

ОТЧЕТ

ведущего ученого о научных исследованиях, проведенных в 2016 году

Договор между Министерством образования и науки Российской Федерации, федеральным государственным автономным образовательным учреждением высшего образования "Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики" (Университет ИТМО) и Ортега Мартинес Ромео Сальвадор о выделении гранта Правительства Российской Федерации для государственной поддержки научных исследований, проводимых под руководством ведущих ученых в российских образовательных организациях высшего образования, научных учреждениях, подведомственных Федеральному агентству научных организаций, и государственных научных центрах Российской Федерации

от 04 марта 2014 г. № 14.Z50.31.0031

Область наук: Компьютерные и информационные науки

Направление научного исследования: Робастные и адаптивные системы управления, коммуникации и вычисления

Наименование лаборатории: Нелинейные адаптивные системы управления

Ведущий ученый

Ортега Мартинес Ромео Сальвадор

(подпись)

(фамилия, имя, отчество (при наличии))

СПИСОК ИСПОЛНИТЕЛЕЙ

Ведущий ученый, руководитель лаборатории	_____ (подпись, дата)	Р.С. Ортега Мартинес
Зав. кафедрой, д-р техн. наук	_____ (подпись, дата)	А.А. Бобцов
Доцент, канд. техн. наук	_____ (подпись, дата)	А.С. Кремлев
Инженер, без уч. звания	_____ (подпись, дата)	Е.А. Алтай
Профессор, д-р техн. наук	_____ (подпись, дата)	Б.Р. Андриевский
Доцент, канд. техн. наук	_____ (подпись, дата)	С.В. Арановский
Инженер, без уч. звания	_____ (подпись, дата)	Д.Н. Базылев
Инженер, без уч. звания	_____ (подпись, дата)	М.Е. Беляев
Доцент, канд. техн. наук	_____ (подпись, дата)	В.И. Бойков
Инженер, без уч. звания	_____ (подпись, дата)	О.И. Борисов
Доцент, канд. техн. наук	_____ (подпись, дата)	С.В. Быстров
Ассистент, канд. техн. наук	_____ (подпись, дата)	А.А. Ведяков

Инженер, без уч. звания	_____	С.М. Власов
	(подпись, дата)	
Инженер, без уч. звания	_____	С.А. Вражевский
	(подпись, дата)	
Инженер, без уч. звания	_____	Н.А. Вундер
	(подпись, дата)	
Инженер, без уч. звания	_____	С.О. Глаголев
	(подпись, дата)	
Инженер, без уч. звания	_____	В.С. Громов
	(подпись, дата)	
Инженер, без уч. звания	_____	Д. Добриборщ
	(подпись, дата)	
С.н.с., д-р техн. наук	_____	Д.В. Ефимов
	(подпись, дата)	
Инженер, без уч. звания	_____	М.В. Захарова
	(подпись, дата)	
Инженер, без уч. звания	_____	К.А. Зименко
	(подпись, дата)	
Инженер, без уч. звания	_____	Д.Д. Ибраев
	(подпись, дата)	
Ассистент, канд. техн. наук	_____	А.А. Капитонов
	(подпись, дата)	
Ассистент, канд. техн. наук	_____	А.О. Ключин
	(подпись, дата)	

Научный сотрудник, канд. техн. наук	_____ (подпись, дата)	С.А. Колюбин
Инженер, без уч. звания	_____ (подпись, дата)	А.Ю. Краснов
Доцент, канд. техн. наук	_____ (подпись, дата)	П.В. Кустарев
Инженер, без уч. звания	_____ (подпись, дата)	В.В. Мазулина
Инженер, без уч. звания	_____ (подпись, дата)	А.А. Маргун
Инженер, без уч. звания	_____ (подпись, дата)	А.Н. Нехороших
Проректор по науч. раб., д-р техн. наук	_____ (подпись, дата)	В.О. Никифоров
Доцент, канд. техн. наук	_____ (подпись, дата)	Н.А. Николаев
Инженер, без уч. звания	_____ (подпись, дата)	С.О. Носов
С.н.с., д-р техн. наук	_____ (подпись, дата)	Е.В. Пантелей
Инженер, без уч. звания	_____ (подпись, дата)	А.В. Паромонов
Инженер, без уч. звания	_____ (подпись, дата)	И.В. Петраневский

