоянный магнит одновитковым контуром с эквивалентным током и рассчитать силу взаимодействия используя закон Ампера.

Для эквивалентного одновиткового контура, с площадью, равной площади постоянного магнита в плоскости  $XOY$ , эквивалентный ток определяется по формуле:

$$I_{\text{экв}} = \frac{JV}{S} = Jh;$$

где  $V$  – объем магнита,  $S$  – площадь эквивалентного контура,  $h$  – размер магнита по оси  $OZ$ ,  $J$  – остаточная намагниченность магнита.

Для наиболее мощных на сегодняшний день магнитов – неодимовых (NdFeB) – величина остаточной намагниченности

составляет в среднем 1.3 Тл, или 1040 кА/м.

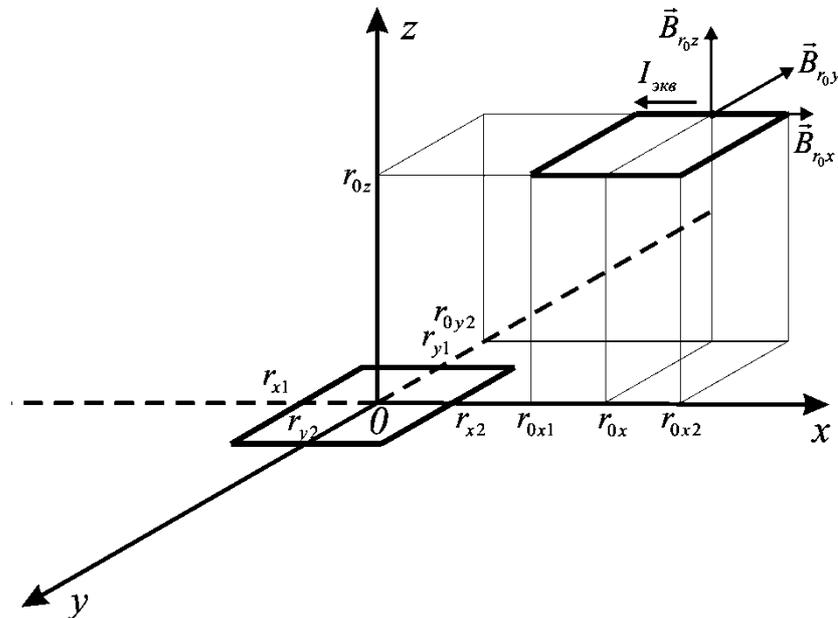


Рисунок 6 - Поясняющая диаграмма

Зная составляющие вектора магнитной индукции и эквивалентный ток можно рассчитать составляющие силы Ампера [2], действующей на эквивалентный контур:

$$F_x = \int_{r_{0y1}}^{r_{0y2}} I_{\text{экв}} B_{r_0z} dr_{0y} \Big|_{r_{0x2}}^{r_{0x1}} + I_{\text{экв}} \int_{r_{0y2}}^{r_{0y1}} B_{r_0z} dr_{0y} \Big|_{r_{0x1}}^{r_{0x2}} ;$$

$$F_y = \int_{r_{0x1}}^{r_{0x2}} I_{\text{экв}} B_{r_0z} dr_{0x} \Big|_{r_{0y2}}^{r_{0y1}} + I_{\text{экв}} \int_{r_{0x2}}^{r_{0x1}} B_{r_0z} dr_{0x} \Big|_{r_{0y1}}^{r_{0y2}} ;$$

$$F_z = I_{\text{экв}} \int_{r_{0y2}}^{r_{0y1}} B_{r_0x} dr_{0y} \Big|_{r_{0x2}}^{r_{0x1}} + I_{\text{экв}} \int_{r_{0x2}}^{r_{0x1}} B_{r_0y} dr_{0x} \Big|_{r_{0y1}}^{r_{0y2}} + I_{\text{экв}} \int_{r_{0y1}}^{r_{0y2}} B_{r_0x} dr_{0y} \Big|_{r_{0x1}}^{r_{0x2}} + I_{\text{экв}} \int_{r_{0x1}}^{r_{0x2}} B_{r_0y} dr_{0x} \Big|_{r_{0y2}}^{r_{0y1}} ;$$

Пока центр эквивалентного контура находится непосредственно над центром контура электромагнита, силы в плоскости ХОУ скомпенсированы, суммарная сила направлена вдоль оси Z. При смещении возникает сдвигающий момент, формирующий полезное усилие.

Совершенствуя данный математический аппарат и адаптируя его для сложных магнитных систем можно получить не только суммарный полезный момент, но и тангенциальную составляющую

Библиографический список

1. Сивухин Д. В. Общий курс физики. — Изд. 4-е, стереотипное. — М.: Физматлит; Изд-во МФТИ, 2004. — Т. III. Электричество. — 656 с
2. Ландау, Л. Д., Лифшиц, Е. М. Теория поля. — Издание 7-е, исправленное. — М.: Наука, 1988. — 512 с

УДК 62-523.2

**АВТОМАТИЧЕСКИЙ РЕЖИМ УПРАВЛЕНИЯ  
ПОВОРОТНОЙ ПЛАТФОРМОЙ ЭКСКАВАТОРА С  
ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ДАТЧИКОВ МАГНИТНОГО ПОЛЯ**

**В. Ю. Островлянчик, М. Ф. Русских**

*Сибирский государственный индустриальный университет  
Г. Новокузнецк*

В последнее десятилетие наблюдается повсеместное внедрение автоматизированных систем в состав горнодобывающей техники. Большегрузные карьерные самосвалы и проходческие комбайны уже могут функционировать без вмешательства человека. Не исключением стали и экскаваторы. Так, в [1] описан прототип экскаваторной системы управления, получающий данные от датчиков движения и инфракрасных сенсоров и обеспечивающий автономную работу машины на протяжении всего цикла экскавации.

Многие исследователи процессов добычи полезных ископаемых открытым горным способом к основным факторам, влияющим на производительность экскаватора, относят и квалификацию машиниста экскаватора, которая включает в себя комплекс рабочих приемов и навыков, позволяющих избегать больших перегрузок основных механизмов [2]. Так, производительность процесса экскавации при управлении

экскаватором квалифицированным машинистом и машинистом-новичком различается примерно на 20%.

В данной статье предлагается техническое решение по автоматизации механизма поворота карьерного экскаватора при минимальном вмешательстве машиниста в работу. Предлагаемое решение является программным и аппаратным модулем микропроцессорной системы комплексной автоматизации карьерного экскаватора. Суть метода заключается в том, что система «обучается» в течение первого полного цикла экскавации, который проделывает машинист, то есть определяет положение точки копания и точки отсыпания груза. Затем система в соответствии с оптимальным законом движения обеспечивает поворот платформы, не делая ошибок, которые могли бы иметь место при управлении машинистом невысокой квалификации, например, преждевременное замедление при подходе к точке или ее прохождение при запоздалом торможении.

Основным требованием данного метода является определение положения платформы. Но в силу конструктивных особенностей двигателей (закрытое исполнение и затрудненный доступ к валу) применение тахогенераторов и шифраторов является затруднительным. В связи с этим подавляющее большинство систем автоматического регулирования координат экскаваторных механизмов замыкаются по току и напряжению двигателя, а не по скорости или положению. Поэтому в данном случае предлагается метод измерения положения движущегося объекта (платформы) на основе МЭМС-датчиков (датчики с микроэлектромеханическими системами), что является инновационным решением в сфере автоматизации карьерной техники.

Ранее МЭМС-датчики (акселерометры, датчики угловых скоростей, гироскопы, магнитометрические датчики, барометрические датчики, анализаторы среды) применялись в основном в бытовых приложениях, медицине и автомобилестроении. Недавно компания STMicroelectronics представила на рынок электронной продукции датчик LSM303DLHC [3], совмещающий в себе цифровой компас и трехосевой акселерометр (рисунок 1). Благодаря улучшенным параметрам по сравнению с аналогами данный датчик может

успешно применяться в промышленных приложениях. Так, регулируемые в широких пределах диапазоны измерений величин позволяют устройству работать в условиях очень малой напряженности магнитного поля, в том числе внутри зданий из металлоконструкций, корпусах машин и механизмов, в географических зонах с большими значениями широты, включая север РФ.

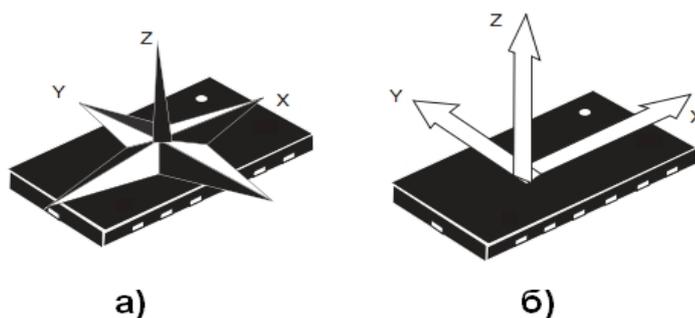


Рисунок 1 — датчик LSM303DLHC и оси измерения величин  
 а) магнитных б) ускорения

Данный датчик позволяет цифровой системе управления получать в шестнадцати-разрядном коде направление и величину ускорения объекта в трехмерном пространстве. Для организации автоматического режима управления механизмом поворота достаточно иметь данные осей X и Y, так как платформа не перемещается вдоль вертикальной оси Z. В таблице 1 показана методика определения ориентации платформы на плоскости X/Y с помощью азимута. Поскольку при вращении электронного компаса возникают ситуации деления на ноль, то целесообразно пользоваться методикой, приведенной в таблице.

Таблица 1 – Расчет азимута

X	Y	Азимут
0	<0	90
	>0	270
<0	любое	$180 - \arctg(Y/X) * 180/\rho$
>0	<0	$-\arctg(Y/X) * 180/\rho$
	>0	$360 - \arctg(Y/X) * 180/\rho$

В простейшем случае для определения направления относительно магнитного поля Земли при условии горизонтального расположения платформы необходимо считать

данные по осям X и Y, а затем вычислить арктангенс угла в соответствии с Таблицей 1. Но в случае применения магнитометров в составе комплексных механизмов и устройств, в которых присутствуют дополнительные магнитные поля, на датчик действуют помехи, искажающие его показания.

При отсутствии вносимых искажений форма магнитного поля Земли в горизонтальной плоскости представляет собой окружность с центром в точке (0,0). Однако получение фактических значений составляющих магнитного поля от датчиков без искажений выходного сигнала невозможно из-за дестабилизирующего влияния внешних факторов. При этом центр окружности смещается из точки начала координат, а сама окружность может трансформироваться в эллипс.

Существуют два типа искажений, действующих на компас. Первое называется искажение твердого железа (Hard Iron Distortion). Оно по своей природе является аддитивным, то есть к изначально измеряемому полю добавляется дополнительное поле, создаваемое постоянным. При неизменной ориентации такого магнита относительно датчика, смещение, вносимое им, будет также неизменно. Ко второму типу относится искажение мягкого железа (Soft Iron Distortion). Оно создается посторонними предметами, искажающими уже имеющееся магнитное поле.

Для компенсации влияния искажения твердого железа датчик располагается горизонтально, и вокруг вертикальной оси совершается как минимум один полный оборот. Затем выделяются точки, имеющие максимальное и минимальное значение по осям X и Y. Найденные значения максимумов и минимумов используются для устранения смещения нуля.

$$\begin{cases} X_{сн} = \frac{(X_{\max} + X_{\min})}{2} \\ Y_{сн} = \frac{(Y_{\max} + Y_{\min})}{2} \end{cases} \quad (1)$$

Через найденные коэффициенты и изначально полученные данные ( $X_u$ ,  $Y_u$ ) можно выразить скорректированные по методу компенсации твердого железа величины по осям X и Y:

$$\begin{cases} X_{тж} = X_u - X_{сн} \\ Y_{тж} = Y_u - Y_{сн} \end{cases} \quad (2)$$

Для компенсации искажения мягкого железа необходимо сначала нормировать эллипс относительно осей координат, то есть произвести его поворот на определенный угол. В ходе этой операции нужно найти большую и малую полуоси. Применяя формулу вычисления радиуса (3) для каждой точки эллипса, находят максимально удаленную точку от начала координат, расстояние до которой будет равно длине большой полуоси, и минимально удаленную точку, являющейся концом малой полуоси.

$$r = \sqrt{X_{тж}^2 + Y_{тж}^2} \quad (3)$$

Затем определяется угол наклона  $\Theta$  относительно определенной оси координат либо малой полуоси, либо большой. После нахождения этого угла становится возможным осуществить поворот эллипса таким образом, чтобы его полуоси совпадали с осями координат. Формула (4) определяет матрицу поворота, которая потребуется для проведения данной операции. Эта матрица умножается на вектор-столбец  $\nu$ , являющийся набором всех значений  $X_{тж}$  и  $Y_{тж}$ .

$$R = \begin{vmatrix} \cos(\Theta) & \sin(\Theta) \\ -\sin(\Theta) & \cos(\Theta) \end{vmatrix} \quad (4)$$

$$n_1 = R \times n = \begin{vmatrix} \cos(\Theta) & \sin(\Theta) \\ -\sin(\Theta) & \cos(\Theta) \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} X_{тж} \\ Y_{тж} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} X_{мжс1} \\ Y_{мжс1} \end{vmatrix} \quad (5)$$

Повернутый эллипс далее преобразуют в окружность с целью устранения искажения мягкого железа. Для этого используется масштабный коэффициент, определяемый формулой (6), который необходим для «сжатия» эллипса вдоль большой полуоси.

$$s = \frac{b}{a} \quad (6)$$

В итоге, чтобы вернуть значения составляющих напряженности магнитного поля в исходное положение, нужно вновь произвести поворот полученной фигуры на тот же угол, но уже в противоположном направлении. При этом снова используются формулы (4) и (5). Но угол  $\Theta$  в этом случае берется с противоположным знаком.

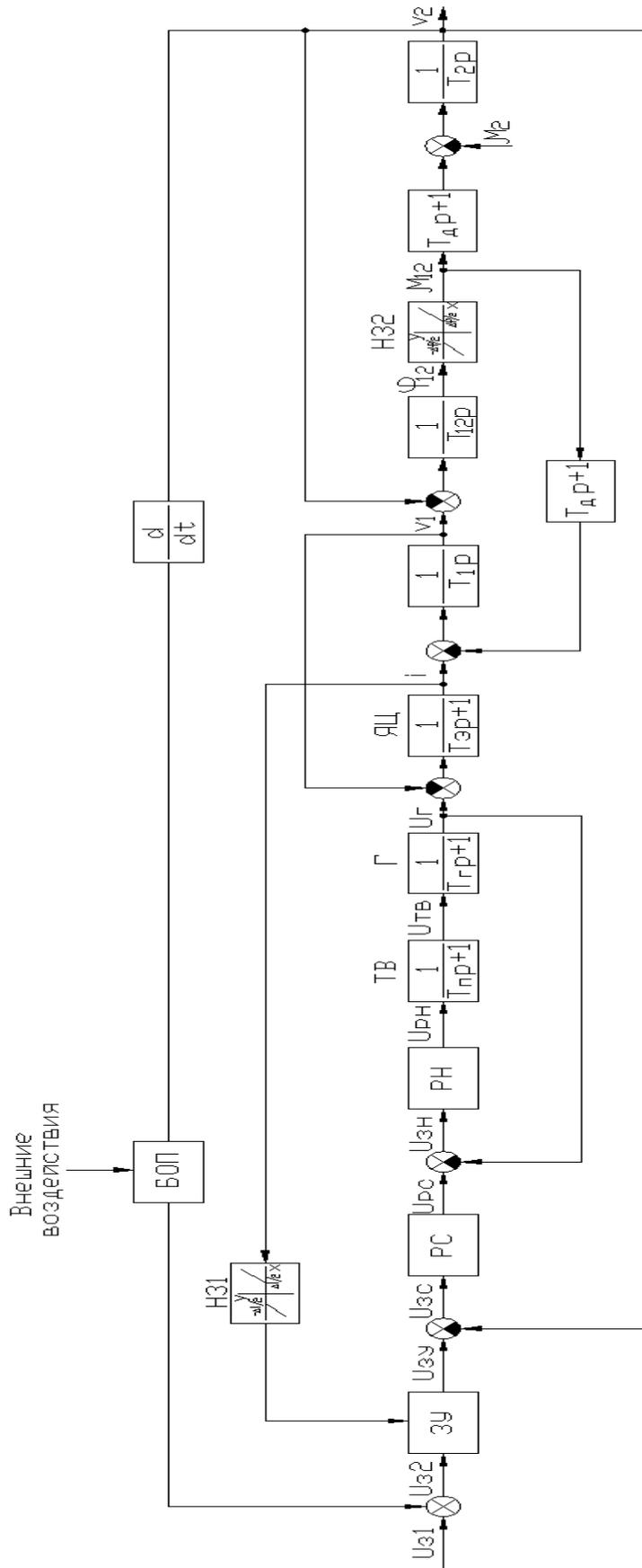


Рисунок 2 – структурная схема модифицированной системы управления

Структурная схема модифицированной системы управления с использованием устройства на основе предлагаемого датчика показана на рисунке 2. На схеме представлен блок определения положения (БОП), алгоритм работы которого функционирует на основе данных, полученных от этого устройства.

Для выбора машинистом режима работы механизма на панели управления предполагается размещение переключателя с позициями: ручное управление, обучение, автоматическое управление. В первом случае управление всеми механизмами экскаватора осуществляет машинист. При выборе режима «обучение» происходит фиксация координат точек А (точка копания) и Б (точка отгрузки породы). В режиме автоматического управления БОП сам формирует задание на перемещение платформы из точки А в точку Б и обратно.

Автоматический поворот платформы и подготовка к нему может производиться в соответствии со следующим алгоритмом:

1. При установке трехпозиционного переключателя в режим «Ручное управление» автоматический процесс не активен, регулирование осуществляется посредством стандартной САУ, задание подается посредством командоаппарата машиниста
2. После переключения в режим «Обучение» система запоминает текущую начальную точку А и ожидает начало движения из нее
3. При окончании движения из точки А система настраивается на определенное время (3-5 секунд) и при условии, что в течение этого времени платформа стояла на месте, фиксирует точку Б (точку разгрузки).
4. После этого формируется циклограмма движения на основе параметров и характеристик данного экскаватора (учет скорости движения платформы, ее массы, момента инерции), устанавливаются точки начала торможения и выхода на установленную скорость
5. После этого переключатель переводится в положение «Автоматический режим», загорается индикатор «Обучение выполнено», и система подает задание на перемещение к точке А, при подходе к которой происходит замедление в

- соответствии с рассчитанной точкой торможения. При достижении точки А система сбрасывает задание в ноль и либо передает управление машинисту и ожидает, когда он вновь переведет переключатель в положение «Автоматический режим», либо ждет команды на движение от системы автокопания, если она реализована.
6. При поступлении соответствующей команды на перемещение система подает задание для движения платформы к точке Б, при подходе к которой также осуществляется торможение в соответствии с рассчитанной тахограммой. После достижения этой точки система также ожидает внешней команды и вновь начинает движение в точку А.
  7. Машинист может в любое время переключиться в режим «Ручное управление» и подавать задание на перемещение платформы с командоаппарата. При этом точки будут сохранены в памяти системы, и при переключении обратно в автоматический режим движение будет осуществляться в соответствии с рассчитанной тахограммой.
  8. Перевод переключателя в положение «Обучение» сбрасывает все уставки и процесс определения точек А и Б, а также расчет тахограммы движения выполняется заново.

Данная система технологической автоматики является основой для создания комплексной системы автоматизации карьерных экскаваторов. Она позволит повысить производительность процесса экскавации путем уменьшения рабочего цикла, увеличения износостойкости механического оборудования, снижения утомляемости машиниста.

### Литература

1. Keith Lay N. Just-in-time object recognition using range sensors. Submitted in partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of philosophy in robotics./ N. Keith Lay. – Pittsburg, Pennsylvania: Carnegie Mellon University, the Robotics Institute 1999. – 163 p.

2. Великанов В.С. К вопросу ранжирования профессиональных навыков машиниста карьерных экскаваторов. Горно информационно-аналитический бюллетень 2010, с. 315-319
3. Староверов К. Новые МЭМС-датчики STMicroelectronics. Новости электроники №6, 2010, с. 24-26.

УДК 62-83

## СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ ОСНОВНЫХ МЕХАНИЗМОВ ЭКСКАВАТОРА

**Островляничик В.Ю., Русских М.Ф.**

*Сибирский государственный индустриальный университет  
г. Новокузнецк*

С целью лучшей оптимизации параметров экскаваторного электропривода, снижению износа рабочего оборудования и повышения производительности экскаватора в данной статье предлагается модифицированная система управления с ПИ-регулятором напряжения и ПИД-регулятором ЭДС.

Время переходного процесса ( $t_{п.п.}$ ) определяется допустимым временем разгона механизма. В целях предотвращения износов и механических повреждений для каждого механизма экскаватора определяется минимальное время, за которое привод должен выходить на номинальную скорость. Так, например, в соответствии с [1] в таблице 1 приведены рекомендуемые минимальные величины  $t_{п.п.}$  для каждого механизма экскаватора ЭКГ-5А. Так как время переходного процесса возможно будет увеличить за счет задатчика интенсивности, то в целях наилучшей производительности примем показатели, приведенные в таблице, за максимальные. То есть, по возможности, необходимо соблюсти условие  $t_{п.п.} \leq t_{п.п.min}$ .

Таблица 1

	Подъем	Напор	Поворот
$t_{п.п.min}$ , с	0.54	0.43	0.58

Структурную схему объекта управления можно представить в виде, изображенном на рисунке 1.

Для удобства примем следующие обозначения:  
 $W_1(p) = \frac{1}{T_s p + 1}$ ,  $W_2(p) = \frac{1}{T_1 p}$ ,  $W_3(p) = \frac{1}{T_{12} p}$ ,  $W_4(p) = \frac{T_\delta p + 1}{T_\phi p + 1}$ ,  $W_5(p) = \frac{1}{T_2 p}$ .

Воспользовавшись правилами преобразования структурных схем, получим передаточную функцию объекта управления.

Первым очевидным шагом преобразования будет:

$$W_6(p) = W_4(p) * W_5(p) = \frac{T_\delta p + 1}{T_{12} T_\phi p^2 + T_{12} p} \quad (1)$$

Здесь

$$W_{11}(p) = \left( \frac{1}{W_{10}(p)} - \frac{1}{W_5(p)} \right) * W_2(p) = \frac{T_2 T_{12} T_\phi p^3 + T_2 T_{12} p^2 + T_\delta p + 1}{T_\delta p + 1}$$

$$W_{10}(p) = \frac{W_9(p)}{1 + (1/W_9(p)) * W_9(p)} = \frac{T_\delta p + 1}{T_1 T_2 T_{12} T_\phi p^4 + T_1 T_2 T_{12} p^3 + (T_1 T_\delta + T_2 T_\delta) p^2 + (T_1 + T_2) p}$$

$$W_9(p) = W_2(p) * W_8(p) = \frac{T_\delta p + 1}{T_1 T_2 T_{12} T_\phi p^4 + T_1 T_2 T_{12} p^3 + T_1 T_\delta p^2 + T_1 p}$$

$$W_8(p) = \frac{W_7(p)}{1 + W_7(p)} = \frac{T_\delta p + 1}{T_2 T_{12} T_\phi p^3 + T_2 T_{12} p^2 + T_\delta p + 1}$$

$$W_7(p) = W_6(p) * W_5(p) = \frac{T_\delta p + 1}{T_2 T_{12} T_\phi p^3 + T_2 T_{12} p^2}$$

$$W_6(p) = W_4(p) * W_5(p) = \frac{T_\delta p + 1}{T_{12} T_\phi p^2 + T_{12} p}$$

$$W_1(p) = \frac{1}{T_s p + 1}, W_2(p) = \frac{1}{T_1 p}, W_3(p) = \frac{1}{T_{12} p}, W_4(p) = \frac{T_\delta p + 1}{T_\phi p + 1}, W_5(p) = \frac{1}{T_2 p}.$$

В итоге передаточная функция объекта управления примет вид:

$$W_o(p) = \frac{W_1(p) * W_{10}(p)}{1 + W_1(p) * W_{10}(p) * W_{11}(p)} = \frac{T_\delta p + 1}{a_5 p^5 + a_4 p^4 + a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + 1} \quad (1)$$

где  $a_5 = T_s T_1 T_2 T_{12} T_\phi$ ,

$$a_4 = T_s T_1 T_2 T_{12} + T_\phi T_1 T_2 T_{12},$$

$$a_3 = T_s T_1 T_\delta + T_s T_2 T_\delta + T_1 T_2 T_{12} + T_\phi T_2 T_{12},$$

$$a_2 = T_s T_1 + T_s T_2 + T_1 T_\delta + T_2 T_\delta + T_2 T_{12},$$

$$a_1 = T_1 + T_2 + T_\delta.$$

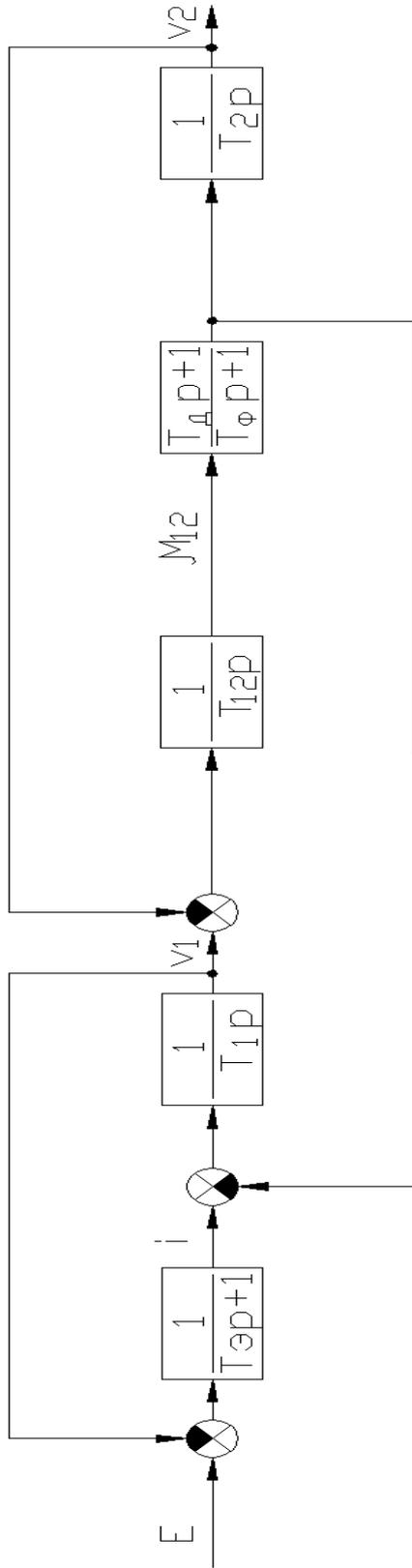


Рисунок 1 – линейризованная структура объекта управления

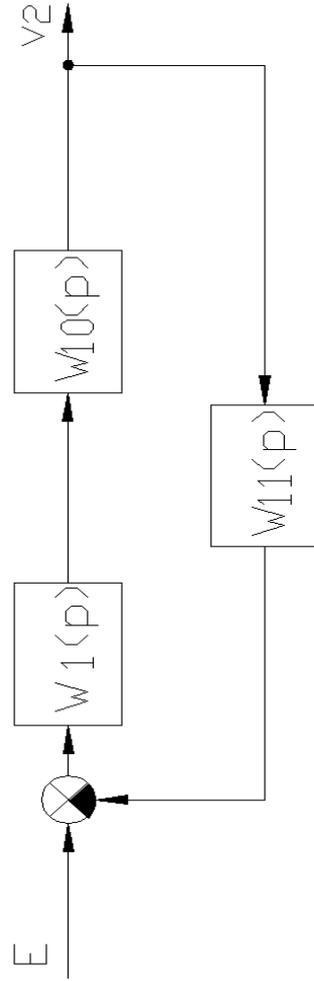


Рисунок 2 – структурная схема объекта управления

Внутренний контур напряжения можно представить в виде, изображенном на рисунке 3.

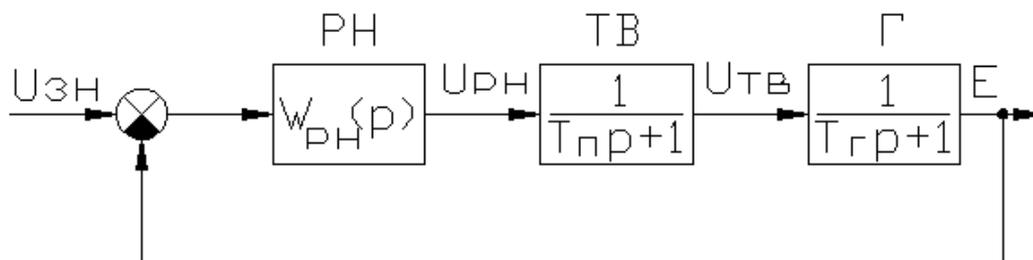


Рисунок 3 – структурная схема контура напряжения

Передаточная функция объекта управления внутреннего контура напряжения будет иметь вид:

$$W_{он}(p) = W_{мв}(p) * W_z(p) = \frac{1}{(T_n p + 1)(T_z p + 1)} \quad (2)$$

При настройке контура на модульный оптимум регулятор  $W_{рн}(p)$  должен быть таким, чтобы процессы в замкнутом контуре описывались следующей передаточной функцией:

$$W_{кн}(p) = \frac{1}{2T_n^2 p^2 + 2T_n p + 1} \quad (3)$$

Передаточная функция контура напряжения будет равна:

$$\frac{E(p)}{U_{зн}(p)} = \frac{W_{рн}(p) * W_{он}(p)}{1 + W_{рн}(p) * W_{он}(p)} \quad (4)$$

Учитывая (3) запишем выражение для определения передаточной функции регулятора:

$$W_{рн}(p) = \frac{W_{кн}(p)}{W_{он}(p)(1 - W_{кн}(p))} = \frac{T_z p + 1}{2T_n p} \quad (5)$$

Определим передаточную функцию замкнутого контура скорости. Объект управления в контуре скорости будет представлять собой произведение передаточных функций  $W_{кн}$  и  $W_o$ :

$$\begin{aligned} W_{ос}(p) = W_{кн}(p) * W_o(p) &= \frac{1}{2T_n^2 p^2 + 2T_n p + 1} * \frac{T_o p + 1}{a_5 p^5 + a_4 p^4 + a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + 1} = \\ &= \frac{T_o p + 1}{a_{c7} p^7 + a_{c6} p^6 + a_{c5} p^5 + a_{c4} p^4 + a_{c3} p^3 + a_{c2} p^2 + a_{c1} p + 1} \end{aligned} \quad (6)$$

где  $a_{c7} = 2T_n^2 T_o T_1 T_2 T_{12} T_\phi$ ,

$a_{c6} = 2T_n^2 T_o T_1 T_2 T_{12} + 2T_n^2 T_\phi T_1 T_2 T_{12} + 2T_n T_o T_1 T_2 T_{12} T_\phi$ ,

СЕКЦИЯ 1. Теоретические аспекты и методология  
построения современного электропривода

$$\begin{aligned}
 a_{c5} &= 2T_n^2 T_3 T_1 T_\delta + 2T_n^2 T_3 T_2 T_\delta + 2T_n^2 T_1 T_2 T_{12} + 2T_n^2 T_\phi T_2 T_{12} + 2T_n T_3 T T_2 T_{12} + 2T_n T_\phi T T_2 T_{12} + \\
 &+ T_\delta T_\phi T T_2 T_{12}, \\
 a_{c4} &= 2T_n^2 T_3 T_1 + 2T_n^2 T_3 T_2 + 2T_n^2 T_1 T_\delta + 2T_n^2 T_2 T_\delta + 2T_n^2 T_2 T_{12} + 2T_n T_3 T_1 T_\delta + 2T_n T_3 T_2 T_\delta + \\
 &+ 2T_n T_1 T T_2 T_{12} + 2T_n T_\phi T T_2 T_{12} + T T T T_2 T_{12} + T_\phi T T T_2 T_{12}, \\
 a_{c3} &= 2T_n^2 T_1 + 2T_n^2 T_2 + 2T_n^2 T_\delta + 2T_n T_3 T_1 + 2T_n T_3 T_2 + 2T_n T_1 T_\delta + 2T_n T_2 T_\delta + 2T_n T_2 T_{12} + \\
 &+ T_3 T_1 T_\delta + T_3 T_2 T_\delta + T_1 T_2 T_{12} + T_\phi T_2 T_{12}, \\
 a_{c2} &= 2T_n^2 + 2T_n T_1 + 2T_n T_2 + 2T_n T_\delta + T_3 T_1 + T_3 T_2 + T_1 T_\delta + T_2 T_\delta + T_2 T_{12}, \\
 a_{c1} &= 2T_n + T_1 + T_2 + T_\delta.
 \end{aligned}$$

В таблице 2 представлены значения коэффициентов  $a_i$  для объектов механизма подъема, напора и поворота экскаватора ЭКГ-5А. В таблице 3 – нули и полюса передаточных функций объектов этих механизмов.

Таблица 2

	Подъем	Напор	Поворот
$a_{c1}$	0.064	0.055	0.272
$a_{c2}$	0.0025	0.0015	0.0223
$a_{c3}$	$5.83 \cdot 10^{-5}$	$2.7 \cdot 10^{-5}$	0.00076
$a_{c4}$	$8.86 \cdot 10^{-7}$	$3.2 \cdot 10^{-7}$	$1.47 \cdot 10^{-5}$
$a_{c5}$	$7.92 \cdot 10^{-9}$	$2.2 \cdot 10^{-9}$	$1.6 \cdot 10^{-7}$
$a_{c6}$	$3.85 \cdot 10^{-11}$	$4.98 \cdot 10^{-12}$	$9.53 \cdot 10^{-10}$
$a_{c7}$	$2.5 \cdot 10^{-14}$	$3.3 \cdot 10^{-15}$	$1.9 \cdot 10^{-15}$

Таблица 3

	Подъем	Напор	Поворот
Нуль:			
$N_1$	-43.4783	-37.0370	-22.223
Полюсы:			
$P_1$	-1313	-813.31	-282.14
$P_2$	$-499 + j526$	-523.46	$-50 + j50$
$P_3$	$-499 - j526$	$-14.59 + j55.21$	$-50 - j50$
$P_4$	$-447 + j443$	$-14.59 - j55.21$	$-48.12 + j39.04$
$P_5$	$-447 - j443$	$-50 + j50$	$-48.12 - j39.04$
$P_6$	$-158 + j347$	$-50 - j50$	-15.29
$P_7$	$-158 - j347$	-43.64	-6.33

Таким образом, подобный объект имеет один нуль и семь полюсов, что выражается степенями числителя и знаменателя передаточной функции (6) соответственно. Все полюса и нуль имеют отрицательные вещественные части, то есть находятся в левой полуплоскости, что говорит о том, что объект изначально является устойчивым.

Воспользовавшись модулями `rlocus` и `sisotool` программного пакета `Matlab`, построим и проанализируем корневые годографы для всех трех механизмов.

Все годографы имеют семь траекторий, соответствующих изменению коэффициента усиления исследуемого контура. Одна траектория, образованная нулем и соответствующим ему полюсом, является конечной; шесть остальных уходят в бесконечность. Из семи полюсов на поведение системы в переходном процессе влияют шесть, расположенных к началу координат плоскости, полюсов и один нуль.

Перейдем непосредственно к синтезу регулятора. Система на данном участке должна быть астатична, то есть уровень ее выходного сигнала, в первую очередь, должен зависеть от уровня задания, поэтому реализация П-регулятора не целесообразна и в данном случае не рассматривается. Для придания системе свойства астатизма добавим интегратор, при этом на плоскости будет размещен полюс в начале координат и получена соответствующая ему траектория. В таблице 4 приведена динамика изменения основных показателей переходного процесса при изменении общего коэффициента усиления системы (или  $T_{и}$ ).

Таблица 4

$K_c$	Подъем			Напор			Поворот		
	$t_{п.п.}, c$	$\mathcal{E}, \%$	$n$	$t_{п.п.}, c$	$\mathcal{E}, \%$	$n$	$t_{п.п.}, c$	$\mathcal{E}, \%$	$n$
20	не устойчива			0.81	51	5	не устойчива		
14.5	0.95	48	4	0.39	20	2	6.4	71	9
10	0.43	23	1	0.25	-11	0	2.4	53	3
7	0.37	-16	0	0.41	-32	0	1.9	47	2
3	0.76	0	0	0.83	0	0	1.3	16	0
1	2.7	0	0	2.8	0	0	2.6	0	0
0.5	5.4	0	0	5.8	0	0	5.8	0	0

СЕКЦИЯ 1. Теоретические аспекты и методология  
построения современного электропривода

Судя по показателям таблицы 3 и общему характеру переходных процессов было принято решение о нецелесообразности применения И-регулятора.

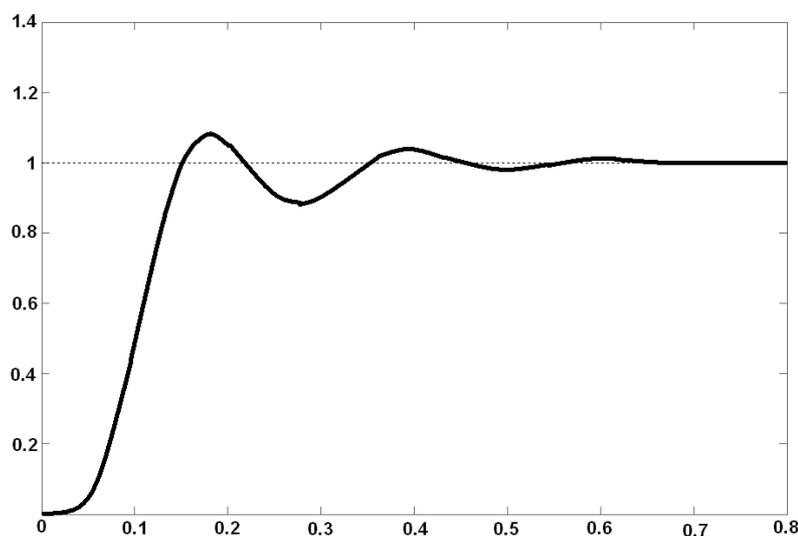
В целях коррекции поведения системы в динамике следует добавить ноль, который будет способен повысить значение демпфирования, определяемого доминирующими полюсами, и положительно сказаться на времени переходного процесса. В итоге получим структуру ПИ-регулятора.

Вводить ноль на плоскости корневого годографа целесообразно для создания траекторий доминирующих комплексных полюсов, которые будут двигаться к вещественной оси, что увеличит демпфирование и в целом улучшит показатели переходного процесса.

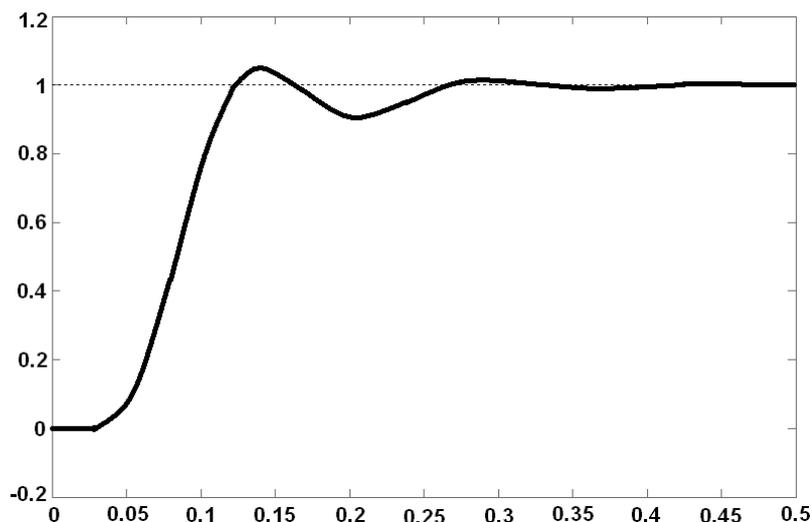
С учетом опыта изменения коэффициента усиления системы при настройке И-регулятора и вышеизложенного правила размещения нуля были получены наиболее оптимальные параметры системы, которые приведены в таблице 5. На рисунке 4 показаны соответствующие переходные процессы.

Таблица 5

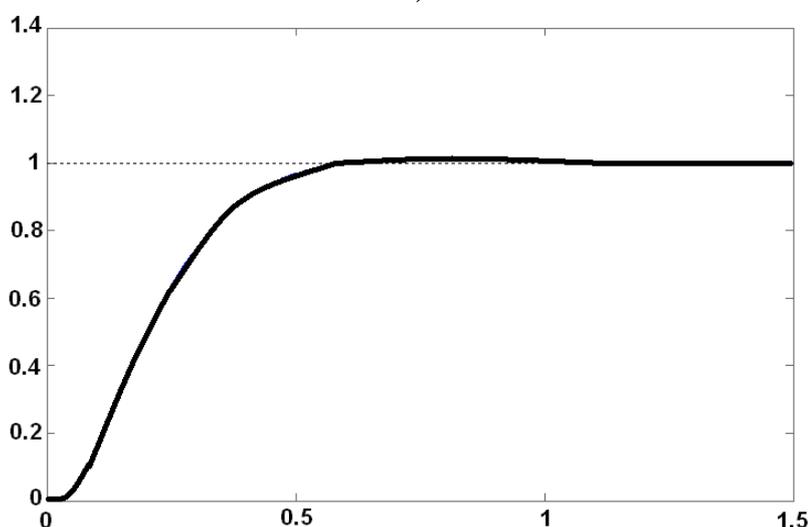
	$K_c$	Расположение нуля $N_2$	$t_{п.п.}, c$	$\mathcal{E}, \%$	$n$
Подъем	9.5	-250	0.52	9	2
Напор	11.3	190	0.31	7	1
Поворот	4.5	-7.2	0.54	0.8	0



а)



б)



в)

Рисунок 4 – графики переходных процессов при применении ПИ-регулятора: а – механизма подъема, б - механизма напора, в - механизма поворота

Исходя из полученных данных, можно судить о том, что реализация ПИ-регулятора является приемлемой лишь для компенсации динамических свойств объекта механизма поворота. Для двух других механизмов полученные результаты не удовлетворяют поставленным критериям. Это объясняется характером самих объектов. Объект механизма поворота имеет большую постоянную времени второй массы и изначально плавность переходного процесса с небольшим перерегулированием. Объекты механизмов подъема и напора обладают значительной колебательностью, и введение одного

СЕКЦИЯ 1. Теоретические аспекты и методология  
построения современного электропривода

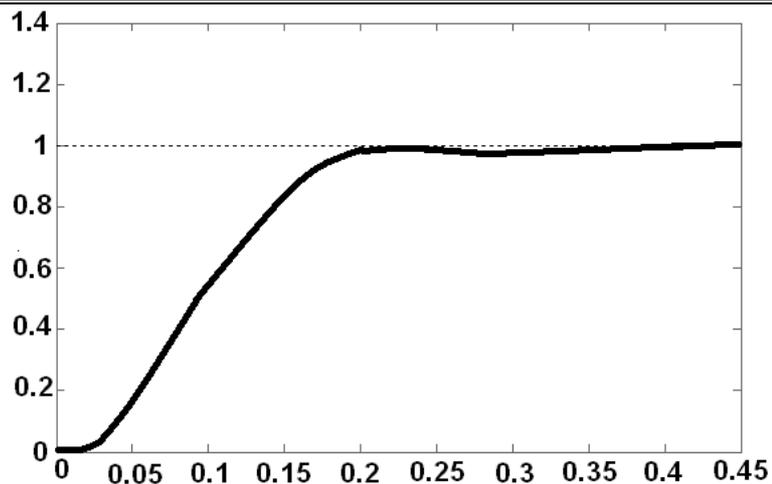
вещественного нуля, как было показано, не в состоянии осуществить демпфирование, которое привело бы к удовлетворительным переходным процессам.

Вследствие этого, для лучшей компенсации колебательности имеет смысл добавления комплексного нуля вместо вещественного. Это повысит порядок числителя, и, соответственно, необходимо будет расположить один полюс в левой полуплоскости в целях реализации регулятора. Комплексный ноль размещается так, чтобы образовались новые ветви с доминирующими полюсами, на которых, при наиболее оптимальном значении коэффициента усиления системы, корни будут располагаться как можно ближе к вещественной оси. Стоит также заметить, что добавление дополнительного вещественного нуля (и компенсирующего полюса) в регулятор электропривода поворота, позволяет добиться некоторых улучшений в динамике (сокращение времени переходного процесса), хотя реализация ПИ-регулятора в данном случае тоже является приемлемым результатом.

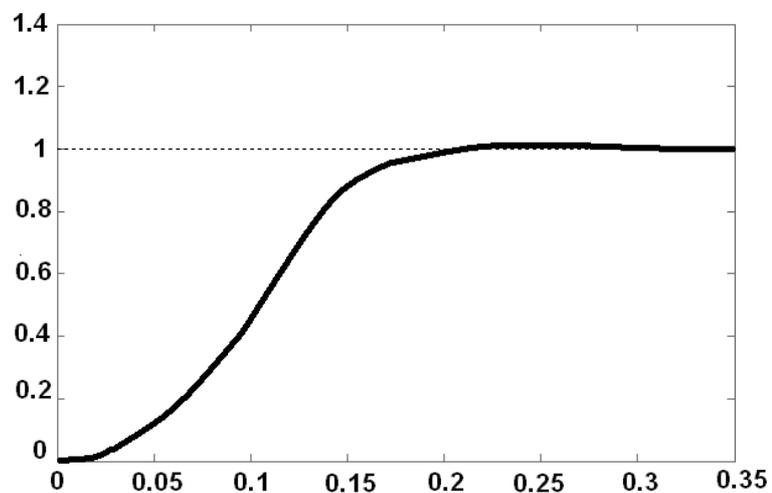
В таблице 6 приведены параметры и соответствующие им показатели переходных процессов при оптимальном расположении доминирующих полюсов корневых годографов. На рисунке 5 показаны переходные процессы.

Таблица 6

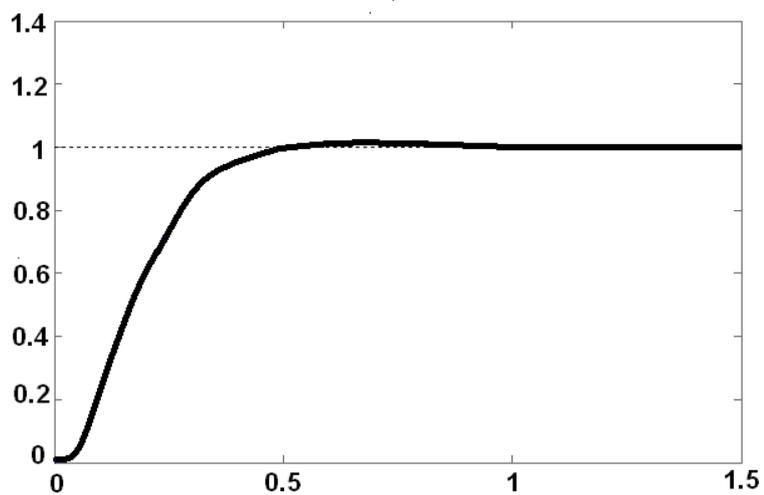
Параметр	Подъем	Напор	Поворот
$K_c$	9.9	9.8	5.5
Расположение нулей $N_{2,3}$	$-7.1 \pm j38.2$	$8.8 \pm j53.8$	$-6.7$ $-200$
Расположение полюса $P_8$	-300	-100	-1000
$t_{п.п.}, c$	0.22	0.2	0.47
$E, \%$	0	0	0
$n$	0	0	0
Область доминирующих полюсов	$-13.9 \pm j27.5$ $-24.3 \pm j47.1$ $-65 \pm j61.8$ -15.1	$-17.3 \pm j62$ $-20.3 \pm j21.1$ $-87.2 \pm j39.7$ -23.8	$-7.6 \pm j4.1$ $-45 \pm j30.7$ $-53.1 \pm j58.7$ -8.2



а)



б)



в)

Рисунок 5 – графики переходных процессов при применении ПИД-регулятора скорости: а – механизма подъема, б - механизма напора, в - механизма поворота

В итоге по полученным данным можно заключить, что регулятор второго порядка позволяет качественно демпфировать колебательность объектов механизмов подъема и напора и в целом позволяет системе удовлетворять поставленным критериям.

Данный регулятор второго порядка может быть представлен в общем виде как:

$$W_{pc}(p) = \frac{n_2 p^2 + n_1 p + n_0}{d_2 p^2 + d_1 p} \quad (7)$$

или

$$W_{pc}(p) = K_p + \frac{K_I}{p} + \frac{K_D p}{t_D p + 1} \quad (8)$$

Согласно лемме 7.2, приведенной в [2] параметры ПИД-регулятора будут определяться следующим образом.

Коэффициент пропорциональной части:

$$K_p = \frac{n_1 d_1 - n_0 d_2}{d_1^2} \quad (9)$$

Коэффициент интегральной части:

$$K_I = \frac{n_0}{d_1} \quad (10)$$

Коэффициент дифференциальной части:

$$K_D = \frac{n_2 d_1^2 - n_1 d_1 d_2 + n_0 d_2^2}{d_1^3} \quad (11)$$

Постоянная времени дифференцирования:

$$t_D = \frac{d_2}{d_1} \quad (12)$$

В целях повышения надежности системы при отказе датчиков скорости и в отсутствие необходимости измерения скорости и пути механизма напора представляется целесообразным рассмотреть организацию контура ЭДС вместо контура скорости.

Так как ЭДС имеет прямую зависимость от скорости через коэффициент конструктивной постоянной сФ, то есть

$$E = c\Phi\omega, \quad (13)$$

то такая замена является практически равнозначной.

В простейшем случае ЭДС выражается формулой:

$$E = U - IR_{\gamma}. \quad (14)$$

В [3] показано, что такой метод измерения ЭДС приводит к существенным погрешностям, и предлагается определять данную величину, используя следующее выражение:

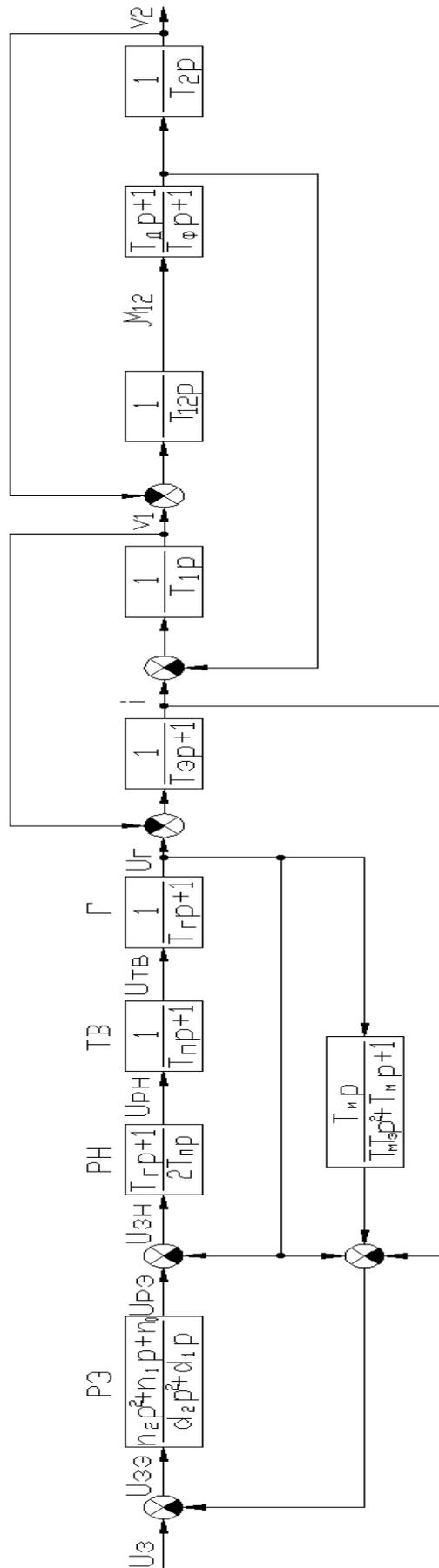


Рисунок 6 – структурная схема системы с контурами напряжения и ЭДС

$$E = U + U \frac{T_m p}{T_m T_3 p^2 + T_m p + 1} - IR_a, \quad (15)$$

где  $T_m$  – электромеханическая постоянная времени, в данном случае равная  $T_m = T_1 + T_2$ .

В таком случае двухконтурная система с контурами напряжения и ЭДС примет вид, показанный на рисунке 6.

Таким образом, получена структурная схема модифицированной системы управления, позволяющая добиться качественных показателей переходных процессов. Метод корневого годографа оказался довольно эффективным методом анализа и синтеза САУ. Благодаря его простоте, доступности и наглядности были синтезированы регуляторы скорости (ЭДС) для каждого механизма и найдены их параметры, удовлетворяющие поставленным требованиям. Изначально поставленные жесткие критерии и требования к показателям переходных процессов и поведению системы в динамике в целом позволяют избежать чрезмерного износа рабочего оборудования экскаватора и увеличить его производительность.

### Литература

1. Квагинидзе В.С., Антонов Ю.А., Корецкий В.Б., Чупейкина Н.Н. Экскаваторы на карьерах. Конструкция, эксплуатация, расчет: Учебное пособие. – М.: Издательство «Горная книга», Издательство Московского государственного горного университета. – 2009. – 409 с.
2. Гудвин, Г.К. Проектирование систем управления / Г.К. Гудвин, С.Ф. Гребен, М.Э. Сальгадо. – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2004. – 911 с.
3. Островляничик, В.Ю. Автоматический электропривод постоянного тока горно-металлургического производства: учебное пособие / В.Ю. Островляничик. - Новокузнецк, 2004. – 383 с.

## ДВУХМАССОВАЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ЭКСКАВАТОРНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

**В. Ю. Островляничик, М. Ф. Русских, Н. В. Веригин**  
*Сибирский государственный индустриальный университет  
г. Новокузнецк*

Механическая подсистема экскаваторного электропривода представляет собой довольно сложную с физической точки зрения систему. Реальные трансмиссии состоят из зубчатых редукторов, муфт, валов и канатов. Все эти элементы обладают определенной жесткостью и при работе машины соответствующим образом деформируются.

Отмеченная разнородность составных частей механизма экскаватора затрудняет составление упрощенных расчетных схем механической части, необходимых для анализа объекта управления.

Важным уточнением механической подсистемы экскаваторного электропривода является введение упругого звена, который передает движущий момент двигателя к рабочему органу. Рассмотрим двухмассовую ЭМС со связью посредством упругого звена.

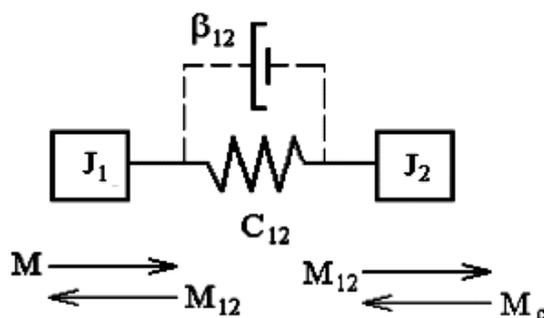


Рисунок 1 – Механическая схема двухмассовой системы с упругим звеном

На рисунке 1 показана механическая схема механизма, представляющая собой связь сосредоточенной массы самого

привода с суммарным моментом инерции элементов, жестко связанных с двигателем,  $J_1$  с сосредоточенной массой элементов рабочего органа (ковша и рукояти для механизмов подъема и напора или поворотной платформы для механизма поворота) с суммарным моментом инерции этих элементов  $J_2$ .

В общем виде коэффициент жесткости упругого звена, которым является либо канат для механизмов подъема и напора, либо валопровод для механизма поворота, определяется следующим соотношением:

$$C = \frac{M_y}{\Delta j} \quad (1)$$

Здесь  $M_y$  – момент нагрузки упругой механической части,

$\Delta j$  – деформация упругого элемента при его движении.

Следует отметить, что в реальных системах присутствуют диссипативные силы, которые оказывают на систему демпфирующее воздействие, поэтому в модель был добавлен коэффициент  $b$ , определяющий внутреннее демпфирование или внутреннее вязкое трение. Внутреннее вязкое трение – это физическое явление, свойственное упругой деформации, это способность упругого элемента поглощать часть энергии упругой деформации. Если бы при упругой деформации не поглощалась энергия, то колебания упругого элемента механической системы были бы незатухающими, что не соответствует действительности.

В общем виде коэффициент внутреннего демпфирования определяется как:

$$b = \frac{M_{вт}}{\Delta w} \quad (2)$$

Здесь  $M_{вт}$  – момент внутреннего вязкого трения в упругом элементе,

$\Delta w$  – скорость при упругой деформации.

С учетом приведенных величин получим математическую модель двухмассовой ЭМС. Наиболее общий подход получения уравнений движения в дифференциальной форме для подобных механических систем заключается в решении уравнения Лагранжа второго рода:

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{\partial L}{\partial q'_i} \right) - \frac{\partial L}{\partial q_i} = Q_i \quad (3)$$

Здесь  $L=W_k-W_p$  – функция Лагранжа,  
 $W_k$  – кинетическая энергия системы,  
 $W_p$  – потенциальная энергия системы,  
 $q_i$  – обобщенная координата,  
 $q'_i$  – обобщенная скорость,  
 $Q_i$  – обобщенная сила.

Для учета потерь, вызванных внутренним трением, добавим функцию Релея, которая при двухмассовой системе выражается как:

$$F = \frac{b_{12}(q'_1 - q'_2)}{2} \quad (4)$$

Тогда уравнение (3) перепишем в виде:

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{\partial L}{\partial q'_i} \right) - \frac{\partial L}{\partial q_i} + \frac{\partial F}{\partial q'_i} = Q_i \quad (5)$$

В общем случае для двухмассовой системы обобщенные силы, действующие на систему, представим:

$$\left. \begin{aligned} Q_1 &= M_1 \\ Q_2 &= -M_2 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Пусть  $q'_1=w_1$ ,  $q'_2=w_2$ ,  $q_1=f_1$ ,  $q_2=f_2$ .

Запас кинетической энергии для одной массы выражается как:

$$W_k = J \frac{w^2}{2} \quad (7)$$

Потенциальная энергия связана с упругим звеном и представляется в виде:

$$W_n = \frac{C_{12}(j_1 - j_2)^2}{2} \quad (8)$$

Тогда функция Лагранжа для такой системы будет иметь вид:

$$L = \frac{J_1 w_1^2}{2} + \frac{J_2 w_2^2}{2} - \frac{C_{12}(j_1 - j_2)^2}{2} \quad (9)$$

А функция Релея:

$$F = \frac{b_{12}(w_1 - w_2)}{2} \quad (10)$$

Для решения уравнения Лагранжа определяются частные производные функции Лагранжа и функции Релея. Для двухмассовой системы эти производные имеют следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial L}{\partial q'_1} = \frac{\partial L}{\partial w_1} = J_1 w_1 \\ \frac{\partial L}{\partial q'_2} = \frac{\partial L}{\partial w_2} = J_2 w_2 \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial L}{\partial q_1} = \frac{\partial L}{\partial j_1} = -C_{12}(j_1 - j_2) \\ \frac{\partial L}{\partial q_2} = \frac{\partial L}{\partial j_2} = C_{12}(j_1 - j_2) \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial F}{\partial q'_1} = \frac{\partial F}{\partial w_1} = -b_{12}(w_1 - w_2) \\ \frac{\partial F}{\partial q'_2} = \frac{\partial F}{\partial w_2} = b_{12}(w_1 - w_2) \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Полученные производные, совместно с обобщенными силами, подставляются в уравнение (5). При этом получается система уравнений движения механической системы в дифференциальной форме:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d}{dt}(J_1 w_1) &= M_1 - M_{12} - M_\delta \\ \frac{d}{dt}(J_2 w_2) &= M_{12} + M_\delta - M_2 \\ M_{12} &= C_{12}(j_1 - j_2) \\ M_\delta &= b_{12}(w_1 - w_2) \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Здесь  $M_{12}$  – момент упругих сил,

$M_\delta$  – демпфирующий момент при диссипации энергии упругих колебаний.

Учитывая, что  $j_i = \int w_i dt$ , получим:

$$\frac{dM_{12}}{dt} = C_{12}(w_1 - w_2) \quad (15)$$

Подставив (15) в четвертое уравнение системы (14), получим:

$$M_\delta = \frac{b_{12}}{C_{12}} \frac{dM_{12}}{dt} \quad (16)$$

Так как  $b_{12}$  измеряется в [Н\*м\*с/рад], а  $C_{12}$  в [Н\*м/рад], то их отношение имеет размерность времени, которое назовем постоянной демпфирования:

$$T_{\delta} = \frac{b_{12}}{C_{12}} \quad (17)$$

С учетом (16), (17) и  $\frac{d}{dt} = p$  получим:

$$\left. \begin{aligned} J_1 p w_1 &= M_1 - M_{12}(T_{\delta} p + 1) \\ J_2 p w_2 &= M_{12}(T_{\delta} p + 1) - M_2 \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Для большей адекватности модели реальным процессам введем нелинейное звено типа «зона нечувствительности». Для канатных механизмов оно определяет напуск каната в начале процесса копания, хотя величина данной зоны не значительна. В большей степени звено служит для учета кинематических зазоров в передачах рабочего оборудования механизма поворота. Так, все зубчатые передачи для своей нормальной работы имеют определенные зазоры в зацеплениях. Результирующая приведенная к валу двигателя величина зазора возрастает с увеличением передаточного отношения редуктора и модуля зацепления и с уменьшением его точности изготовления. Наиболее значительные зазоры как раз характерны для валопроводов механизма поворота. Здесь главную роль играют зазоры в зацеплении ведущей шестерни с зубчатым венцом, которые в процессе эксплуатации существенно возрастают вследствие износа.

С учетом вышеприведенного представим модель двухмассовой электромеханической системы, выполненной по системе ТП-Д (система (23)) и по системе ТВ-Г-Д (система (24)), в относительных единицах через постоянные времени. Так, электромеханическая постоянная времени двигателя:

$$T_1 = \frac{J_1 R_{\delta}}{(c\Phi)^2} \quad (20)$$

Приведенная к валу двигателя электромеханическая постоянная времени упругой связи:

$$T_{12} = \frac{(c\Phi)^2}{C_{12} R_{\delta}} \quad (21)$$

Электромеханическая постоянная времени механизма:

$$T_2 = \frac{J_2 R_{\delta}}{(c\Phi)^2} \quad (22)$$

Математическое описание для системы, выполненной по системе ТВ-Г-Д, в форме Коши будет представлено следующим образом:

$$\left. \begin{aligned}
 \frac{dU_{en}}{dt} &= \frac{1}{T_n}(U_y - U_{en}) \\
 \frac{dE}{dt} &= \frac{1}{T_z}(U_{en} - E) \\
 \frac{di}{dt} &= \frac{1}{T_g}(E - i - v_1) \\
 \frac{dj_{12}}{dt} &= \frac{1}{T_{12}}(v_1 - v_2) \\
 \frac{dv_1}{dt} &= \frac{1}{T_1}(i - T_\theta \frac{dm_{12}}{dt} - m_{12}) \\
 \frac{dv_2}{dt} &= \frac{1}{T_2}(T_\theta \frac{dm_{12}}{dt} + m_{12} - m_2) \\
 m_{12} &= \begin{cases} j_{12} - \Delta j_{12} / 2 & \text{при } \Delta j_{12} / 2 < j_{12} < +\infty \\ 0 & \text{при } -\Delta j_{12} / 2 < j_{12} < \Delta j_{12} / 2 \\ j_{12} + \Delta j_{12} / 2 & \text{при } -\infty < j_{12} < -\Delta j_{12} / 2 \end{cases}
 \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

Таким образом, рассмотренная методика получения математической модели электропривода экскаватора позволяет учесть такие физические явления, как жесткость упругого звена, демпфирование, а также наличие зазора, что очень важно при проектировании систем управления экскаваторными приводами и моделировании их работы. Кроме того, с помощью полученной модели можно изучать различные частотные характеристики привода, зависящие лишь от постоянных времени, что дает универсальный инструмент при анализе и синтезе систем управления экскаваторными электроприводами.

### Литература

1. Драчев Г.И. Теория электропривода. 2-е изд. [Текст] / Г.И. Драчев – Челябинск: Издательство ЮУрГУ, 2002. – 138 с.: ил.
2. Ключев В.И. Теория электропривода. 3-е изд. [Текст] / В.И. Ключев– М.: Энергоатомиздат, 2001 – 698 с.: ил.

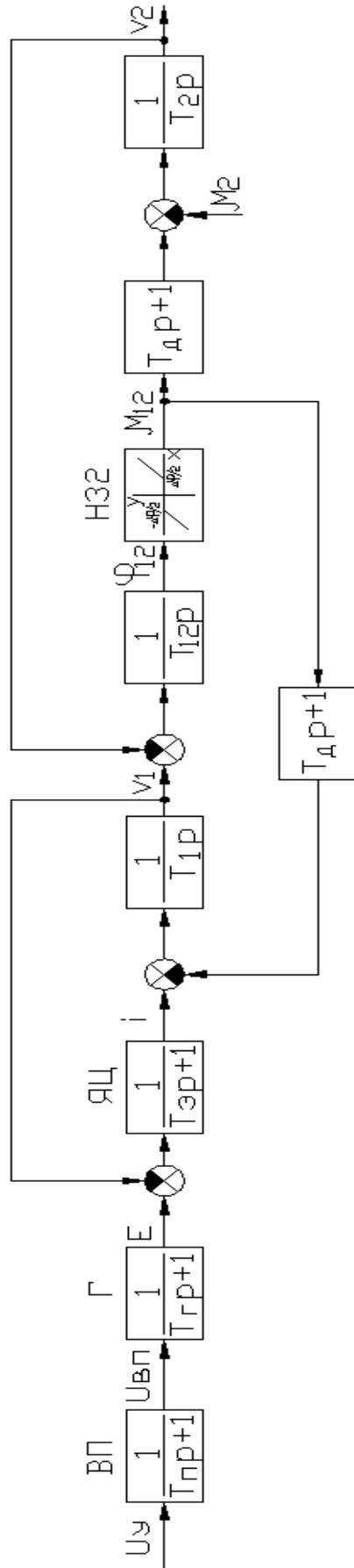


Рисунок 2 – структурная схема двухмассовой системы, соответствующая системе уравнений (23)

## **ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ ДВОЙНОГО ПИТАНИЯ ДЛЯ ШАХТНЫХ ПОДЪЕМНЫХ МАШИН**

**В.А. Отченаш, В.В. Панкратов, Д.А. Котин,  
В.В. Вдовин, С.С. Доманов, Г.Г. Ситников**  
*ЗАО «ЭРАСИБ» г. Новосибирск*

### **Введение**

В последние десятилетия частотно-регулируемый электропривод (ЧРП) приобретает все большее распространение во многих отраслях промышленности, в коммунальном и сельском хозяйстве. Это обусловлено, прежде всего, его низкой стоимостью, высокой надежностью и простотой эксплуатации по сравнению с электроприводами (ЭП) других типов. Обычно ЧРП реализуется в виде систем «преобразователь частоты – асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором», а диапазон его мощностей ограничивается на уровне 350...400 кВт. Однако в настоящее время благодаря достижениям в области создания устройств силовой преобразовательной техники стало возможным эффективное использование преобразователей частоты (ПЧ) в мощных системах электропривода на базе асинхронных машин с фазным ротором (АДФР).

Приводные системы с АДФР широко распространены в горнодобывающей промышленности и представлены, в основном, электроприводами различных видов подъемных механизмов, среди которых наиболее часто встречаются скиповый, клетевой и проходческий подъемы. Диапазон мощностей таких ЭП варьируется от 315 кВт до 3,2 МВт. Статор асинхронной машины в них, как правило, подключен к сети 6...10 кВ, а жесткость его механической характеристики и скорость варьируются добавочными сопротивлениями в цепи ротора (резисторной роторной станцией) (рисунок 1). Номинальная ЭДС ротора машины обычно составляет от 500 до 1100 В.

Основные преимущества такого электропривода заключаются в простоте его схемы и принципа действия. Однако ему присущи и весьма значительные недостатки, а именно:

- низкие энергетические показатели, т.к. регулирование скорости сопровождается большими потерями в роторной станции;

- недостаточная «жесткость» механической характеристики, которая исключает однозначность между положением рукоятки командоконтроллера и скоростью при различных нагрузках, что особенно заметно на пониженных скоростях;

- отсутствие плавного разгона и торможения, что приводит к неудовлетворительной управляемости привода и затрудняет автоматизацию подъемных установок. Практически все подъемные установки с асинхронным приводом и роторной станцией управляются оператором подъема вручную. При этом большое значение имеет человеческий фактор, который в 90% случаев является причиной нештатных ситуаций. Дискретность регулирования скорости и момента является причиной повышенного износа механических узлов шахтной подъемной машины (ШПМ);

- для электрического торможения используется узел динамического торможения (рисунок 1), который требует наличия тиристорного преобразователя (ТП) и дополнительной коммутационной аппаратуры, которая снижает надежность системы в целом. Кроме того, сам способ динамического торможения является крайне неэкономичным, так как кинетическая энергия, запасенная в маховых массах электропривода, преобразуясь в электрическую, рассеивается в цепи сопротивления ротора. Динамическое торможение не способно обеспечивать желаемый темп изменения скорости электропривода;

- асинхронный привод с реостатным регулированием имеет низкий средний  $\cos\phi$ : на скиповых подъемах он составляет 0,6...0,65, на клетевых – 0,35...0,5 в зависимости от особенностей рабочих диаграмм.

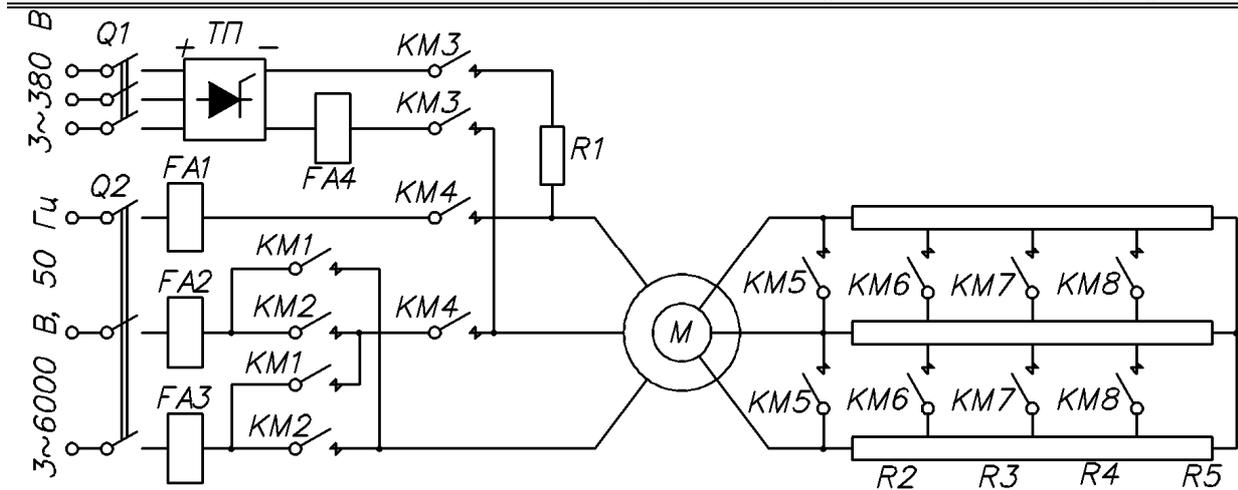


Рисунок 1 – Электропривод на базе АДФР и роторной резисторной станции

Все обозначенные выше недостатки исключены для систем электропривода с преобразователем частоты в цепи ротора. Установка преобразователя частоты именно в цепь ротора обусловлена меньшей стоимостью силовой части преобразователя по сравнению со случаем установки ПЧ на сторону статора, где требуется преобразовывать более высокое напряжение. Такие системы носят название «электроприводы двойного питания (ЭДП)». Пример структурно-функциональной схемы ЭДП ШПМ представлен на рисунке 2.

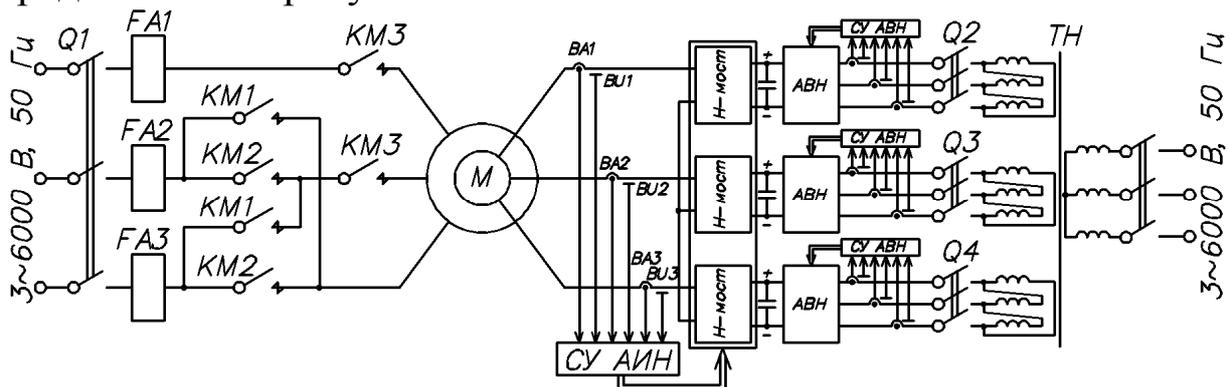


Рисунок 2 – Структурно-функциональная схема электропривода ШПМ с 3-хуровневым АИН в цепи ротора

Регулирование скорости в ЭДП осуществляется путем изменения мощности скольжения асинхронной машины, энергия которого в двигательном режиме возвращается обратно в сеть

через трансформатор, питающий ПЧ, а в режиме торможения потребляется из сети, что обеспечивает высокий суммарный КПД.

Основными узлами ПЧ в системах с машиной двойного питания (МДП) являются многоуровневый (чаще всего 3-х или 4-хуровневый) автономный инвертор напряжения (АИН). Напряжения звеньев постоянного тока АИН стабилизируются с помощью активных выпрямителей напряжения (АВН), которые обеспечивают двунаправленный обмен электрической энергией с питающей сетью. Кроме того, имеется возможность построения систем регулирования АВН, обладающих способностью формировать желаемый  $\cos\phi$  системы (в том числе и «опережающий» для компенсации реактивной мощности других потребителей). При этом все АВН подключены к сети через гальванически развязанные обмотки согласующего трансформатора и сглаживающие (синусные) фильтры (на рисунке не показаны).

Благодаря построению замкнутой системы регулирования скорости и токов асинхронного двигателя достигается абсолютная «жесткость» механической характеристики привода и широкий диапазон регулирования скорости с заданными темпами разгона и торможения. Кроме того, ЭДП принципиально способен обеспечить очень низкую и даже нулевую скорость электродвигателя, что позволяет производить частотное торможение до полного останова с рекуперацией энергии в сеть (без использования динамического торможения).

## 1. Особенности построения систем ЭП с МДП

Несмотря на кажущуюся простоту структуры, задача разработки и проектирования систем с МДП остается одной из сложнейших для предприятий – изготовителей преобразовательной техники. Основные трудности связаны с высоким уровнем преобразуемых напряжений, высокой требуемой перегрузочной способностью и жестким требованиям к качеству регулирования скорости ШПМ (плавность регулирования, диапазон регулирования). К тому же, для построения замкнутой системы векторного управления МДП необходима информация о текущей

скорости вращения и положении вала электродвигателя, что в отсутствие возможности установки соответствующих датчиков требует построения специальных «бездатчиковых» алгоритмов управления.

На предприятии ЗАО «ЭРАСИБ» принята к реализации концепция «клеммных» измерений, основанная на возможности прямого получения информации только о переменных, присутствующих во внутренней структуре и на клеммах (входных и выходных) преобразователя частоты [2, 3]. В этом случае информация об угловом положении опорного вектора статора и электрической частоте вращения вала двигателя вычисляется из уравнения роторной цепи. Принципиально возможны также: а) вариант построения наблюдателя неизмеряемых координат по полной модели электромагнитных процессов МПД с измерением напряжения статора или б) по «токовой модели двигателя с датчиками токов статора и положения ротора [4].

Особенностью грузоподъемных механизмов является использование двух и более двигателей, которые нагружены на один рабочий орган. Для обеспечения выравнивания нагрузок на двигатели и редуктор осуществляется выравнивание токов ротора совместно работающих МДП. Выравнивание осуществляется на основе концепции ведущий-ведомый. Ведущий преобразователь имеет в своем алгоритме общий для привода регулятор частоты вращения, обратной связью для которого является оценка частоты вращения этого двигателя, выход регулятора является заданием на моментобразующую проекцию токов ротора, как ведущего, так и ведомого преобразователя. Передача сигнала задания на момент осуществляется по цифровому каналу связи с фиксацией аварии в случае потери связи. Каждый из преобразователей имеет собственный алгоритм ориентации по полю и индивидуальные контуры регулирования токов.

Часто заказчиком предъявляется требование непрерывности функционирования ШПМ при выходе одного ЭП из строя. Это требование удовлетворяется путем обеспечения возможности работы привода только на одной электрической машине за счет соответствующего запаса по мощности преобразователя. При этом

второй преобразователь отключается, а оставшийся в работе переходит в режим ведущего.

Кроме того, механическая часть грузоподъемных механизмов характеризуется наличием упругой механической связи за счет длинного каната конечной жесткости, а также наличием люфтов в редукторе, особенно существенных для многодвигательного варианта. Это предъявляет дополнительные требования к настройке контура регулирования частоты вращения и задатчика интенсивности. Обеспечить плавный выбор люфта и натяжение каната позволяет использование S-образных разгонных и тормозных характеристик с ограничением не только ускорения, но и рывка. Для демпфирования упругих колебаний используется адаптивная настройка регулятора скорости – в зависимости от частоты вращения и темпа переходного процесса меняются коэффициенты передачи интегральной и пропорциональной частей регулятора скорости.

Замкнутый контур регулирования частоты вращения обеспечивает однозначную связь между положением ручки джойстика оператора и скоростью движения, что позволяет использовать наложение тормоза только в момент окончательной фиксации барабана, без «подторможения» во время работы привода. Это также позволяет в перспективе практически полностью автоматизировать процесс работы шахтной подъемной машины.

## **2. Примеры существующих систем и их основные характеристики**

В таблице 1 представлены разработанные на предприятии ЗАО «ЭРАСИБ» образцы электроприводов для шахтных подъемных машин на базе преобразователей частоты «ЭРАТОН-ФР», внедренные либо внедряемые на предприятиях горнодобывающей отрасли, а также их основные характеристики.

Первый образец электропривода «ЭРАТОН-ФР» разработан для ОАО «Приморский ГОК», с 2010 года он успешно выполняет возложенные на него задачи и по данным энергетиков предприятия экономит до 30% электроэнергии по сравнению с использованием

**СЕКЦИЯ 1. Теоретические аспекты и методология  
построения современного электропривода**

роторной станции. К тому же, благодаря высокой степени автоматизации данный электропривод увеличил производительность подъема и уменьшил число незапланированных остановов и степень износа механических узлов.

Внедрение остальных образцов ЭДП, представленных в таблице, на данный момент проходит стадию пуско-наладочных работ.

**Таблица 1. Примеры электроприводов ШПМ**

<b>Предприятие-заказчик</b>	<b>Тип ШПМ</b>	<b>Модель электродвигателя, мощность</b>	<b>Номинальное напряжение ротора</b>	<b>Номинальный ток ротора</b>	<b>Количество уровней инвертора</b>	<b>Верхняя граница диапазона регулирования частоты вращения</b>
ОАО «Приморский ГОК»	2Ц-6х2,8 Клетевая, двухдвигательная, грузо-людская	АКН-2-18-47-24М, 630 кВт	1025 В	390 А	4	48 Гц
Шахта «Осинниковская» ОАО «ОУК «Южкузбассуголь»	2Ц-6х2,4 Двухклетевая, двухдвигательная, грузо-людская	ДА 213/34-16, 1000 кВт	850 В	770 А	3	48 Гц
Шахта «Осинниковская» ОАО «ОУК «Южкузбассуголь»	2Ц-5х2,3 Двухскиповая, двухдвигательная грузовая	АКН-16-51-20, 800 кВт	665 В	755 А	3	48 Гц
Шахта «Заполярная» ОАО «Воркута-уголь»	МПБ-5-2,5-2,5 Двухклетевая, двухдвигательная, грузо-людская	АКН-2-18-47-24М, 630 кВт	1025 В	390 А	4	48 Гц

**Заключение**

Бездатчиковые асинхронные электроприводы шахтных подъемных машин, построенные по схеме трехфазной машины двойного питания на базе ПЧ «ЭРАТОН-ФР», позволяет значительно повысить сроки службы элементов механического оборудования и уменьшить простои, связанные с их выходом из строя, благодаря плавному выбору люфтов, зазоров и

«преднатяжению» канатов с заданным темпом в процессе запуска, а также программной стабилизации пускового момента. Замкнутый контур регулирования частоты вращения обеспечивает однозначную связь между положением джойстика оператора и скоростью движения. Возможность работы на нулевых частотах вращения позволяет накладывать тормоз только в момент фиксации барабана, продлевая срок его службы.

#### Библиографический список

1. Асинхронные электроприводы двойного питания на базе преобразователей частоты «ЭРАТОН-ФР» / Отченаш В.А., Панкратов В.В., Берестов В.М., Клан В.А., Котин Д.А. // Труды IV Всероссийской научно-практической конф. «Автоматизированный электропривод и промышленная электроника» АЭПЭ-2010 (Новокузнецк, 12 – 15 октября 2010 г.) – Новокузнецк: Изд-во СибГИУ, 2010. – С. 106 – 113.
2. Панкратов В.В., Котин Д.А. Бездатчиковый асинхронизированный синхронный электропривод с векторным управлением // Электротехника. – 2009. – № 12. – С. 13 – 19.
3. Панкратов В.В., Котин Д.А. Принципы векторного управления и алгоритмы ориентирования по полю в асинхронизированном синхронном электроприводе // Мехатроника. Автоматизация. Управление. – 2010. – № 4. – С. 46 – 51.
4. Вдовин В.В. Адаптивный наблюдатель координат состояния для бездатчикового векторного управления асинхронизированной синхронной машиной (см. настоящий сборник).

## К ПОСТРОЕНИЮ ОПТИМИЗАЦИОННОЙ МОДЕЛИ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ВЕНТИЛЬНОЙ МАШИНЫ С РАЗЛИЧНЫМИ КОНФИГУРАЦИЯМИ РОТОРА

Л.С. Пахомин

*Южно-Российский Государственный Технический  
Университет (Новочеркасский Политехнический Институт)*

Технический прогресс в производстве высокоэнергетичных магнитов типа NdFeB и SmCo predeterminedил появление инновационных конструкций роторов вентильных машин (ВМ) с постоянными магнитами (ПМ). Повышение точности проектирования ВМ достигается при использовании оптимизационной компьютерной модели на основе полевых методов [1]. Дальнейшее совершенствование проектировочного обеспечения предполагает учёт разнообразия конструкций роторов.

В оптимизационной программе реализованы четыре конфигурации роторов (рис.1) – коллекторного типа, с V-образными полюсами, многоярусная конструкция с ПМ и с магнитами на внешней поверхности ротора.

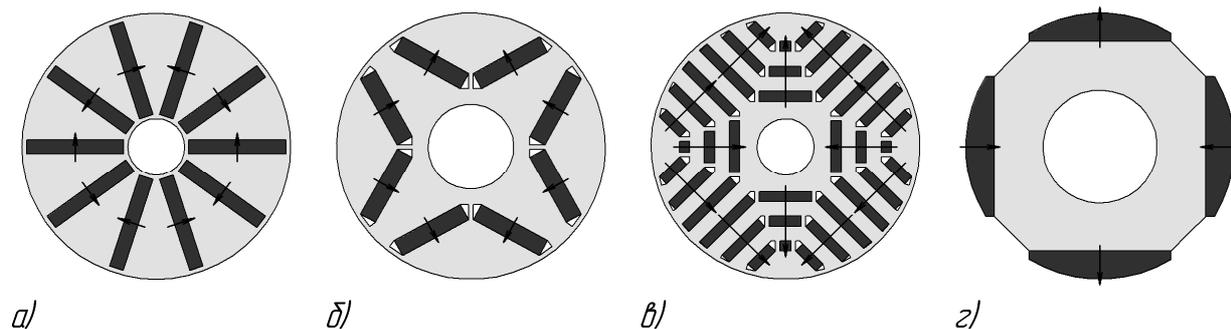


Рисунок 1 – Конфигурации ротора ВМ.

**Ротор коллекторного типа** (рисунок 1, а) обеспечивает самые высокие удельные характеристики ВМ за счёт возможности повысить массу используемых ПМ и индукцию в зазоре. Традиционно данная конфигурация применяется с *зубцовыми обмотками*. Полюса многополюсного ротора соединены ферромагнитной насыщающей перемычкой. Это решает

проблему крепления ПМ на роторе, а также уменьшает уровень зубцовых пульсаций момента. Используется преимущественно в ВМ с низкой частотой вращения.

**V-образная конфигурация полюсов** (рисунок 1, б) ротора вентильной машины характеризуется значительной разницей индуктивных сопротивлений по осям  $d$  и  $q$ . При увеличении угла  $\gamma$  до величины 25 – 55 электрических градусов значительно возрастает мощность ВМ за счёт появления реактивной составляющей электромагнитного момента. При этом поле якоря размагничивает поле постоянных магнитов. Это позволяет повысить удельные характеристики проектируемой машины за счёт более эффективного использования магнитной системы.

Применение **многоярусной конструкции** ротора (рисунок 1, в) дополнительно увеличивает разницу индуктивных сопротивлений по осям  $d$  и  $q$ . Кроме того, больший объём используемых ПМ позволяет увеличить ЭДС возбуждения. Рациональный выбор коэффициента полюсного перекрытия для каждого из слоёв магнитов даёт возможность эффективно бороться с зубцовыми пульсациями момента.

При размещении **ПМ на внешней поверхности** ротора (рисунок 1, г) за счёт уменьшения полей рассеяния ПМ более эффективно используется магнитный поток магнита. Однако такая конструкция требует решения проблемы крепления ПМ на поверхности ротора.

С использованием компьютерной модели был спроектирован вентильный двигатель с ПМ с V-образной конфигурацией полюсов. Экспериментальная проверка подтвердила высокую точность расчётов [2].

#### Библиографический список

1. Пахомин Л.С. Полевая компьютерная модель вентильного двигателя с постоянными магнитами для оптимизационного проектирования // Изв. Вузов. Электромеханика № 3. 2010. С. 79-80.

2. Пахомин С.А, Пахомин Л.С, Крайнов Д.В. Макетный образец вентильного двигателя с постоянными магнитами // Изв. Вузов. Электромеханика № 1. 2012. С. 43-45.

УДК 005.22

## УСЛОВИЯ ДОСТИЖИМОСТИ ЦЕЛЕЙ ГРАДИЕНТНОГО УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ<sup>1</sup>

**И.Ю. Семькина**

*Кузбасский государственный технический университет  
г. Кемерово*

Одним из эффективных вариантов управления электроприводом является градиентное управление [1], которое позволяет решить три локальные задачи: формирование электромагнитного момента, потокосцепления обмотки статора и потокосцепления обмотки ротора, предоставляя возможность полного управления состоянием двигателя. Однако возможности применения градиентного управления электроприводом ограничиваются условиями, в которых перечисленные цели управления окажутся достижимыми.

Проверка условий достижимости целей управления при решении задач стабилизации, согласно [2], представляет собой проверку выполнимости набора предположений. Среди них: проверка объекта  $\mathbf{F}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t)$  и градиента  $\partial\omega(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t)/\partial\mathbf{u}$  скорости изменения целевой функции  $Q(\mathbf{x}, t)$  на непрерывность по переменным состояния  $\mathbf{x}$ , управляющим воздействиям  $\mathbf{u}$  и времени  $t$ ; проверка на неотрицательность функции  $Q(\mathbf{x}, t)$ , а также ее равномерную непрерывность и радиальную неограниченность; проверка функции скорости  $\omega(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t)$  на выпуклость по  $\mathbf{u}$ ; проверка на существование постоянного вектора  $\mathbf{u}^*$ , такого, что:

---

<sup>1</sup>Работа проводилась при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках Федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009-2013 годы. Проект «Разработка энергоэффективных средств управления электроприводами горных машин с учетом особенностей динамических режимов их работы в рамках создания энергосберегающих систем распределения и потребления электроэнергии» (шифр 2011-1.2.2-226-011).

$$w(\mathbf{x}, \mathbf{u}^*, t) \leq -r(Q(\mathbf{x}, t)), \quad (1)$$

где  $\rho(Q(\mathbf{x}, t))$  – произвольная скалярная непрерывная строго возрастающая функция, для которой  $\rho(0)=0$ .

Условие выполнимости последнего предположения носит наиболее строгий характер, поскольку оно требует пусть неизвестного, но постоянного значения  $\mathbf{u}$ , при котором цель управления достигается. При его справедливости все решения  $\mathbf{x}(t)$  и  $\mathbf{u}(t)$  системы управление – объект управления ограничены, и цель управления, записанная как:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} Q(\mathbf{x}, t) = 0,$$

достигается при любых начальных условиях. Однако, как показал анализ, для градиентного управления электроприводом в общем виде постоянного значения  $\mathbf{u}$ , при котором цель управления достигается, не существует.

Данное обстоятельство, тем не менее, не исключает достижимость целей управления при конкретных начальных условиях, поскольку первые три предположения справедливы, а неравенство (1) может использоваться для отыскания таких начальных условий в частных случаях градиентного управления конкретными типами двигателей.

Рассмотрим процедуру нахождения границ строгой достижимости целей управления на примере градиентного управления двигателем постоянного тока (ДПТ). Учитывая конструктивное исполнение ДПТ, вектор идеальных управляющих воздействий имеет вид:

$$\mathbf{u}^* = [0 \quad u_e^* \quad u_{\text{я}}^* \quad 0]^T,$$

где  $u_{\text{я}}^*$  – напряжение якоря;  $u_e^*$  – напряжение возбуждения, а целевая функция, обеспечивающая решение перечисленных выше локальных задач управления, выражается как:

$$\begin{aligned} Q(\mathbf{x}, t) &= \frac{1}{2} h_1 (p_n L_{12} i_{\text{я}} i_e^* - M^*)^2 + \frac{1}{2} h_2 L_e^4 (i_e^2 - (i_e^*)^2)^2 = \\ &= \frac{1}{2} h_1 (D_M)^2 + \frac{1}{2} h_2 L_e^4 (D_{Y1})^2, \end{aligned}$$

где  $h_1, h_2$  – диагональные элементы матрицы весовых коэффициентов;  $M^*$  – заданный электромагнитный момент;  $i_\sigma, i_\sigma^*$  – ток возбуждения действительный и заданный;  $i_\alpha$  – ток якоря;  $p_n$  – число пар полюсов;  $L_{12}$  – взаимная индуктивность обмоток якоря и возбуждения двигателя;  $L_\sigma$  – индуктивность обмотки возбуждения.

Исходя из этого, градиент скорости  $\omega(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t)$  по  $\mathbf{u}$  преобразуется в выражение:

$$\frac{\partial w(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t)}{\partial \mathbf{u}} = \begin{bmatrix} 0 \\ h_1 L_\alpha i_\alpha D_M + h_2 \psi_\sigma D_{Y1} \\ h_2 \psi_\sigma D_M \\ 0 \end{bmatrix},$$

где  $\psi_\sigma$  – потокосцепление возбуждения, которое по цепи якоря структурно соответствует классическому одноконтурному регулированию электромагнитного момента по рассогласованию, а по цепи возбуждения предполагает управление потокосцеплением как по рассогласованию, так и с компенсацией возмущений, вызванных реакцией якоря.

Для указанного случая (1) запишется в виде неравенства:

$$\begin{aligned} & (u_\sigma^* - i_\sigma R_\sigma) (h_1 L_\alpha i_\alpha D_M / L_\sigma + h_2 i_\sigma L_\sigma^2 D_{Y1}) + \\ & + (u_\alpha^* - i_\alpha R_\alpha - p_n \omega L_{12} i_\sigma) h_2 i_\sigma D_M \leq -r (0,5 h_1 (D_M)^2 + 0,5 h_2 L_\sigma^4 (D_{Y1})^2), \end{aligned}$$

где  $L_\alpha$  – индуктивность якоря двигателя;  $R_\alpha, R_\sigma$  – активное сопротивление обмоток якоря и возбуждения;  $\omega$  – угловая скорость ДПТ, которое, выбрав функцию  $\rho(Q(\mathbf{x}, t)) = kQ(\mathbf{x}, t)$ , будет однозначно справедливо при одновременном выполнении следующих двух неравенств:

$$\left\{ \begin{aligned}
 & i_{\epsilon}^4 (h_2 L_{\epsilon}^2 (0,5 L_{\epsilon}^2 k - R_{\epsilon})) + i_{\epsilon}^3 (u_{\epsilon}^* h_2 L_{\epsilon}^2) + \\
 & + i_{\epsilon}^2 (-h_2 L_{\epsilon}^2 (i_{\epsilon}^*)^2 (0,5 L_{\epsilon}^2 k - R_{\epsilon})) + \\
 & + i_{\epsilon} (-u_{\epsilon}^* h_2 L_{\epsilon}^2 (i_{\epsilon}^*)^2) + 0,5 h_2 L_{\epsilon}^4 k (i_{\epsilon}^*)^4 \leq 0; \\
 & i_{\gamma}^2 i_{\epsilon}^2 (p_n L_{12} (0,5 h_1 p_n L_{12} k - R_{\epsilon} h_1 L_{\gamma} / L_{\epsilon} - R_{\gamma} h_2)) + \\
 & + i_{\gamma} i_{\epsilon} (-M^* (0,5 h_1 p_n L_{12} k - R_{\epsilon} h_1 L_{\gamma} / L_{\epsilon} - R_{\gamma} h_2)) + \\
 & + i_{\epsilon}^2 (p_n w L_{12} h_2 (M^* - i_{\gamma} i_{\epsilon} p_n L_{12})) + \\
 & + i_{\gamma}^2 i_{\epsilon} (u_{\epsilon}^* h_1 p_n L_{\gamma} L_{12} / L_{\epsilon}) + i_{\gamma} i_{\epsilon}^2 (u_{\gamma}^* h_2 p_n L_{12}) + \\
 & - i_{\gamma} (u_{\epsilon}^* h_1 M^* L_{\gamma} / L_{\epsilon}) - i_{\epsilon} (u_{\gamma}^* h_2 M^*) + 0,5 h_1 k (M^*)^2 \leq 0.
 \end{aligned} \right. \quad (2)$$

Покажем механизм их использования. По условию (1), функция  $\rho(Q(\mathbf{x}, t))$  является строго возрастающей, т.е.  $k > 0$ , а неравенства (2), представляют собой многочлены с положительной свободной составляющей. Следовательно (2) может быть справедливо либо на ограниченных с одной стороны диапазонах изменения  $i_{\gamma}$ ,  $i_{\epsilon}$  и  $\omega$  в случае отрицательных коэффициентов при старших четных степенях полиномов и положительных  $u_{\gamma}^*$  и  $u_{\epsilon}^*$ , либо на ограниченных с двух сторон диапазонах в случае положительных коэффициентов при старших четных степенях полиномов и отрицательных  $u_{\gamma}^*$  и  $u_{\epsilon}^*$ , как это показано на рисунке 1.

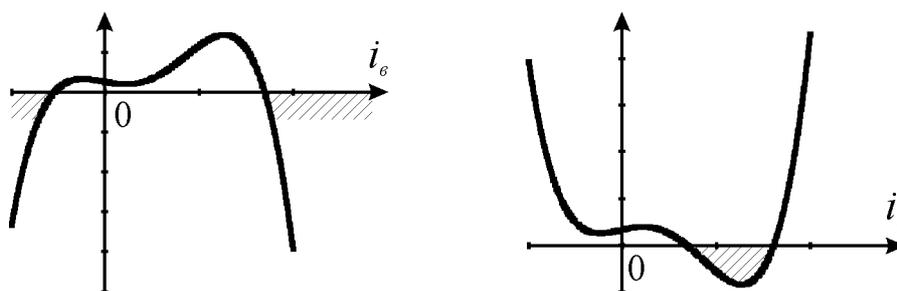


Рисунок 1 – Области достижимости целей управления

Знак  $u_{\gamma}^*$  и  $u_{\epsilon}^*$  выбирается исходя из физического смысла в зависимости от заданных значений  $M^*$  и  $i_{\epsilon}^*$ , а коэффициент  $k$  определяется как общее решение следующих неравенств:

$$\left\{ \begin{array}{l} k > \frac{2R_{\epsilon}}{L_{\epsilon}^2}; \\ k > \frac{2(h_1 R_{\epsilon} L_{я} + h_2 R_{я} L)_{\epsilon}}{h_1 p_n L_{12} L_{\epsilon}}; \\ k > 0, \end{array} \right. \text{ или } \left\{ \begin{array}{l} k < \frac{2R_{\epsilon}}{L_{\epsilon}^2}; \\ k < \frac{2(h_1 R_{\epsilon} L_{я} + h_2 R_{я} L)_{\epsilon}}{h_1 p_n L_{12} L_{\epsilon}}; \\ k > 0, \end{array} \right.$$

согласно знаку  $u_{я}^*$  и  $u_{\epsilon}^*$ .

Выбрав границы диапазонов изменения  $i_{я}$  и  $i_{\epsilon}$  в пределах допустимых значений с точки зрения нормальной эксплуатации электропривода, в соответствии с (2) составляется система уравнений, решая которые при известном  $k$  и заданных диапазонах изменения  $i_{я}$ ,  $i_{\epsilon}$  и  $\omega$  выполняется проверка знака  $u_{я}^*$  и  $u_{\epsilon}^*$ , подтверждающая достижимость целей управления в заданных диапазонах изменения начальных условий.

Дополнительно из проведенного анализа следует важный вывод о невозможности реализовать заданные цели градиентного управления электроприводом при нулевых начальных условиях.

Таким образом, проведенный анализ демонстрирует действенный инструмент для определения начальных значений управляющих воздействий электропривода, при которых гарантированно достигаются цели градиентного управления электроприводом.

### Библиографический список

1. Семькина И. Ю. Градиентное управление в решении основных задач электропривода // Вестн. КузГТУ, 2010. – №1 – С. 99-103.

2. Мирошник И. В. Нелинейное адаптивное управление сложными динамическими системами / И. В. Мирошник, В. О. Никифоров, А. Л. Фрадков. – Спб.: Наука, 2000. – 549 с.

## ИСПЫТАТЕЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИМИТАЦИИ НАГРУЗОК АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА<sup>2</sup>

**И.Ю. Семькина, А.В. Киселев, Р.А. Кольцов**

*Кузбасский государственный технический университет  
г. Кемерово*

Современные асинхронные электроприводы, как правило, для преодоления возможных перегрузок оснащены двигателями завышенной мощности. Исходя из этого, большую часть времени двигатель работает в недогруженном режиме и имеет заниженные КПД, коэффициент мощности и др. В то же время, для обоснования выбора мощности двигателя, а также для проектирования регулируемых электроприводов (ЭП), оптимизирующих энергетические характеристики, необходимо проводить анализ режимов работы ЭП с учетом реальных эксплуатационных факторов. Такой анализ предполагает компьютерные исследования на математической модели, учитывающей особенности формирования потерь энергии при работе, а также экспериментальные исследования на физической модели с учетом возможного характера нагрузок, формируемых на валу асинхронного двигателя (АД). Для проведения такого анализа в лабораторных условиях на кафедре электропривода и автоматизации КузГТУ создан испытательный комплекс, включающий как компьютерную, так и физическую модель.

С учетом особенностей задачи исследования энергетических характеристик асинхронного электропривода, в комплексе была использована математическая модель, изложенная в [1], которая была реализована в среде MatLAB – Simulink, как это показано на рисунке 1. Полученная модель учитывает такие процессы, протекающие в АД, как вихревые токи и нелинейность кривой

---

<sup>2</sup> Работа проводилась при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках Федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009-2013 годы. Проект «Разработка энергоэффективных средств управления электроприводами горных машин с учетом особенностей динамических режимов их работы в рамках создания энергосберегающих систем распределения и потребления электроэнергии» (шифр 2011-1.2.2-226-011).

намагничивания, что делает результат моделирования приближенным к реальным условиям с точки зрения энергетических характеристик.

Физическая модель асинхронного ЭП реализована в виде специального стенда, основная задача которого заключается в имитации различных механических нагрузок и подтверждении адекватности решений, принятых в результате компьютерных исследований на математической модели. В функциональные возможности стенда входит имитация типовых нагрузок: активной, сухого трения, вязкого трения, вентиляторной, а также задание программируемой нагрузки с персонального компьютера.

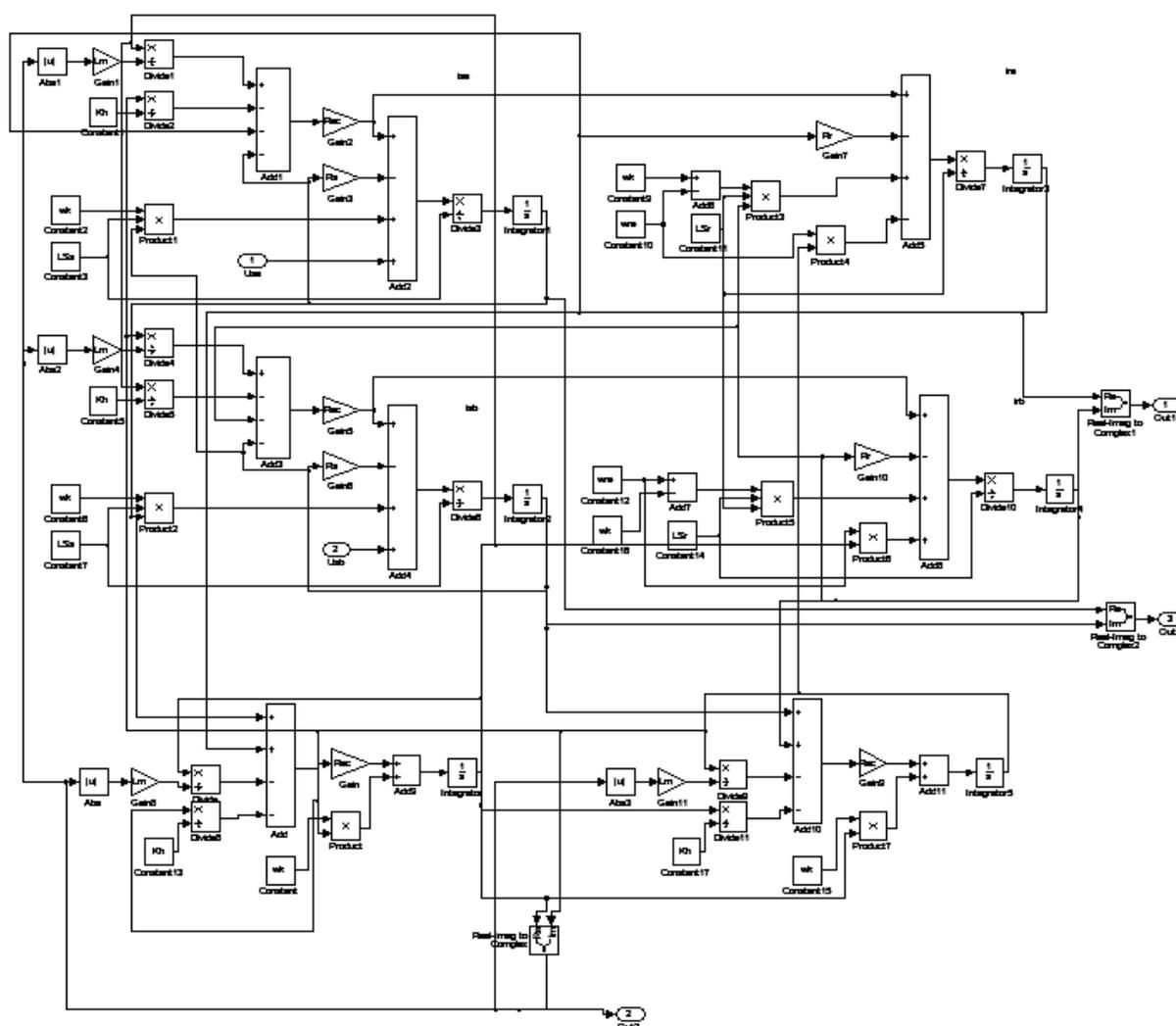


Рисунок 1 – Компьютерная модель АД

Конструктивно стенд представляет собой две электрические машины, одна из которых является испытуемым АД, другая –

машиной постоянного тока (МПТ), выполняющая функцию нагружающего устройства, как это показано на рисунке 2. Электрические машины соединены жесткой механической связью, снабжены комплектом необходимых датчиков, индивидуальными системами управления и блоком защит.

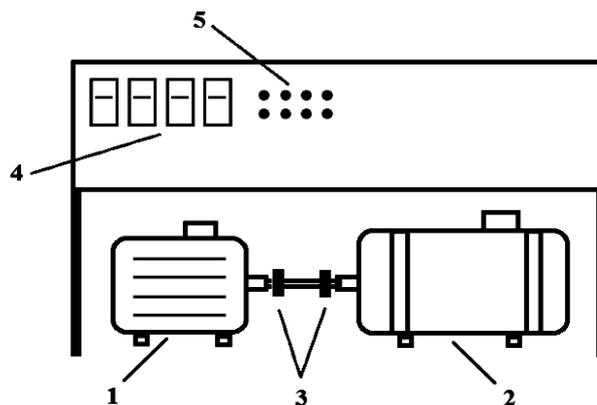


Рисунок 2 – Конструктивная схема стенда: 1 – испытуемый АД, 2 – нагрузочная МПТ, 3 – датчики угла поворота на валу, 4 – блок защит системы, 5 – элементы управления стендом

Принцип работы стенда основан на способе формирования момента нагрузки на валу АД при помощи регулирования тока якоря МПТ путем ввода нагрузочного сопротивления, а имитация всех требуемых режимов работы в стенде реализована комбинацией режимов динамического торможения и противовключения МПТ. Принципиальная электрическая схема стенда представлена на рисунке 3.

Для оценки эффективности разработанного испытательного комплекса были выполнены эксперименты по имитации режимов работы, характерных для электроприводов горной машины. Типичные данные, полученные на физической модели, показаны на рисунке 4, где  $M$  – электромагнитный момент АД,  $\omega_1$  – угловая скорость двигателя,  $\omega_2$  – угловая скорость эквивалентного исполнительного органа, а результаты компьютерного моделирования с параметрами, соответствующими экспериментальной установке приведены на рисунке 5.

СЕКЦИЯ 1. Теоретические аспекты и методология построения современного электропривода

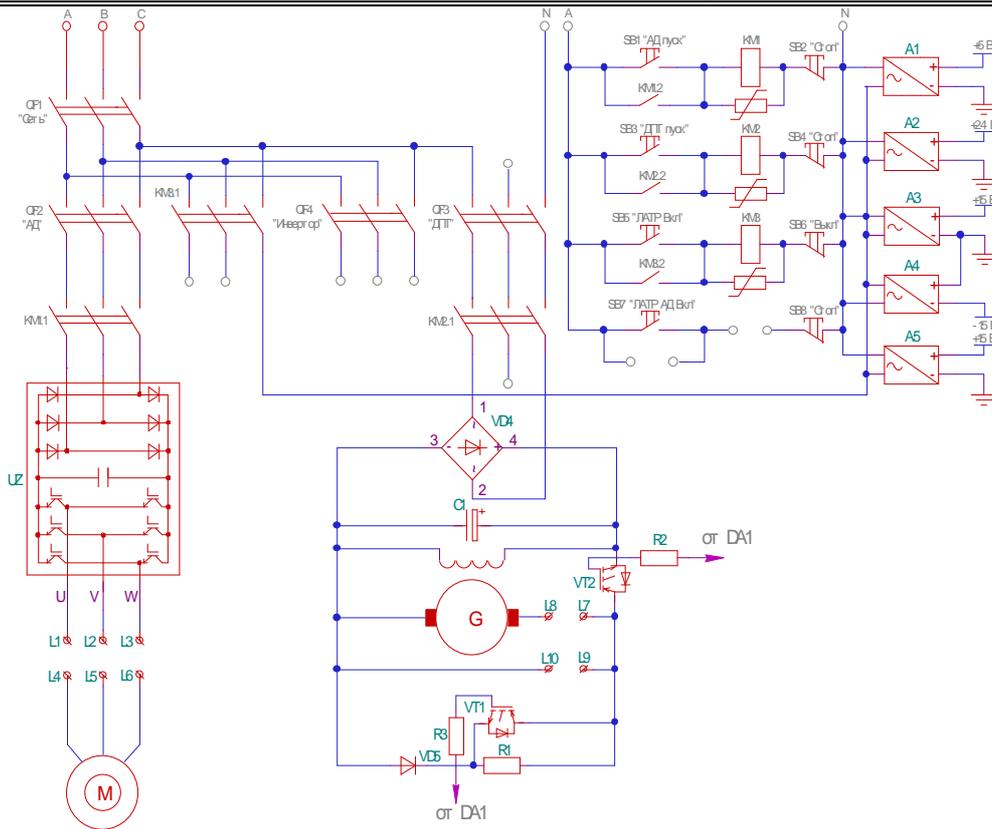


Рисунок 3 – Принципиальная электрическая схема стенда

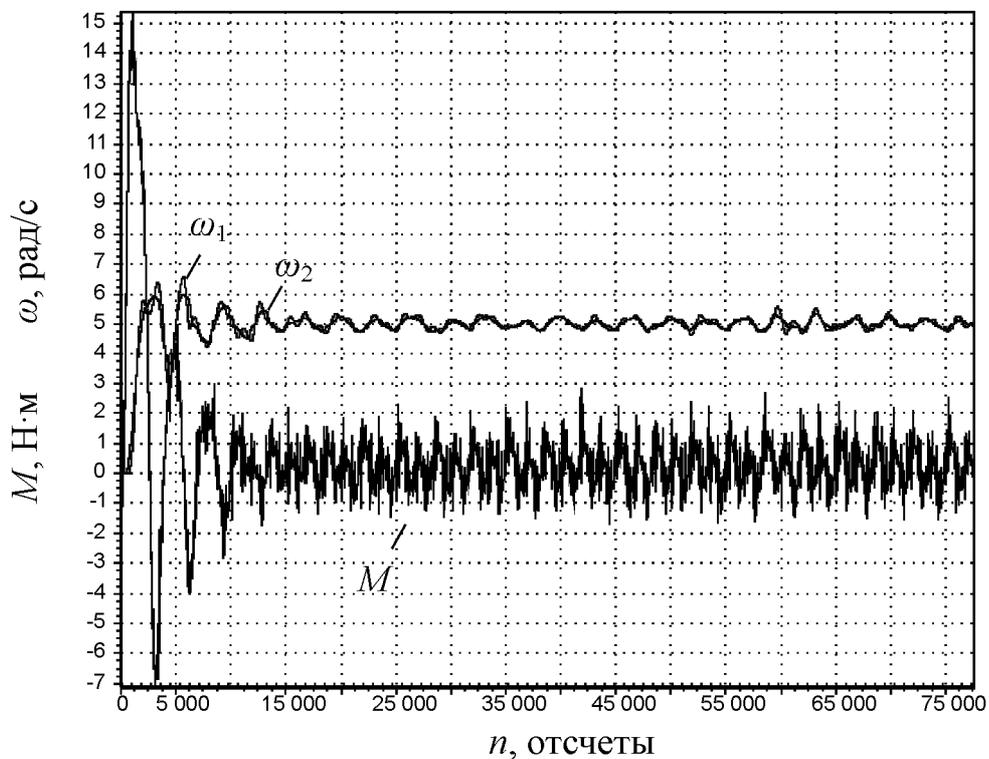


Рисунок 4 – Данные физической модели

Среднее рассогласование результатов моделирования с экспериментальными данными не превышает 8 %. Таким образом, проведенная оценка подтвердила эффективность использования разработанного испытательного комплекса, даже электроприводов машин и установок, нагрузка которых изменяется в широких пределах и с высокой интенсивностью. Следовательно, разработанный испытательный комплекс можно рекомендовать для использования в проектных работах как средство по оценке обоснованности выбранного силового оборудования ЭП, а также для определения энергетических показателей качества, обеспечиваемых системами управления электроприводов, на этапе их разработки.

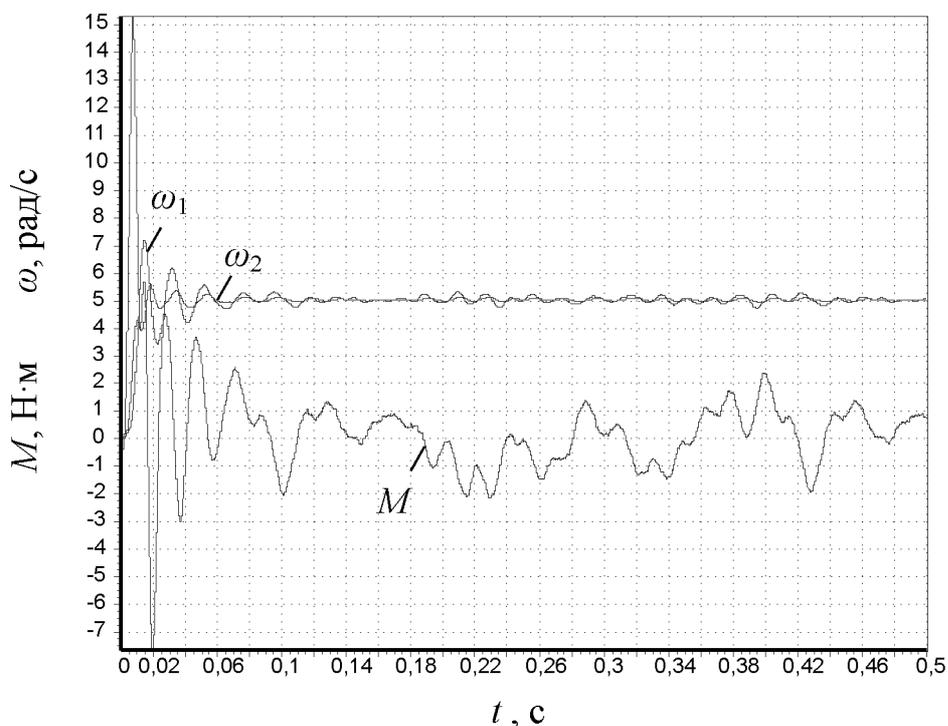


Рисунок 4 – Данные компьютерной модели

### Литература

1. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.



---

## **СЕКЦИЯ 2**

---

Информационные и управляющие системы, комплексы программ. Вопросы подготовки инженерных и научных кадров

## **ФОРМАЛИЗАЦИЯ ПРОЦЕССА ВЫПОЛНЕНИЯ ВЫПУСКНЫХ КВАЛИФИКАЦИОННЫХ РАБОТ ДЛЯ СТУДЕНТОВ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОГО ПРОФИЛЯ**

**Т. В. Богдановская, О. А. Игнатенко**

*Сибирский государственный индустриальный университет  
г. Новокузнецк*

Завершающим этапом подготовки специалистов является процесс выполнения и защиты выпускной квалификационной работы (ВКР). С целью повышения ответственности студентов и всех участвующих в процессе лиц необходима формализация процесса выполнения и защиты ВКР.

Процесс выполнения ВКР имеет свой жизненный цикл, который начинается с выдачи задания и заканчивается защитой ВКР (дипломного проекта (ДП) или дипломной работы (ДР)). Подготовкой ВКР студенты занимаются на предприятиях соответствующего профиля или на выпускающей кафедре под руководством, назначенных из числа профессорско-преподавательского состава кафедры руководителей (по согласованию со студентами) и в соответствии с темой, утвержденной по университету.

Сроки дипломного проектирования определяются учебным планом и графиком учебного процесса по соответствующему профилю. ВКР выполняется в соответствии с заданием, утвержденным заведующим кафедрой и руководителем.

Основные стадии жизненного цикла подготовки и защиты ВКР могут быть формализованы и представлены структурной схемой, приведенной на рис.1.

1. *Выбор и обоснование темы ВКР* осуществляется студентами. Тема дипломного проекта (ДП) должна быть актуальной и иметь практическое значение для профильных предприятий. ДП является теоретическим решением (расчетом) поставленной инженерной задачи. Тема дипломной работы (ДР) определяется в соответствии с научными или учебными исследованиями студентов, которыми

они занимаются под руководством преподавателей, как правило, начиная с третьего курса (в рамках НИРС).