С.н.с., д-р техн. наук	_____	А.Ю. Погромский
	(подпись, дата)	
Г.н.с., д-р техн. наук	_____	Б.Т. Поляк
	(подпись, дата)	
С.н.с., к. ф.-м. наук	_____	А.Е. Поляков
	(подпись, дата)	
Доцент, канд. техн. наук	_____	А.А. Пыркин
	(подпись, дата)	
Доцент, канд. техн. наук	_____	О.В. Слита
	(подпись, дата)	
Инженер, без уч. звания	_____	М.С. Тарасов
	(подпись, дата)	
Инженер, без уч. звания	_____	Е.А. Тупичин
	(подпись, дата)	
Профессор, д-р техн. наук	_____	А.В. Ушаков
	(подпись, дата)	
Профессор, д-р техн. наук	_____	И.Б. Фуртат
	(подпись, дата)	
Инженер, без уч. звания	_____	М.А. Федорова
	(подпись, дата)	
Инженер, без уч. звания	_____	Т.А. Харьковская
	(подпись, дата)	
Инженер, без уч. звания	_____	Д.А. Хвостов
	(подпись, дата)	

Доцент,
канд. техн. наук

(подпись, дата)

С.А. Чепинский

Инженер,
без уч. звания

(подпись, дата)

Ю.В. Чугина

Ассистент,
канд. техн. наук

(подпись, дата)

С.В. Шаветов

Инженер,
без уч. звания

(подпись, дата)

А.Н. Щукин

Нормоконтролер

(подпись, дата)

Д.Н. Герасимов

РЕФЕРАТ

Отчет 72 с., 7 рис., 0 табл., 46 источников.

КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА: СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ, АДАПТИВНОЕ УПРАВЛЕНИЕ, РОБАСТНОЕ УПРАВЛЕНИЕ, НЕЛИНЕЙНЫЕ СИСТЕМЫ, УПРАВЛЕНИЕ В УСЛОВИЯХ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТЕЙ, СИСТЕМЫ С ЗАПАЗДЫВАНИЕМ, УПРАВЛЕНИЕ В УСЛОВИЯХ КАНАЛЬНЫХ ОГРАНИЧЕНИЙ, УПРАВЛЕНИЕ В УСЛОВИЯХ НЕУЧТЕННОЙ ДИНАМИКИ, КОМПЕНСАЦИЯ ВОЗМУЩАЮЩИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ, РОБОТОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И КОМПЛЕКСЫ.

Объектами исследования являются методы анализа и синтеза алгоритмов адаптивного и робастного управления линейными и нелинейными динамическими системами, предназначенные для автоматического регулирования различных технических систем и процессов в условиях неопределенности, запаздывания, возмущающих воздействий и канальных ограничений.

Цель исследований заключается в разработке новых методов робастного и адаптивного управления линейными и нелинейными динамическими системами, функционирующими в условиях запаздывания, неопределенностей, возмущающих воздействий и канальных ограничений, а также апробация разработанных методов на мехатронных и робототехнических комплексах различного назначения.

В ходе выполнения этапа НИР были проведены теоретические исследования и разработка новых адаптивных, робастных и нелинейных алгоритмов управления, было проведено математическое моделирование полученных теоретических методов и алгоритмов управления на линейных и нелинейных объектах, в том числе с канальными ограничениями, а также успешно проведена их апробация на различных мехатронных системах и робототехнических комплексах при управлении посредством сети интернет.