Рекомендуется по результатам научных разработок создание макетного образца и приведение в дипломной работе результатов его экспериментальных исследований. В ДР выполняется также разработка программных средств, позволяющих решать схемотехнические, конструкторские и технологические задачи при проектировании электротехнического оборудования. В ДР может отсутствовать проектно-технологическая часть, а экономическое обоснование и безопасность жизнедеятельности могут быть заменены научными исследованиями. В ДП схемотехнического направления осуществляется разработка электронных средств и микропроцессорных систем для контроля, обработки и отображения информации информационно-измерительных и управляющих систем техническими объектами с соответствующими алгоритмическим и программным обеспечением. В ДП конструкторского направления выполняется разработка или модернизация конструкций электротехнических устройств и оборудования, разрабатываются эскизный и технический проекты и необходимая конструкторская документация. В ДП технологического направления осуществляется разработка прогрессивных автоматизированных технологических процессов по профилю.

*2. Подготовка к дипломному проектированию начинается во время преддипломной практики. Целью преддипломной практики является приобретение студентами опыта в исследовании актуальной научной проблемы или решении реальной инженерной задачи, применение полученных в вузе теоретических и практических знаний для решения конкретных производственных задач. Программа практики включает сбор и анализ материалов для выполнения ДП или ДР. Отчет по преддипломной практике должен содержать основные материалы по обязательным разделам: по патентному поиску, разработке схем, технико-экономическое обоснование ДП(ДР), безопасности жизнедеятельности, раздела управления качеством. По итогам аттестации практики выставляется оценка. После прохождения и сдачи отчета по преддипломной практике окончательно уточняется тема ДП (ДР).*

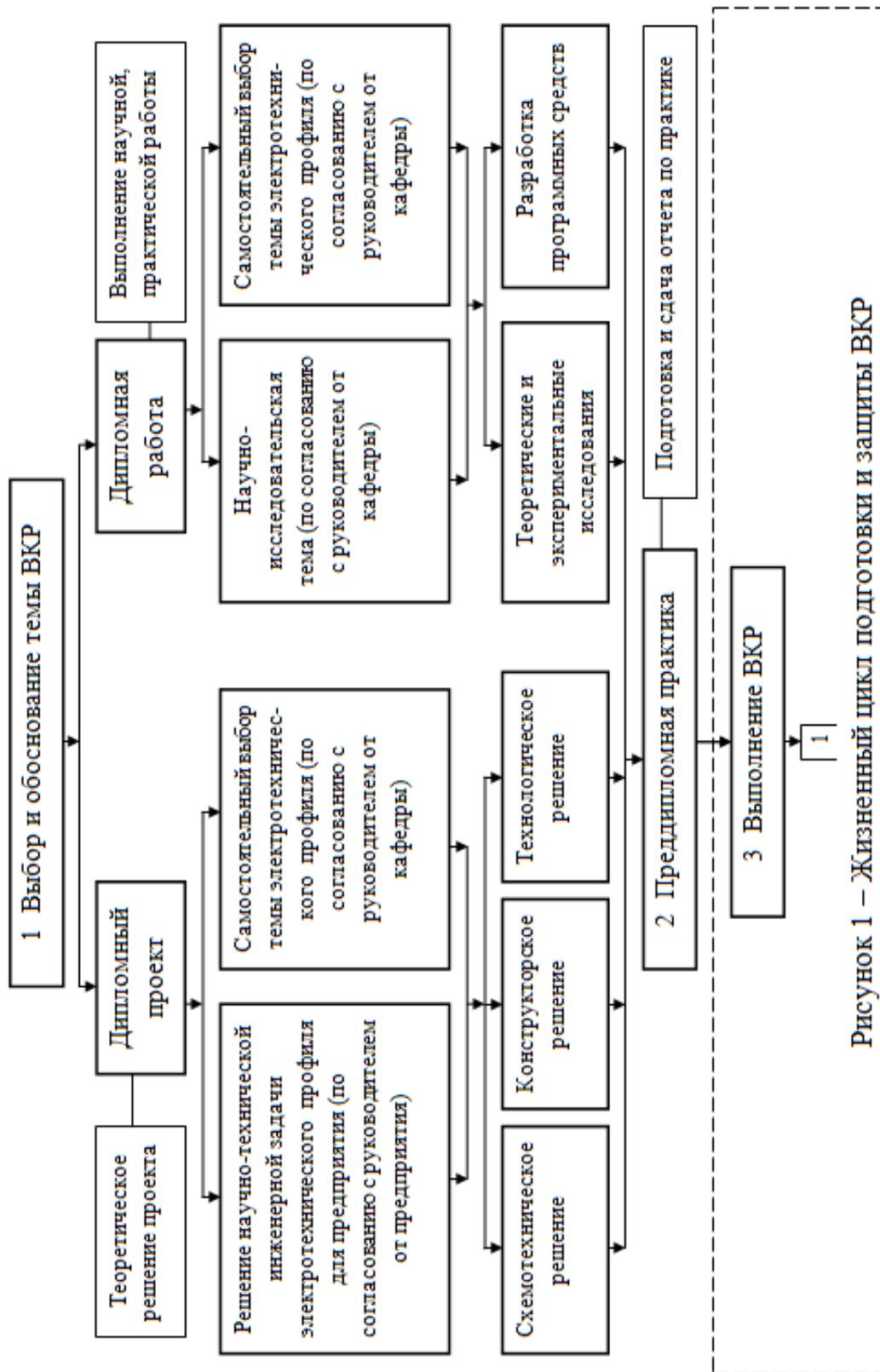


Рисунок 1 – Жизненный цикл подготовки и защиты ВКР

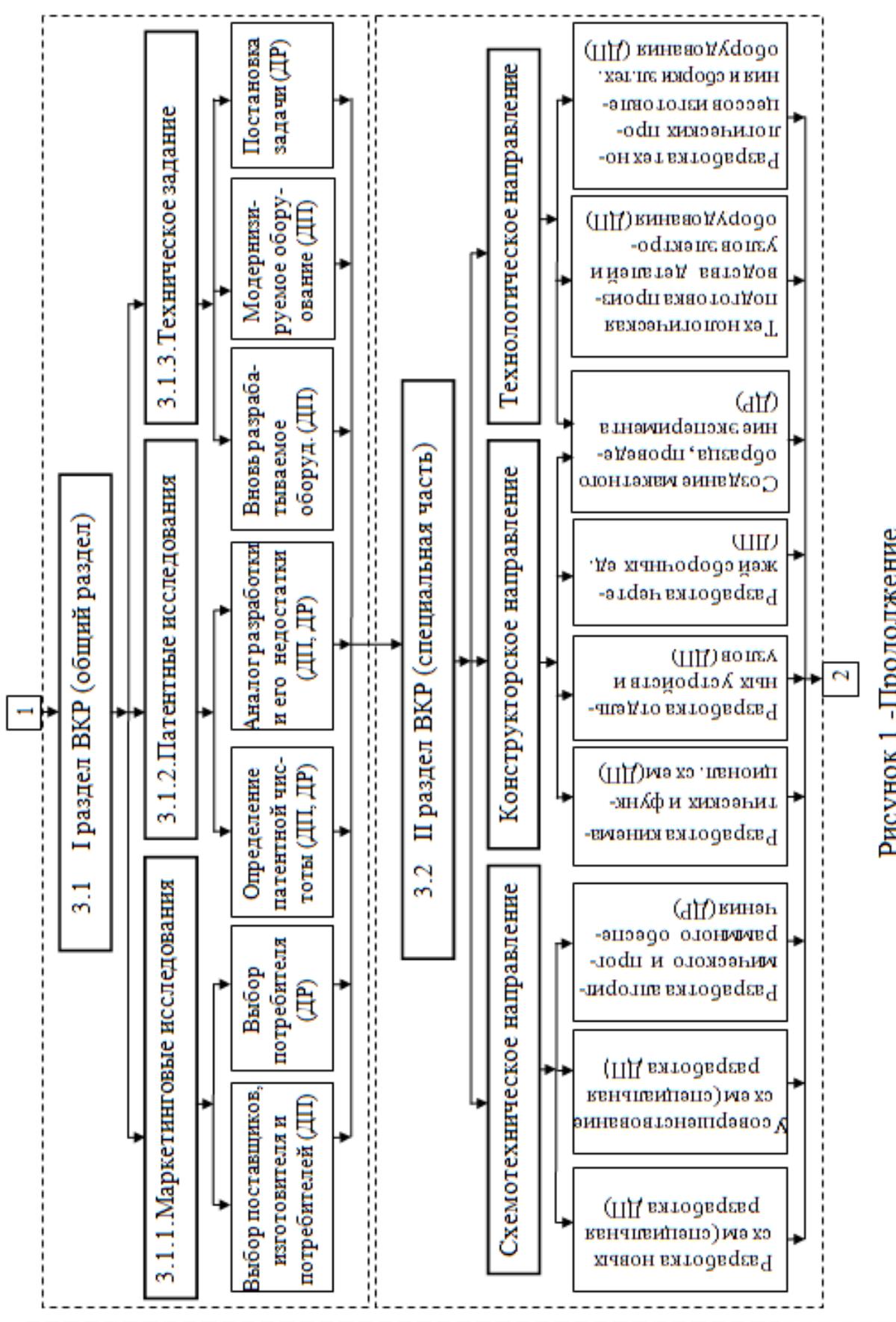


Рисунок 1 - Продолжение

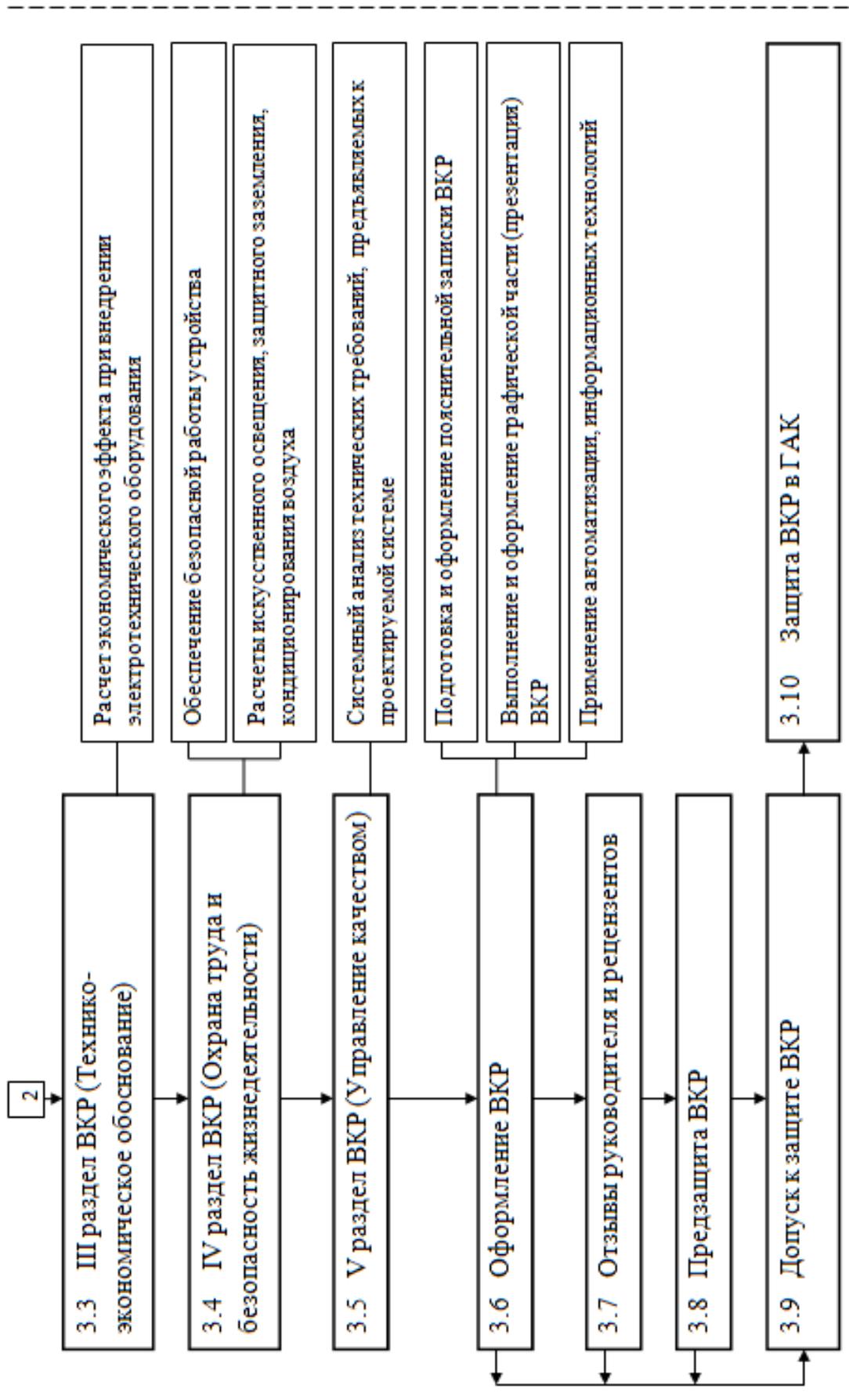


Рисунок 1 - Окончание

*3. Выполнение выпускной квалификационной работы (ДП, ДР)*

*3.1. Раздел 1 (Общий раздел)*

*3.1.1. Целями проведения маркетинговых исследований в ДП (ДР) являются:* поиск потенциальных потребителей проектируемого устройства, оценка конкурентоспособности изделия среди аналогов; определение соответствия технических характеристик создаваемого электротехнического оборудования требованиям потребителя.

*3.1.2. При проведении патентного поиска* выполняется обзор литературных источников, патентов, изданных и полученных в России и в других странах, которые известны своими достижениями в рассматриваемой предметной области. По результатам патентного поиска необходимо определить и исследовать объекты-аналоги и, исходя из этого, сформировать задачи проектирования и исследования с целью модернизации или создания новых образцов.

*3.1.3. Дипломное проектирование начинается с разработки технического задания* на вновь разрабатываемое или модернизированное электротехническое оборудование (устройство) согласно требованиям государственных стандартов. В техническом задании указывают назначение проектируемого электротехнического оборудования (устройства), задачи проектирования, его технические характеристики, условия эксплуатации, требования к конструкции, технологические, экологические, качественные и экономические.

*3.2. Раздел 2 (Специальная часть)*

*Схемотехническое направление проекта (работы)* посвящается разработке принципиальных электрических схем на основе созданных структурных и функциональных схем, выбора элементной базы электротехнического устройства (оборудования). В дипломной работе специальной частью может являться разработка алгоритмического и программного обеспечения.

*Конструкторское направление проекта (работы)* осуществляется разработка или модернизация конструкции на стадиях эскизного и технического проектов. Эскизный проект предполагает конструкторско-техническую проработку вариантов, основное проектное решение, предварительную компоновку и размещение элементов. В техническом проекте принимается

решение о выполнении конструкции (компоновки, размещения конструктивных элементов), разрабатывается конструкторская и технологическая документация, проводятся конструкторские расчеты надежности, теплового режима, на механические воздействия и др.

*Технологическое направление проекта (работы)* студенты разрабатывают технологические процессы изготовления деталей и сборки блока электротехнического оборудования. При выполнении дипломной работы в качестве технологической части осуществляется разработка технологических процессов проведенных экспериментальных исследований для проверки соответствия полученных теоретических результатов практическим опытом.

3.3. *Технико-экономическое обоснование проекта (работы)* пред-полагает оценку экономической эффективности проектируемого и базового (аналогичного) вариантов конструкции, проведение маркетингового анализа, определение конкурентоспособности проектируемого электротехнического оборудования и по результатам анализа дается рекомендация к внедрению его на производстве.

3.4. *В разделе ДП (ДР) по охране труда и безопасности жизне-деятельности* рассматриваются производственные и другие факторы, влияющие на здоровье человека, и мероприятия, устраняющие воздействие этих факторов. Кроме того, предусмотрено решение вопросов техники безопасности, пожарной безопасности и производственной санитарии, что позволит исключить профессиональные заболевания и травматизм на производстве.

3.5. *В разделе управления качеством* рассматривается совокупность планируемых и систематически проводимых мероприятий, создающих необходимые условия для повышения качества выполняемых работ с целью соответствия определенным требованиям.

3.6. *Оформление выпускной квалификационной работы*  
Дипломный проект (работа), включающий пояснительную записку и графическую часть (презентацию), оформляется в соответствии с документированной процедурой ДП СМК 4.2.3-3.0-2009.

3.7. *Отзывы руководителя и рецензента* должны быть подготовлены и переданы дипломнику за 2-3 дня до предзащиты.

3.8. *Предзащита ВКР* организуется выпускающей кафедрой и проводится комиссией из числа профессорско-преподавательского состава. Руководитель ДП (ДР) не должен входить в комиссию по оценке квалификационной работы. Предзащита проводится в соответствии с утвержденным графиком. На предзащиту дипломник обязан представить полностью оформленные материалы ВКР, а также отзыв руководителя. Комиссия по результатам оценки материалов ВКР и ответов на вопросы принимает решение о допуске дипломника к защите ВКР в Государственной аттестационной комиссии (ГАК).

3.9. *Представление ВКР к защите* осуществляется после успешного прохождения предзащиты. Полностью оформленные, распечатанные и переплетенные материалы ВКР в соответствии с документированной процедурой ДП СМК 4.2.3-3.0-2009 и представлением в электронном виде, подписанные консультантами и руководителем передаются для заключения по выполненной квалификационной работе заведующему кафедрой не позднее 5-6 дней до защиты согласно утвержденному графику защиты ВКР. Заведующий кафедрой в случае положительной оценки в отзывах руководителя и рецензента утверждает ДП (ДР), подписывает титульный лист ДП (ДР) рекомендуя выпускную квалификационную работу к защите в ГАК.

3.10. *Защита ВКР проводится в ГАК*, в соответствии с утвержденным приказом по университету. На защите присутствуют члены ГАК, рецензенты, студенты-дипломники. Процедура защиты, и критерии оценки ВКР соответствуют основной образовательной программе (ООП) и документированной процедурой ДП СМК 4.2.3-3.0-2009.

Таким образом, весь процесс выполнения и защиты ВКР становится прозрачным и понятным для студента и всех в нем участвующих лиц при условии еще большей детализации.

#### Библиографический список

1. Документированная процедура ДП СМК 4.2.3-3.0-2009.

2. Проектирование и технология радиоэлектронных средств: учебное пособие / З.М. Селиванова, Д.Ю. Муромцев, Т.И. Чернышова, О.А. Белоусов, В.Н. Митрофанова. – Тамбов: Изд-во ГОУ ВПО ТГТУ, 2011. – 164 с. ISBN 978-5-8265-0971-5

УДК 62-503.5

## **МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТЫ ОПРОСА АЦП В СИСТЕМАХ ВИЗУАЛИЗАЦИИ НА ПРИМЕРЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА «ПОДЪЕМ»**

**А. В. Дужий**

*Сибирский государственный индустриальный университет  
г. Новокузнецк*

Эксплуатация устаревшего горно-шахтного оборудования с выработанным ресурсом приводит к постоянному увеличению доли затрат на его содержание в себестоимости добычи и переработки продукции горного производства. Пульты управления подъёмных машин должны быть максимально эргономичными, удобными для операторов. При модернизации горно-шахтного оборудования требуются пульты, совместимые с цифровыми системами управления и отвечающие современным требованиям эргономики. Базовой основой для создания таких пультов является система визуализации.

Основное окно программы визуализации имеет 3 области: слева индикаторы аналоговых сигналов, в центре мнемосхема подъёмной машины, справа индикаторы дискретных сигналов.

СЕКЦИЯ 2. Информационные и управляющие системы, комплексы программ. Вопросы подготовки инженерных и научных кадров

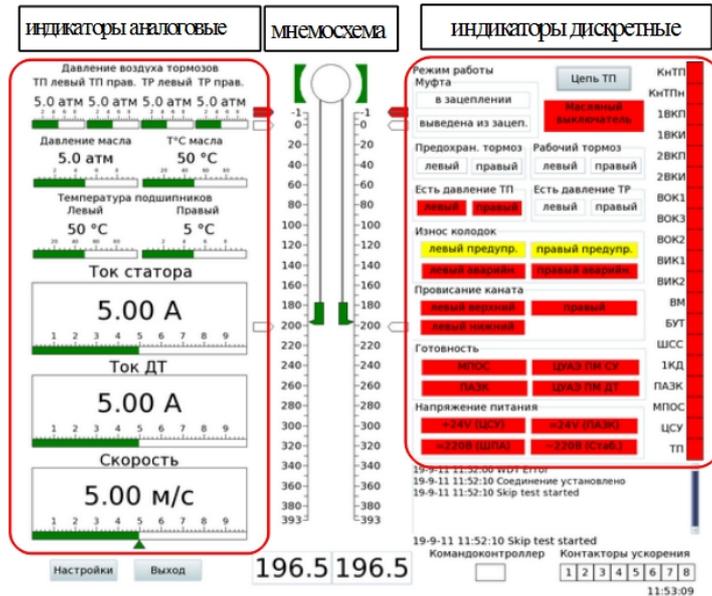


Рисунок 1 – Общий вид главного окна

В левой трети окна расположены индикаторы аналоговых сигналов (рис.2):

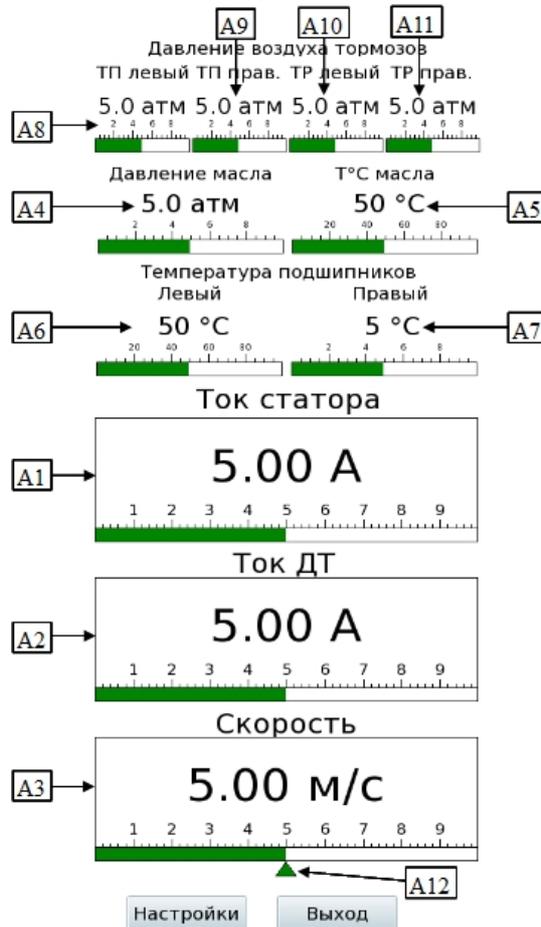


Рисунок 2 – Индикаторы аналоговых сигналов

- A1. Ток статора.
- A2. Ток динамического торможения.
- A3. Скорость.
- A4. Давление масла.
- A5. Температура масла.
- A6. Температура левого подшипника.
- A7. Температура правого подшипника.
- A8. Давление воздуха левого предохранительного.
- A9. Давление воздуха правого предохранительного тормоза.
- A10. Давление воздуха левого рабочего тормоза.
- A11. Давление воздуха правого рабочего тормоза.
- A12. Значение скорости защитной диаграммы.

Обозначения соответствуют номерам аналоговых каналов. Каждый индикатор отображает значение параметра в цифровом виде (сверху) и в аналоговом (снизу). Аналоговая шкала имеет 3 зоны: зелёную, жёлтую и красную. Значение скорости защитной диаграммы обозначено зелёным треугольником под индикатором скорости (A12).

В центре окна расположена мнемосхема подъемной машины (рис.3).

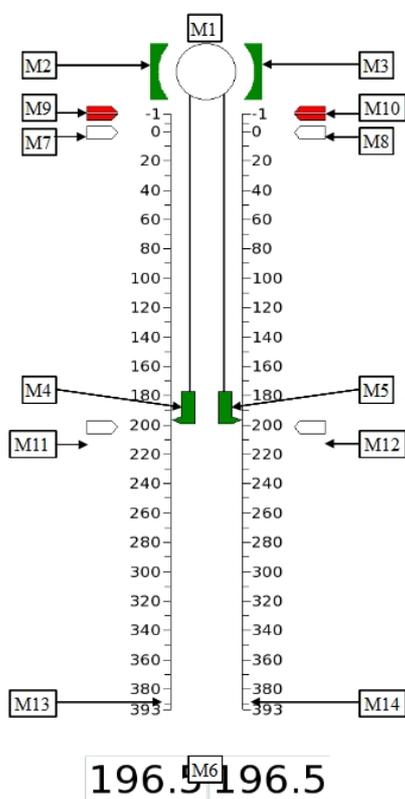


Рисунок 3 – Мнемосхема подъемной машины

В верхней части мнемосхемы изображен барабан (М1) с тормозными колодками (М2, М3). Цвет тормозных колодок: зелёный, если тормоз снят; желтый, если наложен рабочий тормоз; красный, если наложен предохранительный тормоз. Предохранительный тормоз имеет приоритет над рабочим. Между двумя вертикальными шкалами положения скипов (М13, М14) перемещаются левый (М4) и правый (М5) скипы, в соответствии с сигналом положения скипов. Этот сигнал соответствует глубине левого скипа. Глубина правого скипа равна разности глубины ствола и глубины левого скипа. Под каждой шкалой отображается значение глубины соответствующего скипа в цифровом виде (М6). Напротив нулевых делений шкал расположены индикаторы датчиков точного останова (М7, М8). Индикаторы ДТО отображаются цветом фона, если сигнал ДТО = 0, желтым, если сигнал ДТО = 1. Напротив делений шкал "-1" расположены индикаторы переподъёма (М9, М10). Они состоят из 2х половинок: верхняя - переподъём, нижняя - переподъём индикаторный. Цвет - фон если 1, красный если 0. На глубине промежуточного горизонта, заданной в настройках, расположены отметки промежуточного горизонта (М11, М12).

В правой трети окна расположены индикаторы дискретных сигналов:

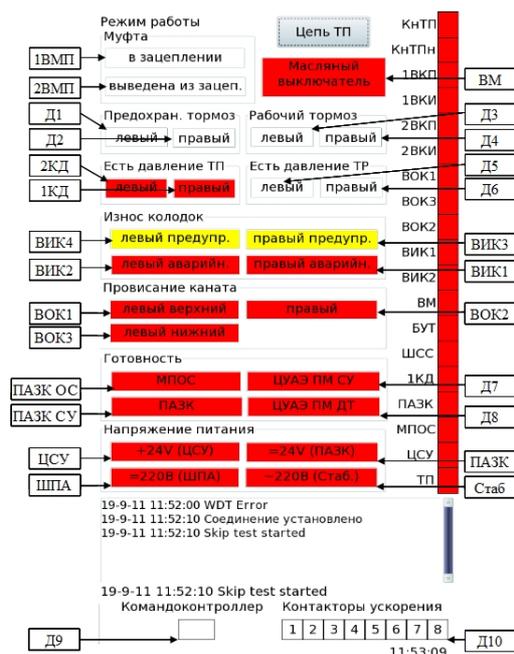


Рисунок 4 – Индикаторы дискретных сигналов

По правому краю окна расположена мнемосхема цепи ТП. Каждый сигнал отображается красным, когда равен 0, зелёным когда 1.

Индикаторы переподъёма правого 1ВКП, 1ВКИ желтые независимо от состояния своих сигналов, когда есть сигнал обход переподъёма 1 (ОПП1). Индикаторы переподъёма левого 2ВКП, 2ВКИ желтые, когда есть сигнал обход переподъёма 2 (ОПП2).

Внизу справа находится индикатор состояния командоконтроллера (Д9) зелёный, если командоконтроллер в нуле, иначе цвета фона. В зависимости от единичного состояния сигналов командоконтроллера его состояние обозначается текстом.

В правом нижнем углу расположены индикаторы контакторов ускорения (Д10) цвета фона, если сигнал соответствующего контактора нулевой, зелёные, если единичный.

Под индикаторами дискретных сигналов расположен протокол — 100 последних сообщений программы. Снизу дублируется последнее сообщение.

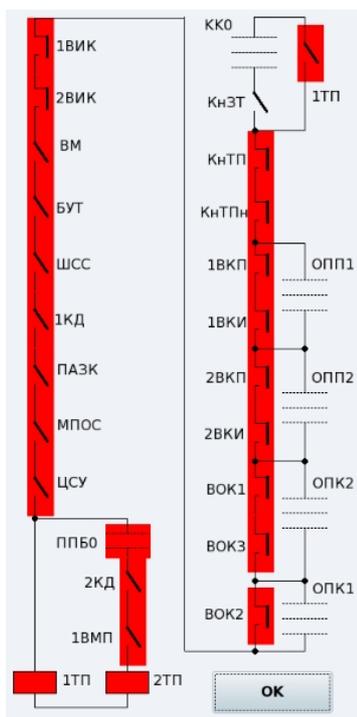


Рисунок 5 – Окно предохранительного тормоза

В левом нижнем углу расположены кнопки:

Настройки - вызывает окно настроек.

Выход - выход из программы.

В правом верхнем углу расположена кнопка Цепь ТП - вызывает окно цепи предохранительного тормоза.

На схеме предохранительного тормоза отображаются состояния реле и переключателей. Когда контакт реле разомкнут (сигнал нулевой), его фон красного цвета.

Замкнутое состояние переключателей показывается точкой в соответствующем положении. Переключатель ППБ0 отображается красным когда разомкнут. Остальные переключатели отображаются желтым, когда замкнуты. Обмотки реле 1ТП и 2ТП отображаются красным, когда соответствующие сигналы 1ТП и 2ТП нулевые и зеленым, когда единичные.

Реализованная структура системы визуализации (рис.6) содержит контроллер и визуализатор, соединённые выделенным каналом сети Ethernet.

Контроллер включает в себя процессорный модуль и модули ввода сигналов. На контроллере выполняется программа передачи данных. Также в состав контроллера могут входить другие модули и другое ПО, служащие цели управления объектом. Таким образом, возможно совмещение функций системы управления и визуализации.

Входные аналоговые сигналы поступают на аналоговые модули ввода AI-16. Модуль AI-16 содержит групповую гальваническую развязку, программируемый инструментальный усилитель, 16-канальный мультиплексор и 14-разрядный АЦП. Входные дискретные сигналы поступают на дискретные модули ввода DI-32, содержащие поканальную гальваническую развязку.

Модули ввода сигналов соединены с процессорным модулем CPC108 шиной ISA. Процессорный модуль выполняет упаковку данных в пакеты протокола UDP и их пересылку по сети Ethernet на визуализатор. Все модули контроллера и его блок питания установлены в каркас стандарта MicroPC.

Визуализатор включает в себя системный блок компьютера и сенсорный дисплей, установленные в шкаф со степенью защиты IP54. Сенсорный дисплей подключен к системному блоку интерфейсами USB (для передачи сенсорных данных) и VGA (для передачи изображения). На компьютере выполняется программа визуализации технологического процесса. Работа с графическим интерфейсом программы осуществляется при помощи сенсорного дисплея.

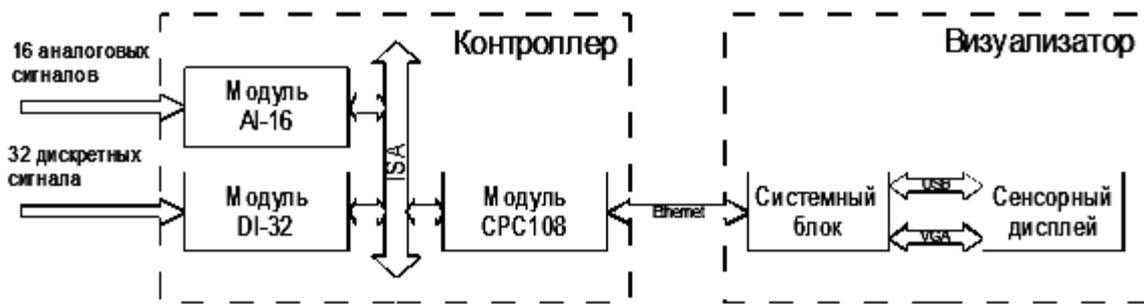


Рисунок 6 – Техническая структура системы визуализации

Наиболее важной характеристикой системы визуализации является время реакции на событие. Это временной интервал между изменением сигнала на входе модуля ввода и соответствующим изменением изображения на дисплее:

$$T_A = T_U + T_{АЦП} + T_{сч} + T_c + T_{об} + T_{\delta} \quad (1)$$

где:  $T_U$  - время распространения сигнала (задержка) входного усилителя,

$T_{АЦП}$  - время преобразования АЦП,

$T_{сч}$  - задержка считывания данных с аналогового входа,

$T_c = 0,1 \pm 0,05$  мс - задержка передачи данных по сети, определена экспериментально,

$T_{об} \approx 2 \cdot 10^{-5}$  с - время обработки данных программой визуализации, зависит от быстродействия процессора и ПО, определяются экспериментально.

$T_{\delta} = 1/f_{\delta}$  - задержка вывода данных на дисплей,

$f_{\delta} = 60$  Гц - частота кадровой развертки дисплея.

$T_U$ ,  $T_{АЦП}$ ,  $T_c$ ,  $T_{\delta}$  — константы, зависящие от технических характеристик оборудования. Из документации на аналоговые модули ввода AI-16:  $T_U$  не указано, пренебрежимо мало;  $T_{АЦП} = 1 \cdot 10^{-5}$  с,

Тем фактором, оказывающим влияние на максимальные значения времени реакции на событие, который задается разработчиком ПО, является интервал опроса аналогового входа  $T_{сч}$ .

$$T_{сч} = \frac{n}{f_{оп}} \quad (2)$$

где:  $f_{оп}$  — частота опроса АЦП,  $n$  — количество опрашиваемых каналов.

Из (1) и (2) найдём частоту опроса АЦП, обеспечивающую заданное время реакции на событие ТА.

$$f_{on} = \frac{n}{T_A - T_Y - T_{АЦП} - T_c - T_{об} - T_o} \quad (3)$$

Максимально допустимое время реакции на событие обусловлено инерцией зрения — 63 мс. Подставляя численные значения в (3), получим минимальную частоту опроса АЦП  $f_{onmin} \approx 346$  Гц.

Определим максимальную частоту опроса АЦП, при которой весь объём данных, считанных с АЦП, может быть передан по сети.

Данные включают в себя выборку АЦП размером два байта, и номер канала — один байт. Производится опрос  $n$  каналов с частотой  $f_{on}$ , в течении времени  $t$ . Зависимость объёма записанной информации от количества аналоговых каналов и частоты можно оценить по соотношению:

$$V = 3n f_{on} t, \quad (4)$$

где  $V$  — объём информации, в байтах;

$t$  — время записи, с.

Производится опрос  $N$  дискретных каналов в течении времени  $t$ . При каждом изменении состояния какого-либо канала (в среднем каждые  $k$  с.) формируется выборка размером 3 байта. Объём записанной информации о состоянии дискретных сигналов можно оценить, исходя из соотношения:

$$V = \frac{3Nt}{k}, \quad (5)$$

где  $N$  — кол-во дискретных каналов;

$k$  — средний период изменения состояния какого-либо одного канала, с

$t$  — время записи, с.

Поскольку передаются только изменения дискретных сигналов, происходящие значительно реже, чем изменения аналоговых сигналов, то объёмом данных дискретных сигналов можно пренебречь.

Частота опроса АЦП ограничена снизу требованием к времени реакции на событие, сверху — параметрами модуля AI16 ( $f_{on} = 100000/n$  выборок в секунду) и пропускной способностью сети Ethernet. Теоретическая максимальная скорость передачи данных по Ethernet составляет  $v_m = 100 \text{ Мбит/с} = 12,5 \text{ Мбайт/с}$ . Реальная скорость меньше, т. к. каждый Ethernet-пакет помимо 1500 байт данных содержит служебную информацию (преамбула, заголовки, контрольная сумма и т.п.).

Табл.1 — размеры служебной информации для сетевых протоколов

Протокол	Размер служебной информации, байт
IP	20
UDP	8
<b>Итого:</b>	<b>28</b>

Таким образом, каждый пакет содержит 1472 байта данных, реальный предел скорости передачи данных по ethernet составляет  $v_p = 12,26 \text{ Мбайт/с}$ .

Из (4) найдём скорость потока данных с АЦП:

$$v = 3 n f_{on} \quad (6)$$

Максимальная частота опроса АЦП, при которой данные возможно передавать по Ethernet, составляет:

$$f_{onmax} = \frac{v_p}{3n} = 255555 \text{ Гц} \quad (7)$$

Частота опроса АЦП в диапазоне от  $f_{onmin}$  до  $f_{onmax}$  удовлетворяет требованию к времени реакции на событие. Поскольку найденное значение  $f_{onmax}$  превышает максимальную частоту опроса АЦП модуля AI-16 (100 кГц), то в данной системе визуализации установлена частота опроса АЦП 100 кГц.

Используя методику, приведённую выше, можно определить диапазон частоты опроса АЦП для любой системы визуализации. Когда контроллер и визуализатор соединены выделенным каналом сети Ethernet, рекомендуется устанавливать частоту опроса АЦП ближе к  $f_{onmax}$ , чтобы достичь минимального времени реакции на событие. Когда контроллер и визуализатор подключены к общей

сети Ethernet, рекомендуется устанавливать частоту опроса АЦП ближе к  $f_{onmin}$ , чтобы оставшейся пропускной способности сети хватало другим её абонентам.

Данная методика использована при проектировании системы визуализации для тыретского солерудника, шахты «Берёзовская» УК «Северный Кузбасс», шахты абаканского филиала ОАО Евразруда.

УДК 62-503.55

## **ОПЫТ ПРИМЕНЕНИЯ АЛГОРИТМОВ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ПРИ ПРОГРАММИРОВАНИИ СИСТЕМ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ АВТОМАТИКИ**

**И. А. Ермаков**

*Сибирский государственный индустриальный университет  
г. Новокузнецк*

Надежность программного обеспечения связана напрямую с методиками её проектирования. Поэтому, применение современных способов создания программного продукта для систем технологической автоматики должно повысить их надежность и безопасность. Наиболее важным при разработке является разделение системы управления на функциональные части или блоки, что позволяет упростить процесс постановки задачи на проектирование.

Рассмотрим структуру системы управления шахтной подъемной установки (ШПУ) (рисунок 1) представленной в статье [1], которая состоит из следующих блоков: 1) Система технологической автоматики (СА); 2) Система защит (СЗ); 3) Система сигнализации (СС); 4) Аппарат задания хода (АЗХ), включающий в себя: устройство контроля положения сосуда, ограничитель скорости, глубиномер; 5) Система управления загрузкой скипа (СУЗС); 6) Устройство управления скоростью (УУС), включающего систему автоматического регулирования скорости, которая поддерживает постоянство скорости подъема сосуда (САРС) и систему формирования управляющего

воздействия (СФУВ), для систем с ЭП постоянного тока или частотного ЭП — система импульсно-фазового управления, для систем с двигателями переменного тока с фазным ротором — система управления контакторами ускорения; 7) Система возбуждения (динамического торможения) подъемного двигателя (СУВПД); 8) На подъемных установках с приводом по системе Г-Д также присутствует система управления возбуждением синхронного двигателя (СУВСД).

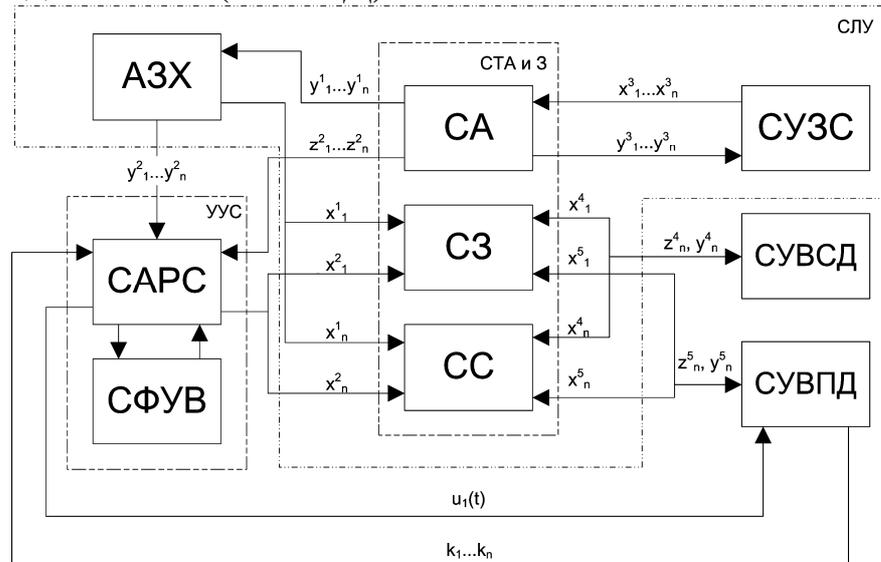


Рисунок 1 – Блок-схема системы управления электроприводом ШПУ

При создании библиотеки объектов зачастую приходится дублировать алгоритмы поведения и функции, добиваясь адаптации к конкретным аппаратным особенностям составных модулей системы управления, тем самым объем исходного кода может многократно возрасти. При изменении базовой части возникает необходимость редактирования дублируемых модулей, что может привести к ошибкам, устранить которых может потребовать значительное время. Для предотвращения подобных проблем можно применять механизм расширения имеющегося функционирования, который так же называется паттерном Decorator. [2]

Рассмотрим конкретный случай. Допустим необходимо разработать программный модуль, который будет считывать состояние порта дискретного ввода, однако работать он должен с различными модулями. В одном случае нужно изменить номер

банка перед считыванием, в другом — произвести обнуление регистров событий после считывания, в третьих — может понадобиться инвертировать полученное значение или использовать скрывание данных.

Блочная схема алгоритма работы в таком случае будет выглядеть следующим образом (рисунок 2).

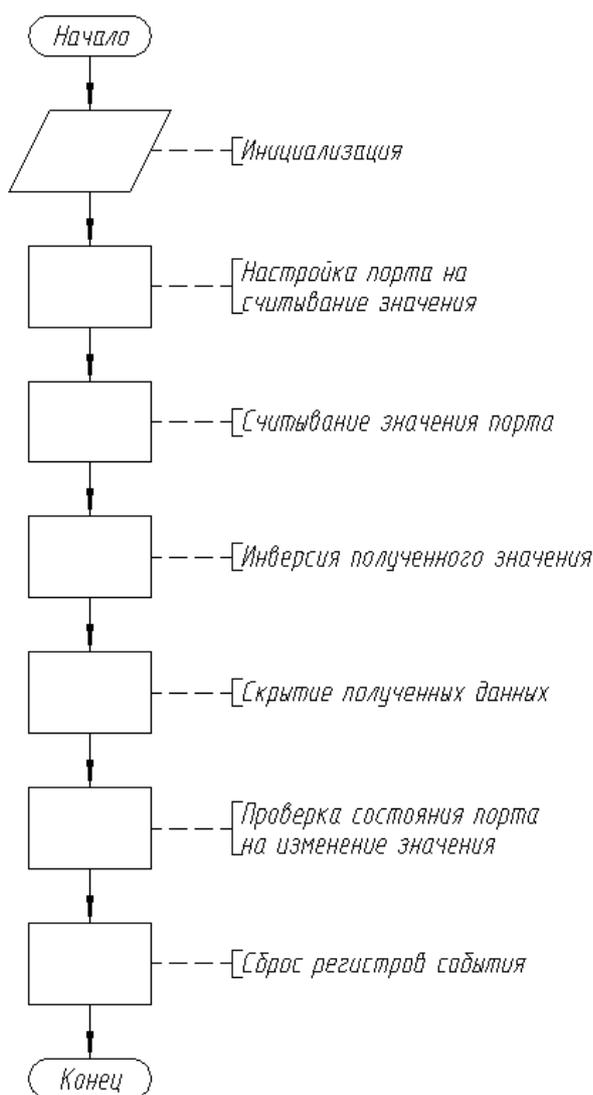


Рисунок 2 — Блок-схема сканирования порта

Последовательность действий можно представить в виде списка отдельных команд, изменяя последовательность которых, можно динамически изменять работу всего алгоритма.

Рассмотрим последовательность проектирования подобного алгоритма на языке программирования C++.

Первоначально создаем виртуальные классы сканирования и считывания значения порта, которые предоставляют только интерфейс доступа:

```
//=====
// Базовый класс сканирования
//-----
class BaseScan {
public:
    virtual void Scan() = 0;

    ~BaseScan() {}
protected:
    BaseScan() {}
};
//=====
// Базовый класс порта, предоставляющий интерфейс
// только для чтения
//-----
class BasePort_r {
public:
    // virtual ~BasePort_r() {}
    ~BasePort_r() {}

    virtual unsigned char read(int i) = 0;
    // i - номер байта в порте
protected:
    BasePort_r() {}
};
//=====
```

Далее рассмотрим наиболее сложный случай. Перед началом сканирования необходимо поменять банк, полученные значения порта необходимо инвертировать и применить скрывание значений нескольких битов. По окончании работы алгоритма необходимо сбросить регистры событий.

Согласно правилам построения классов, расширяющих функционирование, создаем класс декоратора для порта:

```
//=====
// Класс декоратора для порта
//-----
class DecoratorPotr_r : public BasePort_r {
private:
    BasePort_r* _component;
```

```
public:
DecoratorPotr_r(BasePort_r* port) : _component(port) {}
unsigned char read(int i) {return _component->read(i);}
~DecoratorPotr_r() {}
};
//=====
```

Используя классы BasePort\_r и DecoratorPotr\_r создадим три класса для считывания значения порта, его инверсии и скрывание части данных:

```
//=====
// Класс чтения порта
//-----
class TPortInp : public BasePort_r {
protected:
    unsigned short BA;
public:
    TPortInp(unsigned short ba) : BA(ba) {}
    unsigned char read(int i) {return inportb(BA + i);}
    ~TPortInp() {}
}
//=====
// Класс инверсии состояния порта
//-----
class TPortInvert : public DecoratorPotr_r {
public:
    TPortInvert(BasePort_r* port) : DecoratorPotr_r(port)
    {}
    unsigned char read(int i) {return
~(Decorator::read(i));}
    ~TPortInvert() {}
};
//=====
// Класс, маскирующий отдельные биты (1 - разрешение, 0
// - блокировка)
//-----
class TPortMask : public DecoratorPotr_r {
private:
    unsigned char* _arrai_mask;
public:
    TPortMask(BasePort_r* port, unsigned char* mas) :
DecoratorPotr_r(port), _arrai_mask(mas) {}
};
```

```

unsigned char read(int i) {return Decorator::read(i) &
_arrai_mask[i];}
~TPortMask() {}
};
//=====

```

Теперь выстраивая полученные классы в определенной комбинации можно укрыть процесс преобразования за интерфейсом чтения порта. Примерный вид связывания изображен ниже (рисунок 3).



Рисунок 3 — Связывание объектов при считывании значения

Аналогичным образом создаем декоратор для класса сканирования:

```

//=====
// Класс декоратора для класса сканирования
//-----
class Decorator_Scan : public BaseScan {
private:
    BaseScan* _component;
public:
    Decorator_Scan(BaseScan* ptr) : _component(ptr) {}
    void Scan() {_component->Scan();}
    ~Decorator_Scan() {}
};
//=====

```

Рассмотрим наиболее простой вид класса сканирования:

```

//=====
// Класс последовательного сканирования порта
//-----
class TScanPort : public BaseScan {
protected:
    BasePort_rw* port_di; // Указатель на порт текущих значений
    BasePort_r* port_read; // Указатель на порт чтения
    int size_byte; // Количество проверяемых байт
public:

```

```
TScanBytes(BasePort_rw* port1, BasePort_r* port2, int
size) :
    port_di(port1), port_read(port2), size_byte(size)
{}
void Scan() {
    for(int i=0;i<size_byte;i++)
        port_di->write(i, port_read->read(i));
}
~TScanPort() {}
};
//=====
```

Создадим классы, первый из которых будет производить предварительную настройку порта перед считыванием, а второй сброс регистров событий.

```
//=====
// Класс предварительной настройки порта перед
считыванием
//-----
class TScanConfig : public Decorator_Scan {
protected:
    ...
public:
    TScanConfig(BasePort_r* port) :
Decorator_Scan(port) {}

    voidScan() {
        < настройка >
        Decorator_Scan::Scan();
    }
    ~TScanConfig() {}
};
//=====
// Класс сброса регистров событий
//-----
class TScanReset : public Decorator_Scan {
protected:
    ...
public:
TScanConfig(BasePort_r* port) : Decorator_Scan(port) {}

    voidScan() {
        Decorator_Scan::Scan();
        < сброс регистров >
    }
};
```

```
}  
  
~TScanConfig() {}  
};  
//=====
```

Объединяя переменные, полученные на основании созданных классов, можно получить различные комбинации выполняемых действий. Допустим необходимо получить инверсное значение порта, а перед сканированием произвести дополнительную настройку. Последовательность создания объектов будет следующей:

```
//=====
```

```
BasePort_r* ptr_inport = new TportInp(BA);  
BasePort_r* ptr_invert = new TportInvert(ptr_inport);  
BaseScan* ptr_scan = new TscanPort(ptr_port_di,  
ptr_invert, 4);  
BaseScan* ptr_config = new TscanConfig(ptr_scan);  
//=====
```

Если применить в подобной ситуации порождающий паттерн, то процесс создания объектов можно скрыть от пользователя.

Динамическое добавление объекту новых обязанностей является гибкой альтернативой порождению подклассов с целью расширения функциональности. Кроме того, подобный механизм может добавлять и удалять обязанности во время выполнения программы. Применение данного подхода на этапе проектирования позволяет получить архитектуру системы более компактной, простой и понятной.

### Библиографический список

1. В.Ю. Островляничик, В.А. Кубарев Методика разработки программного обеспечения систем логического управления подъемными установками / Вестник Кузбасского государственного технического университета. 2011. № 6. С. 50-54.
2. Э. Гамма, Р. Хелм, Р. Джонсон, Д. Влссидес Приемы объектно-ориентированного проектирования. Паттерны проектирования. — СПб.: Питер, 2011. – 368с.: ил.

## СТРУКТУРИЗАЦИЯ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ КАЧЕСТВОМ ИТ-УСЛУГ

**В. В. Зимин, С. М. Кулаков, А. С. Горопчин**

*Сибирский Государственный индустриальный университет  
г. Новокузнецк*

*Публикация подготовлена в рамках научного исследования  
выполненного при поддержке государства в лице Минобрнауки России*

**Введение.** Успех ИТ-компаний (провайдеров) сегодня в значительной степени зависит от того, насколько качественно они решают задачи повышения эффективности использования активов своих клиентов, обеспечивая конкурентоспособность и удовлетворение растущих запросов бизнеса. Целью системы управления качеством сервисного обслуживания, осуществляемого ИТ-провайдером), является предоставление клиентам рентабельных ИТ-сервисов с удовлетворительной для них ценностью и приемлемым риском. В статье приводится краткое описание задач, функций и структуры системы управления качеством предоставления ИТ-услуг, в основу которой положена нормативная модель процесса SLM (Service Level Management) библиотеки ITIL (версия 3) [1].

**Задачи и функции системы управления качеством ИТ-услуг**

К числу основных задач, решаемых системой управления качеством относятся:

- определение и документирование требований к уровню качества ИТ-сервисов (фиксируемых в SLAs<sup>3</sup>) на основе проведения переговоров с представителями бизнеса;
- формирование каталога сервисов, включающего сервисы и сервисные пакеты с опциями, параметрами и ценами;
- разработка нормативной модели взаимоотношений между департаментами ИТ-провайдера и внешними поставщиками (OLAs);

---

<sup>3</sup> Соглашение о качестве обслуживания (Service Level Agreement-SLA) - это письменное соглашение между поставщиком ИТ - услуг и клиентом, определяющее значения ключевых показателей услуг и обязанности обеих сторон.

СЕКЦИЯ 2. Информационные и управляющие системы, комплексы программ. Вопросы подготовки инженерных и научных кадров

- верификация подписанных контрактов (UCs) с точки зрения удовлетворения новых требований бизнеса;
- мониторинг функционирования ИТ-активов;
- актуализация положений соглашений SLAs, OLAs и UCs и контроль их выполнения.

Помимо перечисленных задач, система управления качеством ИТ-обслуживания удовлетворяет запросы системы динамической оптимизации по организации мониторинга отдельных ИТ-активов и формирует информацию, необходимую последней для анализа, выработки и реализации изменений, оптимизирующих ИТ-деятельность.

В таблице 1 приведена упорядоченная последовательность функций управленческого цикла СПРУКАР [2] с конкретизацией их содержания для системы управления качеством ИТ-услуг.

Таблица 1. Конкретизация функций управления для процесса SLM

1.Сбор данных	Оценка потребности заказчика, возможностей поставщика услуг
2. Планирование	Подготовка и заключение соглашений SLAs и OLAs
3.Оперативное управление реализацией услуг	Оказание ИТ-услуг в соответствии с SLAs и OLAs
4.Измерения и учёт	Мониторинг функционирования ИТ-сервисов и сервисных ИТ-активов
5.Контроль	Сравнение фактических значений показателей качества услуг с плановыми. Отчеты о качестве сервиса
6.Анализ	Определение причин отклонений
7.Оптимизация и регулирование	Формирование оптимизационных воздействий (изменение OLAs, SLAs, системы стимулирования, Ucs, системы мониторинга)

*Структура системы управления качеством функционирования ИТ-сервисов* приведена на рисунке 1.

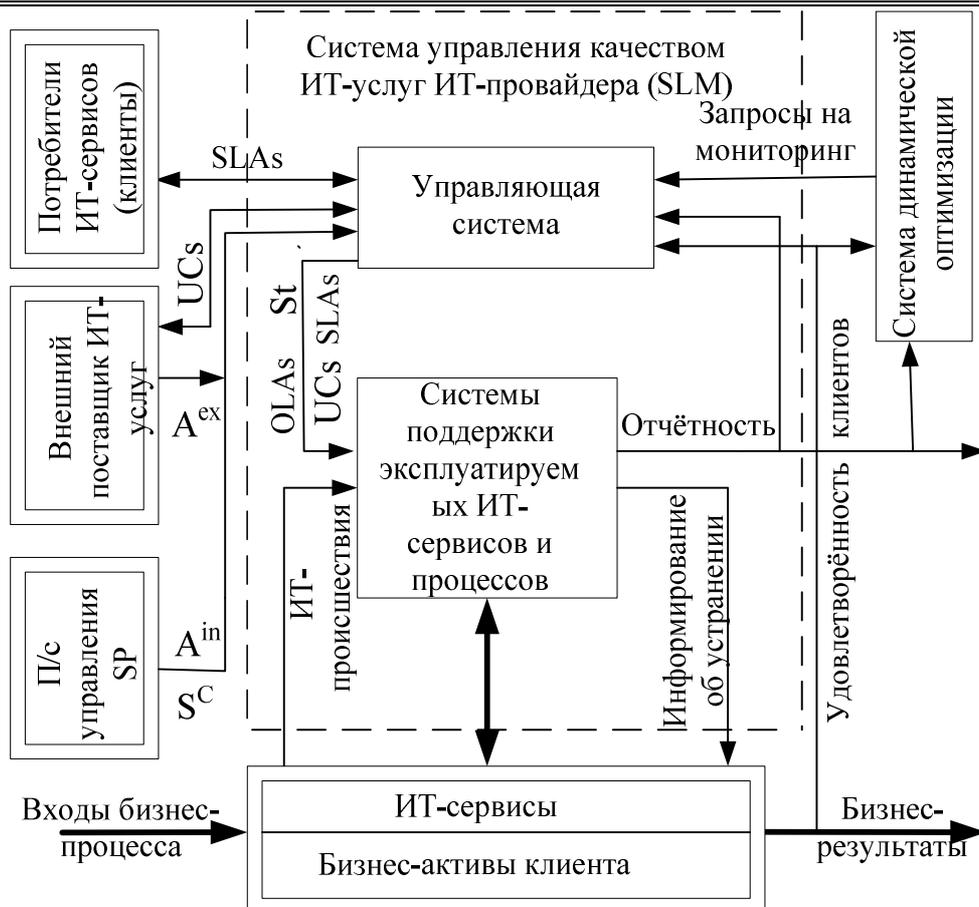


Рисунок 1 – Структура системы управления качеством обслуживания

( $S^c$  – каталог сервисов,  $A^{in}$  – активы для функционирования SLM,  $A^{ex}$  – ИТ-активы внешних поставщиков)

Управляющими воздействиями системы управления качеством (СУК) услуг являются: изменение каталога  $S^c$  ИТ-сервисов, внутренних активов  $A^{in}$ , выделяемых для обслуживания  $S^c$ , услуг  $A^{ex}$  внешних поставщиков, контрактов UCs, подписанных с внешними поставщиками, соглашений с клиентами о качестве обслуживания (SLAs), стимулов St для персонала поддержки эксплуатируемых сервисов, запросов системы динамической оптимизации на выполнение мониторинга «проблемных» активов. Входами СУК являются сообщения об ИТ-происшествиях, SLAs, UCs,  $S^c$ ,  $A^{in}$ ,  $A^{ex}$ , выходами - информация о текущем статусе устраняемых происшествий, отчётность о выполнении требований SLAs, OLAs, UCs. Главная цель SLM – заключение и обеспечение фактического выполнения требований соглашений SLAs о предоставлении ИТ-сервисов.

На рисунке 2 приведена структура подсистемы управления поддержкой эксплуатируемых клиентами ИТ-сервисов и процессов. Она включает в качестве объектов управления: call-центр, подсистемы мониторинга, управления событиями, инцидентами и проблемами, каждая из которых имеет механизм взаимодействия с внешними для неё системами управления: технической инфраструктурой и приложениями (2-ой уровень поддержки сервисов), проектированием и внедрением (3-ий уровень поддержки), внешними поставщиками ИТ-активов (4-ый уровень поддержки).

Для оценки функционирования SLM предлагается использовать следующие показатели эффективности (таблица 1), часто применяемые на практике [3].

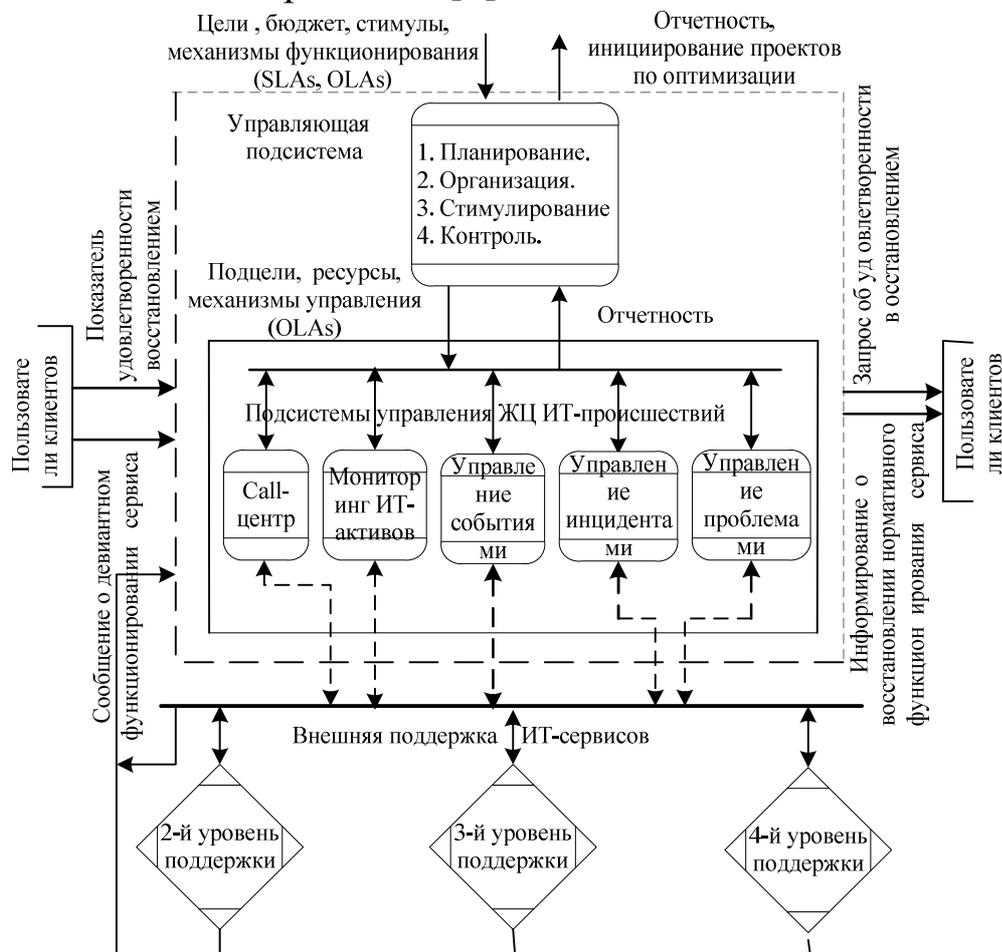


Рисунок 2 – Структура системы управления поддержкой эксплуатации ИТ-активов (Service desk)

Таблица 1. Предлагаемые метрики для SLM

Метрика	Описание
1.Число случаев нарушения SLA	Показывает, сколько раз не был обеспечен согласованный уровень сервиса
2.Число случаев, когда SLA находится под угрозой нарушения	Нарушения, которые серьезно угрожают пороговым значениям SLA
3.Процент SLA, требующих внепланового изменения	Случаи, когда требования SLA не могут быть выполнены ИТ-провайдером с положительной рентабельностью
4.Число пересмотров SLA, произведенных в плановом порядке	Для всех SLA должна быть предусмотрена дата планового обновления.
5.Число нарушений SLA по вине внешних поставщиков	Число нарушений SLA, создаваемых внешними подрядчиками
6.Превышение бюджетных затрат	Отклонение фактических затрат на функционирование системы от плановых
7.Число услуг, для которых нет SLA	Количество услуг, качество предоставления которых не регламентировано
8.Степень удовлетворенности клиентов	Оценка качества услуг клиентами

***Взаимодействие SLM с другими стадиями жизненного цикла ИТ-сервиса.*** Приведенная на рисунке 3 схема отражает основные связи системы управления качеством сервиса с подсистемами других стадий жизненного цикла сервиса.



Рисунок 3 – Взаимодействие SLM с подсистемами управления других стадий ЖЦС

Фактическое качество предоставляемого клиентам ИТ-сервиса зависит от решений, принятых и реализованных на стадиях «стратегия», «проектирование» и «внедрение» сервиса. Экономика и требования к сервису прорабатываются на стадии «стратегия». Требования к доступности, мощности, непрерывности и безопасности обеспечиваются проектными решениями и их реализацией на стадии «проектирования». Приведение возможностей сервисов в соответствие с изменяющимися требованиями клиентов (изменение сервисов) осуществляется на стадии «внедрение».

**Заключение.** Система управления качеством ИТ-сервисов позволяет выстраивать взаимовыгодные отношения между поставщиком услуг и клиентами посредством заключения соглашения о качестве обслуживания (SLA). После подписания SLA, последнее становится «планом» для SLM, который система обязана выполнять с затратами, не превышающими бюджет. Если процесс SLM с этой задачей не справляется, то система инициирует запрос об увеличении затрат на функционирование, либо ставит вопрос об ослаблении требований SLA.

Литература

1. The Official Introduction to the ITIL Service Lifecycle, London: TSO 2007. – 173p.
2. Новиков Д.А. Методология управления. – М.: Либроком, 2011. - 128с.
3. Метрики для управления ИТ-услугами/ Питер Брукс; Пер. с англ. – М.: Альпина Бизнес Букс, 2008 – 283с.

УДК 62-529

**ЛАБОРАТОРНЫЙ СТЕНД НА ОСНОВЕ  
ПРОГРАММИРУЕМОГО ЛОГИЧЕСКОГО КОНТРОЛЛЕРА  
ФИРМЫ ОВЕН**

<sup>1</sup>В. А. Кубарев, <sup>2</sup>О. Р. Галлямова  
<sup>1</sup>СибГИУ, <sup>2</sup>НКИ, г. Новокузнецк

С введением новых Федеральных государственных образовательных стандартов высшего профессионального образования значительное время учебного процесса подготовки бакалавров и магистров должно уделяться выполнению лабораторных и практических работ, что требует хорошей лабораторной базы.

В Сибирском государственном индустриальном университете на кафедре Автоматизированного электропривода и промышленной электроники на базе приборов ОВЕН, поставленных по программе поддержки вузов, разработан лабораторный стенд для проведения лабораторных работ по дисциплине «Программируемые контроллеры» для бакалавров по направлению 140600 «Электроэнергетика и электротехника» для профиля подготовки «Электропривод и автоматика», а также по дисциплине «Программирование на стандартных языках контроллеров» для магистров по программе подготовки «Автоматизированные электромеханические комплексы и системы».

Разработанный лабораторный стенд позволяет на простейших примерах освоить работу с дискретными и аналоговыми входами и выходами ОВЕН ПЛК150, научиться конфигурировать и программировать панель оператора СП270, и разрабатывать программу для управления простым технологическим процессом. Кроме того, студенты получают навыки программирования на основных стандартных языках, определённых МЭК 61131-3.

В качестве программного обеспечения для программирования предлагаемого стенда применяется программное обеспечение CoDeSys, а для конфигурирования графической панели оператора — поставляемое с панелью программное обеспечение «Конфигуратор СП270» от фирмы Овен.

Блок-схема лабораторного стенда на основе программируемого логического контроллера ПЛК 150 фирмы Овен представлена на рисунке 1.

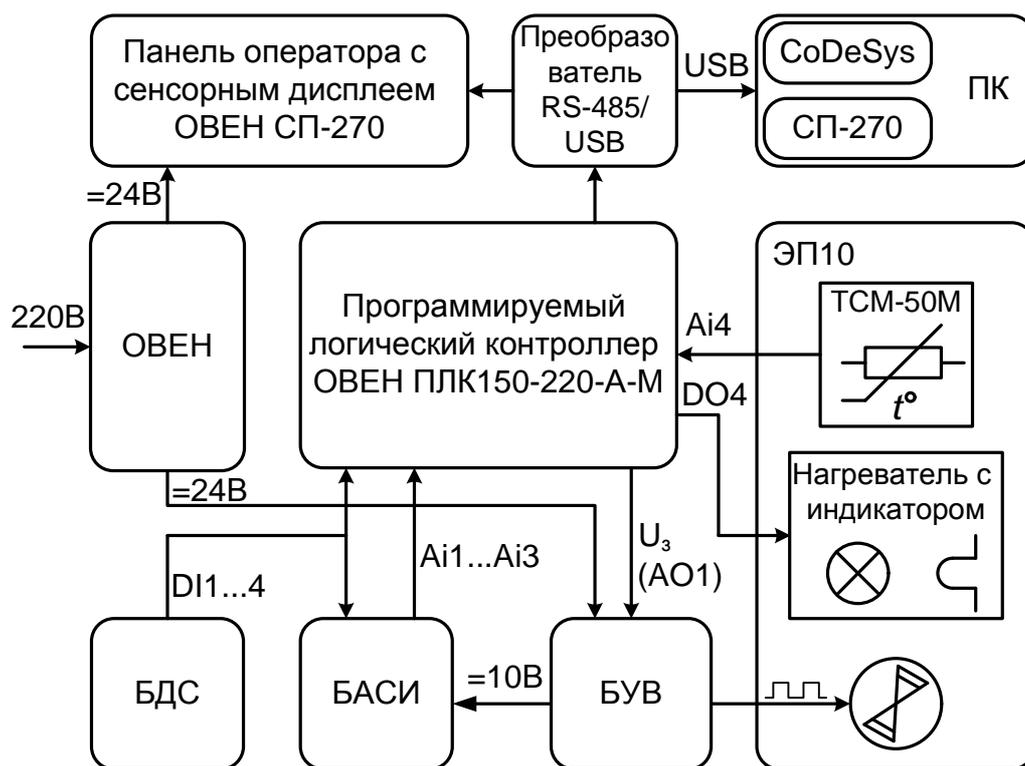


Рисунок 1 — Блок-схема стенда на основе программируемого логического контроллера ОВЕН ПЛК150

Как видно из рисунка 1 состав стенда следующий:

1. Контроллер ОВЕН ПЛК 150-220-А-М;
2. Одноканальный источник питания ОВЕН БП60Б-Д4-24;

3. Графическая панель оператора с сенсорным управлением ОВЕН СП-270;
4. Эмулятор печи ОВЕН ЭП-10 с установленным на нём дополнительным вентилятором;
5. Датчик температуры ОВЕН ДТС125-50.В2.60;
6. Автоматический преобразователь интерфейсов USB/RS-485 RSX4-4.1;
7. Блок управления вентилятором (БУВ);
8. Блок задания аналоговых сигналов и индикации (БАСИ);
9. Блок дискретных сигналов (БДС);
10. Персональный компьютер — рабочее место студента (ПК) с установленными на нём средой программирования CoDeSys и конфигуратором панели СП270.

Использование программируемого логического контроллера ПЛК150, поддерживаемого средой программирования CoDeSys и предназначенного для использования в системах управления реального времени [1], позволяет составить сложную программу, полностью реализующую управление различными объектами.

Панель оператора с сенсорным экраном СП270 [2] позволяет отображать на экране ход выполнения технологического процесса и редактировать значения параметров, отвечающих за функционирование системы. Связь графической панели и ПЛК осуществляется по интерфейсу RS-485, при этом контроллер выступает в качестве ведущего (master).

В качестве объекта управления используется эмулятор печи ЭП10 [3], представляющий собой смонтированные на печатной плате в негорючем корпусе нагреватель мощностью 10 Вт и измеритель температуры, а также светодиод для индикации протекания тока через нагреватель (при включении нагрева). Дополнительно на крышку ЭП10 установлен вентилятор, создающий возмущающее воздействие. Вентилятор получает питание от блока управления вентилятором, представляющего собой одноканальный ШИМ модулятор со встроенным источником питания.

Для измерения температуры используется встроенное в эмулятор печи ЭП10 термоспротивление ТСМ-50М, а также дополнительно установленный преобразователь сопротивления

ДТС125-50.В2.60. Для питания панели и блока управления вентилятором стабилизированным напряжением используется блок питания БП60Б-Д4-24. Контроллер подключается к локальной сети класса посредством интерфейса Ethernet, за счет чего имеется возможность его программирования с любого из рабочих мест, подключенных к локальной сети.

На базе представленного стенда планируется создание и в будущем проведение лабораторных работ по следующим темам:

1. Лабораторная работа «Изучение программируемого логического контроллера (ПЛК)» – изучение контроллеров серии ПЛК150. Ознакомление с средствами индикации на базе сенсорной панели ОВЕН СП270.
2. Лабораторная работа «Программирование на стандартных языках контроллеров в среде программирования CoDeSys» —изучение принципов стандарта МЭК 61131-3 и среды программирования CoDeSys, структуры проекта, типов данных, основных языков МЭК.
3. Лабораторная работа «Ознакомление с панелью оператора РП270 и программой-конфигуратором» — разработка страниц визуализации для панели СП270, работа с сенсорной панелью создание простейшего человеко-машинного интерфейса.
4. Лабораторная работа «Построение системы управления электрической печью с учетом возможного возникновения аварийных ситуаций» — изучение двухпозиционного закона регулирования и ПИД-регулирования, разработка программы управления печью с заданными параметрами технологического процесса для контроллера и разработка визуализации работы печи для панели СП270.

В заключении, хотелось бы отметить, что стенды, разработанные на основе различных приборов и устройств автоматики от фирмы ОВЕН, в настоящее время используются во многих вузах страны и заслужили достаточное количество положительных отзывов [4].

### Литература

1. Контроллер программируемый логический ПЛК150. Руководство по эксплуатации. — М.: Овен. — 2009 г. — 51 с.
2. Панель оператора СП270. Руководство по эксплуатации. — М.: Овен. — 2009 г. — 27 с.
3. Эмулятор печи ЭП10. Паспорт и руководство по эксплуатации. — М.: Овен. — 2012 г. — 4 с.
4. Примеры оснащения лабораторий приборами ОВЕН [Электронный ресурс]: содержит сведения о лабораториях вузов оснащенных приборами ОВЕН. Режим доступа: <http://www.owen.ru/text/35940283>. — Загл. с экрана. (дата обращения 01.11.2012 г.)

УДК 62-83Ж681.51.Ж382.3

## **ПРОБЛЕМА СОЗДАНИЯ ПРОГРАММ ЛАБОРАТОРНЫХ СТЕНДОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ШАБЛОНОВ**

**П.Н. Кунинин, Г. А. Зыбенко, П.А. Евдокимов**

*Сибирский государственный индустриальный университет  
г. Новокузнецк*

Сигнальные микроконтроллеры с плавающей точкой TMS320F28335 серии C2000 и среда разработки Code Composer Studio версии 4 (CCSv4) фирмы Texas Instruments являются одним из наиболее перспективных средств изучения и проектирования современных микроэлектронных средств управления. Эти микроконтроллеры отличаются от широко применяемых тем, что в их состав входят 12-битные аналого-цифровые преобразователи, которых недостает в микроконтроллерах, ориентированных на управление электродвигателями у многих других фирм, ШИМ-модули повышенного быстродействия и точности, не один, а два модуля для работы с фотоимпульсными датчиками положения механизма и скорости его перемещения.

По мнению разработчиков, более простому и быстрому освоению системы разработки Code Composer Studio способствует не детальное описание модулей и их настройки, а применение шаблонов, код которых позволяет начать работу не с нуля, а уже с определенным заделом.

Однако эта хорошая идея наталкивается на серьезные практические затруднения по двум основным причинам. Во-первых, описание шаблонов очень краткое и сделано по принципу «делай так», забывая пояснить, а почему надо делать именно так. Во-вторых, дело усугубляется отсутствием русскоязычных источников, что еще более усложняет задачу изучения и освоения

В этой работе сделана попытка в какой-то мере восполнить этот пробел применительно к визуализации процессов управления, упрощающей процесс разработки и отладки систем управления не только в учебном процессе, но и в производстве.

Процесс визуализации демонстрируется на двух шаблонах: `modem` и `volume1`, описанных в сопровождающем CCSv4 учебнике. Первый шаблон демонстрирует работу модема, второй описывает управление громкостью звуковоспроизводящей установки. Описание сути шаблона `modem` заключается в следующем:

- «Для Вашего удобства шаблон «модем» был создан как проект Code Composer Studio. Перед тем, как начать строить диаграммы визуализации данных, вам необходимо открыть проект и определить точки останова и исходные данные для диаграммы».

Эта цитата настраивает на то, что нас проведут по всему циклу работ, демонстрирующих все этапы реализации процесса визуализации. Но действительность существенно отличается от ожидаемого. Пояснения состоят преимущественно в указаниях, что надо нажать и что надо занести в нужную строку и колонку, не поясняя, для чего именно так следует сделать.

Пояснений того, что делает проект, практически не дается. Обращение к шаблону `volume1` ничего нового не добавило. Быстрое и простое вхождение в разработку с применением шаблонов переросло в мучительный и времязатратный поиск необходимой информации и в желание разобраться, какую работу выполняют шаблоны.

Сведения из учебных материалов подводят к мысли, что для решения задачи визуализации необходимо создавать файлы с входными и выходными данными с расширением .dat. На самом деле эти файлы нужны только в том случае, если есть необходимость сохранить эти данные для последующего исследования. В процессе наладки в них надобности нет. В то же время их использование вынуждает выполнять трудоёмкую процедуру перенастройки системы разработки с прогона программы на процесс визуализации и наоборот. Недоразумения были вызваны также тем, что в обоих проектах используются ранее подготовленные данные, сохраненные в файле .dat.

В коде шаблона `modem` к данным, полученным с передатчика ранее и сохраненным в файле .dat, добавляются шумы и выполняется фильтрация. Шаблон показывает эффект подавления шумов, но разработчики об этом умалчивают и правильный вывод был получен после тщательного изучения кода шаблона при многократной его прогонке и тщательного изучения программы при весьма скудных комментариях.

В шаблоне `volume`, входная синусоида пропускается через усилитель и на выходе показывается та же синусоида при различных коэффициентах усиления, причем коэффициент усиления задается ручным вводом нового значения переменной при перекомпиляции исходного текста. Демонстрирует те же настройки, что и в шаблоне `modem`.

В обоих шаблонах данные из заранее подготовленного файла .dat загружаются в массив ввода. Из-за того, что содержимое учебных материалов наталкивает на мысль, что файлы .dat необходимы для визуализации, воспринимается обратный процесс, что данные из входного буфера загружаются в файл .dat, а затем используются.

На наш взгляд, полезнее продемонстрировать весь процесс визуализации, который без каких-либо изменений, не считая отличающихся имен, может быть использован при разработке любой программы управления и существенно упростит освоение, а также сократит затраты времени на создание программного обеспечения лабораторных стендов и курсовых проектов. В шаблонах `modem` и `volume1` предусмотрены массивы входных и

выходных данных, но входные данные собраны ранее и размещены в файле с расширением .dat, и загружаются во входной массив для обработки из этого файла. В системах управления следует создать столько массивов, сколько переменных необходимо отображать на дисплее, а далее данные из массивов выдать в окна отображения процессов без записи в файлы .dat, требующие, как показано ранее, многократной перенастройки разрабатываемой программы. Опишем выполняемые при этом действия в окне .

Выбор в меню View → Graph → Time/Frequency приведет к появлению окна настройки параметров входных переменных для системы визуализации (рисунок 1). В нём следует изменить только следующие позиции:

Graph Title — название окна, которое вы придумываете сами и которое соответствует отображаемой переменной. В данном случае это входная переменная. Для электродвигателей это может быть напряжение, ток, скорость и так далее, например, ток якоря двигателя. В примере используется Input, с таким же успехом это может быть «Ток якоря двигателя» русскими буквами.

Start Address — начальный адрес массива, в котором сохраняются данные. В примере — inp\_buffer. Это имя массива, в котором накапливаются данные по току электродвигателя. Массив можно было бы назвать, например, «TokDvig», но обязательно латинскими символами.

Acquisition Buffer Size и Display Data Size — размер массива inp\_buffer.

Autoscale – Off — ручная настройка максимального значения переменной, отображаемой по оси ординат, например, тока двигателя.

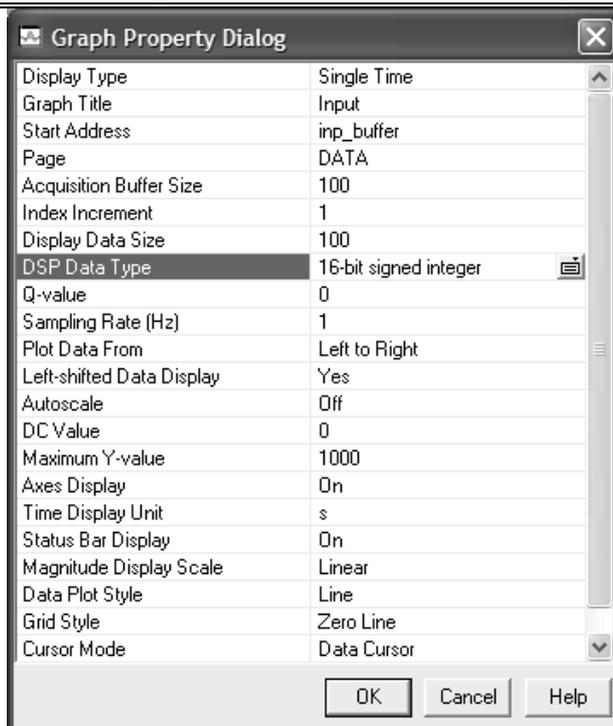


Рисунок 1 — Окно настройки входного сигнала системы визуализации

Maximum Y-value — максимальное значение переменной, отображаемой на оси ординат, если в строке Autoscale установлен Off. Если установить On, то масштабирование будет выполнено автоматически, но не всегда с приемлемым результатом. Осталось вызвать подобное окно настройки параметров отображения процессов на экране дисплея компьютера. Как и в предыдущем случае воспользуемся цепочкой вызова из меню View → Graph → Time/Frequency. Появится окно, совпадающее с окном на рисунке 1. В нём следует изменить содержание только двух строк. В строке Graph Title записать название таблицы, например, ток двигателя, а в строке Start Address записать название массива выходных данных, например, out\_buffer.

Выводы. Предложена методика настройки системы подготовки и отображения данных о динамических и установившихся процессах управления, облегчающая создание систем управления на основе сигнальных микроконтроллеров с плавающей точкой TMS320F28335 серии C2000 в среде разработки Code Composer Studio версии 4 фирмы Texas Instruments.

Литература

1. Техническая документация. [Электронный ресурс]. Сайт <http://www.ti.com/controlSUITE>.

УДК 004.32

**ДВУНАПРАВЛЕННЫЙ ОБМЕН ДАННЫМИ  
МИКРОКОНТРОЛЛЕРА ЛАБОРАТОРНОГО СТЕНДА  
С КОМПЬЮТЕРНОЙ МОДЕЛЬЮ ОБЪЕКТА**

**П. Н. Кунинин, Д.В. Сковыро, А.М. Ненашев,  
А.А. Александров**

*Сибирский государственный индустриальный университет  
г. Новокузнецк*

Требования к качеству высшего образования постоянно повышаются. Исходя из этого, возникла необходимость создания современного лабораторного комплекса состоящего из реальной микроконтроллерной системы управления и модельного объекта управления, позволяющего решать задачи автоматического управления практически любым объектом, который может быть реализован в среде Matlab. Это дает возможность программным путем значительно расширять количество и менять специфику лабораторных работ за счет использования возможностей среды моделирования, в которой можно создать модель практически любого устройства или даже технологического процесса, которым необходимо управлять. Причем чтобы добавить новую лабораторную работу нет необходимости производить какие-либо манипуляции с оборудованием. Достаточно лишь создать новую модель объекта в среде Matlab.

В этих системах необходим двунаправленный обмен данными между реальной микроконтроллерной системой и модельным объектом управления, который реализован в компьютере. Функциональная схема интерфейса приведена на рисунке 1.

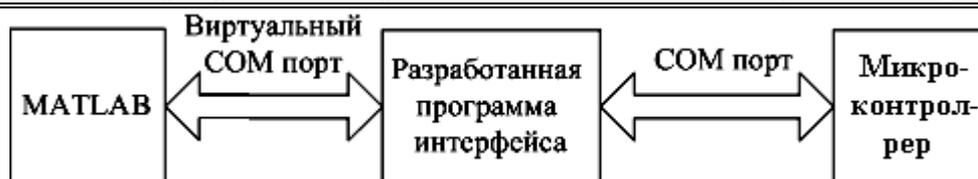


Рисунок 1 - Функциональная схема интерфейса

Данные из Simulink'a передаются в микроконтроллер через разработанную программу, которая преобразует формат данных MatLab в формат удобный для быстрой обработки и передачи данных в микроконтроллер. Связь между всеми компонентами реализована с помощью СОМ портов.

Параметры схемы, собранной в simulink, которые необходимо отправить в микроконтроллер передаются с помощью специальных блоков из библиотеки RS232 Blockset. В блоки поступают параметры которые преобразуются в строку подобно функции sscanf и отправляются на виртуальный СОМ порт.

После получения строки программа преобразует её в массив чисел (параметров) типа float (стандарт IEEE-754), таблица 1. Так как в TI микроконтроллере используется модифицированный формат float, то перед отправкой их микроконтроллеру необходимо произвести преобразование формата.

Таблица 1. Преобразование формата Float

Стандарт	Байт 0	Байт1	Байт 2	Байт 3
IEEE-754	S E0 E1 E2 E3 E4 E5 E6	E7 D D D D D D D	D D D D D D D D D	D D D D D D D D D
MICROCHIP float	E0 E1 E2 E3 E4 E5 E6 E7	S D D D D D D D D	D D D D D D D D D	D D D D D D D D D

где: S – Знак числа; E0-E7 – Экспонента; D – Мантисса;

После преобразования данные отправляются побитно. То есть, число отправляется в четыре приема по байту за одну передачу.

Микроконтроллер TMS320F28335 при получении четырех байтов сохраняет их в памяти как число типа float. После необходимых преобразований этого числа оно разбивается на 4 байта и отправляется в программу посредством СОМ порта. Программа при получении 4 байтов с микроконтроллера, склеивает

их обратно в число и преобразует в формат float IEEE-754. Затем происходит преобразование числа в строку вида sscanf понятную MatLab и отправляет на виртуальный COM порт.

На рисунке 2 показана модель, которая реализует обмен данными с контроллером. В нижней части собрана передающая часть модели. Как видно из схемы в блоке RS232 Write Format имеется 3 входа. Первый вход служит для связи с основным блоком RS232 Setup в котором настраивается работа с COM портом на передачу данных рисунке 3.

Второй вход служит для подачи сигнала на передачу данных, таким образом импульсным генератором мы можем регулировать частоту дискретизации. Вход 3 служит для подачи на него непосредственно самого передающего сигнала, так как у нас для передачи имеется один сигнал (дискретная синусоида), то для блока RS232 окна настройки будут выглядеть так, как показано на рисунке 3.

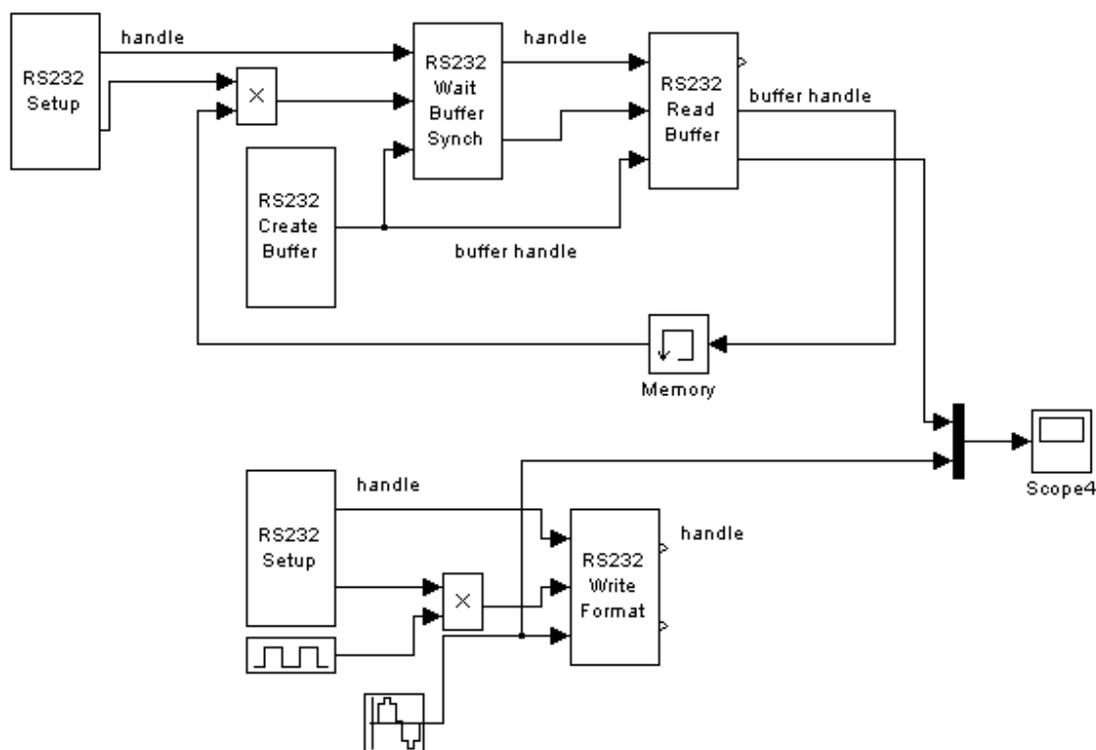


Рисунок 2 – Модель реализующая обмен данными с TMS контроллером

Принимающая часть системы выглядит немного сложнее передающей части за счет добавления 2 блоков: RS232 Create Buffer, RS232 Wait Buffer Synch. Как видно из названия они служат

для работы с буфером. Один для его создания, в нем задается объем буфера, а второй для стабильной работы системы.

Блок RS232 Setup настраивается соответственно блоку на передачу данных, только COM порт задается соответствующий COM порту, на который приходят данные. Блок RS232 Read Format настраивается так же, как и блок RS232 Write Format, чтобы данные распознавались правильно, параметр format string должен быть таким же.

Для правильной работы системы необходимо параметры симуляции выставить так, как показано на рисунке 3. Виртуальные COM порты создаются в любой программе, позволяющие сделать это. Далее необходимо запустить разработанную программу в окне, показанном на рисунке 4 и настроить в ней COM порты. Один для связи с MatLab, а второй - с микроконтроллером. В первом случае указывается виртуальный COM порт, во втором же случае реальный COM порт к которому подключен микроконтроллер.

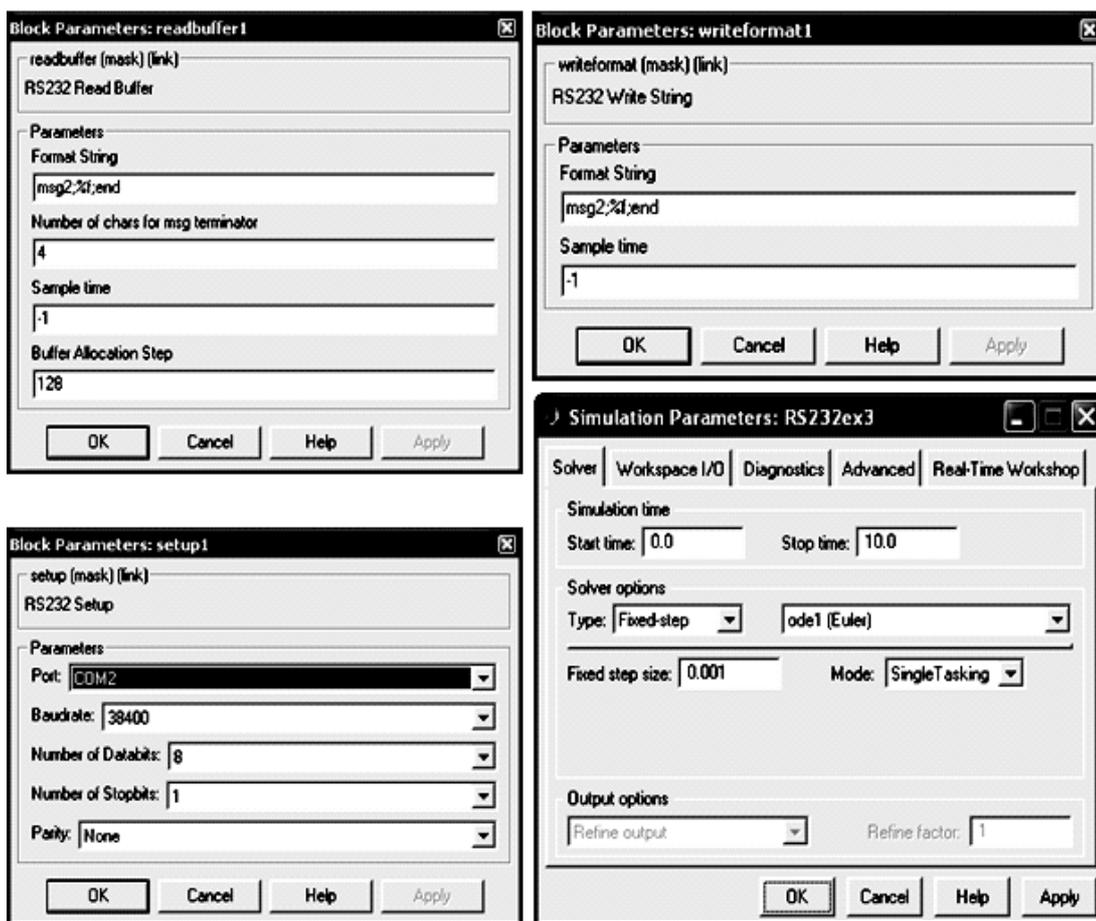


Рисунок 3 – Окна настройки интерфейса и симулятора Matlab

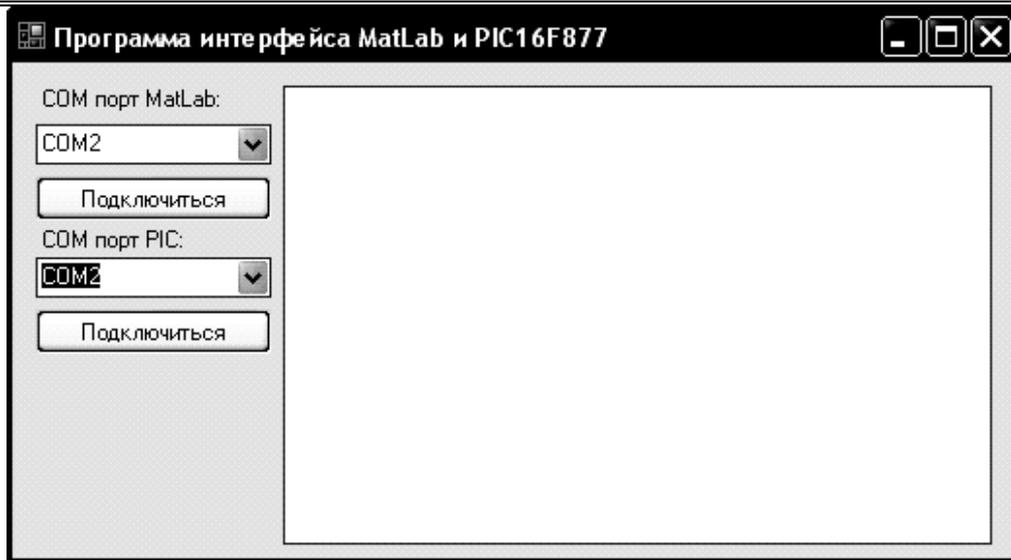


Рисунок 4 - Вид окна разработанной программы

Программа написана на языке C# в среде Microsoft Visual Studio 9.0. В листинге приведена функция при приеме данных от MatLab. Функция при приеме данных от миконтроллера выглядит практически аналогично за исключением того, что все данные преобразуются в обратном направлении.

Листинг программы приема данных от Matlab:

```
private void serialPort1_DataReceived(object sender,
System.IO.Ports.SerialDataReceivedEventArgs e)
{
    String[] num = new String[3]; // Для хранения 4 битного числа
    float Num1; // Для хранения полученного
числа
    read = ""; // Очищаем строку
    read = serialPort1.ReadTo(";end"); // Считываем полученную строку
от MatLab
    listBox1.Items.Add("COM: >" + read // Выводим, что получили от
MatLab
    + " " + DateTime.Now.Second
    + "." + DateTime.Now.Millisecond);
    num = read.Split(',', ';'); // Разделяем строку на массив
строк
// разделенных: ',' и ';'
    num[1] = num[1].Replace('.', ','); // Заменяем точки на запятые
    float.TryParse(num[1], out Num1); // олучаем из строки число
    Byte[] mas = new Byte[4]; // Для отправки 4 битного числа
    Byte bit1, bit2, cont; // Вспомогательные переменные
    mas = BitConverter.GetBytes(Num1); // Преобразуем полученное число
в биты
    cont = mas[0]; // Переворачиваем массив
    mas[0] = mas[3];
    mas[3] = cont;
    cont = mas[1];
    mas[1] = mas[2];
    mas[2] = cont;
    if (mas[0] >= 128) // Преобразуем число из IEEE
// во float
```

## СЕКЦИЯ 2. Информационные и управляющие системы, комплексы программ. Вопросы подготовки инженерных и научных кадров

```
bit1 = 1; else bit1 = 0;

if (mas[1] >= 128)
bit2 = 1; else bit2 = 0;
mas[0] *= 2;
if (bit1 == 1)
mas[1] |= 128 else mas[1] &= 127;
if (bit2 == 1)
    mas[0] |= 1; else mas[0] &= 254;

serialPort2.Write(mas, 0, 4);           // Отправляем данные в
контроллер                             // Выводим, что отправили
listBox1.Items.Add("PIC: < " +
Convert.ToString(Num1) + " ("
+ BitConverter.ToString(mas) + ") "
+ DateTime.Now.Second + "."
+ DateTime.Now.Millisecond);
}
```

### Листинг программы для микроконтроллера:

```
#include <built_in.h>
int num_1;
double qwe;
double num_2;
int count;
unsigned char buff[4];
unsigned char num[14];
unsigned char addr;
unsigned char int_4;
unsigned char int_3;
unsigned char int_2;
unsigned char int_1;
void main() {
    TRISD.F0 = 0;           // Настраиваем порты
    PORTD.F0 = 0;
    TRISB.F3 = 0;
    UART1_Init(115200);    // Настраиваем модуль UART На скорость 115200
    Delay_ms(100);
    count = 0;            // Сброс кол-ва полученных битов
    while (1)             // Бесконечный цикл
    {
        if (UART1_Data_Ready() == 1) { // Если получены данные
            buff[count] = UART1_Read(); // считываем их в массив
            count++; // Увеличиваем кол-во получ. байтов
            if (count == 4) // Если полученных байтов 4
            {
                count = 0; // сбрасываем счетчик байтов
                int_1 = buff[3];
                int_2 = buff[2];
                int_3 = buff[1];
                int_4 = buff[0];
            }

            asm { // Склеиваем полученные байты в число
                MOVF _buff+3,0
                MOVWF _qwe
                MOVF _buff+2,0
                MOVWF _qwe+1
                MOVF _buff+1,0
                MOVWF _qwe+2
                MOVF _buff,0
                MOVWF _qwe+3
            }
        }
    }
}
```

```

// Разбиваем обратно
buff[3] = Lo(qwe);
buff[2] = Hi(qwe);
buff[1] = Higher(qwe);
buff[0] = Highest(qwe);

UART1_Write(buff[0]); // Отправляем побайтно
обратно

UART1_Write(buff[1]);
UART1_Write(buff[2]);
UART1_Write(buff[3]);
}
}
}
}
```

Выводы. Проведенный эксперимент по обмену данными между моделью объекта в среде Matlab и микроконтроллерам через управления обменом на C# завершился успешно и это дает достаточные основания на успешное внедрение системы в разрабатываемых лабораторных стендах.

УДК 62-83Ж681.51.Ж382.3

## СИГНАЛЬНЫЕ ПРОЦЕССОРЫ ФИРМЫ TEXAS INSTRUMENTS В УЧЕБНОМ ПРОЦЕССЕ

**П.Н. Кунинин, С.М. Степанов, А.А. Михайлов**

*Сибирский государственный индустриальный университет  
г. Новокузнецк*

Существенным недостатком широкой номенклатуры однокристальных микроконтроллеров является то, что в подавляющем большинстве они не поддерживают арифметику с плавающей запятой, и это вынуждает вести программирование в терминах микроконтроллера, так что много усилий при программировании и существенный объем памяти микроконтроллера тратятся на масштабирование. Все это приводит к существенной потере эффективности программирования и ясности кода программы.

В этом отношении привлекательными являются 32-битные однокристальные сигнальные микроконтроллеры фирмы Texas Instruments, которые поддерживают арифметику с плавающей

точкой, что обеспечивает возможность вести программирование в физических величинах.

Обладая такими преимуществами, как 32-битная архитектура, интегрированный набор современных периферийных устройств, встроенные аналоговые цепи и различные варианты корпусов (от 32 до 256 выводов), микроконтроллеры семейства C2000™, ориентированные на управление электрическими двигателями, предоставляют хорошую производительность при осуществлении управления в реальном времени достаточно сложными объектами. Набор специализированных периферийных устройств включает интегрированный АЦП с частотой преобразования 12,5 килобит данных в секунду и модуль ШИМ с повышенной частотой дискретизации, 32-битное ядро TMS320C28x™ располагает одноцикловым 32x32-битным аппаратным мультипликатором и обеспечивает одноцикловое исполнение базовых инструкций. Обладает хорошим инструментарием разработки, основанным на технологии controlCARD, в комбинации с пакетом программного обеспечения (ПО) ControlSUITE™, что позволяют существенно сократить сроки разработки с помощью достаточно интуитивной и простой в использовании среды разработки.

Микроконтроллеры Delfino™ MCU TMS320F283xx обладают интегрированным аппаратным модулем вычислений с плавающей десятичной точкой. Это позволяет реализовать “естественный”, в физических переменных, поток вычислений с высокой точностью, который прост в использовании и легко интегрируется в существующие программные инструменты, применяемые для моделирования и разработки.

Семейство микроконтроллеров C2000 обладает хорошим набором интегрированных периферийных модулей, позволяющих существенно упростить конструкцию создаваемых устройств за счёт сокращения количества применённых компонентов, и тем самым, повысить их производительность, стабильность и снизить энергопотребление:

- контроллеры семейства C2000 позволяют обрабатывать аналоговые сигналы с 16 каналов в режиме двойной выборки и хранения 12-битными встроенными АЦП;

## СЕКЦИЯ 2. Информационные и управляющие системы, комплексы программ. Вопросы подготовки инженерных и научных кадров

---

- входные измерительные цепи данных АЦП работают совместно с 32-битными таймерами, что позволяет повысить точность сэмплирования по интервалам времени;
- встроенные ШИМ-контроллеры предоставляют повышенную точность в управлении силовой электроникой благодаря временному разрешению в 150 пикосекунд. Эта разрешающая способность ещё более увеличена (до значения в 65 пикосекунд) в новейших микроконтроллерах Delfino, работающих на тактовой частоте в 300 МГц). Более того, такие дополнительные функции, как обнаружение зоны дрожания, и модули временной задержки открывания транзисторных ключей (dead-time generators) предоставляют обеспечение защиты системы от сбоев, вызванных скачками напряжения при импульсных помехах.

Хорошие функциональные возможности микроконтроллеров семейства C2000 позволят значительно снизить стоимость систем управления электродвигателями. Их производительность и наличие интегрированных в них периферийных устройств позволяет реализовать такие продвинутые техники управления, как, например, безсенсорное векторное управление трёхфазными электромоторами. Использование такой требовательной к вычислительной производительности техники, как векторное управление, дает возможность разработчикам уменьшать общие размеры как самих двигателей, так и блока силовой электроники.

На рисунке приведена фотография универсальной платы, достаточно полно удовлетворяющей требованиям учебных лабораторий в отношении функциональных возможностей и стоимости реализации стенда. Привлекательно также то, что для этой платы не требуется программатор. Она оснащена эмулятором внутрисхемного программирования.

Привлекательно также то, что плата комплектуется интегрированной средой разработки и отладки программного кода. Code Composer Studio™ предоставляет практически всё необходимое для работы с микроконтроллерами серии C2000. Данная среда позволяет разработчикам самого разного уровня опыта и квалификации, включая и студентов, максимально эффективно решать все фазы создания встраиваемого ПО, включая общий дизайн, кодирование, отладку, анализ, и настройку

параметров. Мощные инструменты и интерфейсы дают возможность пользователям начать работу без особых усилий при начальном освоении. Все необходимые для разработки программ инструменты поставляются в комплекте с последней версией CCS версии 5.xx.

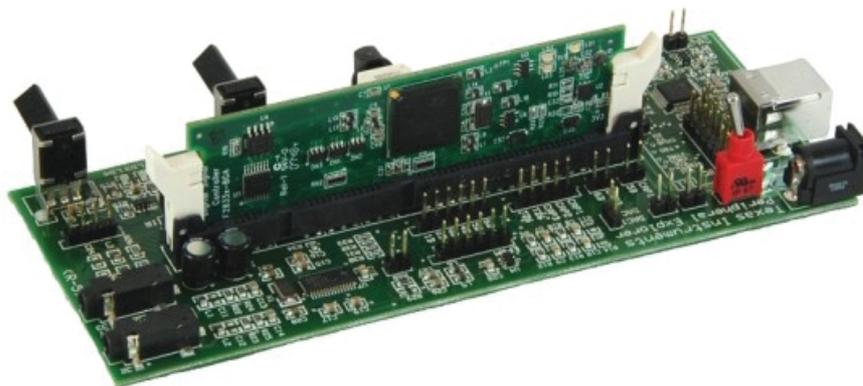


Рисунок – Плата для универсального учебного лабораторного стенда

Предусмотрена университетская программа, в которую включена и Россия, с поставкой оборудования со скидкой до 50% и бесплатным программным обеспечением на один тип микроконтроллера с использованием исключительно эмулятора XDS100.

В состав среды Code Composer Studio входят:

- планировщик ядер DSP/BIOS™,
- возможность анализа в реальном времени,
- визуальный менеджер проектов,
- инструменты для отладки и оптимизации кода,
- плагин для программирования,
- компиляторы для C/C+, ассемблера, линкер,
- окно отображения данных в реальном времени, возможность отображения в виде графов
- автоматическое дополнение названий регистров.

Разработчиком предлагается достаточно полная справочная информация, ПО controlSUITE™ по программным инструментам и примерам кода для разработки приложений на контроллерах семейства C2000. Набор скомплектован так, что облегчается поиск нужной информации. В комплекте содержатся как специфические для отдельных контроллеров драйверы и

дополнительное специфическое программное обеспечение, так и примеры полностью готовых систем с исходными кодами, обучающие материалы, и готовые библиотеки функций, необходимые для различных областей применения контроллеров. ControlSUITE™ предлагает значительно больше чем просто фрагменты кода – она предлагает многое для того, чтобы можно было немедленно начать увлекательный процесс разработки без непродуктивных затрат времени на поиски нужной информации.

ControlSUITE™ располагает графическим интерфейсом для обеспечения интуитивной навигации в наборах программного обеспечения, описаниях наборов для разработки, библиотеках, обучающих и прочих материалах:

- обеспечение простого и быстрого поиска программного обеспечения и библиотек для выбранного контроллера и/или для выбранного набора разработки,
- возможность запуска примеров проектов в среде разработки Code Composer Studio™ прямо из среды controlSUITE™,
- автоматически информирует пользователя о доступности новых, дополнительных материалов на сайте компании, и об обучающих мероприятиях по данной тематике, готовящихся в ближайшее время,

Программное обеспечение controlSUITE представляет собой:

- документированные образцы проектов, готовых к работе,
- библиотеки специальных функций для математических вычислений, цифровой обработки сигналов, и вспомогательных операций,
- библиотеки готовых, практически используемых специальных функций для специфических устройств, таких как приборы цифрового управления электропитанием или цифрового управления электродвигателями,
- бесплатные для использования вспомогательные материалы к образцам проектов: списки использованных компонентов, принципиальные схемы, схемы расположения элементов, h-файлы, чертежи печатных плат.
- информативная документация и другие материалы.

Приведенный анализ выполнен как технико-экономическое обоснование для проектирования универсальных лабораторных

стендов по микроэлектронным средствам разработки и изучения современной систем управления, измерения и контроля. В совокупности с персональным компьютером проектируются стенды с реальной системой управления и модельными объектами управления. Это дает возможность имитировать работу системы управления практически любого объекта. Для электромеханических систем достаточно знать график нагрузки и механические характеристики.

Платы и система разработки на основе сигнальных микроконтроллеров, поддерживающих арифметику с плавающей точкой, обеспечивают всестороннее изучение элементной базы, на которых построены микроконтроллеры, а также процесса проектирования и программирования систем на их основе.

**Выводы.** Применение микроконтроллеров семейства C2000 обеспечивает разработку современных лабораторных установок, на которых можно изучать самые современные системы управления и современную микроэлектронную технику управления, используя передовые достижения в области техники управления электромоторами новых конструкций.

#### Литература

1. Сайт фирмы Texas Instruments [www.ti.com/c2000](http://www.ti.com/c2000).

УДК 62-83Ж681.51.Ж382.3

## САМОУПРАВЛЕНИЕ ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЕМ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СИСТЕМЫ В УСЛОВИЯХ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ НЕЛИНЕЙНОЙ ИНДУКТИВНОСТИ И ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ

**Д.В. Кунина**

*Сибирский государственный индустриальный университет  
г. Новокузнецк*

Управление нелинейными электромеханическими объектами осложняется неопределенность текущих значения индуктивности и

магнитного потока. В кибернетике положительная обратная связь считается опасной, приводящей к уходу системы от равновесия к неустойчивости, к раскачке системы вплоть до разрушения. Однако, положительная обратная связь может использоваться как быстрый, без перерегулирования, и экономичный переход в новое желаемое устойчивое состояние. Это уже свойство самоорганизующихся объектов [1, 2]. Задачу можно решить, если объекту придать интеллектуальные свойства, обеспечивающие рациональный обмен энергией объекта с управляемым источником энергии за счет организации информационных потоков. Такой процесс теряет опасный характер слепого вмешательства методом проб и ошибок, опасных действий, нарушающих собственные тенденции объекта и системы в целом.

Рассмотрим обобщенную модель нелинейного электромеханического объекта, описываемую системой нелинейных алгебраических и дифференциальных уравнений первого порядка:

$$T_b \dot{U}_b + U_b = K_{ub} U_{ub}, \quad (1)$$

$$y(I_b) = U_b - R_b I_b, \quad (2)$$

причем для производных первого порядка принято обозначение  $\dot{f} = df / dt$ .

Дифференциальное уравнение (1) описывают инерционный источник энергии, с выходом  $U_b$ , входом  $U_{ub}$ , коэффициентом преобразования  $K_{ub}$  и постоянной времени  $T_b$ . Нелинейное дифференциальное уравнение (2) описывает динамические процессы в катушке с сердечником, в которой потокосцепление  $y(I_b)$  - неопределенная нелинейная функция от тока при неопределенности индуктивности катушки с сердечником.  $I_b$ ,  $R_b$ ,  $K_{ub}$  – постоянные параметры.

Чтобы придать объекту некоторые свойства самоорганизации дополним его средствами обмена информацией с источником энергии, создав **перенастраиваемую положительную обратную связь по** переменной состояния  $I_b$  с тем, чтобы посредством самоуправляющихся потоков информации вывести объект в окрестность границы устойчивости. При этом увеличение глубины положительной обратной связи выше критической переведет объект из состояния равновесия в неустойчивое, обеспечивая

переход на следующий равновесный уровень, определенный техническим процессом. Для создания канала обмена информацией через положительную обратную связь дополним объект датчиком переменной  $I_b$  с параметром:

$$u_{dlb} = K_{dlb} I_b, \quad (3)$$

где  $u_{dlb}$  - выходной сигнал,  $K_{dlb}$  - коэффициент преобразования датчика тока  $I_b$ , а для управления потоками информации – микроконтроллерным модулем (МКМ). Объект, дополненный информационной системой - датчиками и МКМ, назовем *расширенным объектом*.

В уравнение (2) объекта входит производная  $y'(I_b)$  от сложной функции  $y(I_b)$ . Представив ее в виде

$$y'(I_b) = \frac{dy(I_b)}{dI_b} \dot{I}_b = L_b(I_b) \dot{I}_b, \quad (4)$$

откуда

$$L_b(I_b) = \frac{dy(I_b)}{dI_b}, \quad (5)$$

уравнение (2) исходного объекта преобразуем к виду:

$$L(I_b) \dot{I}_b = U_b - R_b I_b. \quad (6)$$

где  $L(I_b)$  - динамическая индуктивность, определяемая из (5).

Функция  $y(I_b)$  представляет собой зависимость магнитного потока от тока в обмотке, которая является монотонно возрастающей, непрерывной и неотрицательной функцией, поэтому производная  $dy/dI_b$  не может принимать нулевые значения, что дает возможность уравнение разделить на  $L(I_b)$ :

$$\dot{I}_b = (U_b - R_b I_b) / L_b(I_b). \quad (7)$$

Устойчивость поведения объекта однозначно определяется знаком правой части уравнения (7). Если знак отрицательный, то объект устойчивый, при положительном знаке объект переходит в неустойчивое состояние, при равенстве нулю имеем  $\dot{I}_b = 0$  и объект будет сколь угодно долго находиться в том состоянии, которое он имел при выходе правой части на нулевое значение. Переход объекта от равновесного состояния к не равновесному осуществляется при глубине положительной обратной связи выше критической.

Для решения задачи создадим положительную обратную связь  $V_{bo}(I_b)$  по току  $I_b$ :

$$V_{bs} = V_{bn}f_b + (1+d)V_{bo}, \quad (8)$$

где  $V_{bn}$  - вход для внешнего управления,  $f_b$  - корректирующая функция в прямом канале,  $d$  - параметр для управления глубиной положительной обратной связи. Чтобы не терять общности задачи, создадим теорию, удовлетворяющую как инерционным, так и безынерционным источникам энергии, предусмотрим возможность компенсации инерционности источника энергии (1). Для этого обработку сигнала  $V_{bs}$  в (8) выполним с использованием форсирующей составляющей  $T_b \dot{V}_{bs}$ :

$$U_{ub} = T_b \dot{V}_{bs} + V_{bs}. \quad (9)$$

Подстановка  $U_{ub}$  из (9) в уравнение источника энергии (1) дает:

$$T_b \dot{U}_b + U_b = K_{ub}(T_b \dot{V}_{bs} + V_{bs}). \quad (10)$$

В уравнении (10) характеристические числа левой и правой частей совпадают и оно эквивалентно алгебраическому уравнению

$$U_b = K_{ub}V_{bs}. \quad (11)$$

Безынерционному источнику энергии соответствует  $T_b=0$  и уравнение (10) принимает вид (11). В этом случае форсирующее уравнение (9) не требуется. Выражение для переменной  $V_{bs}$  из (8) подставим в (11), а полученное  $U_b$  подставим в (7):

$$\dot{I}_b = [(V_{bn}f_b + \delta V_{bo})K_{ub} + V_{bo}K_{ub} - R_b I_b] / L_b(I_b). \quad (12)$$

Потребуем, чтобы в уравнении (12) последние два слагаемых в прямых скобках удовлетворяли соотношению:  $V_{bo}K_{ub} - R_b I_b = 0$ , откуда  $V_{bo} = R_b I_b / K_{ub}$ . Учитывая, что из (3)  $I_b = u_{dib} / K_{dib}$ , имеем

$$V_{bo} = R_b u_{dib} / (K_{ub} K_{dib}). \quad (13)$$

Подставив в уравнение (12) функцию  $f_b$

$$f_b = L_b(I_b) / L_g. \quad (14)$$

получим эквивалентное уравнение расширенного объекта:

$$L_g \dot{I}_b - d R_b \frac{L_g(I_b)}{L_b(I_b)} I_b = K_{ub} V_{bn}. \quad (15)$$

Поскольку индуктивность величина всегда положительная, знак выражения  $d R_b L_g / L_b(I_b)$  однозначно определяется знаком управляющего параметра  $d$ . Если  $d \geq 0$ , то объект неустойчивый,

при  $d < 0$ -устойчивый. Поскольку рассматриваем самоуправляющийся объект, внешнее управление отсутствует и  $V_{bn} = 0$ .

При программной реализации информационной части расширенного объекта используются функции  $V_{bo}$  (13) и  $f_b$  (14), в которые входит неопределенный нелинейный параметр  $L_b(I_b)$ , зависящий от переменной  $I_b$ . При пуске объекта в работу необходимо начальное значение индуктивности с последующим ее отслеживанием в динамическом процессе. Решение задачи определения начального значения индуктивности предлагается осуществлять с помощью следующего итерационного процесса, выполняемого один раз автоматически при пуске объекта в работу.

```
while 1 % итерации для определения начального значения Lb
    % методом приближений
    Ib=Ibp+T*(Ub-Rb*Ibp)/Lb; % Уравнение (10) в приращениях
    PSI=25*(1-exp(-0.08*Ib)); % Модель магнитной системы
    Lbpr=(PSI-0)/(Ib-0) % промежуточное значение индуктивности
    if abs((Lbpr-Lb)< 0.000001)
        break
    end
    Lb=Lbpr; %Lb=Lbm-начальное (максимальное) значение
end.
```

В инерционных объектах (обмотки электродвигателей, катушки индуктивности и др.) описанный процесс приводит к превышению допустимого значения  $U_b$ . Поэтому следует ввести в программу код, обеспечивающий выход на ограничение напряжения  $U_b$ , причем достаточно быстро. С помощью положительной обратной связи по току  $I_b$  проблема решается, но при этом имеет место затягивание процесса в начальный период выхода на ограничение. Необходимо средство, для устранения этого недостатка. Казалось бы, что для ограничения переменной  $U_b$  достаточно ввести датчик напряжения, что обеспечит решение задачи в режиме самоорганизации объекта при внешнем входном сигнале  $V_{bn}=0$ . Но это решение удорожает расширенный объект. Кроме того, объект не может быть самоизолированным. Он предназначен для выполнения процессов управления целевого назначения и не может существовать сам по себе.

Решение первой задачи достигается ограничением сигнала  $V_{bs}$ , введя в управляющую программу следующий код:

```

if abs(Vbs) > Uubm
    Vbs = sign(Vbs) * Uubm;
end

```

Для решения второй задачи следует вести отрицательную обратную связь по управляемой переменной  $I_b$ , используя сигнал датчика тока  $udib$ :

$$(U_{zi} - udib)Kr = V_{bn}, \quad (16)$$

где  $U_{zi}$  – новый внешний вход, обеспечивающий реализацию отрицательной обратной связи по переменной  $I_b$ ;  $Kr$  – коэффициент преобразования регулятора, который необходимо определить. При этом вход  $V_{bn}$ , предназначенный для внешнего управления, как внутренний расширенного объекта примет статус внутреннего, а статус внешнего перейдет ко новому входу  $U_{zi}$  в соответствии с соотношением (16).

Синтез регулятора, очевидно, следует выполнить на основании эквивалентной функции расширенного объекта (15).

Слагаемое  $dR_b \frac{L_g}{L_b(I_b)} I_b$  уравнения функционирует только в режиме неустойчивого перехода из одного устойчивого состояния в другое, в которых объект выполняет возложенные на него рабочие функции. Поэтому при синтезе регулятора следует положить  $d=0$ . При этом расширенный объект принимает вид:

$$L_g \dot{I}_b = K_{ub} V_{bn}. \quad (17)$$

Для объекта (17) характерно то, что в его состав явно не входят малые постоянные времени, что не дает возможности применить метод синтеза систем подчиненного регулирования. Системы с микроконтроллерами управляющий сигнал формируют в течении периода дискретизации, что вынуждает относить их к системам с чистым запаздыванием со временем запаздывания равном периоду дискретизации. Запаздывание приблизительно можно представить инерционным звеном с постоянной времени  $T_i=10T$  секунды, что обеспечит устойчивые процессы с несущественным искажением. В этом случае объект (17) с учетом (16) примет вид:

$$L_g T_i \ddot{I}_b + L_g \dot{I}_b = K_{ub} K_r (U_{zi} - udib). \quad (18)$$

К эквивалентному объекту (18) применим метод синтеза регуляторов систем подчиненного регулирования, в результате

получим коэффициент преобразования регулятора:

$$K_r = Lg / ( K_{ub} K_{dib} * 2 * T_i ). \quad (19)$$

Таким образом, в результате теоретических изысканий получили систему, состоящую из регулятора (16) с коэффициентом преобразования  $K_r$  из (19) и выходной переменной  $V_{bn}$ . Затем по уравнению (13) определяется сигнал положительной обратной связи  $V_{bo}$ , который совместно с выходной переменной  $V_{bn}$  регулятора (16) обеспечивает вычисление переменной  $V_{bs}$  с использованием уравнения (8). Далее уравнение (9) предоставляет возможность вычислять входную переменную  $U_{ub}$  источника энергии (1), а по уравнению (7) модифицированного объекта определить управляемую переменную  $I_b$ .

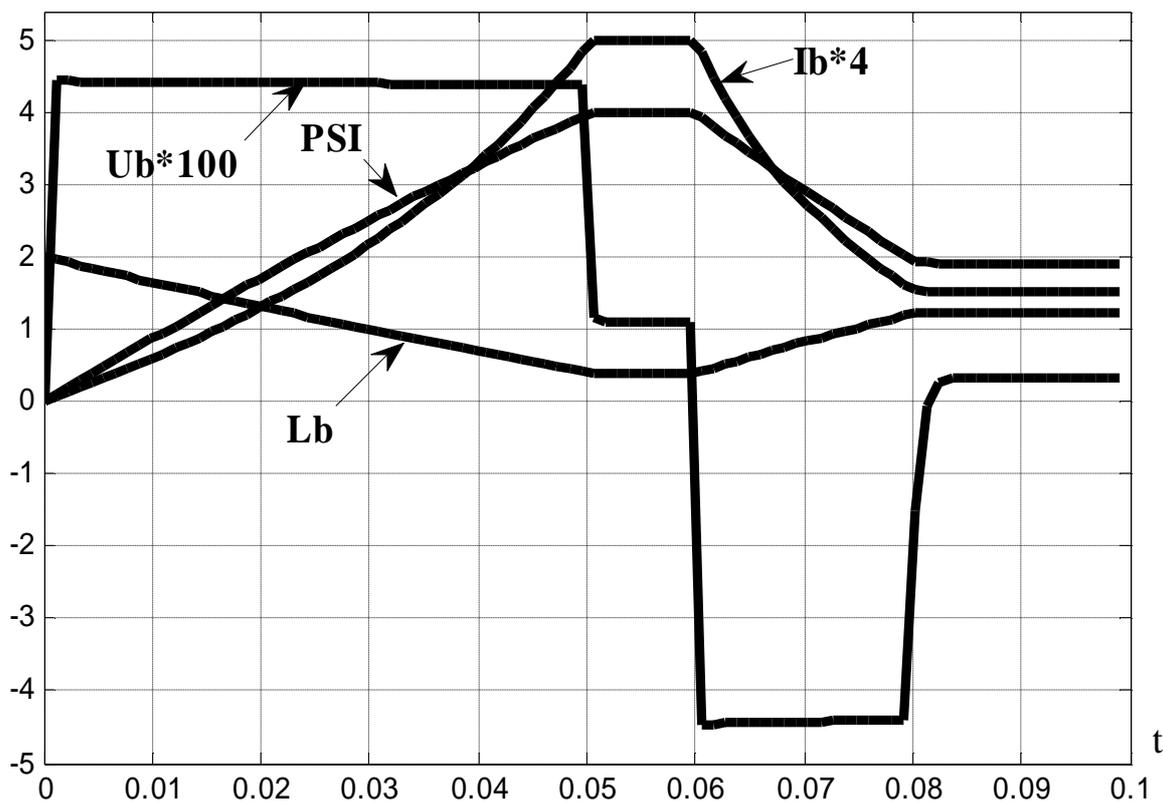


Рисунок 1 – Осциллограмма кривых переходных процессов тока  $I_b$ , потокосцепления  $\Psi$ , индуктивности  $L_b$  и напряжения  $U_b$

Для модельных исследований зависимости потокосцепления  $\psi$  от тока  $I_b$  представлена экспонентой

$$\psi = 1.2\psi_n(1 - e^{-kI_b}), \quad (20)$$

где  $k$  – подлежащий определению коэффициент, обеспечивающий соответствие номинального тока номинальному значению потокосцепления. Для определения коэффициента  $k$  в соотношение (20) подставим номинальные значения потокосцепления  $\Psi_n$ , которое автоматически определяется при прогоне управляющей программы, и тока  $I_{bn}$ . В результате имеем:  
$$k = -\ln(1 - \Psi_n / 1.2\Psi_n) / I_{bn}.$$

Естественно, модельная зависимость (20) является грубым приближением реальной зависимости  $y = f(I_b)$ , но в реальном объекте автоматически определяются реальные параметры, соответствующие данному физическому объекту, поскольку рассчитываются по реальным измеряемым переменным.

На рисунке 1 приведены кривые переходных и установившихся процессов. С момента времени  $t=0$ с начинается процесс нарастания тока  $I_b$  от нуля до номинального  $I_{bn}$ . Процесс заканчивается при  $t=0.5$ с. Как следует из рисунка, ток изменяется по кривой с нарастающей производной, что соответствует неустойчивому состоянию. Этому процессу соответствует значение параметра глубины положительной обратной связи  $\delta=1$ . Чтобы исключить неустойчивый процесс при переходе к номинальному току  $I_b$ , при  $t=0.05$  параметру  $\delta$  присвоено значение  $\delta=0$ . Выход на номинальное значение  $I_{bn}$  произошел без перерегулирования и колебаний. В момент времени  $t=0.6$ с дана команда на уменьшение тока  $I_b$  в 3.3 раза, соответственно изменилось и потокосцепление, но в силу нелинейности зависимости не в 3.3 раза, а только в 2 раза.

### Библиографический список

1. Колесников А.А. Синергетическая теория управления [Текст] / Таганрог: ТРТУ, М.: Энергоатомиздат, 1994. – 344 с.
2. Колесников А.А. Синергетические методы управления сложными системами: Механические и электромеханические системы [Текст] / А.А. Колесников [и др.]; под ред. А.А. Колесникова. М.: КомКнига, 2006.–304 с.

## **ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА КОНТРОЛЯ НЕСТАЦИОНАРНОСТИ ОБЪЕКТОВ УПРАВЛЕНИЯ**

**Г. В. Макаров, Д. Г. Березин, Т. В. Тюжин**

*Сибирский государственный индустриальный университет,  
г. Новокузнецк*

Многие натурные объекты управления, например технологические процессы в различных отраслях промышленности, характеризуются непостоянством свойств и условий функционирования. Причиной этого является, в частности, изменение качества исходного сырья, нестабильность работы, износ и старение технологического оборудования, влияние неконтролируемых возмущений.

Для нестационарных объектов управления важной является задача текущего контроля нестационарных свойств объекта управления, в частности, тренда параметров модели его преобразующих каналов, изменения свойств действующих на объект возмущений, в том числе и неконтролируемых. Соответственно, при существенных изменениях указанных характеристик возникает необходимость решения задачи идентификации объекта управления.

При этом в большинстве случаев такая задача должна базироваться на активных методах получения экспериментальных данных. С целью минимизации затрат на проведении экспериментов, получения и обработки данных целесообразно такие активные эксперименты проводить лишь в тех случаях, когда достоверно известно, что значения параметров моделей преобразующих каналов и/или характеристик внешних воздействий существенно изменились.

Поэтому для нестационарных объектов управления актуальной является задача разработки специальных алгоритмов контроля их нестационарных свойств, предполагая при этом, что в действительности возможны лишь две причины нестационарности объекта управления. Первая из них связана с изменением

динамических характеристик объекта, а вторая – свойств неконтролируемых возмущений.

Как та, так и другая причина отрицательно сказывается на качестве функционирования системы управления, ухудшая, соответственно, ее показатели. Следовательно, изменения показателей эффективности функционирования системы управления могут служить признаками изменения либо динамических свойств каналов преобразования объекта управления, либо действующих на него неконтролируемых возмущений.

Общая структура алгоритма контроля нестационарных свойств объекта управления приведена на рисунке 1. В основу этого алгоритма была положена гипотеза о том, что среднеквадратические критерии точности регулирования и точности экстраполяции приведенного к выходу объекта возмущения по разному будут реагировать на изменения коэффициентов модели его преобразующих каналов и статистических характеристик неконтролируемых возмущений.

Поэтому алгоритмом контроля нестационарных свойств объектов наряду с расчетом среднеквадратичного критерия точности регулирования предусмотрен расчет приведенного возмущения [1], его экстраполяция на несколько шагов будущего дискретного времени и расчет среднеквадратичного критерия точности такой экстраполяции.

Для проверки указанной выше гипотезы проводили численное моделирование системы регулирования по отклонению. Моделирование осуществлялось с использованием разработанного ранее моделирующего комплекса, в состав которого входят следующие взаимосвязанные блоки: формирования возмущений (контролируемых и неконтролируемых) с заданными статистическими свойствами; управления, моделирования систем автоматического регулирования по отклонению, моделирования систем автоматического регулирования по контролируемым возмущениям, расчёт критериев точности регулирования и экстраполяции, расчёт оценок скоростей критериев точности, расчёт оценок коэффициентов корреляции.

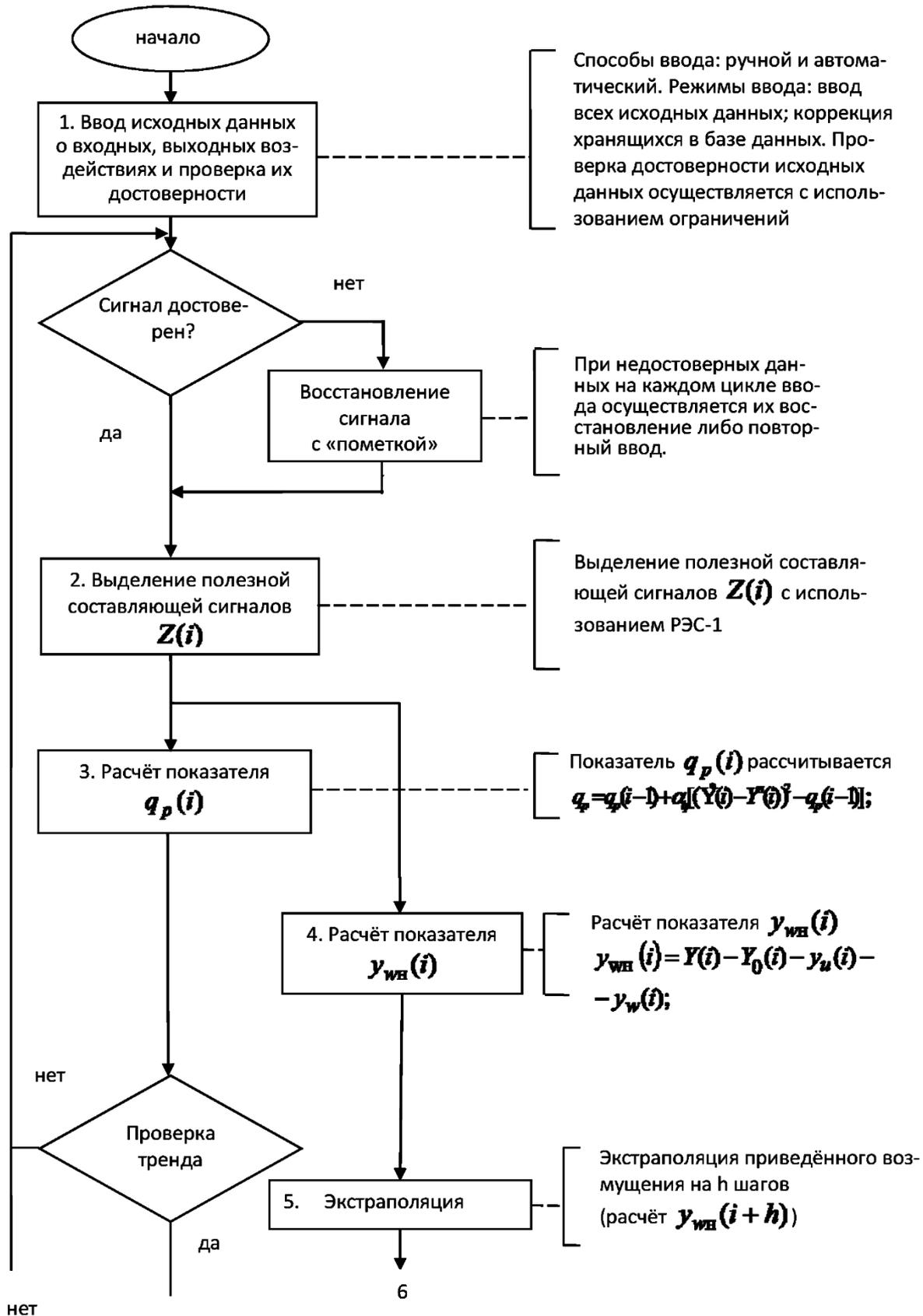
Исследование проводили для системы регулирования по отклонению, объект регулирования которой был представлен математической моделью в виде последовательного соединения инерционного звена первого порядка со звеном чистого запаздывания. Структуру и значения параметров закона регулирования выбирали в соответствии с методикой, изложенной в [1]. Качество регулирования оценивали по среднеквадратической ошибке.

В процессе численного исследования реализовали 2 серии опытов. Первая серия связана с изменением коэффициентов передачи канала преобразования регулирующих воздействий, наиболее часто (по сравнению с другими параметрами модели) подверженного изменению на реальных объектах в связи с изменением времени и условий его функционирования. При этом значения коэффициентов передачи изменяли скачкообразно, начиная от десяти процентов его первоначального значения и выше, а также постепенно, в виде линейного дрейфа.

В качестве примера на рисунке 2 приведена модельная реакция системы регулирования на скачкообразные изменения коэффициента передачи от 1,0 до 1,4, т.е. на 40 % от его первоначального значения.

Из этого рисунка видно, что среднеквадратическая ошибка регулирования существенно возросла, в то время как среднеквадратическая ошибка экстраполяции приведенного возмущения практически не изменилась. Аналогичная картина наблюдается и при линейном дрейфе коэффициента передачи в сторону увеличения.

Начиная с 30-и процентного превышения первоначального значения, среднеквадратическая ошибка регулирования существенно возрастает. Это можно объяснить тем, что для исследованных условий, начиная с такого превышения значения коэффициента передачи, система регулирования теряет устойчивость.



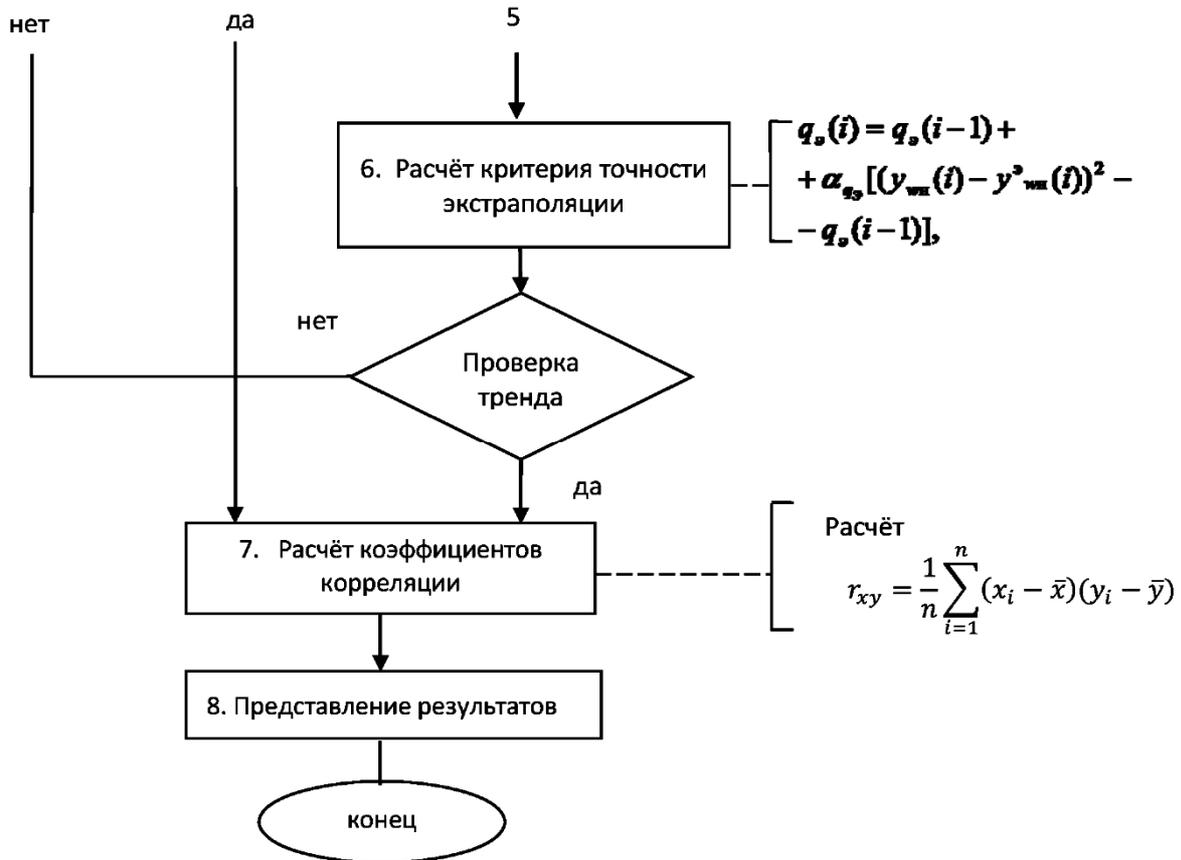
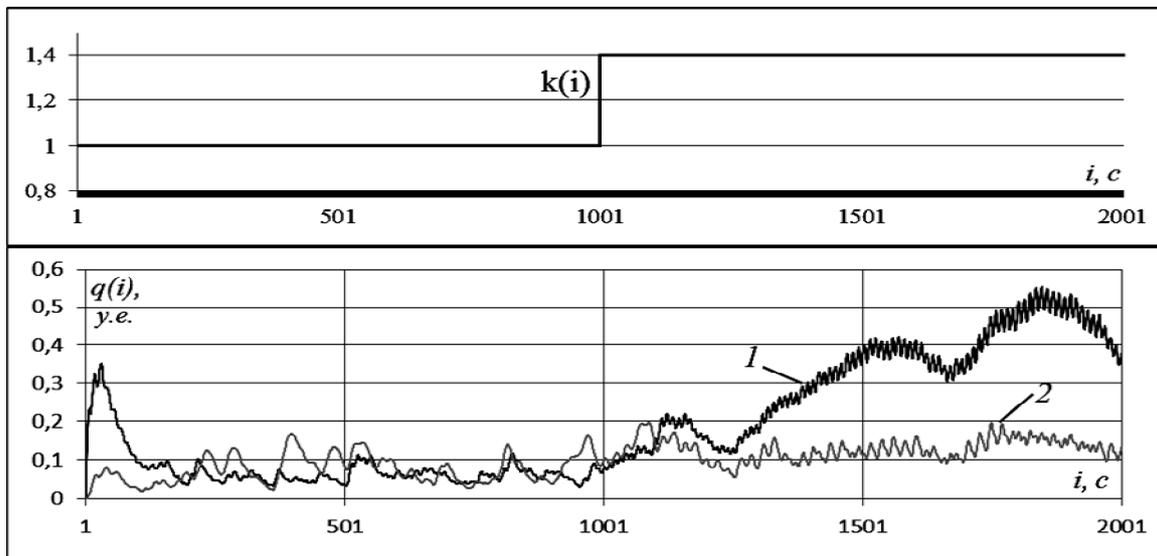


Рисунок 1 – Общая структура алгоритма оценивания нестационарных свойств объекта управления

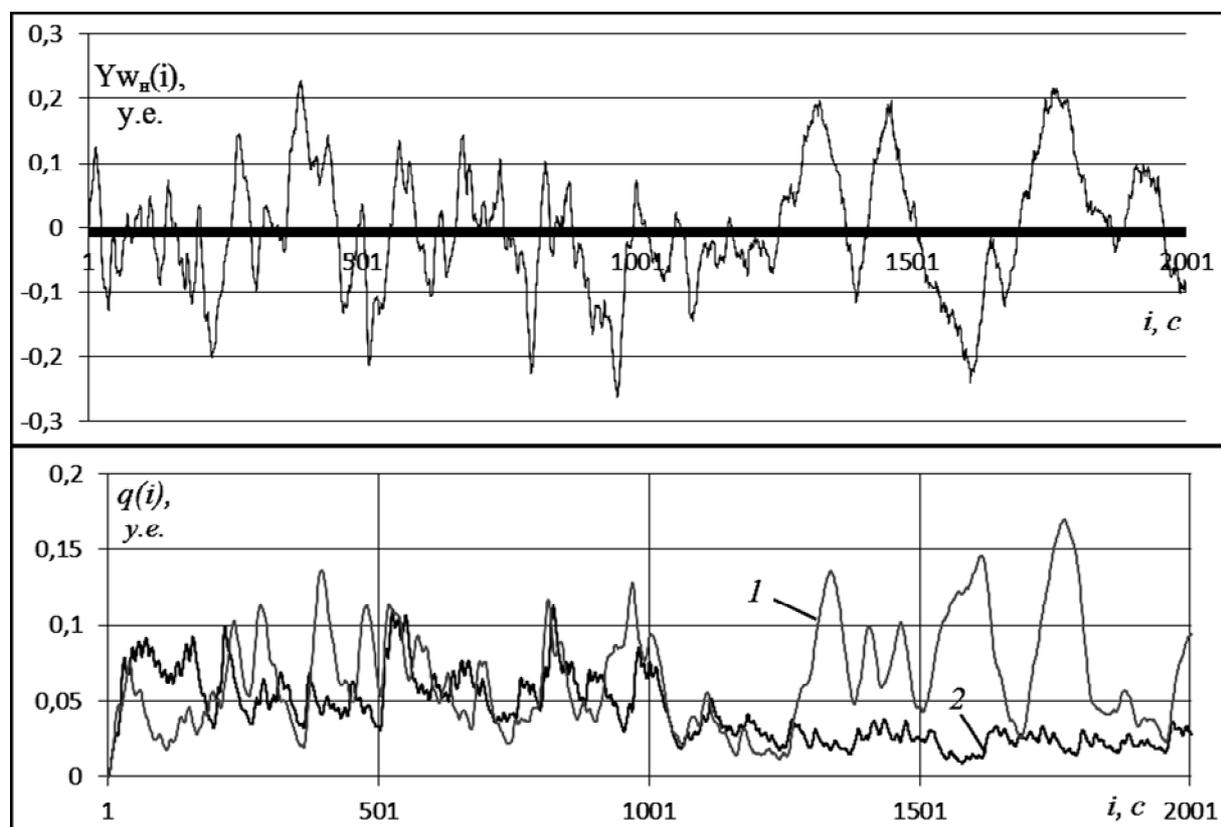


а) изменение коэффициента передачи; б) динамика критериев точности регулирования и экстраполяции приведённого возмущения.

Рисунок 2 – Результаты модельного эксперимента при скачкообразном изменении коэффициента  $k$  от 1 до 1,4.

В этом случае эффективность правильного распознавания алгоритмом причины нестационарности соответствует 100%. При меньших изменениях коэффициента передачи как в сторону его увеличения, так и уменьшения эффективность распознавания алгоритмом причины нестационарности падает практически до 50%.

Во второй серии модельных экспериментов изменяли значения дисперсии и время спада автокорреляционной функции приведенного возмущения, обеспечивая постоянным экспоненциальный характер ее спада. На рисунке 3 приведены результаты одного из модельных экспериментов, при котором время спада автокорреляционной функции приведенного возмущения увеличили в 1,5 раза по сравнению с первоначальным.



а) реализация приведенного возмущения; б) динамика критериев точности регулирования и экстраполяции приведённого возмущения.

Рисунок 3 – Результат модельного эксперимента при изменении автокорреляционной функции приведённого возмущения на шаге 1000

В этом случае среднеквадратическая ошибка регулирования уменьшилась примерно в 2,0 раза, а среднеквадратическая ошибка

экстраполяции возросла в 2,4 раза. Аналогичные результаты получили и в других случаях изменения времени спада автокорреляционной функции приведенного возмущения, т.е. можно отметить, что как уменьшение, так и увеличение времени спада автокорреляционной функции приведенного возмущения (при примерно одинаковом характере ее спада) позволяет в 100% случаях распознать причину нестационарности объекта регулирования. В то же время изменение дисперсии приведенного возмущения практически одинаково влияет на изменение среднеквадратической ошибки как регулирования, так и экстраполяции, что не позволяет однозначно распознать причину нестационарности объекта регулирования.

Таким образом, полученные результаты численных исследований алгоритма контроля нестационарности объектов управления позволяют сделать вывод о том, что этот алгоритм в представленном виде не может быть рекомендован для практического использования, а требует доработки.

#### Библиографический список

1. Ротач В.Я. Расчет динамики промышленных автоматических систем регулирования. / В.Я. Ротач. М.: Энергия, 1973. – 439 с.

УДК 62-503.5

### **К ВОПРОСУ ОБ АЛГОРИТМИЗАЦИИ СИСТЕМЫ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ АВТОМАТИКИ И ЗАЩИТ ШАХТНОЙ ПОДЪЕМНОЙ УСТАНОВКИ**

**В. Ю. Островляничик, В. А. Кубарев**

*Сибирский государственный индустриальный университет  
г. Новокузнецк*

Для построения микропроцессорной системы автоматики и защит необходимо иметь алгоритмическое описание процессов, происходящих в системе технологической автоматики и защит при

работе подъемной установки. В данной работе приводятся алгоритмические описания основных модулей системы технологической автоматики и защит [1].

1. Модуль вычисления скорости и положения подъемного сосуда. При расчете скорости суммарная статическая погрешность на любых участках пути во всех рабочих режимах не должна превышать 5%. Точность определения скорости должна обеспечивать срабатывание защиты от превышения скорости, при превышении скорости равномерного хода на 15 %. При этом, необходимо обеспечить работу защиты на малой скорости при подходе сосуда к верхней и нижней приёмным площадкам, и жестким направляющим при канатной армировке ствола, со скоростью не более 1 м/с при спуске-подъёме людей и не более 1,5 м/с при спуске-подъёме груза [2, 3].

Для обеспечения необходимой точности используется методика, заключающаяся в использовании различных алгоритмов вычисления скорости при движении на малой и высокой скоростях [4].

При движении на высокой скорости, используется выражение:

$$w = \frac{2p \times (N_n - N_{n-1})}{N_i \times T} \quad (1)$$

где  $\omega$  — скорость вращения барабана, об/сек;

$T = t_n - t_{n-1}$  — период дискретизации, с;

$N_n$  — количество подсчитанных импульсов в момент выборки  $n$ ;

$N_i$  — разрешение инкрементного шифратора, имп/об;

$n$  — номер выборки;

$n-1$  — предшествующая выборка.

При движении на малой скорости (при трогании с места, подходе к приёмным площадкам) скорость рассчитывается согласно выражению:

$$w = \frac{j}{t_c} = \frac{2p}{N_i \times N_c T_c} \quad (2)$$

где  $N_c$  — число импульсов с периодом  $T_c$ , отсчитанных за интервал времени между двумя импульсами датчика скорости.

При этом переход с (1) на (2) осуществляется, когда счетчик таймера, подсчитывающего импульсы, содержит число  $N_c$ , определяемое как:

$$N_c = \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{p^2 D_b^2}{4 T_c} + \frac{T}{T_c}} \quad (3)$$

Тогда, с учетом диаметра барабана, линейную скорость подъемного сосуда  $v_c$  можно определить, как:

$$v_c = \omega \pi D_b \quad (4)$$

где  $D_b$  — диаметр барабана подъемной машины с учетом обечайки, м.

Тогда, с учетом выражения (4), выражения (1) и (2) примут вид:

$$v_c = \frac{2(N_n - N_{n-1})}{N_i \times T} \times p D_b \quad (5)$$

$$v_c = \frac{2p^2 D_b}{N_i \times N_c T_c} \quad (6)$$

где  $v_c$  — линейная скорость движения подъемного сосуда, м/сек.

Положение подъемных сосудов вычисляется согласно выражению:

$$h_c = \frac{p \times D_b \times N_b}{k \times N_i} \quad (7)$$

где  $D_b$  — диаметр барабана подъемной машины, м;

$h_c$  — текущее положение подъемного сосуда, м;

$k$  — коэффициент передачи редуктора между барабаном и валом шифратора.

$N_b$  — число посчитанных импульсов.

$N_i$  — число импульсов на один оборот шифратора.

Модуль вычисления положения и скорости подъемных сосудов содержит два отдельных канала измерения ФИД1 и ФИД2. Входным сигналом каждого канала является угол поворота вала машины, выходным — глубина погружения одного из скипов ( $h_1$ ,  $h_2$ ), направление движения подъемной машины вперед (VD\_Frw) или назад (VD\_Bkw) и величина скорости, вычисленная по первому и второму каналам ( $V_1$ ,  $V_2$ ). Алгоритмическая

структура модуля вычисления положения и скорости подъёмных сосудов, приведена на рисунке 1.

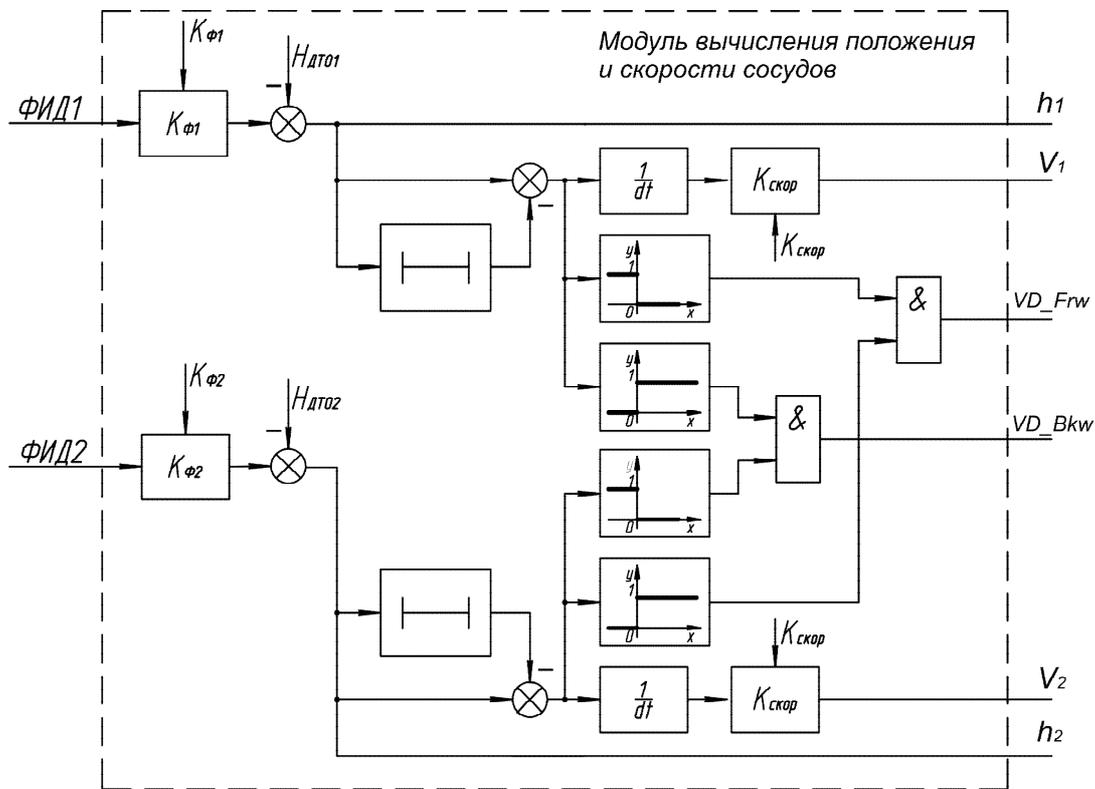


Рисунок 1 — Алгоритмическая структура модуля вычисления положения и скорости

2. Модуль защиты от превышения скорости [4]:

$$V_3 = \begin{cases} \dot{i} V_m, & \text{при } h_c > H_{нз} \\ \dot{i} \sqrt{2a_3(h_c - H_{нд}) + V_d^2}, & \text{при } H_{нд} < h_c \text{ \& } H_{нз} \\ \dot{i} 1,15 \times V_d, & \text{при } h_c \text{ \& } H_{нд} \end{cases} \quad (8)$$

где  $h_c$  — текущее положение (глубина) подъёмного сосуда, м;

$H_d$  — глубина точки начала дотяжки, м;

$a_3$  — замедление защитной диаграммы, м/с<sup>2</sup>;

$V_3$  — скорость защитной диаграммы, м/с;

$V_m$  — скорость равномерного хода подъёмного сосуда, м/с;

$V_d$  — скорость подхода, м/с.

Модуль защиты от превышения скорости, на основе данных о глубине погружения скипов ( $h_1, h_2$ ), их скорости ( $V_1, V_2$ ), направления движения подъёмной установки ( $VD\_Bkw$ ) и режима

работы (ID\_Revs), рассчитывает защитную диаграмму скорости, и регистрирует превышение скорости путем сравнения расчетной тахограммы и действительной. Сигнал о превышении скорости (VD\_OvrS) поступает в модуль защит.

Алгоритмическая структура модуля защиты от превышения скорости, построенная на основании выражения (8), представлена на рисунке 3.

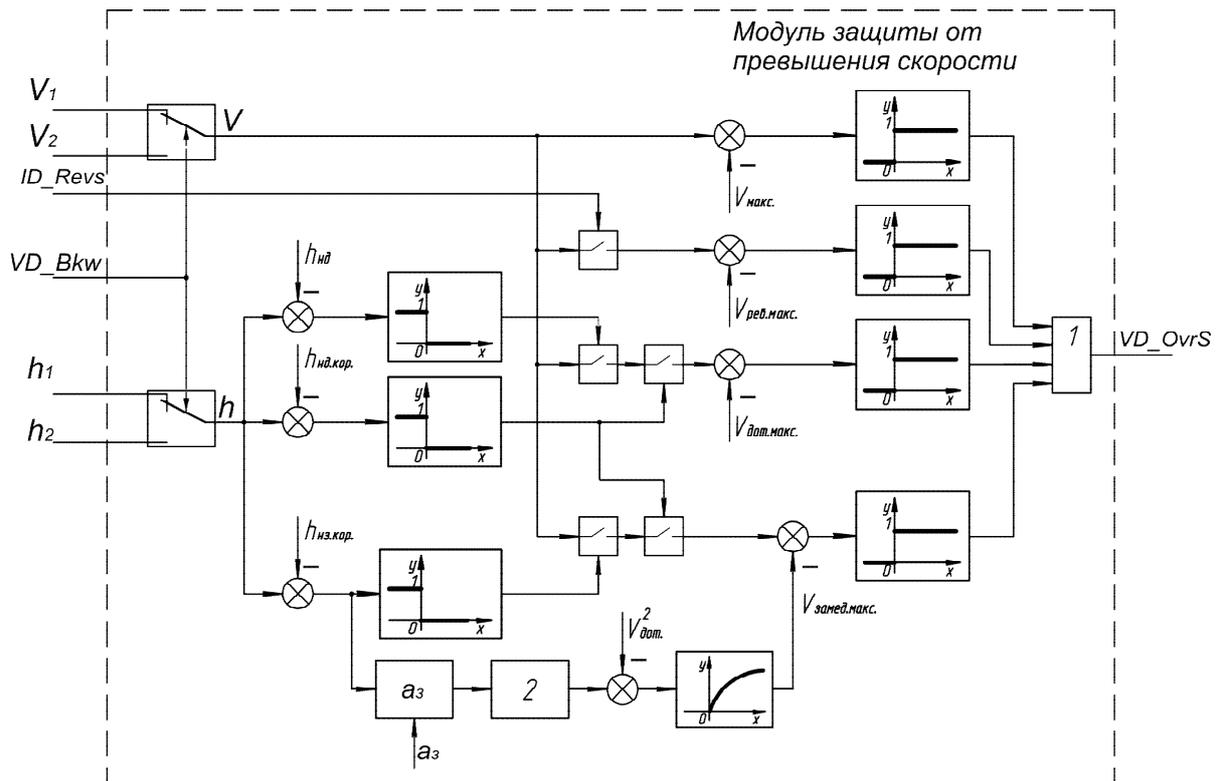


Рисунок 3 — Алгоритмическая структура модуля защиты от превышения скорости

4. Модуль формирования управляющих сигналов задания скорости движения подъёмного сосуда на этапах выхода из кривых, разгона, равномерного хода, подхода к зоне разгрузки и дотягивания в зависимости от необходимой диаграммы скорости (тахограммы). Пример тахограммы и переключений для подъёмной установки имеющей переход с канатных на жесткие проводники приведен на рисунке 4.

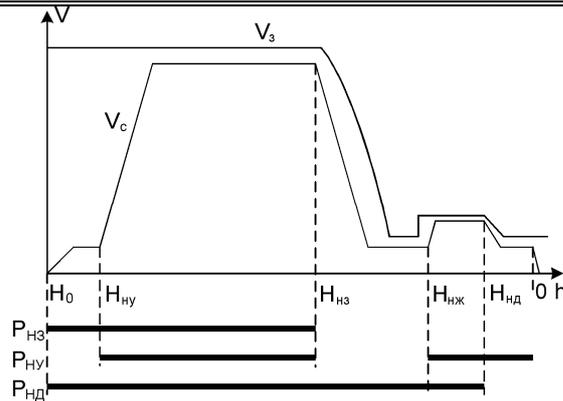


Рисунок 4 — Тахограмма движения и диаграмма замыкания реле задания скорости подъёмных сосудов с учетом перехода с канатных на жесткие проводники

Тогда алгоритм формирования сигналов переключения скорости описывается следующими выражениями:

$$P_{nz} = \begin{cases} 1, & \text{при } h_c \geq H_{nz} \\ 0, & \text{при } h_c < H_{nz} \end{cases} \quad (9)$$

$$P_{nd} = \begin{cases} 1, & \text{при } h_c > H_{nd} \\ 0, & \text{при } h_c \leq H_{nd} \end{cases} \quad (10)$$

$$P_{ny} = \begin{cases} 1, & \text{при } (H_{nz} < h_c \leq H_{ny}) \vee (H_{nd} < h_c \leq H_{nj}) \\ 0, & \text{при } (H_{ny} < h_c) \vee (H_{nj} < h_c \leq H_{nz}) \end{cases} \quad (11)$$

где  $h_c$  — текущая глубина подъёмного сосуда, м;

$P_{ny}$  — состояние реле «начало ускорения»;

$P_{nz}$  — состояние реле «начало замедления»;

$P_{nd}$  — состояние реле «начало дотяжки»;

$H_{nz}$  — глубина начала замедления, м;

$H_{nd}$  — глубина начала дотяжки, м.

Вычисление точки начала замедления ( $H_{nz}$ ) привода осуществляется согласно выражению:

$$H_{nz} = \frac{\alpha V_c^2 + 2a_3 H_{nd} - V_d^2 \frac{\ddot{\theta}}{\dot{\theta}}}{2a_3 \frac{\ddot{\theta}}{\dot{\theta}}} + S_e \quad (12)$$

где  $H_{nz}$  — глубина начала замедления, м;

$V_c$  — текущая скорость подъёмного сосуда, м/с;

$V_d$  — скорость подхода, м/с;

$a_3$  — замедление защитной диаграммы, м/с<sup>2</sup>;

$H_{нд}$  — глубина начала дотяжки, м;

$S_B$  — путь выбега подъёмного сосуда за время перехода системы управления в тормозной режим, м.

Алгоритмическая структура модуля формирования путевых сигналов, построенная на основании выражений (9), (10), (11) и (12), приведена на рисунке 5.

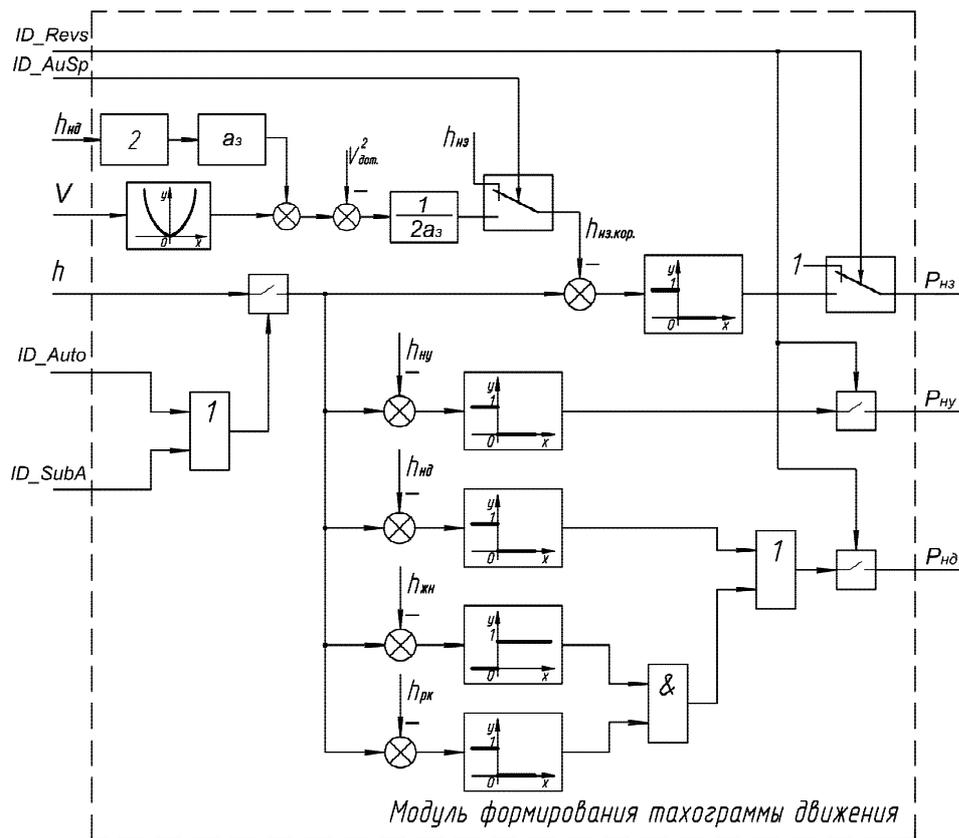


Рисунок 5 — Алгоритмическая структура модуля формирования тахограммы движения

Модуль формирования путевых сигналов на основе данных о положении подъемных сосудов ( $h_1$ ,  $h_2$ ), режимах работы ( $ID\_Revs$ ,  $ID\_Auto$ ,  $ID\_SubA$ ) формирует комбинацию логических сигналов, для управления блоком задания уровня скорости. При включении режима автоматического формирования точки начала замедления ( $ID\_AuSp$ ) глубина  $H_{нз}$  выключения сигнала  $P_{нз}$  рассчитывается по выражению (12). Комбинация сигналов ( $P_{ну}$ ,  $P_{нз}$ ,  $P_{нд}$ ) подаётся на вход датчика интенсивности системы автоматического регулирования скорости электропривода.

5. Модуль управления предохранительным и рабочим тормозом в зависимости от состояния входных сигналов, выдача информации о срабатывании всех видов защит, осуществляемых контроллером, и выдача разрешающих и запрещающих сигналов на модуль вывода дискретных сигналов на основе совокупности булевых выражений:

$$\begin{aligned} Y_1 &= f(X_1 \dots X_m, Z_1 \dots Z_l, t_1 \dots t_k) \\ &\quad \cdot \cdot \cdot \\ Y_n &= f(X_1 \dots X_m, Z_1 \dots Z_l, t_1 \dots t_k) \end{aligned} \quad (13)$$

где  $Y_1 \dots Y_n$  — множество дискретных выходных сигналов;  
 $X_1 \dots X_m$  — множество входных дискретных сигналов;  
 $Z_1 \dots Z_l$  — множество дискретных сигналов, формируемых внутри системы;

$\tau_1 \dots \tau_k$  — временные задержки.

При этом необходимый набор реализуемых выражений, определяется типом подъёмной установки, для которой проектируется устройство управления.

Например, модуль выбора направления движения на основании набора входных дискретных сигналов формирует разрешение выбора направления движения вверх (OD\_VERH) или вниз (OD\_VNIZ), а также сигнал разрешения пуска (OD\_RS), описывается следующими зависимостями:

$$\begin{aligned} VD_{R1} &= ((OD\_ZAPR \dot{\cup} OD\_RTR) \dot{\cup} OD\_RTP1) \\ VD_{R2} &= ((VD\_RP \dot{\cup} (OD\_RS \dot{\cup} \overline{ID\_DTP1} \dot{\cup} \overline{ID\_DTP2})) \dot{\cup} VD\_R1) \\ VD_{R3} &= (ID\_REVS \dot{\cup} \overline{ID\_KK0} \dot{\cup} VD\_R1) \dot{\cup} (ID\_SUBA \dot{\cup} VD\_R2) \\ VD_{R4} &= (VD\_VERH \dot{\cup} \overline{VD\_VNIZ} \dot{\cup} ID\_AUTO \dot{\cup} VD\_R2) \dot{\cup} (ID\_KKV \dot{\cup} VD\_R3) \\ VD_{R5} &= (\overline{VD\_VERH} \dot{\cup} VD\_VNIZ \dot{\cup} ID\_AUTO \dot{\cup} VD\_R2) \dot{\cup} (ID\_KKN \dot{\cup} VD\_R3) \\ VD_{R6} &= ((VD\_R5 \dot{\cup} \overline{OD\_VERH} \dot{\cup} OD\_VNIZ) \dot{\cup} (VD\_R4 \dot{\cup} \overline{OD\_VNIZ} \dot{\cup} OD\_VERH)) \\ OD\_VERH &= (\overline{OD\_VNIZ} \dot{\cup} (ID\_OPP2 \dot{\cup} (\overline{ID\_OPP2} \dot{\cup} \overline{ID\_OPP1}))) \dot{\cup} VD\_R4 \\ OD\_VNIZ &= (\overline{OD\_VERH} \dot{\cup} (ID\_OPP1 \dot{\cup} (\overline{ID\_OPP2} \dot{\cup} \overline{ID\_OPP1}))) \dot{\cup} VD\_R5 \\ OD\_RS &= ((ID\_AUTO \dot{\cup} ID\_KKN) \dot{\cup} OD\_RS \dot{\cup} ID\_SUBA \dot{\cup} ID\_REVS) \dot{\cup} VD\_R6 \end{aligned} \quad (14)$$

Алгоритмическая структура модуля выбора направления движения, построенного на основании выражения (14) приведена на рисунке 6.

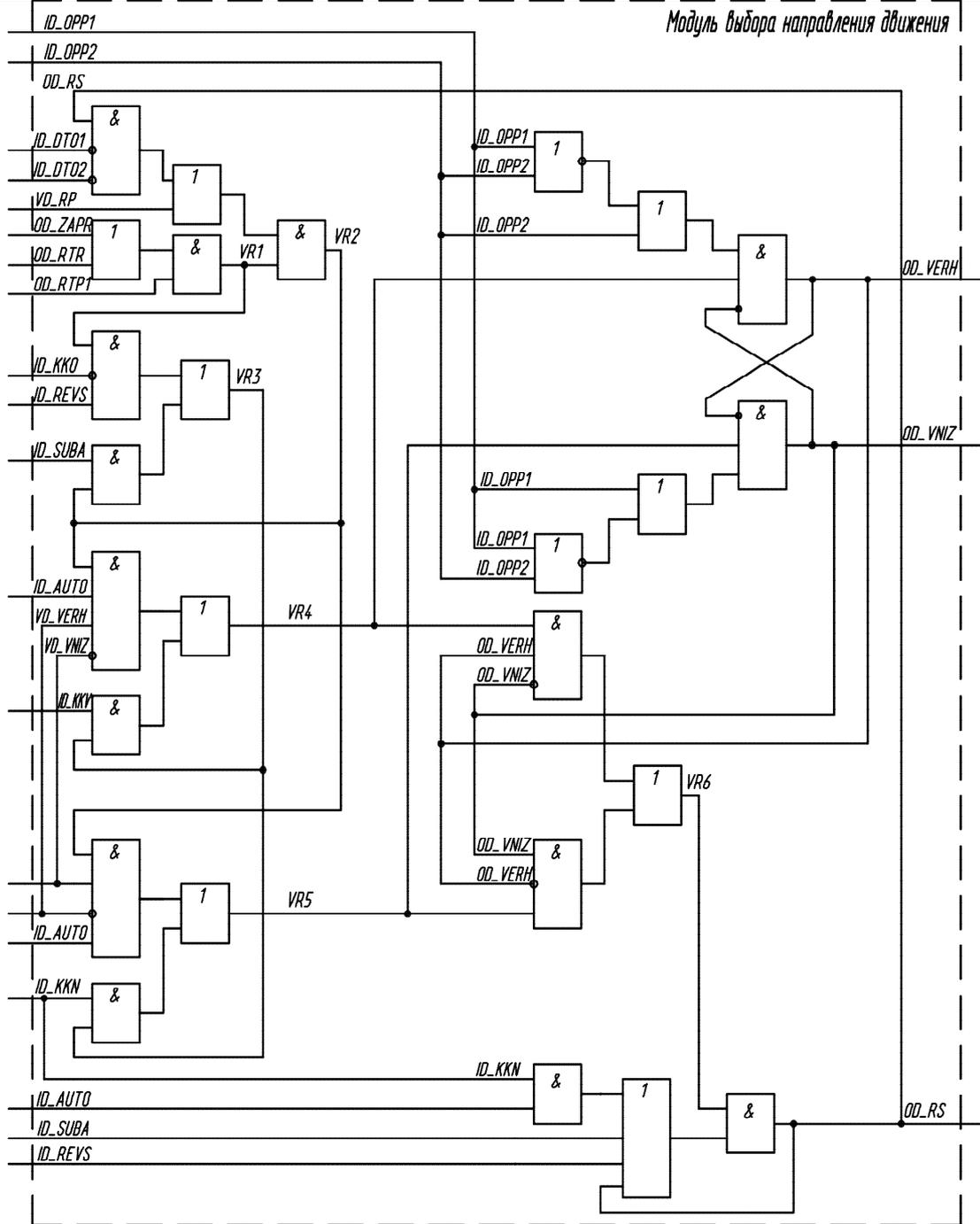


Рисунок 6 — Алгоритмическая структура модуля выбора направления движения

В настоящей работе приведены алгоритмические структуры и математические описания основных модулей системы технологической автоматики и защит. С использованием приведенных выше алгоритмических структур разработаны аппараты задания, контроля хода и технологических защит

СЕКЦИЯ 2. Информационные и управляющие системы, комплексы программ. Вопросы подготовки инженерных и научных кадров (ПАЗК), установленные на шахте Абаканского филиала ОАО «Евразруда» и ОАО «Тыретский солерудник».

### Литература

1. **Островлянчик В. Ю., Кубарев В. А.** Цифровая управляющая система технологическим процессом (ЦУСП) / Автоматизированный электропривод и промышленная электроника в металлургической и горно-топливной областях: Труды Третьей Всероссийской научно-практической конференции. — Новокузнецк, Изд-во СибГИУ, 2006 г, с. 142 – 146.

2. **ПБ 03-533-03** Единые правила безопасности при разработке рудных, нерудных и россыпных месторождений полезных ископаемых подземным способом.

3. **ПБ 05-618-03** Правила безопасности в угольных шахтах.

4. **Дужий А. В., Кунин П. Н.** Погрешность измерения скорости при использовании фотоимпульсного датчика [Текст] / XV Международная научно-практическая конференция «Современные техника и технологии»: Сборник трудов в 3-х томах. — Т. 1. — Томск: Издательство ТПУ, 2009 г. — 613 с.

5. **Мурзин В. А.** Защита шахтных подъёмных установок от превышения скорости [Текст]. // В. А. Мурзин, В. И. Решетников, А. Н. Шатило. — М.: Недра, 1974. — 176 с.

УДК 62-503.5

## МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ В ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩЕЙ СИСТЕМЕ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

**В. Ю. Островлянчик, И. Ю. Поползин**

*Сибирский государственный индустриальный университет,  
г. Новокузнецк*

Современный подход к анализу и синтезу систем автоматического электропривода (АЭП) предполагает, что частью системы является наличие интегрированной в технологический процесс цифровой информационно-управляющей системы (ИУС)

[1]. Важной задачей, которую необходимо решить при проектировании ИУС, является измерение параметров АЭП. Актуальность задачи состоит в том, что для АЭП, являющегося основной частью электротехнического комплекса и обеспечивающего технологический процесс, отсутствуют методики определения параметров вычислительных устройств ИУС, т.е. параметров дискретизации процессов, обработки результатов вычислений, и, наконец, восстановления сигналов. Кроме того, эти задачи должны решаться в режиме реального времени.

В данной работе сделана попытка установить взаимосвязь между параметрами системы АЭП и параметрами вычислительного процесса.

Рассмотрим некоторые теоретические положения. Очевидно, что основным требованием к информационной системе является условие сохранения в процессе преобразований зависимостей параметров АЭП от времени, т.е. адекватность представления параметров АЭП в ИУС.

В процессе измерения параметров сигналы от АЭП подвергаются различным преобразованиям, наиболее важным из которых является их дискретизация (оцифровка). Частота дискретизации определяет требования к вычислительным ресурсам и алгоритмам ИУС и влияет на адекватность представления параметров АЭП в ИУС.

Основным параметром динамического объекта, влияющим на выбор частоты дискретизации, является диапазон частот, которые система способна пропускать без ослабления. Верхняя граница этого диапазона определяется частотой, при которой амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) объекта принимает значение, равное 1 (или, что то же самое, логарифмическая амплитудно-частотная характеристика (ЛАЧХ) принимает значение, равное 0) (выражение 1) [2], [3]. Эта частота называется частотой среза объекта или граничной частотой.

$$\begin{aligned} A(\omega_c) &= 1 \\ L(\omega_c) &= 0 \end{aligned} \tag{1}$$

Связь круговой граничной частоты с линейной граничной частотой определяется выражением (2).

$$w_c = 2pf_c \quad (2)$$

Если известна частота среза объекта, то можно определить требуемую частоту дискретизации в соответствии с теоремой Котельникова [4]. Согласно теореме Котельникова, аналоговый сигнал с граничной линейной частотой  $f_c$  может быть восстановлен однозначно и без потерь при частоте дискретизации, равной или большей удвоенной граничной частоте (3).

$$f_d \geq 2f_c \quad (3)$$

Очевидно, теорема Котельникова утверждает, что непрерывный сигнал  $x(t)$  можно представить в виде интерполяционного ряда:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(kD) \operatorname{sinc} \left[ \frac{p}{T} (t - kD) \right]; \quad (4)$$

где

$x(kD)$  - значения дискретных отсчетов;

$T$  – период дискретизации, определяемый выражением  $0 \leq T \leq 1/2f_c$ ;

$t$  – время;

$\operatorname{sinc} = \begin{cases} \frac{\sin x}{x}, & x \neq 0; \\ 1, & x = 0 \end{cases}$  - ненормированный кардинальный синус, либо

$\operatorname{sinc} = \begin{cases} \frac{\sin(px)}{px}, & x \neq 0; \\ 1, & x = 0 \end{cases}$  - нормированный кардинальный синус.

При соблюдении условий теоремы Котельникова, функция  $x(t)$  может быть восстановлена из её дискретизации,  $x[n]=x(nT)$ , согласно интерполяционной формуле Уиттекера-Шеннона:

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \cdot \operatorname{sinc} \left( \frac{t - nT}{T} \right), \quad (5)$$

Если условия теоремы Котельникова не выполняются, возникает наложение высокочастотных компонентов на низкочастотные - алиасинг. Неправильная дискретизация аналогового сигнала приводит к тому, что высокочастотные составляющие накладываются на низкочастотные, в результате чего восстановленный сигнал имеет значительные искажения. Это явление может привести к неправильному восстановлению сигнала.

Из вышесказанного ясно, что основной задачей при расчете частот дискретизации является определение граничной частоты объекта. Поскольку система АЭП описывается передаточными функциями, основными параметрами которых являются постоянные времени, то граничную частоту (частоту среза) следует определять с помощью передаточных функций или рассчитывать через постоянные времени, основываясь на определении граничной частоты (1).

Таким образом, алгоритм расчета частоты дискретизации для параметров системы АЭП и ее элементов выглядит следующим образом:

- 1) Выбрать контур, на основании параметров которого будет производиться расчет (как правило, это наиболее быстродействующий контур в случае необходимости измерения нескольких параметров, либо контур, измерение выходного параметра которого требуется в случае измерения одного параметра);
- 2) Определить передаточную функцию контура относительно выходного параметра;
- 3) Определить граничную частоту контура согласно условию (1). Это можно сделать двумя способами:
  - а) аналитическим – рассчитать частоту, при которой  $A(\omega)=1$ , используя частотную передаточную функцию;
  - б) графическим – построив ЛАЧХ системы и определив частоту, при которой  $L(\omega)=0$  (ЛАЧХ пересекает ось частот);
- 4) Рассчитать линейную граничную частоту, используя выражение (2);
- 5) Рассчитать минимальную частоту дискретизации (3);
- 6) Выбор конкретной частоты дискретизации, ограниченной снизу частотой (3), следует производить, исходя из свойств конкретной системы, требований к точности измерений и вычислительных мощностей ИУС.

Рассмотрим пример расчета частоты дискретизации для трехконтурной системы АЭП постоянного тока, построенной по системе генератор-двигатель, как наиболее сложной. Очевидно,

что для выполнения условия адекватности представления всех параметров, при расчете частоты дискретизации следует ориентироваться на наиболее быстродействующий контур – в нашем случае, контур регулирования напряжения генератора (рисунок 1).

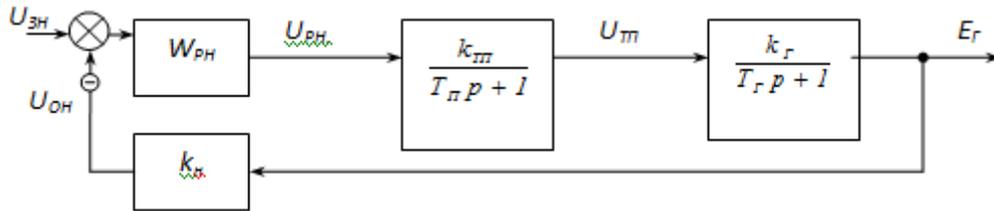


Рисунок 1 – Структурная схема контура регулирования напряжения генератора

В контуре применен ИП-регулятор напряжения, имеющий передаточную функцию

$$W_{PH}(p) = \frac{K_{PH}(T_{PH}p + 1)}{T_{PH}}; \quad (6)$$

Где  $K_{PH} = \frac{T_G}{K_{TH}K_GK_H \cdot 2T_{II}}; T_{PH} = T_G.$

Контур настроен на модульный оптимум и имеет передаточную функцию:

$$W(p) = \frac{1/K_H}{2T_{II}^2p^2 + 2T_{II}p + 1} \quad (7)$$

Среднее значение  $1/K_H$  для аналоговых систем равно 90-100; среднее значение  $T_{II}$  равно 0,01 с.

Найдем граничную частоту системы двумя способами:

а) Аналитический способ

Перейдем к частотной передаточной функции с помощью замены  $p \rightarrow j\omega$ :

$$W(j\omega) = \frac{1/K_H}{2T_{II}^2(j\omega)^2 + 2T_{II} \cdot j\omega + 1} \quad (8)$$

Выделим в частотной передаточной функции действительную и мнимую части. Для этого раскроем скобки с учетом  $j^2 = -1$  и домножим числитель и знаменатель дроби на комплексное число, сопряженное знаменателю. После преобразований получим:

$$W(j\omega) = \frac{1}{K_H} \left[ \left( \frac{2T_{II}^2\omega^2 - 1}{4T_{II}^4\omega^4 - 1} \right) + j \frac{4T_{II}\omega}{4T_{II}^4\omega^4 - 1} \right] \quad (9)$$

Воспользовавшись известными выражениями для АЧХ, найдем выражение для АЧХ контура:

$$A(\omega) = \frac{1/K_H}{\sqrt{(2T_H^2\omega^2 - 1)^2 + (4T_H\omega)^2}} \quad (10)$$

Исходя из условия (1), найдем частоту среза.

$$A(\omega_c) = \frac{1/K_H}{\sqrt{(2T_H^2\omega_c^2 - 1)^2 + (4T_H\omega_c)^2}} = 1 \quad (11)$$

После преобразований получим уравнение:

$$4T_H^4\omega_c^4 + 12T_H^2\omega_c^2 + \left(1 - \frac{1}{K_H^2}\right) = 0 \quad (12)$$

В нашем случае  $1/K_H^2 = 90$ . Разрешив уравнение относительно  $\omega_c$  и отбросив значения, не имеющие физического смысла, получим следующее значение круговой граничной частоты:

$$\omega_c = 674 \text{ рад/с} \quad (13)$$

которой соответствует линейная граничная частота (3):

$$f_c = 108 \text{ Гц} \quad (14)$$

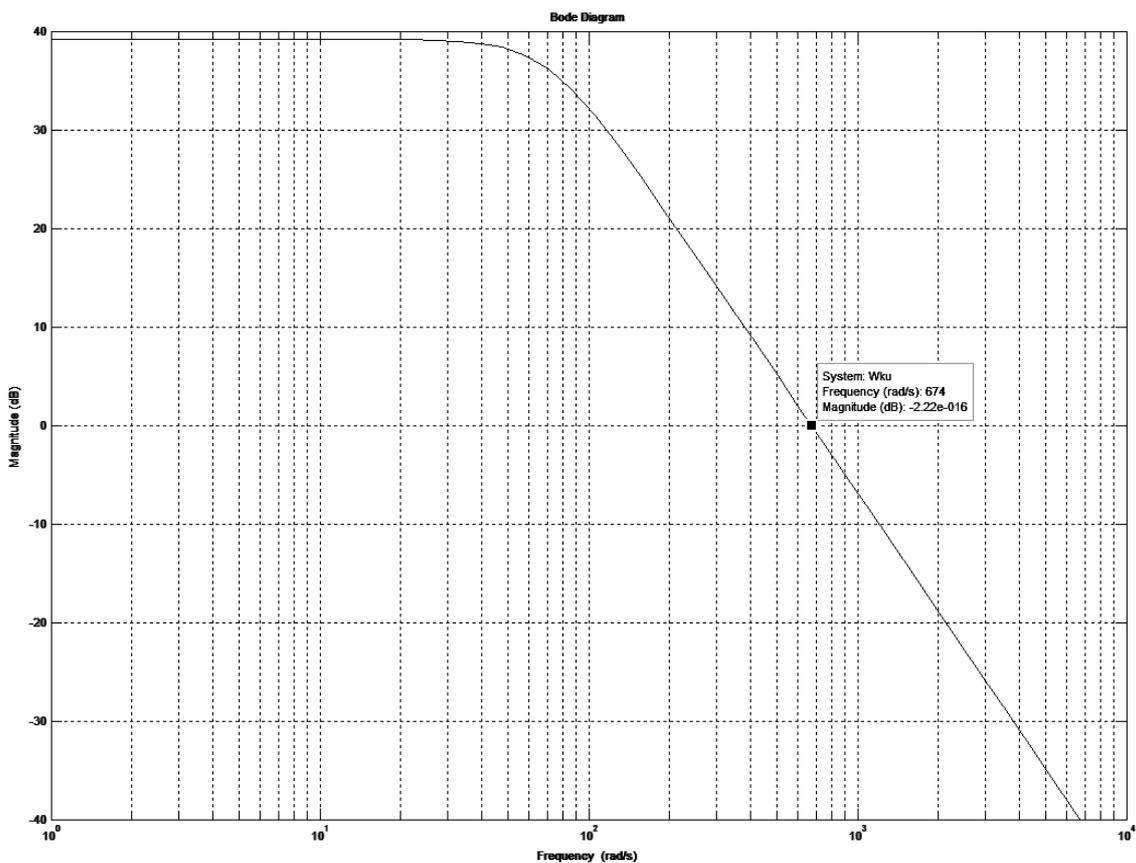


Рисунок 2 – ЛАЧХ контура напряжения

б) Графический способ

Построим ЛАЧХ контура (например, с помощью подсистемы Control System Toolbox среды компьютерных вычислений MATLAB) и определим частоту, при которой  $L(\omega)=0$  (рисунок 2).

Значение ЛАХ в точке среза на рисунке равно  $6,66 \cdot 10^{-15} \approx 0$  Дб по причине наличия погрешностей численного интегрирования системы SimuLink

В соответствии с этим способом получим следующее значение круговой граничной частоты:

$$\omega_c = 674 \text{ рад/с} \quad (15)$$

которой соответствует линейная граничная частота:

$$f_c = 108 \text{ Гц} \quad (16)$$

Видно, что граничные частоты контура, найденные разными способами, совпадают. Применим теорему Котельникова и найдем минимальную частоту дискретизации:

$$f_{\text{дмин}} = 2f_c = 2 \cdot 108 = 216 \text{ Гц} \quad (17)$$

Свяжем минимально допустимую частоту дискретизации с малой некомпенсируемой постоянной времени:

$$f_{\text{дмин}} \approx \frac{1}{(0,4 \dots 0,5) \cdot T_m} \quad (18)$$

Таким образом, на основании проведенного исследования можно изложить теорему Котельникова в форме следующего определения: аналоговый сигнал в ИУС АЭП может быть однозначно и без потерь восстановлен при частоте дискретизации, большей или равной  $\frac{1}{(0,4 \dots 0,5) \cdot T_m}$ , где  $T_m$  - малая некомпенсируемая постоянная времени системы, т.е.

$$f_d \geq \frac{1}{(0,4 \dots 0,5) \cdot T_m} \quad (19)$$

Из этого выражения с учетом (3) частота среза системы равна:

$$f_c = \frac{1}{(0,2 \dots 0,25) \cdot T_m} \quad (20)$$

СЕКЦИЯ 2. Информационные и управляющие системы, комплексы программ. Вопросы подготовки инженерных и научных кадров

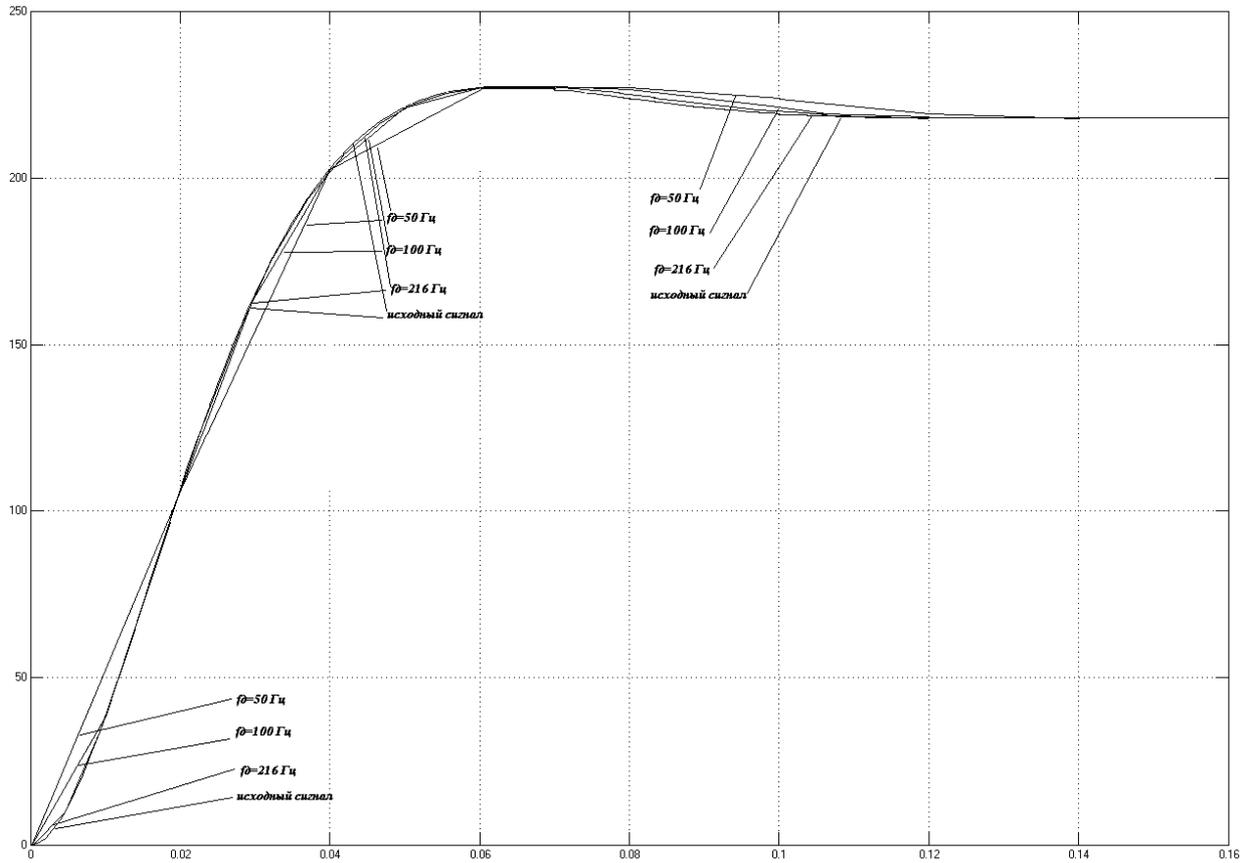


Рисунок 3 – Исходный и восстановленный сигналы при частоте дискретизации 50 – 216 Гц

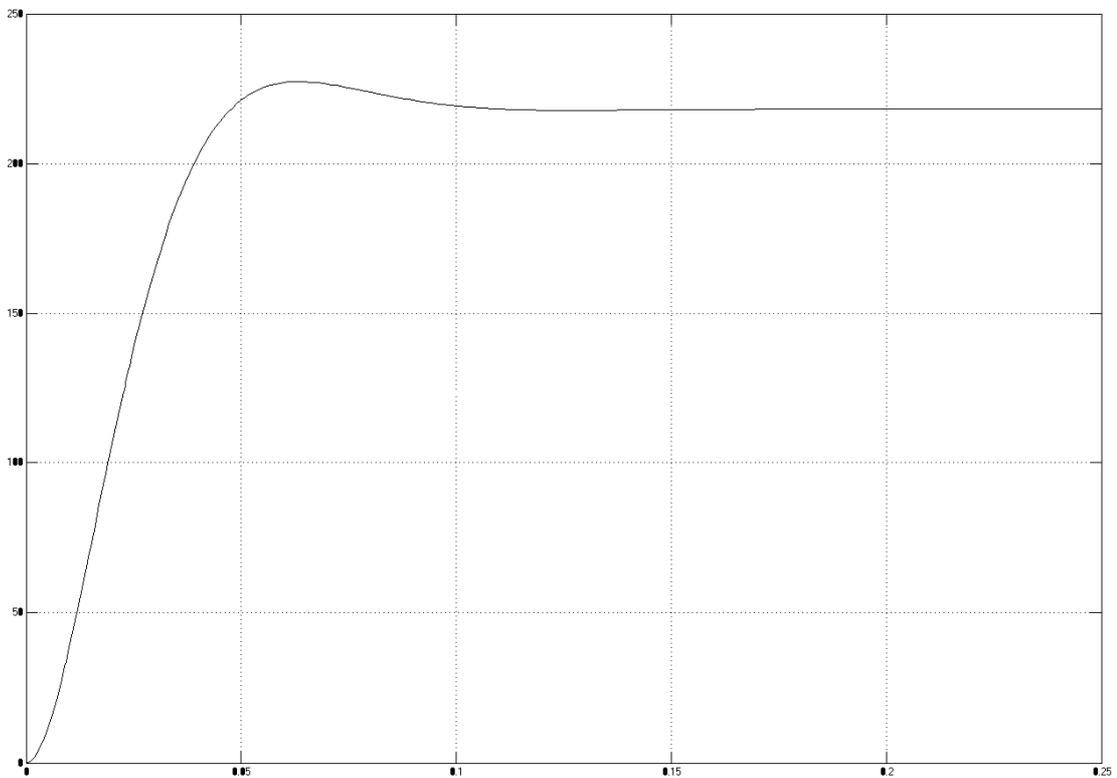


Рисунок 4 – Исходный и восстановленный сигналы при частоте дискретизации 500 – 1000 Гц

Видно, что при частотах дискретизации, меньших минимально допустимой по теореме Котельникова (50, 100 Гц), имеют место искажения сигнала. В то же время, при частотах дискретизации, значительно больших расчетной (500 Гц, 1 кГц) восстановленный сигнал практически полностью соответствует исходному при значительном потреблении вычислительных ресурсов. Таким образом, для данной системы оптимальной является частота дискретизации 216 Гц.

После определения частоты дискретизации следует синтезировать канал измерения. Согласно [2], объект, в котором происходят процессы сбора, передачи, анализа и синтеза информации, представляет собой коммутационную сеть. Если рассматривать АЭП с такой точки зрения, то он соответствует архитектуре сети с коммутацией сообщений и зонным управлением, т.е. сети, осуществляющей прием, хранение обработку и отсылку информации. Исходя из модели коммутационной сети, канал измерения параметра АЭП можно представить в следующем виде:



Рисунок 5 – Функциональная схема канала измерения

СЧ – силовая часть электропривода; Д – датчик; ИУС ЭП – информационно-управляющая система электропривода. Имеет в своем составе блок анализа информации, поступающей от датчиков (БАИ) и блок синтеза новой информации на основе проанализированной (БСИ).

Для анализа указанного выше требования адекватности представления информации воспользуемся схемой канала измерения [6] (рисунок 6):

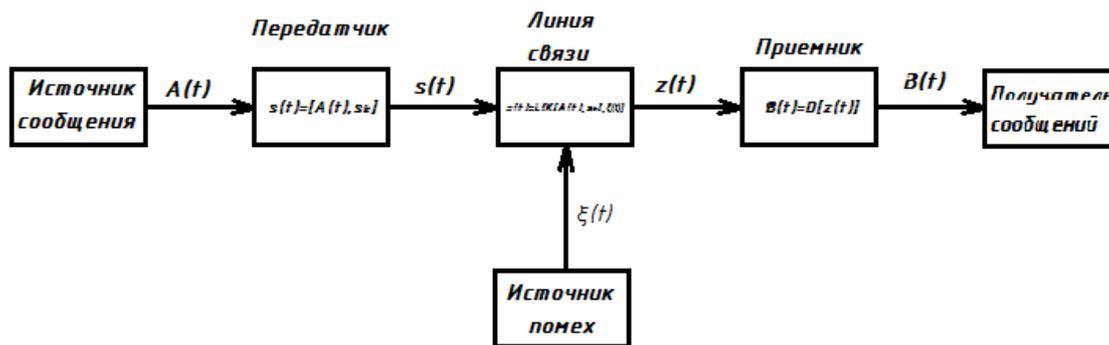


Рисунок 6 – Структурная схема канала измерения

$A(t)$  – исходный сигнал;

$s(t)$  – преобразованный сигнал;

$x(t)$  - сигнал помех;

$z(t)$  – сигнал, воспринимаемый приемником;

$V(t)$  – сообщение, являющееся копией или несущее информацию о сообщении  $A(t)$ .

Основным требованием к таким каналам является соответствие сигнала  $V(t)$  сигналу  $A(t)$ .

В передатчике происходит обработка (кодирование) сигнала от источника для осуществления передачи по линии связи:

$$s(t) = K[A(t), s_k] \quad (21)$$

где  $K$  – функция преобразования,  $s_k$  - вектор кодовых сигналов, зависящий от выбранного метода кодирования. В нашем случае кодирование осуществляется дискретизацией исходного сигнала и представлением его в цифровой форме. В качестве вектора кодовых сигналов будем использовать параметры АЦП датчиков – частоту дискретизации и разрядность.

Воздействие помехи на передаваемую информацию определится как

$$z(t) = L\{K[A(t), s_k], x(t)\} \quad (22)$$

где  $L$  – функция помехообразования,  $x(t)$  - вектор помех, зависящий от выбранного метода кодирования, метода передачи, линии связи и т.п. В работе [7] отмечается, что любая помеха имеет случайный характер, при этом устранение помехи путем влияния на ее источник принципиально невозможно.

Конечное сообщение описывается следующим выражением:

$$B(t) = D[z(t)] = D\{L[K[A(t), s_k], x(t)]\} \quad (23)$$

В этом выражении  $D$  – метод декодирования информации, определяющийся методом кодирования, необходимым методом представления информации и методом коррекции влияния помех.

Из вышеприведенного следует, что адекватность представления в ИУС параметров АЭП определяется следующими факторами:

- 1) Методом кодирования;
- 2) Вектором кодовых сигналов;
- 3) Методом декодирования;
- 4) Влиянием помех.

Адекватность представления параметров АЭП в ИУС может быть достигнута за счет повышения помехоустойчивости системы путем алгоритмической оптимизации ИУС. Таким образом, наиболее важным при проектировании и настройке ИУС является оптимизация процессов кодирования/декодирования и анализа/синтеза информации в ней.

Основным параметром измерительного канала является скорость передачи информации (кбит/с), которая связана с частотой дискретизации следующим соотношением:

$$C_{MIN} = f_D I_{АЦП} \quad (24)$$

где  $f_D$  – частота дискретизации,

$I_{АЦП}$  – разрядность АЦП.

Так, для примера приведенного выше, при использовании 12-разрядных АЦП, необходимая минимальная пропускная способность канала составит:

$$C_H = f_D I_{АЦП} = 216 \cdot 12 \approx 3 \text{ кбит/с} \quad (25)$$

Таким образом, получены следующие результаты:

- 1) На основании проведенного исследования установлена зависимость между частотой дискретизации ИУС АЭП, частотой среза системы АЭП и малой некомпенсируемой постоянной времени системы;
- 2) Предложен метод расчета частоты дискретизации;
- 3) Теорема Котельникова изложена для случая, когда объектом является система АЭП;
- 4) Сформулированы условия адекватности измерений;

5) Описана структура канала измерения и метод расчета его пропускной способности

Библиографический список

1. Островляничик В. Ю. Автоматический электропривод постоянного тока горно-металлургического производства. Томск: Изд-во Томского государственного университета, 1997. 383с.
2. Игнатов В. А. Теория информации и передачи сигналов. – М.: Сов. радио, 1979. – 280 с.
3. Котельников В. А. Теория потенциальной помехоустойчивости. – М., Л.: Государственное энергетическое издательство, 1956. 153 с.
4. Лукас В. А. Теория автоматического управления. – М.: Недра, 1990. – 416 с.
5. Основы автоматического регулирования. Под ред. В. В. Солодовникова. – М.: Машгиз, 1954 – 1117 с.

УДК 621.31

**ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИНФОРМАЦИОННОЙ МОДЕЛИ  
ЭЛЕКТРОРЕМОНТА В СОВРЕМЕННЫХ УСЛОВИЯХ**

**А.В. Темников**

*Сибирский государственный индустриальный университет  
г. Новокузнецк*

Информационная модель электроремонта разработана автором в 90-ые годы на основе профессионально-логического анализа и исследований, связанных с эксплуатацией и проектированием электроремонта металлургических предприятий. В это время на предприятиях черной металлургии наметился отход от технической политики на базе ТО и Р [2] для большинства электрооборудования из-за кризиса в общественных отношениях, развала промышленности и нехватке средств на ведение профилактики в полном объеме. Начались структурные изменения в черной металлургии, акционирование предприятий и вывод непрофильных служб в аутсорсинг. В конечном итоге новому

собственнику ремонт и обслуживание электрооборудования на предприятии показалось выгодным поручить это службе или фирме, выведенной в аутсорсинг. Появилась масса ограничений на эффективную деятельность электрослужб, как оставшихся на самом предприятии, так и выведенных в аутсорсинг. И, как следствие, необходимость в адаптации электроремонта (рисунок 1) с условием выполнения основной функции данной службы – обеспечить жизнедеятельность электрооборудования предприятия на достаточно высоком техническом уровне. Сложность решения такой задачи заключается, прежде всего, в низкой оперативности такой функции из-за бюрократических проволочек при оформлении договоров, низкой подготовленности электроремонтных служб вследствие отказа от плановых работ, сложности организации поточно-пооперационных работ с большим количеством и разнообразием электрооборудования. Адаптация не может быть бесконечной, поэтому следует установить предел, при котором она еще возможна, а электроремонт выполняет свои функции с приемлемой для собственника эффективностью. Под адаптивным будем понимать программное управление в советующем режиме, при котором показатели, входящие в целевую функцию как критерии оценки состояния электроремонта, находились бы в области компромиссных решений. Эффективность подобного управления определяется функционалом

$$\Phi = \Phi\{R_3; G_i^{CMO}; W_i^{CMO}; T_c; RC_i; \theta_3; F(t)\} \quad (1)$$

где  $R_3$  – агрегативная модель системы электроремонта;

$G_i^{CMO}$  – набор  $i$ -тых экономических показателей электроремонта;

$W_i^{CMO}$  – набор  $i$ -тых вероятностных и оперативных показателей электроремонта;

$T_c$  – критерий экономичности построения структуры техноценоза [3];

$RC_i$  – ограничения в  $i$ -тых ресурсах;

$\theta_3$  – набор функций управления структурой объекта и стратегией эксплуатации и ремонта;

$F(t)$  – закон выбора моментов адаптации во времени.



Рисунок 1 – Структура адаптивной системы электроремонта

Внутренний контур адаптации электроремонта при аутсорсинге не принадлежит предприятию и является собственностью фирмы – сервисного центра. Склад может быть арендован данной фирмой или находится в ее помещении. Вещественные потоки (В) с приоритетом в обслуживании или без

формирует производство. Отдел снабжения делится на две части: для нужд предприятия и собственность фирмы. Появляется дополнительный вещественный поток, связывающий отдел снабжения и предприятие. Возрастает количество и информационных потоков (И). Целевая функция электроремонта в меньшей степени затрагивает интересы предприятия, чем раньше, когда электроремонт был собственностью предприятия, однако смысл ее остается прежним, если собственник пришел на предприятие всерьез и надолго. В противном случае электроремонт может выродиться в одноконтурную систему обслуживания вещественных и информационных потоков электрооборудования разных предприятий с целью получения максимальной прибыли при минимальных затратах на ремонт и обслуживание. Такая система имеет свое логическое устройство управления (ЛУУ) и свой функционал адаптивного управления  $\Phi^{СМО}$ , в котором исключены  $T_c$  и частично  $R_3$ .

Модель  $R_3$  описывает состояние электроремонта как СМО с накопителем требований через обобщенные показатели электрического хозяйства и электроремонта в текущий момент времени.

**Ошибка! Объект не может быть создан из кодов полей редактирования., (2)**

где  $N$  – количество установленных на предприятии электромашин на текущий момент времени, ед.;  $P_{ср}$  – средняя мощность установленных электромашин, кВт;  $\omega_{y3}^{(1)}$  – параметр ремонтного ( $l = 1, 2, 3, \dots, n$ ) или резервного ( $l = 0$ ) потока условных электромашин, 1/ч;  $P_p^{(1)}$  – средняя мощность электромашин в ремонтном или резервном потоке, кВт;  $T_{y3}^{(1)}$  – норма трудозатрат на ремонт условной электромашины потока вида  $l$ , чел·ч/ед.;  $C_{рк}^{(1)}, C_{пк}^{(1)}$  – средние затраты при работе (рк) или простое (пк) канала обслуживания потока вида  $l$ , руб./чел·ч;  $C_o^{(1)}$  – средние затраты при ожидании обслуживания единицы потока вида  $l$ , руб./чел·ч;  $C_{от}^{(1)}$  – средние потери на одно требование  $l$  - того потока, получившего отказ в обслуживании, руб./отказ;  $S_k^{(1)}$  – капитальные вложения на канал обслуживания  $l$  - того потока,

руб./канал;  $S_n^{(1)}$  – капитальные вложения на одно место накопителя (склада), руб./ед.

Составляющие  $N$  и  $P_{cp}$  при вырождении электроремонта в одноконтурную систему неизвестны, поэтому становится трудно прогнозировать параметры ремонтных и резервных потоков и, следовательно, их эквивалентировать для дальнейших расчетов. Составляющая  $C_{от}^{(1)}$  зависит от прямого и косвенного ущерба на предприятии при отказе от обслуживания и ремонта единицы электрооборудования, поэтому может быть определена только платой за несоблюдение сроков ремонта, если таковая предусмотрена договором на обслуживание и ремонт. Выход из данного положения видится в оптимизации электроремонта по критерию  $\omega_{уз}^{(1)}$  при минимуме критериев  $G_i^{cмо}$ :

$$G_1^{cмо} = n_{pk} \cdot C_{pk}^{(1)} + (n - n_{pk}) \cdot C_{нк}^{(1)} + m_c \cdot C_o^{(1)} + N_{om} \cdot C_{om}^{(1)} + E_n \cdot (S_k^{(1)} \cdot n + S_n^{(1)} \cdot m) / T_r, \quad (3)$$

$$G_2^{cмо} = G_1^{cмо} / П, \quad (4)$$

где  $G_1^{cмо}$  - стоимость электроремонта как СМО в течение часа, руб/ч;  $G_2^{cмо}$  - стоимость обслуживания единицы оборудования в СМО, руб/ед.;  $n, n_{pk}$  - всего и среднее число ремонтников, занятых обслуживанием, ед.;  $m, m_c$  - всего и среднее число занятых мест в накопителе, ед.  $E_n$  - нормативный коэффициент эффективности капитальных вложений;  $T_r$  - годовой фонд рабочего времени, ч;  $П$  - производительность СМО, ед/ч.

Производительность СМО определена соотношением

$$П = \mu \cdot n_{pk}, \quad (5)$$

где  $\mu$  - интенсивность обслуживания в течение одного часа в СМО, 1/ч.

Идеальным случаем было бы равенство математического ожидания случайного ремонтного потока производительности СМО, но это возможно лишь при стационарном потоке, в котором случайная величина появления единицы потока распределена по нормальному закону распределения вероятностей. Однако анализ ремонтных потоков электромашин крупного металлургического предприятия [4] даже при условии сохранения плановости

ремонт показав, что результирующий поток близок к простейшему. В результате возрастает роль накопителя и алгоритм его работы по формированию такого ремонтного потока, обслуживание которого было бы оптимальным по интенсивности для обслуживающей организации.

#### Библиографический список

1. Темников А.В., Аврамов И.С. Информационная модель электроремонта металлургических предприятий. // Изв. Вуз. Черная металлургия. 1990. №7. С. 97-100.
2. Типовое положение о техническом обслуживании и ремонте (ТО и Р) электрооборудования предприятий системы МЧМ СССР. – Харьков: ВНИИОчермет, 1988. – 158 с., ил.
3. Темников А.В. Адаптивное управление ремонтом электрооборудования предприятий черной металлургии. // Изв. Вуз. Черная металлургия. 2002. №8. С. 38-41.
4. Темников А.В. Моделирование ремонтных потоков электромашин крупных предприятий черной металлургии / Труды Всероссийской научно-практической конференции. // Под общ. ред. В.Ю. Островляничика и П.Н. Кунина. – Новокузнецк: СибГИУ. – 2004. с. 59-70.

---

## СЕКЦИЯ 3

---

Силовое оборудование, преобразовательная техника и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации технологических процессов и производственных комплексов.

## **ОЦЕНИВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ПОМЕХОВЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ СИГНАЛОВ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ ДЛЯ УСТАНОВКИ СЖИГАНИЯ ВОДОУГОЛЬНОГО ТОПЛИВА\***

**Д. Г. Березин, Г. В. Макаров, Т. В. Тюжин, Е. В. Буркова**  
*СибГИУ, г. Новокузнецк*

Одной из основных задач первичной обработки данных в действующих системах контроля и управления технологическими объектами является оценивание полезной составляющей сигналов измерительной информации (СИИ), которые в общем случае являются неизвестной комбинацией полезной и помеховой (флуктуационной и грубой) составляющих. Наиболее распространенные методы такого оценивания базируются на использовании статистических характеристик составляющих СИИ. Кроме того при установлении подобия систем управления возникает необходимость оценивания совместного подобия [1] каналов преобразования объекта управления и влияющих на его состояние внешних воздействий, в том числе с учетом характеристик помеховых составляющих СИИ этих воздействий.

В настоящем сообщении изложены схема проведения активных экспериментов, методика и результаты определения статистических характеристик помеховых составляющих СИИ для основных каналов измерения и передачи этих сигналов на установке сжигания водоугольного топлива (ВУТ).

Экспериментальные исследования каналов измерения и передачи данных проводили в лаборатории «Энерготехнологические комплексы и технологии» ФГБОУ ВПО «СибГИУ» с целью получения данных для оценки статистических характеристик помеховых составляющих СИИ, необходимых для настройки алгоритмов выделения их полезных составляющих. Исследовали

---

\* Работа выполнена в рамках государственного задания № 7.4916.2011 Министерства образования и науки на выполнение СибГИУ научно-исследовательских работ

СЕКЦИЯ 3. Силовое оборудование, преобразовательная техника и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации технологических процессов и производственных комплексов

каналы измерения и передачи СИИ по температуре отходящих газов, давления сжатого воздуха, теплоносителя в различных точках технологической установки, давления, разрежения, расхода, плотности ВУТ, а также его уровня в расходных емкостях. Перечень физических величин, передаваемых по исследованным каналам измерения и передачи, и краткая характеристика СИИ, приведена в таблице 1. Экспериментальные исследования проводили для неработающей и работающей установке сжигания ВУТ. Основной целью экспериментов в первом случае было получение данных, характеризующих либо помеховую составляющую в «чистом виде», либо в таком, при котором ее можно было легко получить.

Таблица 1 – Характеристика измеряемых физических величин

№	Обозначение	Наименование и размерность	Диапазон изменения	Погрешность измерения
1	$t_{21}$	Температура отходящих газов перед дымососом, <b>Ошибка!</b> <b>Объект не может быть создан из кодов полей редактирования.Ошибка!</b> <b>Объект не может быть создан из кодов полей редактирования.</b>	50-600	0,5%
2	$t_{22}$	Температура отходящих газов на выходе из котла, <b>Ошибка!</b> <b>Объект не может быть создан из кодов полей редактирования.Ошибка!</b> <b>Объект не может быть создан из кодов полей редактирования.</b>	50-600	0,5%
3	<b>Ошибка!</b> <b>Объект не может быть создан из кодов полей редактирования</b>	Плотность ВУТ, г/см <sup>3</sup>	0,2-1,5	0,15%

СЕКЦИЯ 3. Силовое оборудование, преобразовательная техника и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации технологических процессов и производственных комплексов

	я.			
4	$Q$	Расход ВУТ, л/ч	20-120	0,15%
5	$p_{p1}$	Разрежение в топке, $mA$	0-24	0,5%
6	$p_{д1}$	Давление ВУТ до камеры запуска скребка, $mA$	0-24	0,5%
7	$p_{д2}$	Давление ВУТ в камере запуска скребка, $mA$	0-24	0,5%
8	$p_{д3}$	Давление ВУТ в камере приема скребка, $mA$	0-24	0,5%
9	$p_{д4}$	Давление сжатого воздуха, $mA$	0-24	0,5%
10	$p_{д5}$	Давление теплоносителя на выходе из котла, $mA$	0-24	0,5%
11	$p_{д6}$	Давление ВУТ перед форсункой 1, $mA$	0-24	0,5%
12	$p_{д7}$	Давление ВУТ перед форсункой 2, $mA$	0-24	0,5%
13	$p_{д8}$	Давление теплоносителя в обратном трубопроводе, $mA$	0-24	0,5%

Помеховые составляющие в «чистом виде» были получены для каналов измерения и передачи СИИ таких физических величин, как разности (перепады) давлений, избыточных давлений, разрежений. Для СИИ, связанных с разностью давлений, оба входных патрубка датчика соединяли с внешней атмосферой, что при любых изменениях давления атмосферного воздуха позволяло получить на его выходе сигнал, соответствующий нулевому значению.

В случае измерения плотности и расхода ВУТ трубопровод заполняли топливом и регистрировали соответствующие СИИ при нулевом расходе. При исследовании каналов измерения температуры отходящих газов рядом с датчиками устанавливали контрольные измерители температуры. Аналогично поступали при исследовании каналов измерения и передачи СИИ абсолютного давления газа или топлива.

Для каждого канала измерения и передачи проводили регистрацию СИИ в разное время на трех различных интервалах времени продолжительностью в один час с шагом дискретности  $\Delta t=1c$ . примерно при одинаковых прочих условиях. Таким образом были

проведены эксперименты для всех каналов измерения физических величин и передачи сигналов (таблица 1).

Основная цель экспериментов при работающей установке сжигания ВУТ – проверка воспроизводимости свойств помеховой составляющей при различных условиях, в частности, при неработающей и работающей установке сжигания ВУТ. В последнем случае данные снимали для таких основных каналов измерения и передачи СИИ, как температуры отходящих газов, расхода и плотности ВУТ.

При обработке экспериментальных данных осуществляли

– первичную обработку данных, основной целью которой являлось выделение помеховой составляющей из зарегистрированных СИИ;

– расчет статистических характеристик полученных помеховых составляющих для каждого канала измерения и передачи СИИ;

– анализ полученных результатов.

Первичную обработку данных осуществляли для различных каналов по разному, в зависимости от особенностей проведения эксперимента, с помощью которого они были получены. В первую очередь отметим, что для таких физических величин как давления и их перепады эта обработка была связана только с классификацией и группированием данных по разным выборкам. Для данных, характеризующих каналы измерения и передачи СИИ по температуре отходящих газов, помеховую составляющую  $dZ(i)$  оценивали по выражению

$$dZ(i) = Z(i) - Z_k(i), \quad (1)$$

где  $Z(i)$  – вектор, включающий все СИИ, приведенные в таблице 1, за исключением избыточных давлений и перепадов давлений;

$Z_k(i)$  – значения СИИ, полученные с помощью контрольных измерителей. На рисунке для примера приведены реализации полученных таким образом значений помеховых составляющих плотности водоугольного топлива  $dr(i)$  где символы  $a1, a2, a3$  означают помеховую составляющую  $dr(i)$  на выборках 1, 2, 3 для соответствующего канала измерения и передачи СИИ.

Для работающей установки сжигания ВУТ полученные исходные реализации включают как полезную так и помеховую

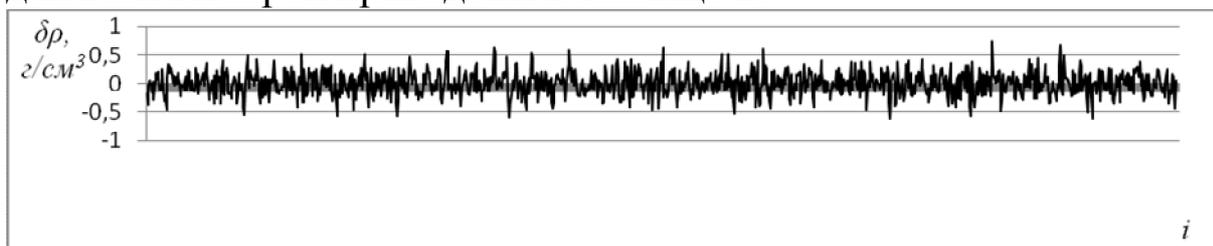
составляющую. Помеховую составляющую  $dZ(i)$  для СИИ  $Z(i) = \{t_1; t_2; r; Q_i\}$  оценивали по выражению

$$dZ(i) = Z(i) - \hat{Z}(i), \quad (2)$$

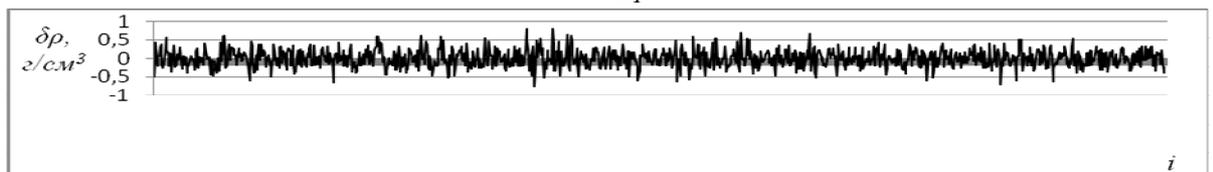
где  $\hat{Z}(i)$  – оценка полезной составляющей СИИ, полученная с помощью алгоритмов фильтрации, построенных на базе релейно-экспоненциального и медианно-экспоненциального сглаживателей первого порядка.

Выбор помехозащищенных алгоритмов фильтрации обусловлен наличием в реализациях  $dZ(i)$  выбросов практически для всех каналов измерения и передачи СИИ, что наглядно изображено на рисунке. Настройку этих алгоритмов фильтрации осуществляли с использованием статистических характеристик помеховых составляющих, оценки которых были получены при обработке данных, характеризующих изменение этих составляющих для всех СИИ, приведенных в таблице 1.

Кроме гистограмм распределения помеховых составляющих и нормированных автокорреляционных функций были рассчитаны максимальные и минимальные выборочные значения с учетом выбросов  $dZ_1^{\max}$  и  $dZ_1^{\min}$ , а также максимальные и минимальные выборочные значения без учета выбросов  $dZ_2^{\max}$  и  $dZ_2^{\min}$ . Значения этих характеристик для всех каналов измерения и передачи СИИ и для всех выборок приведены в таблице 2.



$a_1$



$a_2$

СЕКЦИЯ 3. Силовое оборудование, преобразовательная техника и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации технологических процессов и производственных комплексов

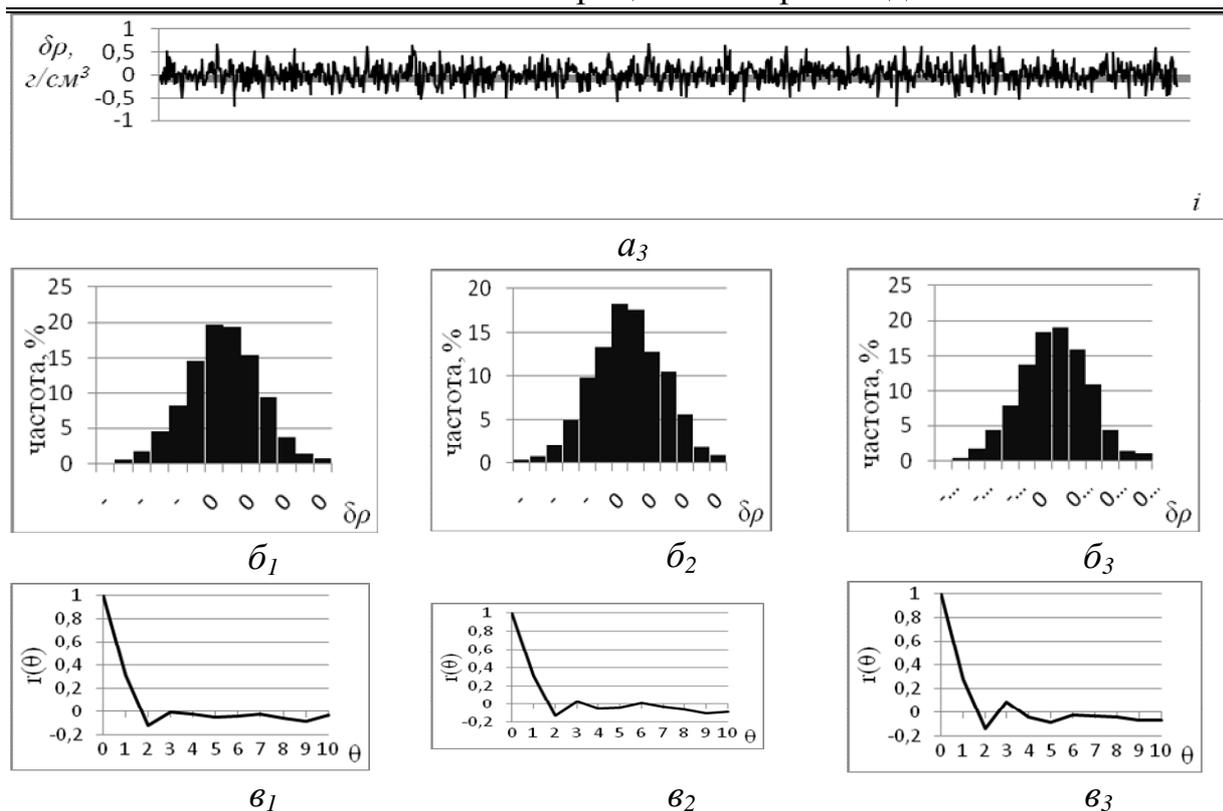


Рисунок 1 – Исходные данные и характеристики помех СИИ плотности водоугольного топлива:  $a_1, a_2, a_3$  – реализации помеховой составляющей сигналов;  $b_1, b_2, b_3$  – гистограммы распределений;  $v_1, v_2, v_3$  – нормированные автокорреляционные функции.

Таблица 2 – Характеристика СИИ

Обозначение	Выборка	Ошибка! Объект не может быть создан из кодов полей редактирования.	Ошибка! Объект не может быть создан из кодов полей редактирования.	Ошибка! Объект не может быть создан из кодов полей редактирования.	Ошибка! Объект не может быть создан из кодов полей редактирования.
$\delta t_1$	1	1,51	-0,82	0,25	-0,21
	2	0,50	-0,70	0,27	-0,22
	3	0,48	-0,54	0,28	-0,27
$\delta t_2$	1	1,03	-1,20	0,51	-0,51
	2	1,06	-1,346	0,55	-0,50
	3	1,18	-1,10	0,52	-0,51
$\delta\rho$	1	0,74	-0,61	0,42	-0,32
	2	0,82	-0,75	0,43	-0,34
	3	0,69	-0,64	0,44	-0,35
$\delta Q$	1	0,74	-0,61	0,22	-0,19
	2	0,82	-0,75	0,24	-0,20
	3	0,69	-0,67	0,23	-0,21
$\delta P_1$	1	0,065	-0,072	0,042	-0,038

СЕКЦИЯ 3. Силовое оборудование, преобразовательная техника и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации технологических процессов и производственных комплексов

	2	0,088	-0,068	0,046	-0,041
	3	0,058	-0,065	0,045	-0,050
$\delta P_2$	1	0,0079	-0,0044	0,0051	0,0044
	2	0,0082	-0,0042	0,0042	0,0039
	3	0,0074	-0,0042	0,0051	0,0052
$\delta P_3$	1	0,0094	-0,0065	0,0050	-0,005
	2	0,011	-0,0056	0,0050	-0,005
	3	0,011	-0,0064	0,0050	-0,005
$\delta P_4$	1	0,011	-0,0094	0,090	-0,090
	2	0,0091	-0,0063	0,010	-0,011
	3	0,0087	-0,0064	0,010	-0,011
$\delta P_5$	1	0,019	-0,0082	0,0090	-0,008
	2	0,013	-0,0067	0,0081	-0,007
	3	0,017	-0,0065	0,0073	-0,006
$\delta P_6$	1	0,024	-0,021	0,015	-0,018
	2	0,026	-0,018	0,015	-0,019
	3	0,026	-0,019	0,013	-0,016
$\delta P_7$	1	0,013	-0,0089	0,0081	-0,007
	2	0,012	-0,0083	0,0072	-0,007
	3	0,012	-0,0078	0,0082	-0,007
$\delta P_8$	1	0,019	-0,0092	0,010	-0,009
	2	0,019	-0,0075	0,091	-0,008
	3	0,016	-0,0077	0,089	-0,007
$\delta P_9$	1	0,032	-0,0094	0,0080	-0,007
	2	0,025	-0,0072	0,010	
	3	0,026	-0,0066	0,0091	

Сравнение полученных по разным выборкам для одних и тех же каналов измерения и передачи статистических характеристик помеховых составляющих СИИ, таких как гистограммы распределений, нормированные автокорреляционные функции, дисперсии, размахи колебаний (рисунок, таблица 2) позволяет сделать вывод о стационарности этих составляющих для исследованных каналов как для условий, соответствующих неработающей, так и работающей установки сжигания ВУТ.

**Выводы.** В результате проведенных исследований были сделаны выводы.

1. Практически для всех каналов измерения и передачи сигналы измерительной информации содержат выбросы.

2. Предварительно настроенные с использованием статистических характеристик помеховых составляющих СИИ алгоритмы фильтрации на базе РЭС-1 и МЭС-1 позволяют с достаточной точ-

ностью отслеживать монотонно изменяющиеся полезные сигналы при наличии выбросов.

3. Статистические характеристики помеховых составляющих практически не меняются от выборки к выборке, а также при работающей и не работающей установке сжигания топлива.

### Библиографический список

1. Мышляев Л.П. Применение физических моделей в схемах натурно-математического моделирования. / Л.П. Мышляев, В.Ф. Евтушенко, С.Р. Зельцер и др. // Известия вузов. Черная металлургия. – 2011. № 11. – С. 65-67.

УДК 621.372

## ПРИМЕНЕНИЕ ДРОССЕЛЕЙ НАСЫЩЕНИЯ В ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМАХ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

**Ю.А. Жаров**

*Сибирский государственный индустриальный университет  
г. Новокузнецк*

Ферромагнитные устройства, регулируемые изменением подмагничивания, широко применяются для автоматического и ручного регулирования переменного и постоянного напряжения и тока в различных автоматических установках, электроприводах, стабилизаторах. К таким ферромагнитным устройствам относятся дроссели насыщения, магнитные усилители и трансформаторы, регулируемые подмагничиванием. Применение указанных устройств в цепях обработки сигналов ограничено вследствие нелинейности их вольтамперных характеристик, значительной постоянной времени, небольшой добротности и ряда других причин. Однако можно выделить ряд электронных схем для обработки сигналов, в которых применение дросселей насыщения оправдано.

В ряде лабораторных работ, выполняемых на кафедре АЭП и ПЭ, ставятся задачи по исследованию различных электронных

схем, в которых главными элементами являются дроссели насыщения с управляемыми электромагнитными параметрами.

В качестве такого исследуемого электронного устройства предлагается перестраиваемый частотно-избирательный усилитель мощности, в котором управляемыми элементами являются дроссели насыщения, выполняющие функцию нагрузки с изменяющимся индуктивным сопротивлением.

На рисунке 1 приведена электрическая принципиальная схема перестраиваемого частотно-избирательного усилителя мощности. Усилитель построен по двухтактной схеме с трансформаторной связью на входе и выходе и может работать в режиме классов В и АВ.

Усилитель выполнен на двух транзисторах VT1 и VT2. Выходное напряжение снимается с выходного трансформатора, функцию которого выполняют дроссели с переменной индуктивностью L1 и L2. Коллекторные цепи транзисторов VT1 и VT2 подключены к первичным обмоткам выходного трансформатора. Дроссели L1 и L2 совместно с конденсаторами соответственно C1 и C2 образуют параллельные резонансные контуры.

Максимальное усиление усилителя составляет 80 дБ на частоте резонанса

**Ошибка! Объект не может быть создан из кодов полей редактирования..**

Перестройка резонансной частоты **Ошибка! Объект не может быть создан из кодов полей редактирования.** осуществляется путём изменения индуктивностей L1 и L2 дросселей.

**Ошибка! Объект не может быть создан из кодов полей редактирования.**

Индуктивность дросселей изменяется от 1,5 Гн до 0,15 Гн путём изменения тока подмагничивания магнитопроводов с помощью транзистора VT3 при изменении управляющего напряжения **Ошибка! Объект не может быть создан из кодов полей редактирования.** от 1 до 3 В. Управляющее напряжение

снимается с делителя напряжения, выполненного на резисторе R5. При этом частота резонанса **Ошибка! Объект не может быть создан из кодов полей редактирования.** перестраивается от 500 Гц до 1500 Гц.

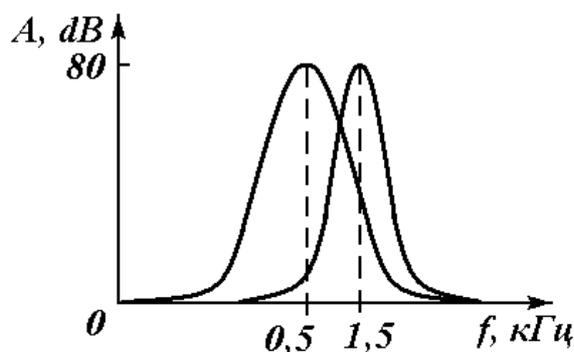


Рисунок 2 – Амплитудно-частотная характеристика избирательного усилителя мощности при перестройке

Работа усилителя смоделирована с помощью SPICE-симулятора LTspice, предназначенного для компьютерного моделирования электронных схем. Дроссели намотаны на сердечниках, изготовленных из феррита марки 2000НМ1. Петля гистерезиса для указанного магнитопровода в области низких частот имеет следующие параметры: коэрцитивная сила 16 А/м; остаточная индукция 0,14 Тл; индукция насыщения 0,38 Тл. На рисунке 2 приведена амплитудно-частотная характеристика избирательного усилителя мощности, смоделированного с помощью программы. Сложность компьютерного моделирования заключается в том, что с изменением тока подмагничивания и частоты изменяются параметры динамической петли гистерезиса – коэрцитивная сила, индукция насыщения, остаточная индукция, которые задаются в настройках программы. Поэтому для каждой частоты и тока подмагничивания в диапазоне перестройки необходимо задавать новые значения указанных параметров, которые должны быть заранее сняты на лабораторной установке и определены опытным путём для конкретного дросселя с конкретными конструктивными параметрами.

Амплитудно-частотная характеристика реального усилителя на лабораторном стенде снимается с помощью прибора для

СЕКЦИЯ 3. Силовое оборудование, преобразовательная техника и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации технологических процессов и производственных комплексов

---

исследования АЧХ Х1-53. Осциллографом снимаются осциллограммы входного и выходного напряжения. Нелинейные искажения сигнала измеряются с помощью автоматического измерителя нелинейных искажений. В процессе исследований измеряются управляющее напряжение и постоянный ток подмагничивания дросселей соответственно с помощью вольтметра и миллиамперметра. В усилителе предполагается использовать дроссели насыщения с различными конструктивными и электромагнитными параметрами.

## **ПОСТРОЕНИЕ ЗАМКНУТЫХ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ ДЛЯ ЭЛЕКТРОУСТАНОВОК, ОБЕСПЕЧИВАЮЩИХ ПРОВЕДЕНИЕ ЭЛЕКТРОСТИМУЛИРОВАННЫХ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ**

**Ю.Д. Жмакин, В.А. Кузнецов, Д.А. Романов,  
Е.А. Будовских, В.Е. Громов**

*Сибирский государственный индустриальный университет, г.  
Новокузнецк*

В настоящее время в технологических процессах на первое место ставятся вопросы эффективности. Поэтому все большая доля в промышленной технологии приходится на электростимулированные процессы, использование мощных токовых импульсов при обработке металлов давлением, электровзрывное напыление покрытий и прочее. В аппаратном обеспечении таких процессов используются электроустановки, построенные по разомкнутому принципу управления. В этом случае требуется визуальный контроль за прохождением процесса, что является непроизводительным и не обеспечивает нужного качества. Целью работы являлось построение замкнутых систем автоматического регулирования для электроустановок, обеспечивающих проведение электростимулированных технологических процессов.

Для создания системы автоматического регулирования в схему генератора мощных токовых импульсов (ГМТИ), изображенного на рисунке 1, была введена отрицательная обратная связь по амплитуде токовых импульсов.

В данной схеме задающее напряжение снимается с резистора R9, подается для сравнения с пилообразным опорным напряжением на конденсатор С4. Когда опорное пилообразное напряжение превысит задающее, блокин генератор выработает управляющий импульс на симистор VS1. Происходит заряд конденсаторной батареи СВ. После того как батарея зарядится на



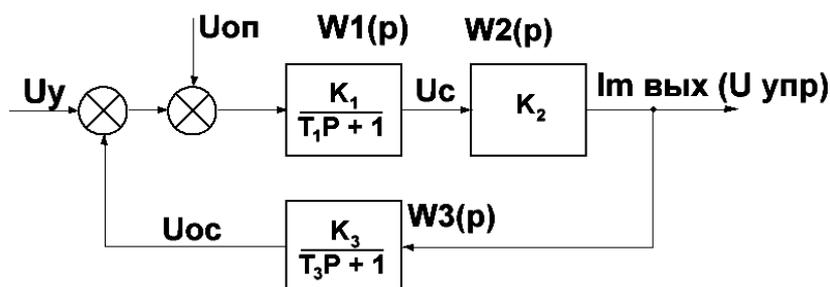


Рисунок 2 – Структурная схема регулируемого ГМТИ с обратной связью по амплитуде токовых импульсов (частота 300 Гц, амплитуда 320 А) для огибающей амплитуд токовых импульсов

Передаточная функция для данной схемы будет следующая:

$$W(p) = \frac{K_1 \cdot K_2 \cdot K_3}{(T_1 P + 1)(T_3 P + 1) + K_1 \cdot K_2 \cdot K_3} \quad (2)$$

Возможно подобрать оптимальный режим работы ГМТИ такой, что длительность импульсов будет равна длительности пауз. В этом случае силовые импульсы в нагрузке можно аппроксимировать функцией

$$I_m = \frac{U_c}{2R_H} (1 - \sin \omega t) = \frac{U_m \{1 - \sin[K_1 \cdot (U_y - U_{oc})]\}}{2R_H} (1 - \sin \omega t) \quad (3)$$

В этом случае можно составить передаточную функцию не для огибающей амплитуд, а для импульсов.

$$W2(p) = \frac{K_2}{(T_2^2 P^2 + 1)} \uparrow U_{CM}$$

Передаточная функция системы будет иметь следующий вид:

$$W(p) = \frac{K_1 \cdot K_2 \cdot K_3}{(T_1 P + 1)(T_2^2 P^2 + 1)(T_3 P + 1) + K_1 \cdot K_2 \cdot K_3} \quad (4)$$

Описанная замкнутая система автоматического регулирования является обобщенной схемой, которая представляет способ разработки конкретных схем для конкретных технологических процессов.

*Работа выполнена при частичной финансовой поддержке ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России на 2009-2013 гг.» (гос. контракт №14.740.11.0813).*

## **ИССЛЕДОВАНИЕ СВОЙСТВ ПРИВЕДЕННЫХ ВОЗМУЩЕНИЙ ДЛЯ УСТАНОВКИ СЖИГАНИЯ ВОДОУГОЛЬНОГО ТОПЛИВА\***

**К. А. Ивушкин, Г. В. Макаров, Д. Г. Березин,  
В. Ф. Евтушенко**

*Сибирский государственный индустриальный университет  
г. Новокузнецк*

Многие промышленные объекты управления функционируют в условиях постоянно действующих неконтролируемых возмущений, которые оказывают существенное влияние на решение многих задач управления, в том числе и при оценивании динамического подобия систем управления. В последнем случае важным является оценивание совместного подобия объектов управления и их входных воздействий [1], в частности, динамических каналов преобразования регулирующих воздействий и приведенных к выходу объекта управления возмущений как интегральной характеристики всех неконтролируемых возмущений, представленных в масштабе выходных воздействий. Поэтому оценке свойств приведенных возмущений необходимо уделять большое внимание.

В настоящем сообщении изложены схема и результаты исследования, связанные с оцениванием статистических характеристик приведенных к выходу объекта возмущений и проверкой полученных оценок на стационарность.

В качестве объекта исследования была выбрана установка сжигания водоугольного топлива, которая функционирует в лаборатории энерготехнологических комплексов и технологий ФГБОУ ВПО «Сибирский государственный индустриальный университет». Эта установка представляет собой действующую физическую модель, реализующую технологический процесс сжигания водоугольного топлива (ВУТ) и оборудованную системой автоматизации контроля и управления технологическим

---

\* Работа выполнена в рамках государственного задания № 7.4916.2011 Министерства образования и науки на выполнение СибГИУ научно-исследовательских работ

процессом. Технологический процесс сжигания ВУТ в этой установке подвержен влиянию неконтролируемых возмущений, обусловленных изменениями тепловой нагрузки, плотности и зольности ВУТ, нарушениями процесса его распыления и пр.

Она рассматривается как полигон для отработки новых решений в области технологии и автоматизации управления, что приводит к необходимости оценивания подобия технологических процессов и систем управления ими как для оригинала, так и для физической модели.

На этой установке были организованы специальные экспериментальные исследования, включающие планирование и проведение активных экспериментов в течение трех различных интервалов времени длительностью от трех до пяти часов, а также получение и обработку полученных данных. Конечная цель экспериментальных исследований заключалась в построении математических моделей каналов преобразования регулирующих воздействий в отклонения температуры  $\delta t$  рабочего пространства вихревой топки, где осуществляется непосредственное сжигание ВУТ, а также в оценивании приведенных к выходу вихревой топки возмущений, расчете их статистических характеристик и анализе полученных результатов. В качестве регулирующих воздействий использовались отклонения расхода воздуха для сжигания ВУТ по горизонтальному трубопроводу ( $\delta Q_{B1}$ , % хода регулирующего органа), расхода воздуха для сжигания ВУТ по вертикальному трубопроводу ( $\delta Q_{B2}$ , % хода регулирующего органа), разрежения в дымовом тракте ( $\delta \varphi$ , % хода регулирующего органа), расхода ВУТ ( $\delta Q_T$ , л/ч).

В основу расчета приведенных к выходу объекта возмущений  $y_{wh}(t)$  была принята схема [2], использующая как математические модели каналов преобразования отклонений входных воздействий в отклонения выходных воздействий, так и математические модели «в большом», а также регистрируемые в действующей системе данные о входных и выходных воздействиях. Оценка такого типа приведенных возмущений  $y_{wh}(t)$  осуществляется для рассматриваемых объектов исследования согласно выражению

$$y_{wh}(t) = Y(t) - Y_0(t) - \sum_{m=1}^M j_{um} \{u_m(t - t_m)\};$$

$$Y_0(t) = \Phi \{U_0(t)\};$$

$$u_m(t) = U_m(t) - U_{0m}(t); \quad m = 1, \dots, M,$$

где  $U(t)=\{U_1(t),\dots,U_M(t)\}$ ;  $Y(t)$  – векторные управляющие и выходное воздействия;  $U_0(t)=\{U_{01}(t),\dots,U_{0M}(t)\}$  – базовые (опорные) уровни векторных управляющих воздействий, которым поставлен в соответствие базовый уровень  $Y_0(t)$  выходного воздействия объекта;  $\Phi\{\cdot\}$  – математическая модель влияния опорных уровней  $U_0(t)$  на опорный уровень  $Y_0(t)$ ;  $J_{um}\{\cdot\}$  – математическая модель влияния отклонений  $u_m(t)$  на отклонения  $y(t)$ ;  $t_m$  – чистое запаздывание в  $m$ -м канале преобразования воздействий  $u_m(t)$ ,  $m=1,\dots,M$ ;  $M$  – число управляющих воздействий.

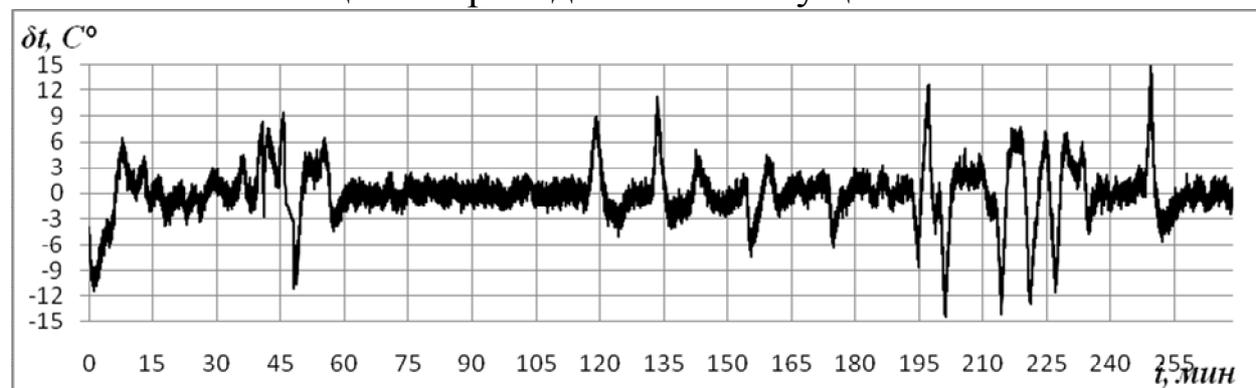
Из-за отсутствия адекватной математической модели  $\Phi\{\cdot\}$  влияния опорных уровней  $U_0(t)$  на опорный уровень  $Y_0(t)$  (пригодной для оперативных расчетов) для оценивания опорного уровня  $Y_0(t)$  использовали алгоритм релейно-экспоненциального сглаживания [3], значения коэффициента сглаживания которого выбирали с учетом сглаживающих свойств инерционных каналов преобразования регулирующих воздействий объекта исследования, а значение коэффициента, характеризующего величину «отсечки», исходя из максимально возможной скорости изменения полезного сигнала на интервале дискретизации и значения дисперсии погрешности измерения и передачи сигналов.

Результаты оценивания в виде реализаций приведенных возмущений на интервалах времени, соответствующих длительности 3 различных экспериментов (№1–№3) приведены на рисунке 1.

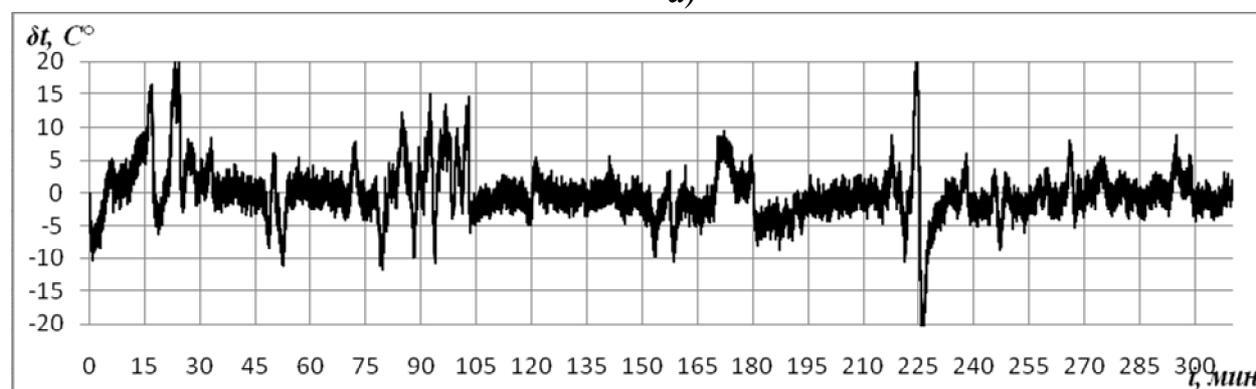
Из визуального анализа данных рисунка 1, даже без применения специальных вычислительных процедур видно, что статистические свойства рядов данных не являются постоянными на представленном интервале времени, как внутри любого ряда, так и от одного ряда данных к другому.

Результаты предварительных модельных исследований (математического моделирования) показали, что наибольшее влияние на показатели эффективности, в частности, точности функционирования систем управления оказывают такие статистические характеристики приведенного возмущения как его дисперсия, автокорреляционная функция, спектр мощности. Поскольку оценивание подобия систем управления осуществляют по условию близости целевых критериев функционирования систем управления, то

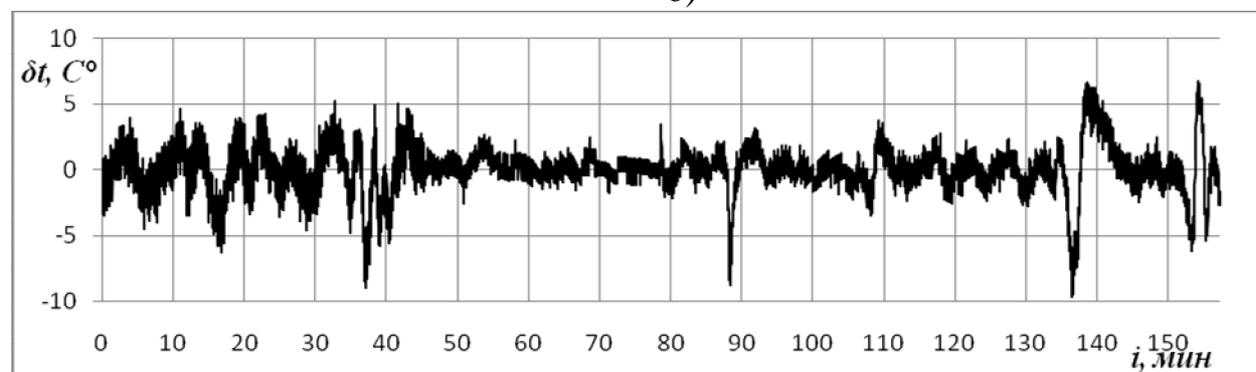
анализ на стационарность проводили именно для этих статистических оценок приведенного возмущения.



а)



б)



в)

Рисунок 1 – Реализации приведенных возмущений  
а) – эксперимент № 1; б) – эксперимент № 2; в) – эксперимент № 3

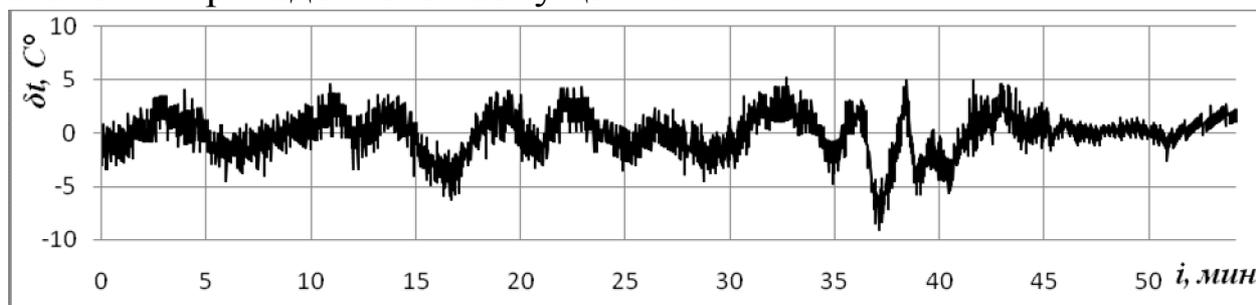
Для этой цели реализацию приведенного возмущения, полученную в результате проведения каждого эксперимента, разделяли на три выборки и для каждой выборки находили оценки дисперсии, значений гистограммы распределения вероятностей, нормированной автокорреляционной функции. Полученные ре-

зультаты сведены ниже в таблице. На рисунках 2–4 в качестве примера для каждой из трех выборок эксперимента № 3 показаны графики приведенного возмущения, его гистограмма распределения, и нормированная автокорреляционная функция.

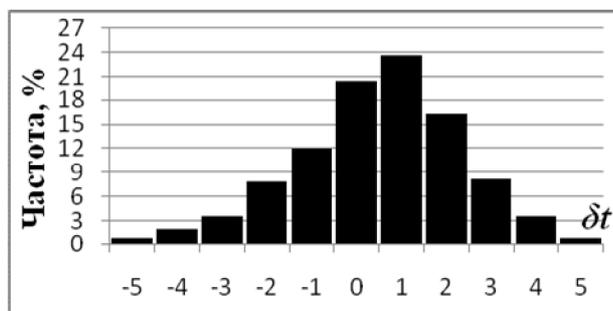
Таблица – Характеристики приведенного возмущения

Оценки	Эксперимент №1			Эксперимент №2			Эксперимент №3		
	№ выборки			№ выборки			№ выборки		
	1	2	3	1	2	3	1	2	3
$y_{WH}^{cp}$	-0,0042	0,029	0,0016	1,35	-1,013	-0,55	-0,075	0,000	0,136
$\sigma_y^2$	6,82	5,58	16,68	22,25	6,55	16,39	3,66	1,134	8,89
$y_{WH}^{min}$	-11,4	-7,37	-14,45	-11,79	-10,49	-24,28	-8,98	-8,745	-9,659
$y_{WH}^{max}$	9,4	11,23	15,132	24,57	9,52	22,01	5,23	3,72	6,72

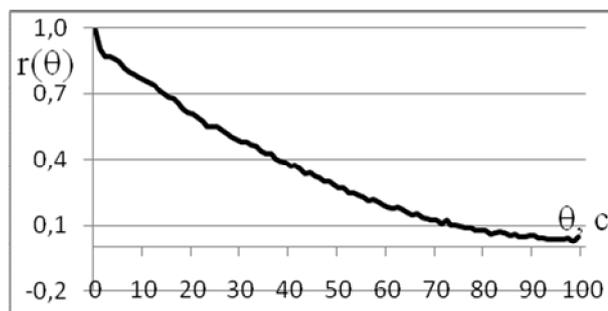
В таблице приняты следующие обозначения  
 $y_{WH}^{cp}$  – среднее выборочное значение приведенного возмущения;  
 $\sigma_y^2$  – дисперсия приведенного возмущения;  
 $y_{WH}^{min}, y_{WH}^{max}$  – минимальное и максимальное выборочное значения приведенного возмущения.



а

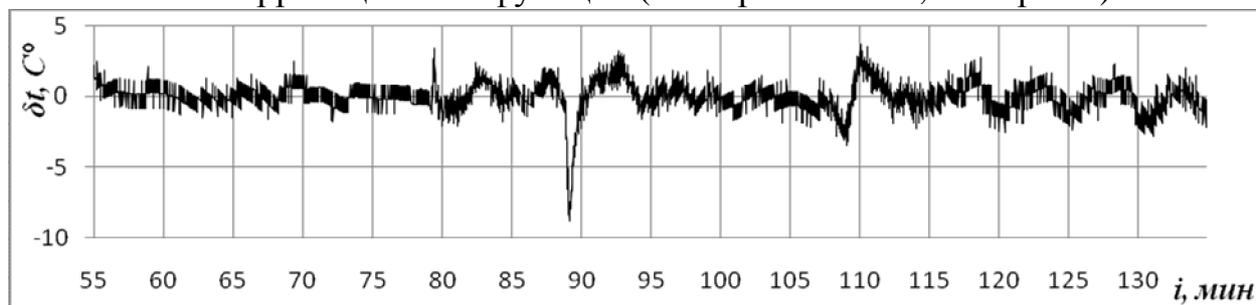


б

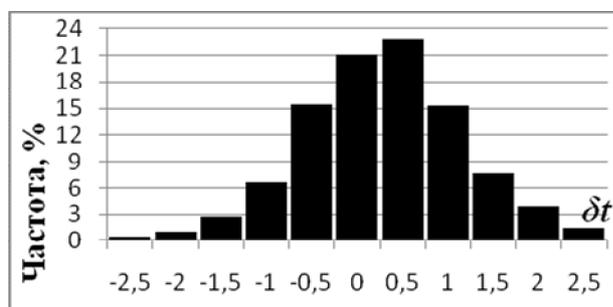


в

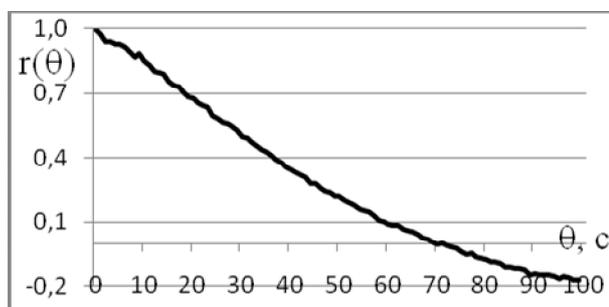
Рисунок 2 – Приведенное возмущение и результаты: а – график приведенного возмущения, б – гистограмма распределения, в – нормированная автокорреляционная функция (эксперимент №3, выборка 1)



а

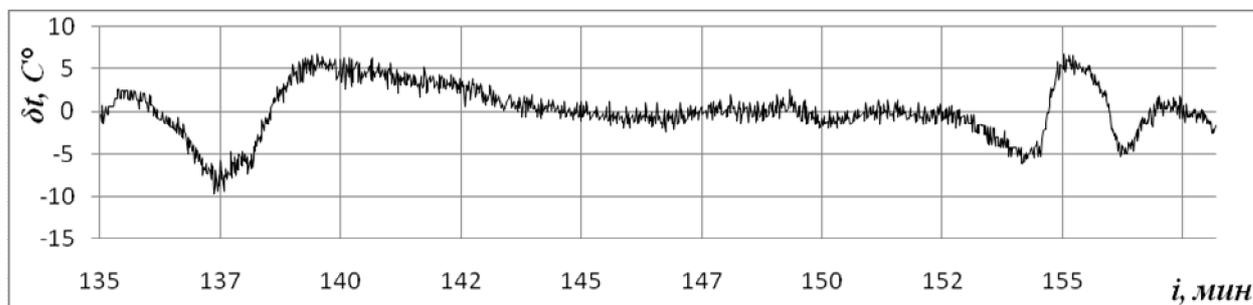


б

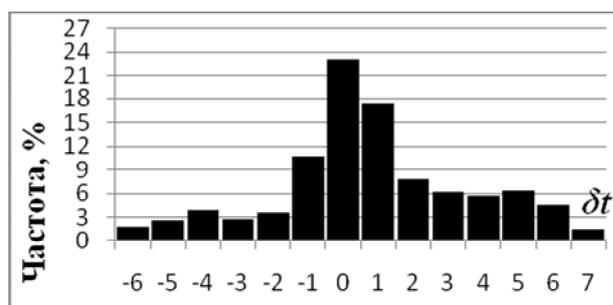


в

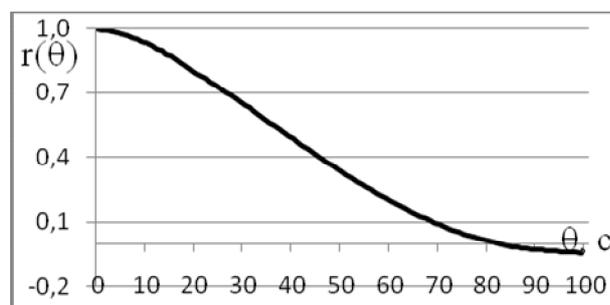
Рисунок 3 – Приведенное возмущение и результаты: а – график приведенного возмущения, б – гистограмма распределения, в – нормированная автокорреляционная функция (эксперимент №3, выборка 2)



а



б



в

Рисунок 4 – Приведенное возмущение и результаты: а – график приведенного возмущения, б – гистограмма распределения, в – нормированная автокорреляционная функция (эксперимент №3, выборка 3)

### **Выводы**

1. Объект исследования (установка сжигания ВУТ) функционирует в условиях существенного влияния неконтролируемых возмущений.

2. Приведенные к выходу объекта исследования возмущения представляют собой динамический ряд, нестационарный по уровню, дисперсии и автокорреляционной функции.

### **Библиографический список**

1. Мышляев Л. П. Применение физических моделей в схемах натурно-математического моделирования. / Л.П. Мышляев, В. Ф. Евтушенко, С. Р. Зельцер и др. // Известия вузов. Черная металлургия. – 2011. № 11. – С. 65-67.

2. Ротач В. Я. Расчет динамики промышленных автоматических систем регулирования. / В. Я. Ротач. – М.: Энергия, 1973. – 439 с.

3. Авдеев В. П. Производственно-исследовательские системы с многовариантной структурой / В. П. Авдеев, Б. А. Кустов, Л. П. Мышляев. – Новокузнецк: КузбассФИАР, 1992. – 188 с.

УДК 621.313

## **ДИАГНОСТИКА ДЕФЕКТОВ МЕХАНИЧЕСКОЙ ЧАСТИ КОНВЕЙЕРНОГО ТРАНСПОРТА ПУТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ СОСТОЯНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА**

**М. В. Кипервассер, О. В. Инжелевская** *СибГИУ*  
**Д. С. Аниканов** *ООО «ПНУ» ОК «СШС»*

Конвейерно-транспортные машины, различной мощности, производительности и протяженности являются одним из

основным видов грузового транспорта на угольных шахтах и предприятиях по переработки полезных ископаемых (угольных и рудных обогатительных фабриках, металлургических заводах и д.р.). От надежной, ритмичной и без отказной работы этих механизмов напрямую зависит производительность и экономические показатели работы предприятия в целом.

Работа узлов и агрегатов конвейерных линий сопровождается воздействием значительных механических нагрузок. В большинстве случаев эти нагрузки являются расчетными, но даже в этом случае их постоянное воздействие приводит к постепенному износу и в конечном итоге выходу механизма из строя по тем или иным причинам. Сами эти причины весьма разнообразны. Сложность и тяжесть повреждения определяет продолжительность простоя оборудования, затраты на ремонт, размер ущерба. В этой связи защита механизмов от опасных режимов работы и своевременная диагностика возникающих неисправностей является актуальной задачей и одним из условий бесперебойной работы агрегатов и предприятия в целом.[1]

Важно отметить, что во многих случаях конвейерные механизмы в течение эксплуатационных периодов работают без наблюдения персонала, либо его количество мало по сравнению с количеством обслуживаемого оборудования. По этой причине сами аварии выявляются несвоевременно, а их характер определяется зачастую неверно, что увеличивает потери производства. В этой связи своевременное и точное определение места и характера повреждения технологического оборудования являются важной задачей. В условиях отсутствия постоянного обслуживающего персонала, для определения неисправностей и аварийных ситуаций важно задействовать все имеющиеся возможности, в том числе и косвенные.

Стандартная технологическая схема конвейерной линии представлена на рисунке 1.

Составными элементами механической части конвейера являются: редуктор, ролики, скребки, конвейерная лента, натяжительная станция. Все перечисленные элементы подвержены износу и поломкам. Отказ любого из этих узлов может привести к

остановке механизма (конвейера) в целом, а как следствие и всей технологической цепочки.

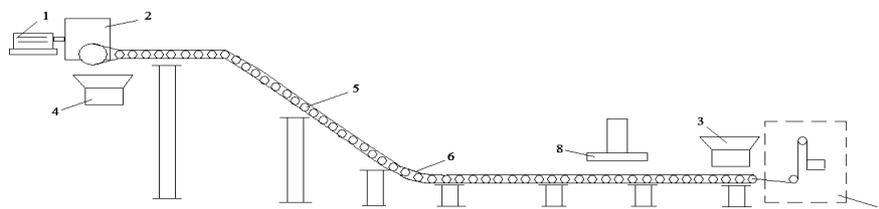


Рисунок 1 – Технологическая схема конвейерной линии:

1-электродвигатель; 2-редуктор; 3-питатель; 4-бункер; 5-опорные и поддерживающие ролики; 6-конвейерная лента; 7-станция натяжения ленты; 8-железоуловитель и железоотделитель.

На практике контроль состояния механизма осуществляется следующими датчиками:

- датчик контроля станции натяжения ленты;
- датчик температуры смазки редуктора;
- датчики застревание горной массы (заштыбовки);
- датчики скорости вращения головного барабана;
- датчики контроля схода ленты;
- датчик уровня горной массы в бункере приема и отгрузки.

Перечисленные выше датчики не могут в полной мере охватить весь спектр аварийных ситуаций присущих конвейерным установкам (расцепление передаточных муфт редуктора, обратный ход грузовой ленты, неисправность опорных подшипников редуктора и барабанов, заклинивание или обрыв ленточного полотна, и п.р.) и разработка дополнительных методик контроля, действующих в комплексе со стандартными защитами весьма желательна.

Решить поставленную задачу возможно, контролируя электрические параметры сопряженного с механизмом приводного электродвигателя.

Известно, что в качестве электропривода большинства конвейерных механизмов используются асинхронные

электродвигатели. Так же известно, что при работе двигателя происходит преобразование электрической энергии из сети в механическую энергию на валу. Неисправности механической части конвейера приводят к отклонениям величины момента на валу электродвигателя от нормальных для данного режима значений. В свою очередь отклонение момента вызывает изменения тока статора приводного двигателя. Следовательно, контролируя величину тока статора приводного двигателя можно судить о состоянии механической части конвейерного механизма. [3]

Теоретической основой методики контроля является, описание переходного процесса в асинхронной машине при помощи векторного метода, при чем совокупное действие всех трех фаз выражается одним вектором. [2]

В основу этого метода расчета положена упрощенная схема асинхронной машины, представленная на рисунке 2.

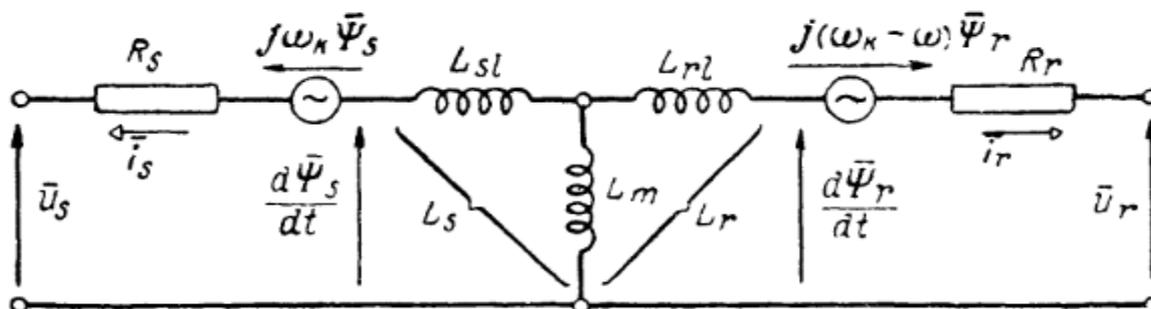


Рис. 2 Схема замещения асинхронной машины в переходных режимах.

Величина момента на валу асинхронного двигателя определяется по параметрам схемы замещения и описывается выражением:

$$M = \frac{3 L_m}{2 L_r L'_s} \Psi_r \times \Psi_s = -\frac{3 L_m}{2 L_s L'_r} \Psi_r \times \Psi_s. \quad (1)$$

где  $\Psi_s$  - Потокосцепление статора, ротора,

$L_m$  - Взаимная индуктивность статора и ротора,

$L'_r, L'_s$  -  $L'_r$  - Переходная индуктивность статора и ротора,

$L_s, L_r$  - Индуктивность статора и ротора,

Изложенная с сокращениями теория определения рабочих моментов двигателя и сопряжённого механизма была применена для механизма конвейера углеподачи ЦОФ «Краснобродская - Коксовая». Были получены значения отклонений момента и тока статора двигателя от номинальных значений, при различных видах нагрузки (приводной электродвигатель ВАО2-315L6,  $P_H=200$  кВт,  $n_H=965$  об/мин, ток статора номинальный  $I_H=437$  А).

Ориентировочное влияние механических неисправностей конвейера на величины момента и тока двигателя приведены в таблице 1.

Таблица 1 - Ориентировочное влияние механических неисправностей на параметры электродвигателя и величину тока

Вид неисправности	Возможная величина отклонения тока.
Ослабление станции натяжения.	13-17%
Обрыв станции натяжения.	32-39%
Обрыв ленты (отслоение вулканизированного стыка ленты).	Номинальное значение 45-60%
Поломка, опорных или поддерживающих роликов.	3-6%
Заклинивание ленточного полотна	68-74%
Поломка соединительных муфт.	64-72%
Заклинивание редуктора.	Достигнет пусковых значения
Неисправность опорных подшипников в редукторе и электродвигателе.	22-35%

Поломка механизма торможения.	45-56%
-------------------------------	--------

Анализ полученных данных показывает, что контролируя ток статора двигателя можно идентифицировать аварийные режимы и техническое состояние механизма. Устройства контроля можно реализовать на базе микропроцессорных устройств, предусмотренных в штатных схемах автоматики.

### Библиографический список

1. Проектирование угольных шахт, разрезов и обогатительных фабрик. М.: Недра, 1999.
2. К.П. Ковач, И. Рац. Переходные процессы в машинах переменного тока: учебник для вузов. –Москва, 1963. – 744 с.
3. Кипервассер М.В. Методика автоматического распознавания аварийных ситуаций механического оборудования, сопряженного с электрической машиной- сборник трудов IV Всерос. Науч. Практ. Конф. СибГИУ, Новокузнецк, 2010-С. 245-247.
4. Кипервассер М.В., Инжелевская О.В. Пугачев Е.В. Методика автоматического распознавания аварийных ситуаций оборудования компрессорной станции. Вестник КузГТУ :научно-технический журнал / Куз. гос. техн. ун-т. – Кемерово, 2011 – С. 51-55

УДК 004.942:622.023

## **ОПЫТ ЭКСПЛУАТАЦИИ МОДУЛЯ СБОРА ДАННЫХ МСД-200 В ТЕХНИЧЕСКОМ УСТРОЙСТВЕ ПО ОПРЕДЕЛЕНИЮ ПРОЧНОСТНЫХ И ДЕФОРМАЦИОННЫХ СВОЙСТВ ГОРНЫХ ПОРОД**

**П.А. Корнеев, В.А. Корнеев**

*Сибирский государственный индустриальный университет,  
г. Новокузнецк*

Фиксация и архивация показаний технологических процессов является одним из основных условий оперативного осуществления управляющих воздействий и предупреждения возникновения аварийных ситуаций. В связи с этим, разработка технических средств автоматической регистрации показаний датчиков сопровождающих технологический процесс является актуальной задачей науки и техники.

В настоящий момент на отечественном рынке средств автоматического сбора данных наибольшей популярностью пользуется модуль сбора данных МСД-200 [1], технические возможности которого были апробированы автором при разработке устройства для определения прочностных и деформационных свойств горных пород в окрестности подземной горной выработки «Прочностномер ПСШ-1». На рисунке 1 приведена принципиальная схема системы сбора данных спроектированного устройства.

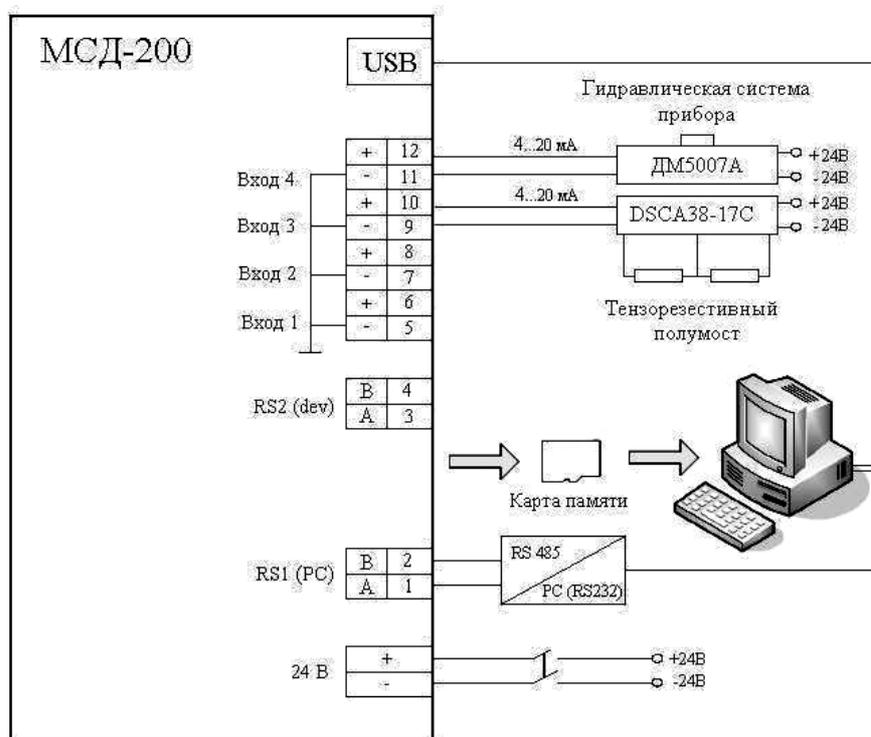


Рисунок 1 – Принципиальная схема системы сбора данных прочностномера ПСШ-1

Измерительная часть устройства состоит из датчика давления ДМ5007А [2] и тензорезисторного датчика деформаций, собранного по полумостовой схеме из двух тензорезисторов 2ФКП-5х400 [3]. В качестве устройства для регистрации показаний датчиков используется модуль сбора данных МСД-200 [1], позволяющий осуществлять архивирование данных на карту память (MMC, SD, SDHC, microSD, microSDHC), что дает возможность обработки результатов измерений вне зоны их проведения.

Взаимодействие модуля с датчиками осуществляется по двум измерительным входам с использованием унифицированного токового сигнала. При этом сигнал с тензометрического датчика передается через преобразователь сигналов DSCA38-17С [4], который осуществляет его нормирование и усиление. Сигнал с датчика давления передается в модуль сбора данных напрямую.

Функционирование датчика деформации осуществляется за счет наличия механической связи между индентором и тензометрическим датчиком, используемым в приборе. Данная связь реализована посредством гибкой металлической пластины, находящейся в зацеплении с индентором, на которую наклеен тензометрический резистор 2ФКП-5х400 сопротивлением 400 Ом и чувствительностью 2,04 [3]. При этом тарировочная кривая, устанавливающая связь между изменением токового сигнала и положением индентора описывается полиномом 4-го порядка (см. рисунок 2). Нелинейность данной зависимости обусловлена геометрией индентора, с которой взаимодействует гибкая металлическая пластина.

Эксплуатация модуля МСД-200 в процессе проведения исследований прочностных и деформационных свойств горных пород посредством спроектированного прибора показала хорошие технические результаты. За время работы модуля не было зафиксировано отказов, повреждений сопряженного с ним оборудования и искажения величин измеряемых параметров. Единственным конструктивным недостатком устройства можно считать наличие автоматического пересчета входного токового сигнала в значение физической величины только для линейно изменяющихся параметров. В частности, вычисление деформации

горной породы под индентором прибора в силу нелинейности данной зависимости (см. рисунок 2) осуществлялась автором в программе Microsoft Excel.

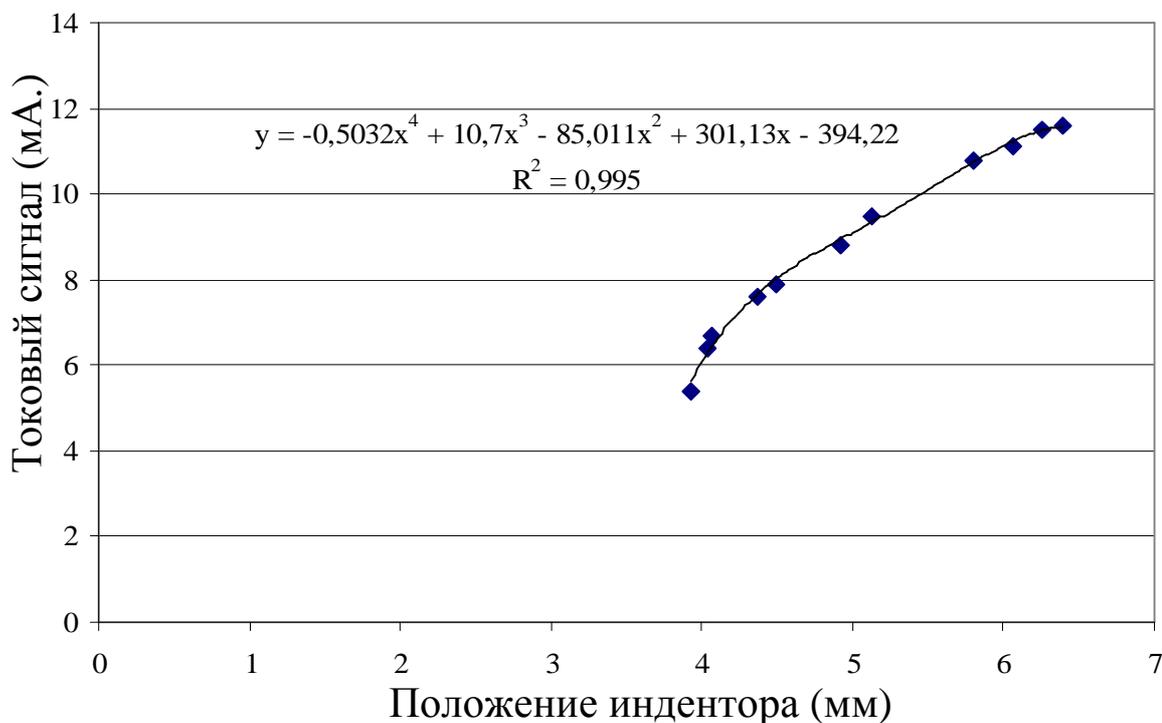


Рисунок 2 – Тарировочная зависимость токового сигнала датчика и положения индентора

### Библиографический список

1. Модуль сбора данных ОВЕН МСД-200 — Краткое описание [Электронный ресурс]: продукция компании ОВЕН. – Режим доступа: <http://www.owen.ru/catalog/31257702>. Загл. с экрана.
2. Малогабаритные датчики давления общепромышленного исполнения ДМ5007А [Электронный ресурс]: каталог продукции ОАО «Манотомь». – Режим доступа: <http://manotom-tmz.ru/catalog/item-95-dm5007a.html>. Загл. с экрана.
3. Тензорезисторы фольговые константановые [Электронный ресурс]: продукция ЗАО Сибтензоприбор. – Режим доступа: [http://www.sibtenzo.com/vesi/1164\\_detail.htm](http://www.sibtenzo.com/vesi/1164_detail.htm). Загл. с экрана.

4. DSCA38 Strain Gage Input Signal Conditioners [Электронный ресурс]: Dataforth Corporation. – Режим доступа: <http://www.dataforth.com/catalog/pdf/dsca38.pdf>. Загл. с экрана.

УДК 621.313

## **РЕКОНСТРУКЦИЯ И МОДЕРНИЗАЦИЯ ОБОРУДОВАНИЯ ОСНОВНЫХ ЦЕХОВ ПРОИЗВОДСТВА ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ПРОКАТА ОАО «ЕВРАЗ ЗСМК»**

**В.А. Кузнецов, Н.А. Сигачев, Т.М. Ермолаева,  
А.В. Калачев**  
*ОАО «ЕВРАЗ ЗСМК»  
г. Новокузнецк*

Начиная с 2005 года, в инфраструктуре производства железнодорожного проката происходят значительные изменения, связанные с остановкой неперспективных и экономически невыгодных структурных подразделений, таких, как мартеновский, доменный, часть прокатных цехов. В тоже время серьезное внимание со стороны управляющей компании «ЕвразХолдинг» и руководства предприятия уделяется модернизации энергохозяйства.

В ходе проводимой реструктуризации схема электроснабжения внутризаводской площадки по напряжению 6кВ распределилась следующим образом:

- ТЭЦ - коксохимическое производство, цех разделения воздуха, прокатное производство (РБЦ, ЛПЦ, ЦСПр от шинопровода «Прокат №1 и №2») и др. потребители;

- ОП-3 –, водоснабжение, коксохимическое производство, цех разделения воздуха, ферросплавное производство и пр. потребители;

- ОП-4 – печь с шагающими балками, участок термоотделения объемной закалки рельсов РБЦ, турбокомпрессорная станция «прокатная» и в ближайшем будущем электроплавильные печи ООО «СГМК Ферросплавы»;

- ОП-6 - электросталеплавильное производство (ЭСЦ-2, СГМК «Вторресурс», цех шлакопереработки);
- Район ОП-5 «Ширпотреб» - насосная станция «оборот проката», багерная станция, ШПС-2, листоотделка, дочерние общества и сторонние организации.

**Основные направления реконструкции и модернизации производства железнодорожного проката ОАО «ЕВРАЗ ЗСМК».**

В настоящее время проводится масштабная реконструкция рельсобалочного производства, переход на прокатку 100 метровых рельсов.

В связи с проводимой реконструкцией рельсобалочного цеха (далее РБЦ) стал вопрос о повышении надежности электроснабжения новейшего современного оборудования, устанавливаемого на его площадях.

В ходе разработки технического задания на выполнение рабочей документации, в части электроснабжения вновь устанавливаемого оборудования, выяснилось, что количество фидеров на существующих распределительных подстанциях не достаточно для подключения нового оборудования, кроме того подстанция РП-115 и ПС№3 оказались в зоне строительства.

Было принято решение построить три новых подстанции – ПС№3А, РП-115 и РП-403 и место их установки приблизить к потребителям 6кВ. В настоящее время все подстанции построены, оборудование установлено. Распределительные устройства РУ-6кВ укомплектованы шкафами типа КМ-1КФ, с вакуумными выключателями фирмы Сименс, производства АО «КЭМОНТ» (г. Усть-Каменогорск). Релейная защита и автоматика всех элементов РУ-6кВ выполнена на базе программируемых микропроцессорных устройств типа «Миком».

По результатам расчетов в процессе проектирования определена новая схема электроснабжения 6кВ прокатного производства от существующих источников электроэнергии – ГРУ-6кВ ТЭЦ и ОП-4. Суммарная нагрузка потребителей от:

- ГРУ-6кВ ТЭЦ по шинпроводам «Прокат№1 и №2» - 38500 кВт;

- РУ-6кВ ОП-4 по шинпроводам «Блюминг №1 и №2» - 33000 кВт, с учетом нагрузки «СГМК – Ферросплавы (32000 кВт) – 65000 кВт (70,5МВА)

Исходя из расчетов, загрузка трансформаторов ОП-4 не соответствует категории надежности электроснабжения металлургического производства и в случае вывода из эксплуатации одного из трансформаторов в ремонт (текущий, капитальный) необходимо будет ограничивать производственные мощности участка стана РБЦ и «СГМК – Ферросплавы». Кроме того, техническое состояние строительной части тоннелей шинпроводов «Прокат №1 и №2» и «Блюминг №1 и №2» и здания ОП-4 ухудшается.

С целью повышения надежности электроснабжения прокатного производства разработан проект на внешнее электроснабжение РБЦ и строительство новой подстанции 110/6кВ (условное наименование ОП-4А) в центре нагрузок РБЦ (в районе печи с шагающими балками и новым прокатным станом) с целью переноса всех электрических нагрузок РБЦ на новую подстанцию.

Рельсобалочный цех на Кузнецком металлургическом комбинате (КМК) начал свою работу 29 ноября 1932 года. Основа технологической схемы цеха - три прокатных клетки – черновая (стан «900»), предчистовая (стан «800») и чистовая. Основное формирование рельса, как профиля, происходило на стане «800».

Привод прокатных клеток осуществлялся от двигателей постоянного тока (далее ДПТ) с питанием от преобразовательных агрегатов по системе «Г-Д». В качестве двигателей-гонников использовались синхронные двигатели (далее СД) с прямым пуском и питанием от сети 6 кВ. Несомненным достоинством подобного агрегата является существенная перегрузочная способность (не менее 2,5 Мном), а главным недостатком весьма низкий КПД (в некоторых режимах работы на уровне 40%).

За период работы РБЦ вследствие изменения технологии и необходимости увеличения выпуска проката увеличивалась мощность приводных двигателей клеток. Так, к началу 2012 года на стане «900» использовался ДПТ мощностью 7100 кВт с преобразовательным агрегатом 8МВА, на стане «800» - ДПТ 8100кВт с преобразовательным агрегатом мощностью 16 МВА.

Передача заготовок по прокатному полю осуществлялась при помощи рольгангов, шлепперов, кантователей и других механизмов с приводом от двигателей постоянного тока. Большая часть этих двигателей управлялась изменением добавочных сопротивлений цепи якоря, что также приводило общий КПД системы на уровень 50%.

Одним их главных, возможно основным недостатком системы, в наибольшей степени влияющей на выпуск годной продукции, являлась зависимость производства от профессионализма и мастерства операторов прокатки.

В рамках реконструкции и модернизации РБЦ происходит кардинальное изменение системы управления технологическим процессом. Вместо ДПТ на приводах вспомогательных механизмов устанавливаются синхронные двигатели АСД-КЗ с управлением от преобразователей частоты, позволяющих управлять скоростью вращения двигателей в диапазоне от 0 до 130 % с поддержанием необходимого момента на валу двигателя при КПД, стремящемся к 100%.

В некоторых случаях используются преобразователи типа SinamiksG-120, с возможностью управления групповым приводом (несколько двигателей, соединенных параллельно, приводящих в действие одноименные механизмы, такие как рольганги). В некоторых случаях - SinamiksG-120, с одним блок-выпрямителем необходимой мощности и группой инверторов, получающих питание от общей шины постоянного тока и питающих индивидуально каждый свой двигатель. Используются также индивидуальные комплекты преобразователь–двигатель.

Одно их самых достойных мест занимает система управления главными приводами - приводами прокатных клетей. По-прежнему, система обработки металла состоит из черновых клетей, предчистовой и чистовой. Однако теперь мы имеем две черновых клетки – ВD1 и ВD2, что позволит получать разные варианты первичной обработки металла из непрерывно разлитой заготовки. Далее, основное формирование рельсовой заготовки происходит на предчистовых клетях (Tandem-group) и, потом, заготовка должна пройти через чистовую клетку для передачи на дальнейшую термическую обработку.

Для привода черновых клетей используются синхронные моторы мощностью 4000 кВт, 3165В, 744А, 20,6 ÷ 65,5 Гц, 310 ÷ 982 об/мин. Возбуждение 169 В, 191 А,  $\cos\varphi=1.0$ .

Для привода клетки «тандем» используются два аналогичных синхронных двигателя и один вспомогательный асинхронный двигатель мощностью 1500 кВт, 3150В, 410А, 1300 об/мин,  $\cos\varphi=0,8$ . Все двигатели этой клетки работают одновременно.

Для привода чистовой клетки используется синхронный двигатель мощностью 2500 кВт, 3190 В, 465А, 20,6 ÷ 65,5 Гц, 310 ÷ 982 об/мин. Возбуждение 119В, 180А,  $\cos\varphi=1,0$ .

Управление двигателями осуществляется от преобразователя частоты ACS6000 производства фирмы АВВ. Один преобразователь управляет двумя двигателями черновой клетки, другой преобразователь управляет тремя двигателями клетки «тандем» и двигателем чистовой клетки.

Преобразователь частоты ACS6000 представляет собой высокоинтеллектуальное интегрируемое устройство. Основой преобразователя является полностью управляемый выпрямитель, питающий также полностью управляемый инвертор. Данные узлы имеют в своем составе управляемые высоковольтные тиристоры, набираемые в последовательные блоки до необходимого уровня напряжения. В одном преобразователе для увеличения мощности могут устанавливаться несколько выпрямителей, получающих питание каждый от своего трансформатора. В зависимости от необходимой мощности и количества управляемых двигателей используются различные схемы включения силовых трансформаторов, питающих инверторы преобразователя. Такие схемы включения трансформаторов направлены на снижение величины нечетных гармоник высоких порядков, неизбежно образующихся при использовании тиристоров в качестве коммутирующих элементов. Входное напряжение выпрямителей составляет 3150В. Трансформаторы питаются от сети 6кВ. Выходные шины выпрямителей объединяются на накопительных конденсаторах звена постоянного тока. Далее, через системы шин, постоянное напряжение поступает на модули инверторов. В одном преобразователе возможно использовать четыре независимых инвертора, питающих каждый свой двигатель.

Принцип управления двигателем фактически аналогичен принципу управления двигателем постоянного тока по системе двухзонного регулирования скорости. Первоначально двигатель стартует с номинальным током возбуждения, после достижения скорости 40% ток возбуждения снижается до уровня 25-30 % от номинального. В случае изменения нагрузки на валу происходит увеличение тока статора и тока ротора, что позволяет поддерживать необходимый момент на валу двигателя. Превышение момента допустимо до 1,5 от номинального в течение 30 с. Это также позволяет поддерживать коэффициент мощности на зажимах двигателя равным 1,0. В случае торможения, происходит рекуперация энергии в питающую сеть через входной управляемый выпрямитель.

Управление преобразователем осуществляется при помощи логического контроллера ASS800. Управление преобразователями вспомогательных приводов также осуществляется при помощи логических контроллеров, отвечающих за работу конкретных механизмов. Система разного рода датчиков отслеживает наличие металла в клетях и на прокатном поле, состояние механического и электрического оборудования и передает эту информацию через каналы обработки на главный технологический контроллер, который в свою очередь отдает команды вспомогательным системам, в том числе и ASS800, замыкая тем самым цепь. Это позволяет фактически полностью исключить влияние «человеческого фактора» на управление технологическим процессом производства высококачественных рельсов.

Параллельно реконструкции рельсобалочного производства, идет реконструкция блюмовой машины непрерывного литья заготовок (далее МНЛЗ-1), расположенной на площадях электросталеплавильного цеха ЭСПЦ.

После реконструкции МНЛЗ-1 годовое производство блюмовой заготовки 300x360мм увеличится и составит 1млн. тонн.

В рамках реконструкции проводится модернизация головной части одной (из двух существующих) МНЛЗ (плиточный кристаллизатор, катушка электромагнитного перемешивания ЭМП вне кристаллизатора, гидравлический механизм качания и

реконструкция тянущих правильных клетей, с возможностью будущего внедрения системы мягкого обжатия заготовок.

В процессе проектирования внедрены новые системы управления технологическими процессами, которые адаптированы (модифицированы) с существующими системами автоматизации и аппаратными средствами ПО: - система измерения и регулирования уровня жидкой стали в кристаллизаторе. Микропроцессорная система оценки и обработки сигналов обеспечивает стандартизированный сигнал, соответствующий фактическому зеркалу металла в кристаллизаторе.

- система управления гидравлическим механизмом качания. На основе фактической марки стали или сечения отливаемой заготовки система выбирает режим качания. Регулятор качания обеспечивает качание в автоматическом режиме с учетом скорости разливки и режима качения. Система обеспечивает динамическое регулирование хода, частоты и схемы качания в процессе разливки, возможность оперативного регулирования параметров качания: ход, частота, промежутки времени опережения и отставания, коэффициент несинусоидальности.

- система электромагнитного перемешивания в кристаллизаторе (ЭМП). Электромагнитное перемешивание обеспечивает улучшение качества и производительности при непрерывной разливке стали. Улучшает внутреннее качество литой заготовки. Электропитание катушки ЭМП обеспечивается от низкочастотного преобразователя переменного тока, регулируемого по напряжению и частоте, и создающего магнитное поле, вращающееся вокруг кристаллизатора. Катушки ЭМП охлаждаются замкнутой системой водяного охлаждения.

Общее питание от преобразователя частоты с отдельным выпрямителем и инвертером распределяется для каждого ручья. Отдельный инвертер для каждого ручья оснащен преобразовательным мостом на тиристорах, преобразователями тока, компенсатором реактивной мощности и электронным блоком регулирования частотой и током инвертера.

Управление приводами устройства вытягивания. Приводы устройства вытягивания относятся к приводным роликам тянущих клетей для вытягивания слитка в процессе разливки. Система

управления тянущими роликами обеспечивает регулирование распределения нагрузки и слежение за слитком. Система управления механизмом нажима приводных роликов обеспечивает регулирование нажимного механизма между слитком и приводными роликами. Управление осуществляется с помощью контроллера, и все параметры выводятся на центральный процессор.

УДК 621.311.4

## **АНАЛИЗ КОМПЕНСАЦИИ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ НА ОПОРНЫХ ПОДСТАЦИЯХ МЕТАЛЛУРГИЧЕСКОГО КОМБИНАТА**

**Е. С. Кузнецова, Г. С. Свирская, Г. В. Дивин, И. О. Карачевцев**  
*Сибирский Государственный индустриальный университет*  
*г. Новокузнецк*

Металлургические заводы являются энергоемкими потребителями электрической энергии. Реактивная мощность потребляется как электроприемниками, так и элементами сети. Увеличение коэффициента мощности путем компенсации реактивной энергии является актуальной проблемой для металлургических производств. Компенсация реактивной мощности у потребителей позволяет:

снизить ток в передающих элементах сети, что приводит к уменьшению сечения кабельных и воздушных линий;

уменьшить полную мощность, что снижает мощность трансформаторов и их число;

уменьшить потери активной мощности, а также потери в сетях от протекания реактивного тока.

Компенсация реактивной мощности может быть единичной, групповой и централизованной. Единичная компенсация предпочтительна там, где требуется компенсация мощных (свыше 20 кВт) потребителей и потребляемая мощность постоянна в течении длительного времени. Групповая компенсация применяется для случая компенсации нескольких, расположенных

СЕКЦИЯ 3. Силовое оборудование, преобразовательная техника и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации технологических процессов и производственных комплексов

рядом и включаемых одновременно индуктивных нагрузок, подключенных к одному распределительному устройству и компенсируемых одной батареей. Централизованная компенсация для предприятий с изменяющейся потребностью в реактивной мощности, оснащается специализированным контроллером и коммутационно-защитной аппаратурой, которая включает или отключает ступени конденсаторов.

Таблица 1 – Расчет токов в секциях шин до и после компенсации реактивной мощности

Наименование подстанции	№ секции шин	Средняя активная мощность, кВт	Средняя реактивная мощность, кВАр	Значения тока до компенсации, А	Значения тока после компенсации, А	Величина уменьшения тока, А
ОП-1	1	73144,45	60516,21	9493,32	7702,43	1790,90
ОП-2	1	8140,05	5261,19	969,23	857,18	112,05
	2	2400,51	2447,86	342,85	252,78	90,06
ОП-3	1	5474,94	2375,03	596,79	576,53	20,25
	2	3539,35	2909,53	458,17	372,71	85,47
	3	11081,75	3764,94	1170,38	1166,96	3,43
	4	6841,96	5440,76	874,15	720,49	153,66
ОП-4	1	19409,62	13562,87	2367,88	2043,92	323,96
	2	37228,86	13492,38	3959,84	3920,36	39,48
ОП-5	1	2948,55	291,15	493,82	493,82	0,00
	2	1395,99	779,28	266,46	245,01	21,46
	3	549,67	255,31	101,01	96,47	4,54
	4	3435,42	834,85	589,23	589,23	0,00
ОП-6	1	2772,54	628,11	473,80	473,80	0,00
	2	1458,47	968,91	291,83	255,97	35,86
ОП-7	1	1093,98	8,05	109,40	109,40	0,00
	2	178,30	135,63	22,40	18,78	3,63
	3	198,63	42,82	20,32	20,32	0,00
	4	1311,51	20,02	131,17	131,17	0,00
ОП-10	1	11416,20	596,96	1143,18	1143,18	0,00
	2	15409,50	157,23	1541,03	1541,03	0,00

СЕКЦИЯ 3. Силовое оборудование, преобразовательная техника и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации технологических процессов и производственных комплексов

	3	8734,30	1135,25	880,78	880,78	0,00
	4	3362,16	494,40	339,83	339,83	0,00
ОП-11	1	19637,92	2317,00	1977,41	1977,41	0,00
	2	22592,91	2539,10	2273,51	2273,51	0,00

Расчеты показали, что на опорных подстанция ОП-1, ОП-2, ОП-3, ОП-4 требуется компенсация реактивной мощности. Это позволит уменьшить значения тока на шинах 6-10 кВ, т.е. увеличить пропускную способность и уменьшить потери активной мощности от реактивной, которые составляют 0,08 кВт/кВАр.

На опорных подстанциях ОП-5, ОП-6, ОП-7, ОП-10, ОП-11 компенсация реактивной мощности не требуется.

Компенсация реактивной мощности становится актуальной в системах электроснабжения ЖКХ, которая включает в себя трансформаторы, распределительные сети, электродвигатели, системы электрического уличного и местного освещения. Анализ реактивной мощности и средств ее компенсации становится актуальной в настоящее время не только для промышленной энергетики, но и для коммунальной.

УДК 621.316.1

## **АНАЛИЗ ПАРАМЕТРОВ ГРАФИКОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ НАГРУЗКИ ГОРОДСКИХ СЕТЕЙ**

**Е. С. Кузнецова, Г. С. Свирская, Г. В. Дивин, И. О. Карачевцев**  
*Сибирский Государственный индустриальный университет  
г. Новокузнецк*

Электропотребление как процесс преобразования электрической энергии в другие виды энергии является конечным процессом цикла производства, преобразования, трансформации, передачи, распределения и потребления электрической энергии.

Для анализа параметров графиков электропотребления городских сетей выбраны пять подстанций, питающие коммунально-бытовых потребителей.

Потребители Центрального и Куйбышевского районов г. Новокузнецка получают питание от городских ПС №1

«Центральная», ПС №3 «Южная» и ПС №5 «Новая», а потребители Заводского района – от подстанций ПС №2 «Н.Островская» и ПС №6 «В.Островская».

Анализ графиков электрической нагрузки выполнен по получасовому графику замеров активной и реактивной мощности.

Были определены параметры электропотребления:

- максимальное значение активной и реактивной мощности;
- минимальное значение активной и реактивной мощности;
- среднее значение активной и реактивной мощности;
- среднеквадратичное отклонение активной и реактивной мощности;
- коэффициент вариации активной и реактивной мощности;
- коэффициент асимметрии активной и реактивной мощности;
- коэффициент эксцесса активной и реактивной мощности;
- коэффициент формы графика нагрузки активной и реактивной мощности;
- коэффициент заполнения графика электрической нагрузки активной и реактивной мощности;
- число часов использования максимума активной и реактивной мощности.

Были определены экстенсивные и интенсивные коэффициенты. Показатели экстенсивного использования оборудования характеризуют их использование во времени.

Показатели интенсивного использования оборудования — отражают их использование по мощности. Анализ коэффициентов показал перегрузку для трансформаторов ПС №1 и недогрузку на ПС №6.

Анализ показал, что трансформаторы подстанции №1 «Центральная» перегружены, их интенсивный коэффициент составляет 1,18 и 1,23. Другие подстанции имеют интенсивный коэффициент в пределах от 0,44 до 0,75.

Коэффициент заполнения графика нагрузки для всех подстанций колеблется от 0,58 до 0,91.

Коэффициент мощности городских подстанций составит в среднем 0,93, что говорит о росте различных бытовых электроприборов, которые увеличивают реактивную мощность

СЕКЦИЯ 3. Силовое оборудование, преобразовательная техника и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации технологических процессов и производственных комплексов

Таблица 2 – Параметры графиков электропотребления городских подстанций

Наименование	Обозначение	ПС № 1		ПС № 2		ПС № 3		ПС № 5		ПС № 6	
		ввод 1	ввод 2	ввод 1	ввод 2	ввод 1	ввод 2	ввод 1	ввод 2	ввод 1	ввод 2
Максимальная мощность	$P_{\max}$ , кВт	15552,8	15570,0	9247,7	6986,4	6959,1	6955,1	10514,9	15270	3667,1	5883,1
	$Q_{\max}$ , кВар	5402,8	5097,2	3438,3	2168,9	2309,6	2305,6	3027,9	3949	1161,1	1938,3
Минимальная мощность	$P_{\min}$ , МВт	6584,8	7138,6	4168,3	2986,9	4741,5	4737,5	3146,5	6087	3711,3	5799,0
	$Q_{\min}$ , кВар	4078,7	3791	2813,8	1678,0	1646,1	1642,1	1523,7	2780	1123,6	1832,1
Средняя мощность	$P_{ср}$ , кВт	11378,4	11657,1	5455,3	4088,1	6059,1	6055,1	7041,2	1079	3786,3	5832,7
	$Q_{ср}$ , кВар	4618,5	4398,4	2168,5	1356,8	1962,8	1958,8	2287,1	3347,8	1139,4	1897,2
Среднеквадратичное отклонение	$\sigma_P$ , кВт	2546,5	2516,2	3636,8	2725,4	674,5	674,5	2008,2	2511,8	401,6	244,1
	$\sigma_Q$ , кВар	309,4	346,3	1445,6	904,5	167,0	167,0	380,9	298,9	916,3	257,8
Коэффициент вариации	$V$	22,4	21,6	66,6	66,6	11,1	11,1	28,5	23,2	11	4,6
	$A_c$	6,7	7,8	66,6	66,6	8,5	8,5	16,7	8,9	8,2	2,5
Эксцесс	$E_k$	-0,442	-0,52	-1,36	-1,31	-0,50	-0,5	-0,348	-0,25	-0,027	-0,027
	$E_k$	0,552	-0,15	-1,65	-1,63	0,36	0,36	-0,286	0,029	0,79	0,788
Коэффициент формы графика нагрузки	$k_\phi$	-1,194	-1,3	-1,41	-1,42	-1,39	-1,39	-1,07	-1,14	-0,193	-0,193
	$k_\phi$	-0,559	1,2	-1,30	-1,25	-1,28	-1,28	-0,984	-1,06	3,85	3,85
Коэффициент заполнения графика электронагрузки	$k_s$	1,025	1,02	1,20	1,2	0,87	1,006	1,039	1,003	0,979	1,00
	$k_s$	1,002	1,00	1,20	1,2	0,84	1,003	1,013	1,003	0,9812	1,00
Число часов использования максимума	$T_{\max}$	6409	6687	5168	5126	7627	7626	5866	6195	8577	8685
	$T_{\max}$	7488	7559	5525	5479	7445	7442	6617	7426	8596	8574

Таблица 3 – Расчет коэффициентов экстенсивного и интенсивного использования оборудования

ПС	Установленная мощность	Средняя мощность	Максимальная мощность	Число часов использования максимумов	Интенсивный коэффициент	Экстенсивный коэффициент	Максимальный коэффициент загрузки	Коэффициент мощности
ПС№1 ввод1	9609	11378	15553	6408	1,18	0,73	1,62	0,92
ПС№1 ввод2	9493	11657	15270	6687	1,23	0,76	1,61	0,93
ПС№2 ввод1	9575	5455	92477	5168	0,57	0,59	0,97	0,93
ПС№2 ввод2	9319	4088	6986	5126	0,44	0,59	0,75	0,93
ПС№3 ввод1	9288	6055	6955	7626	0,65	0,87	0,75	0,95
ПС№3 ввод2	9290	6059	6959	7626	0,65	0,87	0,75	0,95
ПС№5 ввод1	14520	7041	10515	5866	0,49	0,67	0,72	0,95
ПС№5 ввод2	14437	10799	15270	6195	0,75	0,71	1,06	0,95
ПС№6 ввод1	9208	3786	3867	8577	0,41	0,98	0,42	0,96
ПС№6 ввод2	9294	5833	5883	8685	0,63	0,99	0,63	0,95

Реактивная мощность на подстанциях имеет переменный характер и ее колебания по различным подстанциям имеют различные коэффициенты вариации. Компенсация реактивной мощности даст экономию энергии и снижение тока на шинах подстанций, увеличивая пропускную способность городских сетей.

УДК 621.182.2

## УПРАВЛЯЕМЫЙ АСИНХРОННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД В СИСТЕМЕ РЕГУЛИРОВАНИЯ РАЗРЕЖЕНИЯ КОТЛОАГРЕГАТА

**М. А. Марченко, Г. М. Симаков**

*Новосибирский государственный технический университет,  
г. Новосибирск*

В статье [1] предложен алгоритм управления асинхронным электроприводом с вентиляторным характером нагрузки. Этот алгоритм предполагает работу асинхронного двигателя на механических характеристиках, ортогональных характеристике вентиляторной нагрузки. В результате было показано, что в этом случае электропривод с вентиляторным характером нагрузки можно считать динамическим звеном первого порядка с постоянными коэффициентами.

В работе [2] получена математическая модель котлоагрегата с уравновешенной тягой по тракту регулирования разрежения в топке котла, определяющая взаимосвязь между давлением в топке, количеством вещества в нем и производительностью дымососа:

$$\int \frac{G_{\text{ВХ}} - G_{\text{ВЫХ}}}{k_G T} dt - p_{\text{ВЫХ}} = k_L G_{\text{ВЫХ}}^2 - k_H \omega^2, \quad (1)$$

где  $p_{\text{ВЫХ}}$  – давление дымовых газов на выходе тракта;  $k_H$  – коэффициент напора;  $G_{\text{ВХ}}$ ,  $G_{\text{ВЫХ}}$  – весовой расход дымовых газов на входе в тракт и выходе из него соответственно;  $T$  – постоянная времени процесса изменения состояния вещества;  $k_L$  – коэффициент сопротивления газового тракта;  $\omega$  – скорость

вращения рабочей машины;  $k_G$  – коэффициент расхода дымовых газов.

Математическую модель (1) можно интерпретировать структурной схемой представленной на рисунке 1, в которой управление производительностью дымососа предполагается изменением скорости электропривода, и учитываются основные нелинейности, присутствующие в системе.

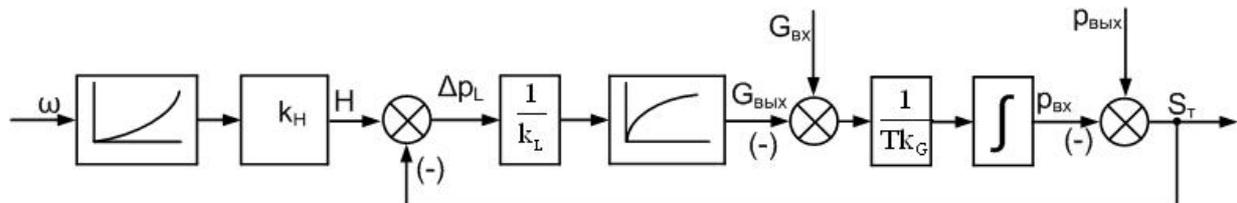


Рисунок 1 – Модель тракта регулирования разрежения в топке котлоагрегата

В полученной модели нелинейный характер имеет зависимость напора создаваемого дымососом от скорости вращения тягодутьевой машины [3]:

$$H = k_H \omega^2, \quad (2)$$

где  $H$  – напор, создаваемый дымососом; и зависимость сопротивления тракта от расхода дымовых газов перемещаемых по нему [4]:

$$\Delta p_L = k_L G_{\text{вых}}^2, \quad (3)$$

где  $\Delta p_L$  – потери давления вследствие трения и стационарного ускорения.

Для более адекватного отражения свойств системы регулирования разрежения в топке котлоагрегата, с применением управляемого асинхронного электропривода, предлагается следующий вариант учета нелинейностей объекта.

Как известно коэффициент передачи любого звена равен отношению сигнала на выходе к отношению сигнала на входе. На основании этого коэффициент передачи звена, определяющего зависимость напора от скорости,  $k_{HW}$  можно представить следующим выражением:

$$k_{HW} = \frac{H}{\omega}. \quad (4)$$

С учетом (2) выражение (4) будет иметь вид:

$$k_{HW} = \frac{H}{\omega} = \frac{k_H \omega^2}{\omega} = k_H \omega. \quad (5)$$

Для определения коэффициента передачи звена характеризующего зависимость весового расхода газов от потерь давления в тракте выразим из (3)  $G_{\text{ВЫХ}}$ :

$$G_{\text{ВЫХ}} = \sqrt{\frac{\Delta p_L}{k_L}}, \quad (6)$$

тогда коэффициент передачи звена характеризующего зависимость весового расхода газов от потерь давления в тракте  $k_{LW}$  исходя из приведенного выше утверждения определяется следующим образом:

$$k_{LW} = \frac{G_{\text{ВЫХ}}}{\Delta p_L}. \quad (7)$$

Для определения  $G_{\text{ВЫХ}}$  обе части выражения (6) возведены в квадрат и разделены на  $G_{\text{ВЫХ}}$ :

$$G_{\text{ВЫХ}} = \frac{\Delta p_L}{k_L G_{\text{ВЫХ}}}. \quad (8)$$

Заменив в (7)  $G_{\text{ВЫХ}}$  выражением (8) получено:

$$k_{LW} = \frac{G_{\text{ВЫХ}}}{\Delta p_L} = \frac{\frac{\Delta p_L}{k_L G_{\text{ВЫХ}}}}{\Delta p_L} = \frac{1}{k_L G_{\text{ВЫХ}}}. \quad (9)$$

Предложенный вариант линеаризации «гладких» нелинейностей занимает промежуточное положение между линеаризацией методом «секущей» и методом «касательной».

Для синтеза регулятора разрежения используем модифицированный модальный метод [5]. Модальный метод синтеза применяется для расчета систем, работающих в режиме отработки начальных условий, и обеспечивает заданную реакцию системы. Задача синтеза заключается в обеспечении в замкнутой системе желаемого распределения корней и требуемой статики. Для ее решения разработчики метода предлагают использовать регулятор, который состоит из двух составляющих: корректора статики  $W_s(p)$ , включенного последовательно на входе и корректора динамики  $W_d(p)$  в цепи локальной обратной связи.

Используя зависимости, полученные в работе [6] при синтезе регулятора разрежения модифицированным модальным методом,

определим параметры регулятора с учетом нелинейностей объекта.  
С использованием выражений (5), (9) и учитывая, что  $\omega = \omega_t$   
коэффициенты передаточной функции тракта имеют вид:

$$T_1 = \sqrt{T_{\text{эд}} T_{\text{тв}}} = \sqrt{T_{\text{эд}} k_L G_{\text{вых}} T k_G}, \quad (10)$$

$$T_2 = T_{\text{эд}} + T_{\text{тв}} = T_{\text{эд}} + k_L G_{\text{вых}} T k_G, \quad (11)$$

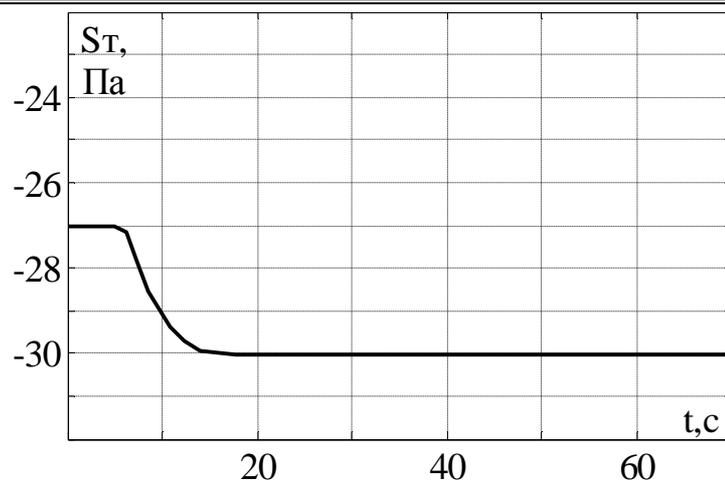
$$K_{\text{об}} = -K_{\text{эд}} k_H \omega_t. \quad (12)$$

Тогда параметры корректора статики, корректора динамики и  
фильтрующей добавки будут определять следующие выражения:

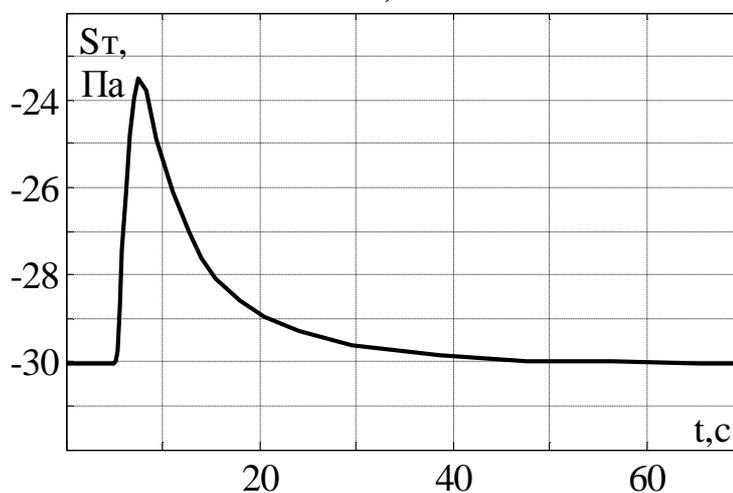
$$\left. \begin{aligned} d_1 &= k_L G_{\text{вых}} T k_G (c_1 T_{\text{эд}} - 1) - T_{\text{эд}}, \\ d_0 &= c_2 T_{\text{эд}} k_L G_{\text{вых}} T k_G - 1, \\ K_s &= \frac{c_3 T_{\text{эд}} k_L G_{\text{вых}} T k_G}{-K_{\text{эд}} k_H \omega_t K_p}. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

$$\left. \begin{aligned} \tau_2 &= \frac{T_{\text{эд}} k_L G_{\text{вых}} T k_G}{k_L G_{\text{вых}} T k_G (c_{\phi 1} T_{\text{эд}} k - 1) - T_{\text{эд}}}, \\ \tau_1 &= \frac{c_{\phi 2} T_{\text{эд}} k_L G_{\text{вых}} T k_G \tau_2 - T_{\text{эд}} - \tau_2}{K_{\text{об}} K_p K_{\text{LF}}}, \\ K_{\text{LF}} &= \frac{c_{\phi 3} T_{\text{эд}} k_L G_{\text{вых}} T k_G \tau_2 - 1}{-K_{\text{эд}} k_H \omega_t K_p}. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$





а)



б)

Рисунок 3 – Переходные процессы: а) при увеличении управляющего воздействия на 10 %; б) при возмущающем воздействии увеличением нагрузки котлоагрегата на 10 %

Анализ результатов работы системы представленный на рисунке 3 показал, что при использовании регулятора с переменными параметрами настройки, учитывающими нелинейности объекта система работоспособна. Время переходных процессов уменьшается как при управляющем воздействии, так и при возмущающем воздействии. Тем самым обеспечивается более стабильная работа котлоагрегата.

Предлагаемый способ учета нелинейностей обеспечивает работоспособность системы во всем диапазоне регулирования, тогда как при линеаризации методом секущей система работоспособна только в середине диапазона регулирования. Учет нелинейностей объекта позволяет более адекватно отражать

свойства системы регулирования разрежения в топке котлоагрегата, с применением управляемого асинхронного электропривода и рационально управлять производительностью дымососов.

Список использованной литературы:

1. Симаков Г. М., Марченко М. А. Способ построения регулируемого асинхронного электропривода с вентиляторной нагрузкой // Электротехника, электромеханика и электротехнологии. ЭЭЭ–2009 : материалы 4 науч.-техн. конф. с междунар. участием, Новосибирск, 23–24 окт. 2009 г. Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2009. С. 159–166.
2. Симаков Г. М., Марченко М. А. Математическая модель котлоагрегата по тракту разрежения // Электроэнергетика в сельском хозяйстве : материалы междунар. науч.-практ. конф. (Республика Алтай, Чемал. р-н, база НГТУ Эрлагол, 26–30 июня 2009 г.). Новосибирск, 2009. С. 257–264.
3. Онищенко Г. Б., Юньков М. Г. Электропривод турбомеханизмов. М. : Энергия, 1972. 240 с.
4. Профос П. Регулирование паросиловых установок / пер. с нем.: Е. Н. Сергиевская, Д. К. Федотов. М. : Энергия, 1967. 368 с
5. Востриков А. С., Французова Г. А. Теория автоматического регулирования : учеб. пособие. Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2006. 368 с.
6. Симаков Г. М., Марченко М. А. Система автоматического регулирования разрежения в топке парового котла барабанного типа с управляемым асинхронным электроприводом // Транспорт: наука, техника, управление. 2010. № 8. С. 35–37.

УДК 621.31

## **ОПРЕДЕЛЕНИЕ РАЦИОНАЛЬНЫХ КОНФИГУРАЦИЙ СЕТИ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ С ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЬНОЙ НАГРУЗКОЙ**

**В.А. Негадаев**

*Кузбасский государственный технический университет  
г. Кемерово*

С увеличением производственных мощностей промышленных предприятий увеличиваются мощности и количество электроприемников, возрастает потребление электроэнергии. В этих условиях необходимы мероприятия, направленные на повышение рационализации систем электроснабжения. При этом нужно учитывать то обстоятельство, что для многих систем электроснабжения с электродвигательной нагрузкой, в качестве которой в основном используются асинхронные электродвигатели с короткозамкнутым ротором, характерны динамические режимы работы электроприводов, когда нагрузка на исполнительных органах непрерывно изменяется, происходят процессы пуска и торможения электроприводов. Поэтому рациональная с точки зрения эффективности эксплуатации система электроснабжения может быть спроектирована лишь на основе теории динамических систем с использованием алгоритмов автоматизированного проектирования.

Для получения рациональных конфигураций сети электроснабжения с точки зрения эффективности эксплуатации необходимо учитывать соизмеримость мощностей электродвигателей с мощностью источника питания, значительные длины участков кабелей и их параметры, а также влияние двигателей друг на друга в различных режимах работы.

До настоящего времени системы электроснабжения с электродвигательной нагрузкой не являются в достаточной мере изученными объектами с точки зрения построения рациональных конфигураций сети электроснабжения с учетом процессов, возникающих при совместной работе системы электроснабжения

ограниченной мощности и электромеханических преобразователей в различных режимах работы. Причина такого положения заключается в том, что методы расчетов систем электроснабжения базировались на усредненных статистических значениях нагрузки без учета мгновенных значений координат электроприводов и трансформатора из-за недостаточного совершенства средств вычислительной техники. Это не позволяло синтезировать рациональные конфигурации сети электроснабжения с учетом динамических процессов.

При составлении математической модели сети электроснабжения с электродвигательной нагрузкой необходимо учитывать, что в реальных условиях асинхронные двигатели в приводах промышленных установок практически всегда имеют в статорной цепи дополнительный элемент – кабель. Влияние его параметров – активного и реактивного сопротивлений – существенно из-за увеличения доли падения напряжения на сопротивлениях при увеличении длины этого кабеля.

Основная задача определения рациональных конфигураций сети электроснабжения заключается в нахождении расстояний от источника питания до мест присоединения кабелей двигателей к магистральному кабелю, проложенному к самому удаленному от источника питания двигателю. В дальнейшем, зная координаты расположения источника питания, двигателей, а также топологические параметры местности, определяются координаты узлов, то есть точек присоединения кабелей двигателей к магистральному кабелю.

В этой многопараметрической задаче сложно зафиксировать свойства функциональной зависимости выходных параметров от входных величин. Это обстоятельство затрудняет применение классических методов оптимизации, поскольку большинство из них основываются на использовании априорной информации о характере поведения целевой функции. Поэтому для решения этой задачи был выбран генетический алгоритм, так как он находит решение практически при полном отсутствии предположений о характере исследуемой функции. При работе генетического алгоритма процесс поиска продолжается до достижения не

абсолютно точного решения, а близкого к оптимальному. Поэтому такое решение можно называть рациональным.

Для решения вышеописанной задачи была создана модель сети электроснабжения магистральной структуры с электродвигательной нагрузкой, питающейся от источника ограниченной мощности, удобная для поиска рациональных конфигураций сети электроснабжения [1]. Описание магистральной структуры сети электроснабжения в терминах теории генетического алгоритма было представлено в [2]. На основе полученной математической модели разработан программный инструментарий для автоматизированного определения рациональных конфигураций сети электроснабжения с использованием генетического алгоритма, предназначенный также для исследования режимов работы совокупности асинхронных двигателей. При этом вопросы моделирования динамических систем высокого порядка решались на основе численных методов решения систем дифференциальных уравнений, систем линейных и нелинейных алгебраических уравнений.

Для проверки работоспособности программного инструментария и адекватности модели системы электроснабжения использовались существующие схемы электроснабжения. В одном из экспериментов при моделировании за основу была взята схема электроснабжения прокатного цеха с определенным набором основного наиболее мощного технологического оборудования. Расположение электроприемников в цехе приведено на плане, представленном на рисунке 1, на котором также обозначено расположение кабелей найденной рациональной сети электроснабжения. В таблице 1 приведены параметры наиболее мощных электроприемников цеха.

В результате поиска рациональной конфигурации сети электроснабжения по критерию минимума потерь энергии в кабельной сети получена магистральная структура, показанная на рисунке 2. Для данной схемы потери энергии сократились на 9% по сравнению с существующей схемой электроснабжения, а среднее значение напряжения на двигателях не изменилось.

СЕКЦИЯ 3. Силовое оборудование, преобразовательная техника и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации технологических процессов и производственных комплексов.

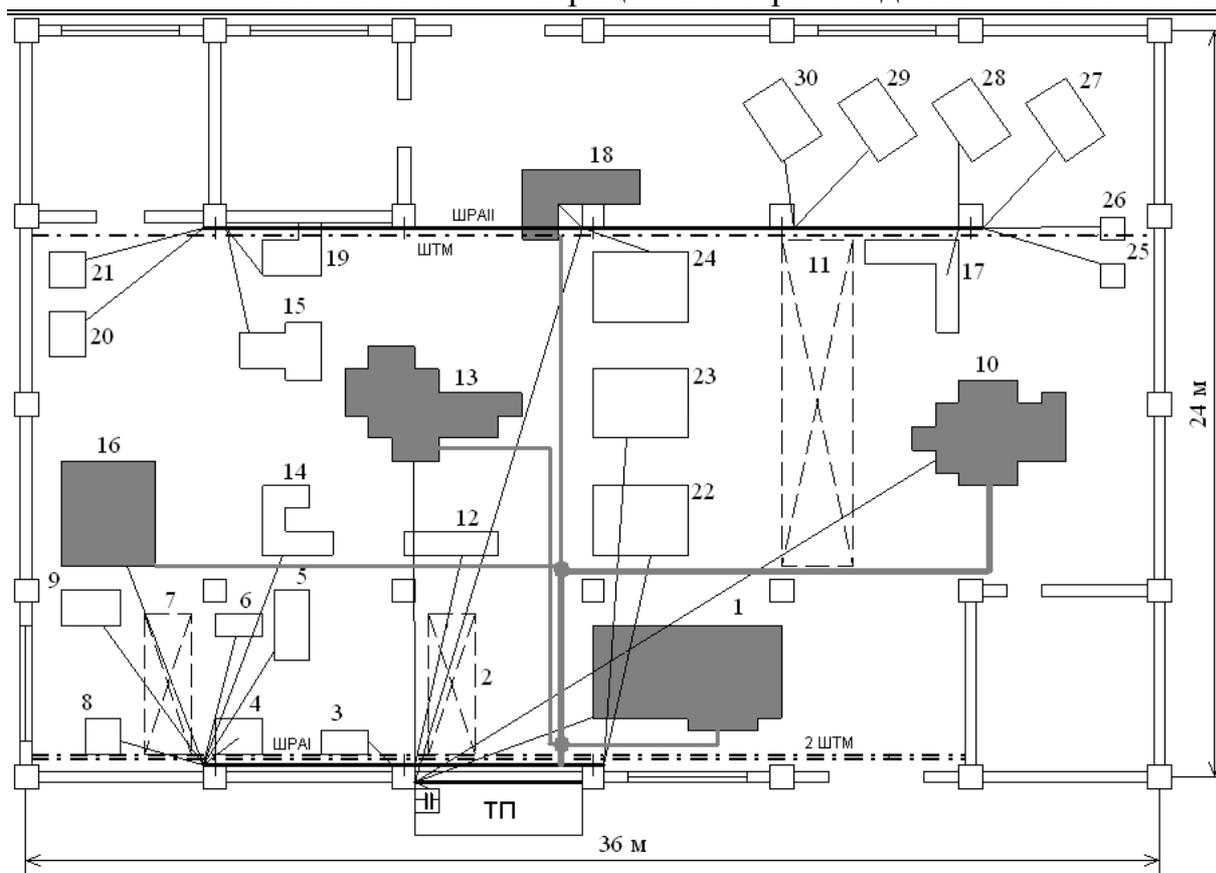


Рисунок 1 – Расположение электроприемников в цехе

Таблица 1 – Параметры наиболее мощных электроприемников цеха

Номер на плане цеха	Наименование электроприемника	Установленная мощность, кВт	Сечение кабеля, мм <sup>2</sup>	Марка кабеля
1	Прокатный стан	2x45	150	ПВ
10	Четырехвалковый прокатный стан №1	4x45	240	ААШВ
13	Четырехвалковый прокатный стан №2	4x45	240	ААШВ
16	Пресс	22	10	АПВ
18	Брикетировочный пресс, 630 т.	28	35	АПВ

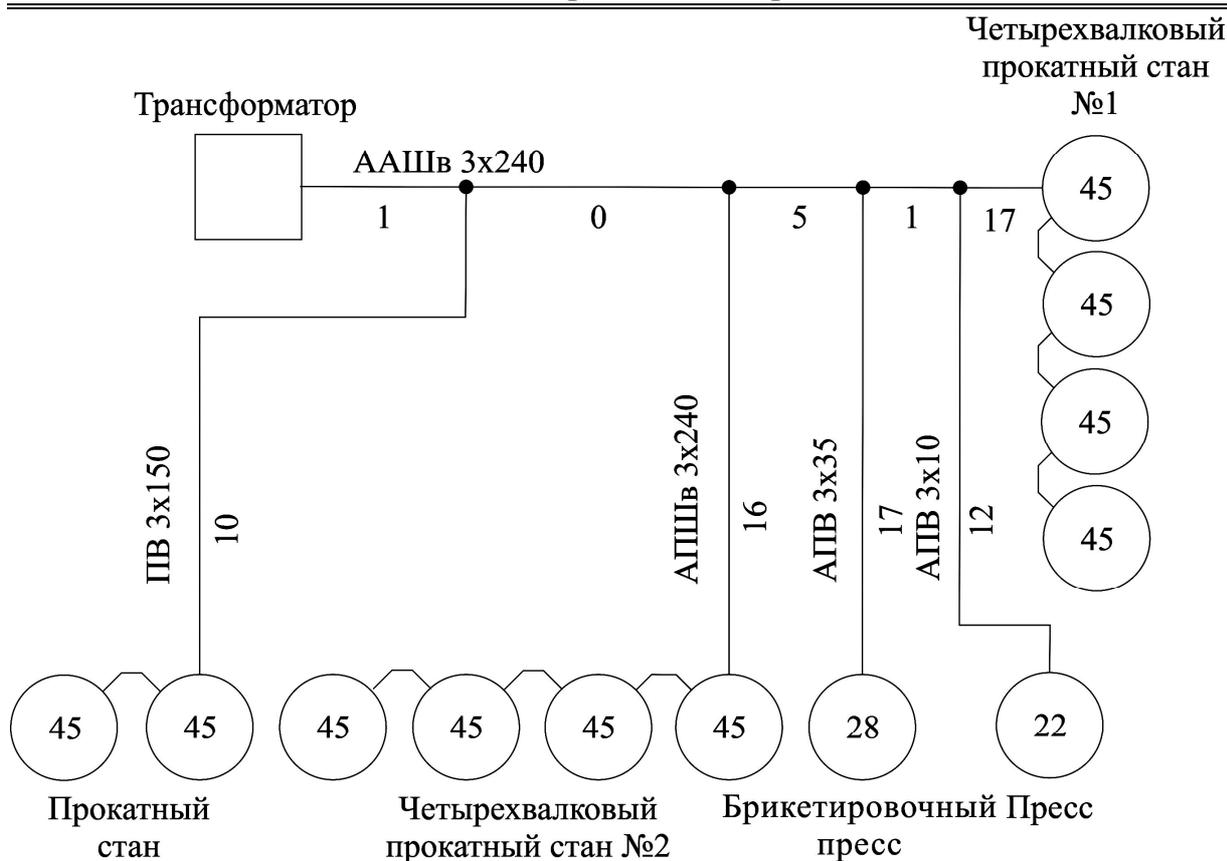


Рисунок 2 – Рациональная конфигурация сети электроснабжения

Таким образом, на основе существующих и разработанных математических моделей систем электроснабжения с электродвигательной нагрузкой решена задача разработки метода и средства автоматизированного определения рациональных конфигураций сети электроснабжения, имеющая существенное значение для повышения уровня эксплуатации существующих систем электроснабжения, а также в проектной практике.

#### Литература

1. Модель магистральной структуры электроснабжения для исследования режимов работы совокупности асинхронных двигателей / Негадаев В. А. // Вестн. КузГТУ. 2009 – №1. – с. 36 – 43.
2. Описание магистральной структуры сети электроснабжения в терминах теории генетического алгоритма / Негадаев В.А. // Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири. Сибресурс 2010:

Материалы XIII Международной научно-практической конференции, 28-29 октября 2010 г. – Кемерово: ГУ КузГТУ, 2010. – с. 100 – 103.

УДК 621.316.727

## ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ $P$ - $Q$ ТЕОРИИ МГНОВЕННОЙ МОЩНОСТИ ТРЕХФАЗНЫХ СИСТЕМ

**О.В. Нос, К.А. Шалыгин**

*Новосибирский государственный технический университет*

**Введение.** Улучшение технических и эксплуатационных характеристик силовых преобразовательных устройств, а также снижение стоимости полупроводниковых приборов, привело к резкому росту числа существенно нелинейных энергопотребителей, в том числе и с реактивными элементами в цепи нагрузки. К электротехническому оборудованию данного класса, например, можно отнести регулируемые электроприводы, электротермические установки, многофазные выпрямители, импульсные источники и т.д., работа которых может приводить к значительному искажению формы и амплитуды гармонических сигналов. В этой связи задача улучшения спектрального состава трехфазных сетей переменного тока с одновременной компенсаций реактивной мощности является актуальной и может быть решена за счет применения активных силовых фильтров, позволяющих по мгновенным значениям подавить высокочастотные гармоники и снизить активные потери от обмена энергией между источником и потребителем, алгоритмы управления которыми базируются на современной  $p-q$  теории мгновенной мощности [1].

**Теория мгновенной мощности.** Аналитические выражения для определения активной и реактивной мгновенных мощностей были предложены в 1982 г. Н. Akagi, Y. Kanazawa и A. Nabae и впервые опубликованы на английском языке в 1983 г. [2]. Исходные положения данной  $p-q$  теории основывались на первоначальном линейном ортогональном преобразовании типа

вращение симметричной системы трехфазных переменных, представленных в виде алгебраических векторов

$$\mathbf{x}_{ABC} = [x_A \quad x_B \quad x_C]^T,$$

где  $T$  – символ транспонирования;  $x_A, x_B, x_C$  – мгновенные значения фазных напряжений или токов,

с помощью следующего матричного равенства

$$\mathbf{x}_{ab} = [x_a \quad x_b]^T = \mathbf{P}_{ab} \cdot \mathbf{x}_{ABC}, \quad (1)$$

здесь  $\mathbf{x}_{ab}$  – алгебраический вектор-столбец напряжений или токов в двумерном подпространстве  $\mathfrak{R}^3$  с взаимно ортогональными осями  $a, b$ , проведенными через орты  $\mathbf{e}_a$  и  $\mathbf{e}_b$ ;  $\mathbf{P}_{ab}$  – неквадратная матрица перехода от фазных переменных к преобразованным координатам состояния [3]

$$\mathbf{P}_{ab} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}.$$

Выражение для активной мгновенной мощности задается в виде скалярного произведения пространственных векторов напряжения и тока [1,2,4]

$$p_{ab} = \dot{u}_a \cdot \dot{i}_a + \dot{u}_b \cdot \dot{i}_b = u_a i_a + u_b i_b, \quad (2)$$

а вектор мгновенной реактивной мощности определяется на основании векторного произведения как

$$\dot{q}_{ab} = \dot{u}_{\alpha\beta} \times \dot{i}_{\alpha\beta} = \dot{u}_a \times \dot{i}_b + \dot{u}_b \times \dot{i}_a.$$

Из последнего равенства видно, что  $\dot{q}_{ab}$  представляет собой пространственный вектор, ортогональный плоскости  $a, b$ , с ориентацией в соответствии с правилом правой упорядоченной тройки векторов по оси  $o$ , который раскладывается в ортонормированном базисе  $\dot{\mathbf{e}}_a, \dot{\mathbf{e}}_b, \dot{\mathbf{e}}_o$ , изображенном на рисунке, в виде следующей линейной комбинации [5]

$$\dot{q}_{ab} = \det \begin{pmatrix} \dot{\mathbf{e}}_a & \dot{\mathbf{e}}_b & \dot{\mathbf{e}}_o \\ u_a & u_b & 0 \\ i_a & i_b & 0 \end{pmatrix} = (u_a i_b - u_b i_a) \cdot \dot{\mathbf{e}}_o,$$

или применительно к модулю

$$|\mathbf{q}_{ab}| = |\mathbf{u}_a| \cdot |\mathbf{i}_b| \cdot \sin 90^\circ - |\mathbf{u}_b| \cdot |\mathbf{i}_a| \cdot \sin 90^\circ = u_a i_b - u_b i_a. \quad (3)$$

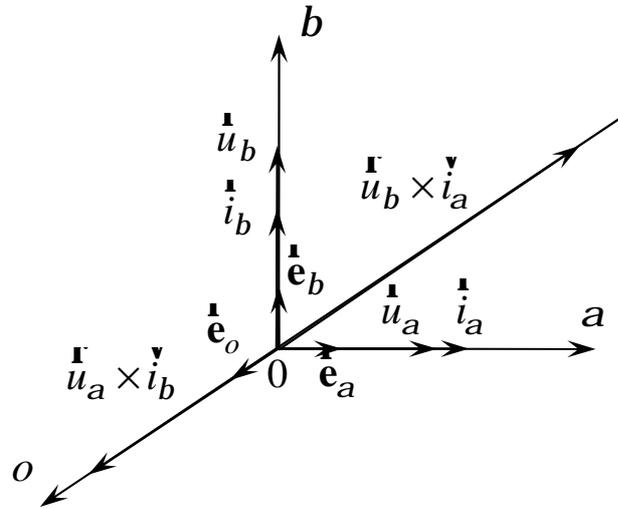


Рисунок – Пространственное положение векторов в  
трехмерном ортонормированном базисе  $\mathbf{e}_a, \mathbf{e}_b, \mathbf{e}_o$

Если скалярные величины  $p_{ab}$  и  $|\mathbf{q}_{ab}|$  представить на основании матричного исчисления, то формулы (2) и (3) примут следующий вид

$$\begin{aligned} p_{ab} &= \mathbf{u}_{ab}^T \mathbf{i}_{ab} = p_a + p_b = u_a i_a + u_b i_b, \\ q_{ab} &= |\mathbf{q}_{ab}| = -\mathbf{u}_{ab}^T \mathbf{D} \mathbf{i}_{ab} = u_a i_b - u_b i_a, \end{aligned} \quad (4)$$

где  $\mathbf{D}$  – ортогональная кососимметрическая матрица поворота вектора на плоскости  $a, b$  в положительном направлении на геометрический угол  $p/2$  [3]

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix},$$

которая в соответствии с определением обладает следующими свойствами

$$\mathbf{D}^{-1} = \mathbf{D}^T = -\mathbf{D}, \quad \mathbf{D}^2 = -\mathbf{I}, \quad \det \mathbf{D} = 1, \quad (5)$$

здесь  $\mathbf{I}$  – единичная матрица размерностью  $\dim \mathbf{I} = 2 \times 2$ .

Окончательно, используя понятие алгебраического вектора мгновенной мощности

$$\mathbf{p} = \begin{bmatrix} p_{ab} & q_{ab} \end{bmatrix}^T,$$

последние два равенства преобразуются к виду

$$\mathbf{p} = (u_a \mathbf{I} - u_b \mathbf{D}) \cdot \mathbf{i}_{ab} = \begin{bmatrix} u_a & u_b \\ -u_b & u_a \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix}. \quad (6)$$

**Анализ влияния на баланс мгновенных мощностей активного и реактивного токов.** Для выделения активного и реактивного токов двумерного подпространства в  $\mathcal{R}^3$  через мгновенные составляющие мощности воспользуемся обратной матрицей

$$(u_a \mathbf{I} - u_b \mathbf{D})^{-1} = \frac{\text{adj}(u_a \mathbf{I} - u_b \mathbf{D})}{\det(u_a \mathbf{I} - u_b \mathbf{D})} = \|\mathbf{u}_{ab}\|^{-2} (u_a \mathbf{I} + u_b \mathbf{D}),$$

здесь  $\det(\cdot)$  – определитель, величина которого находится как

$$\det(u_a \mathbf{I} - u_b \mathbf{D}) = \det(u_a \mathbf{I}) + \det(-u_b \mathbf{D}) = u_a^2 + u_b^2 = \|\mathbf{u}_{ab}\|^2,$$

где  $\|\mathbf{u}_{ab}\| = \sqrt{\mathbf{u}_{ab}^T \mathbf{u}_{ab}}$  – евклидова норма двумерного алгебраического вектора напряжений,

причем в силу ортогональности линейного преобразования (1), последнее равенство также удовлетворяет условию инвариантности скалярного произведения

$$\|\mathbf{u}_{ab}\|^2 = \mathbf{u}_{ab}^T \mathbf{u}_{ab} = u_a^2 + u_b^2 = \|\mathbf{u}_{ABC}\|^2 = \mathbf{u}_{ABC}^T \mathbf{u}_{ABC} = u_A^2 + u_B^2 + u_C^2,$$

$$P_{ab} = \mathbf{u}_{ab}^T \mathbf{i}_{ab} = u_A i_A + u_B i_B + u_C i_C = \mathbf{u}_{ABC}^T \mathbf{i}_{ABC} = P_{ABC};$$

$\text{adj}(\cdot)$  – присоединенная (союзная) матрица, составленная из алгебраических дополнений с последующим транспонированием [6], которая с учетом (5) и того, что

$$\text{adj} \mathbf{I} = \mathbf{I}^T = \mathbf{I},$$

находится как [5]

$$\text{adj}(u_a \mathbf{I} - u_b \mathbf{D}) = (u_a \mathbf{I} - u_b \mathbf{D})^T = u_a \mathbf{I}^T - u_b \mathbf{D}^T = u_a \mathbf{I} + u_b \mathbf{D} = \begin{bmatrix} u_a & -u_b \\ u_b & u_a \end{bmatrix}.$$

После умножения слева обеих частей векторно-матричного уравнения (6) на  $(u_a \mathbf{I} - u_b \mathbf{D})^{-1}$  можно записать, что

$$\mathbf{i}_{ab} = (u_a \mathbf{I} - u_b \mathbf{D})^{-1} \cdot \mathbf{p} = \|\mathbf{u}_{ab}\|^{-2} (u_a \mathbf{I} + u_b \mathbf{D}) \cdot \mathbf{p},$$

или с учетом промежуточного равенства

$$u_a \mathbf{p} + u_b \mathbf{D} \mathbf{p} = P_{ab} \mathbf{u}_{ab} + Q_{ab} \mathbf{D} \mathbf{u}_{ab},$$

окончательно получаем

$$\mathbf{i}_{ab} = \|\mathbf{u}_{ab}\|^{-2} (p_{ab} \mathbf{I} + q_{ab} \mathbf{D}) \cdot \mathbf{u}_{ab} = \mathbf{i}_{abp} + \mathbf{i}_{abq}, \quad (7)$$

где  $\mathbf{i}_{abp}, \mathbf{i}_{abq}$  – алгебраические векторы-столбцы активного и реактивного мгновенных токов в двумерном подпространстве  $a, b$  соответственно

$$\mathbf{i}_{abp} = \begin{bmatrix} i_{ap} & i_{bp} \end{bmatrix}^T = \frac{p_{ab}}{\|\mathbf{u}_{ab}\|^2} \mathbf{u}_{ab} = \frac{p_{ab}}{\|\mathbf{u}_{ab}\|^2} \begin{bmatrix} u_a & u_b \end{bmatrix}^T,$$

$$\mathbf{i}_{abq} = \begin{bmatrix} i_{aq} & i_{bq} \end{bmatrix}^T = \frac{q_{ab}}{\|\mathbf{u}_{ab}\|^2} \mathbf{D} \mathbf{u}_{ab} = \frac{q_{ab}}{\|\mathbf{u}_{ab}\|^2} \begin{bmatrix} -u_b & u_a \end{bmatrix}^T.$$

Далее, проанализируем влияние алгебраического вектора  $\mathbf{i}_{abq}$  на уравнение баланса мгновенных мощностей

$$p = \mathbf{u}_{ab}^T \mathbf{i}_{ab} = u_a i_a + u_b i_b,$$

которое с учетом линейной комбинации (7) и последних равенств примет следующий вид

$$p_q = \mathbf{u}_{ab}^T \mathbf{i}_{abq} = \frac{q_{ab}}{\|\mathbf{u}_{ab}\|^2} \mathbf{u}_{ab}^T \mathbf{D} \mathbf{u}_{ab} = \frac{q_{ab}}{\|\mathbf{u}_{ab}\|^2} (u_b u_a - u_a u_b) = 0,$$

т.е.  $\mathbf{i}_{abq}$  не участвует в образовании  $p$ . При этом становится справедливым условие

$$p_{ab} = p,$$

в результате чего размерность мгновенной активной мощности задается в Ваттах [1].

По аналогии, если в равенство для модуля пространственного вектора мгновенной реактивной мощности (4) подставить алгебраический вектор активного тока  $\mathbf{i}_{abp}$ , то

$$q_{ab} = -\mathbf{u}_{ab}^T \mathbf{D} \mathbf{i}_{abp} = \frac{-p_{ab}}{\|\mathbf{u}_{ab}\|^2} \mathbf{u}_{ab}^T \mathbf{D} \mathbf{u}_{ab} = \frac{p_{ab}}{\|\mathbf{u}_{ab}\|^2} (u_a u_b - u_b u_a) = 0.$$

Полная мощность при использовании геометрической интерпретации и переходе к мгновенным значениям совпадает с формулой для евклидовой нормы двумерного алгебраического вектора  $\mathbf{p}$  и в соответствии с (6) находится как

$$s = \|\mathbf{p}\| = \sqrt{\mathbf{p}^T \mathbf{p}} = \sqrt{p_{ab}^2 + q_{ab}^2} = \sqrt{(u_a i_a + u_b i_b)^2 + (u_a i_b - u_b i_a)^2} = \|\mathbf{u}_{ab}\| \cdot \|\mathbf{i}_{ab}\|$$

Таким образом, выделенные из  $i_{ab}$  активная и реактивная составляющие отвечают только за соответствующие компоненты в алгебраическом векторе  $\mathbf{p}$  и полностью отличаются от предложенного в 1932 г. S. Fryze подхода к разделению фазного тока при помощи среднеквадратичных значений [7].

**Алгоритм компенсации.** Как было указано во введении, математическое описание баланса мгновенных мощностей в форме (6) широко используется в задачах улучшения энергетических характеристик трехфазных нелинейных несимметричных потребителей за счет использования силовых активных фильтров, подключаемых параллельно нагрузке [4], которые представляют собой полупроводниковый автономный инвертор без внешнего источника энергии, на выходе которого формируется система компенсационных воздействий  $i_{ABC}^*$ . Первоначально в соответствии с (7) вычисляются требуемые токи в осях  $a, b$

$$i_{ab}^* = (u_a \mathbf{I} - u_b \mathbf{D})^{-1} \cdot \mathbf{p}^*, \quad (8)$$

где  $\mathbf{p}^* = \begin{bmatrix} p_{ab}^* & q_{ab}^* \end{bmatrix}^T$  – задающее воздействие для компенсации неэффективной мгновенной мощности, определяемое на основе прямого измерения фазных напряжений и токов нагрузки,

а затем осуществляется обратное преобразование к  $i_A^*, i_B^*, i_C^*$ . Так как строки матрицы  $\mathbf{P}$  являются линейно независимыми, то псевдообратная матрица определяется как [3]

$$\mathbf{P}_{ab}^+ = \mathbf{P}_{ab}^T (\mathbf{P}_{ab} \mathbf{P}_{ab}^T)^{-1} = \mathbf{P}_{ab}^T \mathbf{I}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix},$$

в результате чего обратный переход выполняется в виде

$$i_{ABC}^* = \mathbf{P}^+ \cdot i_{ab}^* = \mathbf{P}^T \cdot i_{ab}^*.$$

**Заключение.** На основе рассмотренных в данном докладе основных положений современной  $p-q$  теории активной и реактивной мгновенной мощности применительно к трехфазным

системам с изолированной средней точкой представляется возможным реализовывать на базе активных силовых фильтров алгоритмы управления вида (8), осуществляя таким образом симметрирование потребляемых токов относительно соответствующих напряжений при гармонической законе изменения фазных переменных.

### Список литературы

1. Akagi H. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components / H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae // IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-20, no. 3, 1984. – pp. 625–630.
2. Akagi H. Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits / H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae // International Power Electronics Conference, Tokyo, Japan, 1983. – pp. 1375–1386.
3. Нос О.В. Математические модели преобразования энергии в асинхронном двигателе: учеб. пособие. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2008. 168 с.
4. Akagi H. Instantaneous power theory and applications to power conditioning / Hirofumi Akagi, Edson Hirokazu Watanabe, Mauricio Aredes // IEEE Press. Published by John Wiley & Sons, Inc, 2007. – p. 379.
5. Корн Г. Справочник по математике для научных работников и инженеров / Г. Корн, Т. Корн. – М.: Наука. Глав ред. физ.-мат. лит., 1970. – 720 с.
6. Беллман Р. Введение в теорию матриц. – М.: Наука. Глав ред. физ.-мат. лит., 1976. – 352 с.
7. Fryze S. Active and Apparent power in non-sinusoidal systems / S. Fryze // Przegląd Elektrot., no 7, 1931. – pp. 193–203 (In Polish).

## **ОБОБЩЕННАЯ МОДЕЛЬ ТИРИСТОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ В СОСТАВЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ**

**В.Ю. Островляничик, Д.Е. Модзелевский**

*Сибирский государственный индустриальный университет  
г. Новокузнецк*

### *Обоснование необходимости исследования*

Моделирование является универсальным средством исследования систем. В частности оно позволяет определить поведение систем при различных комплексных воздействиях и рассматривать систему в целом. Моделирование позволяет получить интегральные показатели работы систем с переменной структурой, состоящей из множества блоков, описываемых различными уравнениями, и переключаемыми по различным условиям.

К таким системам относится тиристорный преобразователь, используя который при управлении электроприводом происходит процесс, состоящий из некоторого количества частных циклов. В работах [1,2] показано, что при большой индуктивности в нагрузке тиристорного преобразователя сказываются нелинейные динамические свойства тиристора, которые существенно искажают характер переходных процессов в электроприводе, что подтверждается экспериментальными исследованиями.

Для устранения этих искажений и лианеризации динамических характеристик тиристорного преобразователя предлагается применить ряд мер, а именно: определить оптимальную форму управляющего импульса (ширина, скважность, частота заполнения) для тиристора, обеспечение форсировки управления на период проявления нелинейных свойств тиристора в зоне малых токов.

Конечные характеристики тиристорного преобразователя с применением рассмотренных мер необходимо исследовать в составе системы автоматического регулирования электропривода,

которая задает режимы работы преобразователя. Самым внутренним и быстродействующим контуром для большинства систем управления является контур тока преобразователя (для систем Г-Д контур напряжения генератора). При работе на активно-индуктивную нагрузку с большой постоянной времени контур тока содержит пропорционально-интегральный регулятор, как правило, с большим коэффициентом усиления.

Целесообразно рассматривать работы преобразователя совместно с системой управления. Нелинейности, связанные с временными задержками могут негативно сказываться на качестве управления, в некоторых случаях приводя к потере устойчивости системы или возникновению резонансных колебаний в зоне нелинейности.

#### *Структура блоков и описание компонентов модели*

На основании исследований, приведенных в [1,2], тиристорный преобразователь может быть представлен функциональной структурой, представленной на рисунке 1.

Правая часть схемы представляет модель силовой части преобразователя, которая на основе векторов управляющих импульсов  $I$  и напряжения питающей сети  $U_{сети}$ , формирует выходное напряжение преобразователя  $U_d$ , которое подается на активно-индуктивную нагрузку преобразователя. Выходом последнего блока является ток преобразователя  $i$ , который одновременно является регулируемой координатой в образованном контуре тока.

Нагрузка описывается нелинейным дифференциальным уравнением, если учитывать нелинейные динамические свойства тиристора  $R_v = f(i, S, Imp, t)$ , где  $S$  – состояние тиристора,  $Imp$  – наличие управляющего импульса,  $t$  – время. При этом свойства тиристора меняются дискретно, что позволяет использовать метод кусочно-линейной аппроксимации. Решение дифференциального уравнения при начальных условиях, соответствующих заданному интервалу, позволит получить значение тока в нагрузке тиристорного преобразователя. В общем виде ток  $i$  может быть описан выражением:

$$i = f_H(U_d, R_v, R, L, E). \quad (1)$$



Левая часть схемы представляет собой структуру устройства управления. Оно состоит из традиционных блоков, присутствующих в системах импульсно-фазового управления (СИФУ) для преобразователей с отдельным типом управления, и дополнительным блоком формирования и управления шириной импульса.

*Описание функциональных особенностей полученной структуры*

Представленная модель, учитывающая нелинейные динамические свойства тиристора, позволяет рассматривать три режима работы преобразователя:

1. Режим непрерывного тока,
2. Режим прерывистого тока,
3. Режим запираания тиристора и отсутствие тока при работе на большую индуктивность.

Также в модели имеется возможность исследовать работы тиристорного преобразователя в различных технологических режимах: реверс, ступенчатое изменение задания, насыщение регулятора и выход на ограничение напряжения преобразователя.

Представленная модель имеет достаточно большое количество связей, при этом описание различных блоков представлено разнородными уравнениями. Подобная многосвязность неудобна при анализе систем автоматического регулирования. Упростим модель, с целью выделения канала управления и определения свойств преобразователя как модуля в составе системы управления.

Некоторое количество связей в структуре (рисунок 1) необходимо для работы логического переключающего устройства и осуществления реверса тока преобразователя. Эти режимы возможно исследовать и на неревверсивной модели в зоне малых токов при нарастании тока от нуля и в моменты спада тока, что будет соответствовать работе одного моста тиристорного преобразователя. Таким способом будет создан режим, идентичный режиму реверса, при этом блоки  $f_L$ ,  $f_D$  и  $f_M$  не будут принимать участие в работе модели.



### Список литературы

[1] **Модзелевский Д.Е., Островляничик В.Ю.** Математическое моделирование тиристорного преобразователя с учетом нелинейности тиристора // Вестник кузбасского государственного технического университета, 2011 №6 (88) С.72-75.

[2] **Модзелевский Д.Е.** Анализ электромагнитных процессов работы тиристора. Построение эмпирической математической модели работы тиристора, объясняющей характер работы тиристора в зоне малых токов // Наука и молодежь: проблемы, поиски, решения Труды Всероссийской научной конференции студентов, аспирантов, молодых ученых / Под общей редакцией Л.П. Мышляева; СибГИУ. – Новокузнецк, 2009. – Вып.13 ч.4: Технические науки С. 433-437.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

<i>Введение</i> .....	3
<i>Поздравляем с юбилеем!</i> .....	4
В. Ю. Островлянчик, Т. В. Богдановская, В. А. Кубарев, Д. Е. Модзелевский <i>50 лет – этапы развития основных направлений подготовки специалистов по кафедре «Автоматизированный электропривод и промышленная электроника»</i> .....	5
И.В. Брейдо, Г.А. Эм <i>Определение рабочих областей генераторных режимов четырёхквadrантного тиристорного электропривода постоянного тока</i> .....	20
М.В. Бураков <i>Нейронные супервизоры в системах управления электроприводом</i> .....	22
В.В. Вдовин, В.В. Панкратов <i>Адаптивный наблюдатель координат состояния для бездатчикового векторного управления асинхронизированной синхронной машиной</i> .....	27
В. М. Завьялов, А. Э. Евстратов, Р. А. Кольцов <i>Дифференциальное управление моментом асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором</i> .....	35
В. Г. Каширских <i>Новый подход к диагностике электроприводов</i> .....	42
Н.Н. Клочкова, А.В. Обухова <i>Экономия энергии при использовании частотно- регулируемого электропривода</i> .....	45
В.П. Кочетков, А.В. Коловский <i>Применение теории систем с переменной структурой для управления электроприводом экскаватора</i> .....	47
А.В. Котенев, В.И. Котенев, В.В. Непомнящий, С.Н. Чугунов <i>Математическая модель механической части электропривода передвижения напольного электротранспорта с кабельным питанием</i> .....	54
П.Н.Кунинин, А.К. Мурышкин <i>Синтез оптимального канала управления полем двигателя в двухзонной системе электропривода</i> .....	56

А.В. Липин <i>Разработка математической модели взаимодействия постоянного магнита и электромагнита.....</i>	60
В. Ю. Островлянчик, М. Ф. Русских <i>Автоматический режим управления поворотной платформой экскаватора с использованием датчиков магнитного поля.....</i>	66
В. Ю. Островлянчик, М. Ф. Русских <i>Система управления электроприводами основных механизмов экскаватора.....</i>	74
В. Ю. Островлянчик, М. Ф. Русских, Н. В. Веригин <i>Двухмассовая электромеханическая система экскаваторного электропривода.....</i>	87
В.А. Отченаш, В.В. Панкратов, Д.А. Котин, В.В. Вдовин, С.С. Доманов, Г.Г. Ситников <i>Электроприводы двойного питания для шахтных подъемных машин.....</i>	94
Л.С. Пахомин <i>К построению оптимизационной модели магнитоэлектрической вентильной машины с различными конфигурациями ротора.....</i>	102
И.Ю. Семькина <i>Условия достижимости целей градиентного управления электроприводом.....</i>	104
И.Ю. Семькина, А.В. Киселев, Р.А. Кольцов <i>Испытательный комплекс для имитации нагрузок асинхронного электропривода.....</i>	109
Т. В. Богдановская, О. А. Игнатенко <i>Формализация процесса выполнения выпускных квалификационных работ для студентов электротехнического профиля.....</i>	116
А. В. Дужий <i>Методика определения частоты опроса АЦП в системах визуализации на примере технологического процесса «Подъем».....</i>	124
И. А. Ермаков <i>Опыт применения алгоритмов взаимодействия при программировании систем технологической автоматики.....</i>	133

В. В. Зимин, С. М. Кулаков, А. С. Торопчин <i>Структуризация системы управления качеством ИТ-услуг.....</i>	141
В. А. Кубарев, О. Р. Галлямова <i>Лабораторный стенд на основе программируемого логического контроллера фирмы ОВЕН.....</i>	147
П.Н. Кунинин, Г. А. Зыбенко, П.А. Евдокимов <i>Проблема создания программ лабораторных стендов с использованием шаблонов.....</i>	151
П. Н. Кунинин, Д.В. Сковыро, А.М. Ненашев, А.А. Александров <i>Двунаправленный обмен данными микроконтроллера лабораторного стенда с компьютерной моделью объекта.....</i>	156
П.Н. Кунинин, С.М. Степанов, А.А. Михайлов <i>Сигнальные процессоры фирмы TEXAS INSTRUMENTS в учебном процессе.....</i>	162
Д.В. Кунина <i>Самоуправление потокосцеплением электромагнитной системы в условиях неопределенности нелинейной индуктивности и потокосцепления.....</i>	167
Г. В. Макаров, Д. Г. Березин, Т. В. Тюжин <i>Исследование алгоритма контроля нестационарности объектов управления.....</i>	175
В. Ю. Островляничик, В. А. Кубарев <i>К вопросу об алгоритмизации системы технологической автоматики и защит шахтной подъемной установки.....</i>	181
В. Ю. Островляничик, И. Ю. Поползин <i>Метод измерения параметров в информационно-управляющей системе автоматизированного электропривода.....</i>	190
А.В. Темников <i>Использование информационной модели электроремонта в современных условиях.....</i>	201
Д. Г. Березин, Г. В. Макаров, Т. В. Тюжин, Е. В. Буркова <i>Оценивание характеристик помеховых составляющих сигналов измерительной информации для установки сжигания водоугольного топлива.....</i>	208

Ю.А. Жаров <i>Применение дросселей насыщения в электронных схемах обработки сигналов.....</i>	214
Ю.Д. Жмакин, В.А. Кузнецов, Д.А. Романов, Е.А. Будовских, В.Е. Громов <i>Построение замкнутых систем автоматического регулирования для электроустановок, обеспечивающих проведение электростимулированных технологических процессов.....</i>	218
К. А. Ивушкин, Г. В. Макаров, Д. Г. Березин, В. Ф. Евтушенко <i>Исследование свойств приведенных возмущений для установки сжигания водоугольного топлива.....</i>	221
М. В. Кипервассер, О. В. Инжелевская, Д. С. Аниканов <i>Диагностика дефектов механической части конвейерного транспорта путем автоматического контроля состояния электропривода.....</i>	227
П.А. Корнеев, В.А. Корнеев <i>Опыт эксплуатации модуля сбора данных МСД-200 в техническом устройстве по определению прочностных и деформационных свойств горных пород.....</i>	232
В.А. Кузнецов, Н.А. Сигачев, Т.М. Ермолаева, А.В. Калачев <i>Реконструкция и модернизация оборудования основных цехов производства железнодорожного проката ОАО «ЕВРАЗ ЗСМК».....</i>	236
Е. С. Кузнецова, Г. С. Свирская, Г. В. Дивин, И. О. Карачевцев <i>Анализ компенсации реактивной мощности на опорных подстанциях металлургического комбината.....</i>	243
Е. С. Кузнецова, Г. С. Свирская, Г. В. Дивин, И. О. Карачевцев <i>Анализ параметров графиков электрической нагрузки городских сетей.....</i>	245
М. А. Марченко, Г. М. Симаков <i>Управляемый асинхронный электропривод в системе регулирования разрежения котлоагрегата.....</i>	249
В.А. Негадаев <i>Определение рациональных конфигураций сети электропитания с электродвигательной нагрузкой.....</i>	256

О.В. Нос, К.А. Шалыгин <i>Основные положения <math>P-Q</math> теории мгновенной мощности трехфазных систем.....</i>	261
В.Ю. Островляничик, Д.Е. Модзелевский <i>Обобщенная модель тиристорного преобразователя в составе системы автоматического регулирования.....</i>	268

# АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД И ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

*ТРУДЫ ПЯТОЙ ВСЕРОССИЙСКОЙ  
НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКОЙ КОНФЕРЕНЦИИ*

**20-22 НОЯБРЯ 2012 г.**

Под. общ. ред.: д.т.н., проф. Островлянчика В.Ю.

Техническая редакция: Кубарев В.А., Поползин И. Ю.

Компьютерная верстка:  
Кубарев В.А., Поползин И. Ю.

Изд. лиц. ИД №01439 от 05.04.2002 г.	Формат 60x84 1/16
Подписано в печать _____	Тираж 500 экз.
Бумага писчая	Печать: ризография
Усл. печ. л. 16,21	Заказ _____
Уч.-изд. л. 16,67	

---

Сибирский государственный индустриальный университет  
654007, г. Новокузнецк, ул. Кирова, 42  
Издательский центр СибГИУ