Был разработан метод стабилизации линейных систем с неизвестным запаздыванием и компенсацией синусоидальных возмущений в условиях неизмеримости вектора состояния. Параметры объекта, нижняя граница частот возмущения, верхняя граница запаздывания предполагаются известными. Параметры синусоидального возмущения (смещение, амплитуда, частота и фаза) неизвестны. Для решения данной задачи был построен наблюдатель возмущения без запаздывания, разработано устройство оценки запаздывания на основе градиентного метода и регрессионной модели и решена задача стабилизации состояния объекта в нуле с помощью обратной связи на основе предиктора с оцененным временным запаздыванием.

Синтезирована адаптивная система слежения за мультисинусоидальным сигналом в условиях наличия входного запаздывания. Предложенный метод обеспечивает асимптотическую сходимость ошибки слежения к нулю. Для демонстрации эффективности предложенного подхода проведено экспериментальное исследование в робототехническом приложении.

Предложен алгоритм повышения качества оценки нескольких частот с применением метода динамического расширения и смешивания регрессора. Проведено компьютерное моделирование, подтверждающее эффективность предложенного алгоритма.

Разработана система стабилизации сети электрических генераторов. Закон управления реализует систему слежения за эталонным значением фазы тока, используя для этого измерение относительных углов поворота роторов генераторов и регулирование напряжения на их обмотках возбуждения. Механическая мощность рассматривается как нестационарный параметр в математической модели сети, изменяющийся по гармоническому закону и отражающий влияние пульсаций механического момента, что наблюдается у генераторов, приводимых в движение поршневыми двигателями, или регулярных колебаний нагрузки сети. Параметры сети считаются неизвестными величинами, ограниченными в соответствии с физическими возможностями системы. Для компенсации влияния на работу системы параметрической неопределенности и внешних возмущений используется подход вспомогательного контура.

Решена задача синтез системы управления объектами с запаздыванием по управлению при неизмеримом векторе состояния без использования предиктора. Предложена новая параметризация уравнения объекта, применение которой позволяет синтезировать закон управления для неустойчивых объектов. Алгоритм слежения выхода объекта управления за эталонным сигналом строится на базе модифицированного алгоритма адаптации высокого порядка.

Исследована задача роботизированной автоматизации промышленных процессов в целях устранения влияния человеческого фактора на примере таких технологических процессов, как сварка, полировка поверхностей и транспортировка с реализацией нескольких уровней управления. Проведено экспериментальное исследование с использованием роботов Mitsubishi RV-3SDB, KUKA YouBot и Kawasaki FS06N.

Синтезирована система управления с насыщением роботизированной моделью лодки. Робастный алгоритм управления основан на методе “последовательный компенсатор”. Регулятор был дополнен дополнительным интегральным контуром,

который позволяет устранить статическую ошибку и реализовать схему антивиндап-коррекции в целях уменьшения перерегулирования выходной переменной.

Решена проблема сигнальной неопределенности при аналитическом конструировании последовательного компенсатора в задаче управления пьезоприводом на основе инженерного подхода Бесекерского.

Исследованы условия возникновения выбросов в линейных устойчивых системах типа «многомерный вход – многомерный выход» (МВМВ). Исследованы процессы свободного движения линейной многоканальной динамической системы по вектору ее состояния с целью изучения влияния на это поведение собственных векторов ее матрицы состояния с вещественным спектром собственных чисел.

Разработан алгоритм аналитического конструирования последовательного компенсатора в задаче управления техническим объектом с запаздыванием на основе модифицированных полиномиальных динамических моделей. Модифицирующими факторами моделей являются величина запаздывания звена с запаздыванием, присутствующего в составе объекта управления на его входе, и характеристическая частота, с помощью которой задаются все параметры полиномиальных моделей, характеризующие качества процессов в переходном и установившихся режимах.

Проанализирован фактор кратковременного прекращения нормального функционирования канальной среды в задаче цифрового дистанционного управления. Приведен алгоритм решения и исправления проблемы.

Решена задача формирования структуры собственных векторов матрицы состояния непрерывной устойчивой системы, гарантирующей отсутствие отклонения ее траекторий от монотонно убывающей кривой свободного движения. Получены условия наличия отклонений процессов по вектору состояния от монотонно убывающей кривой свободного движения непрерывной линейной устойчивой системы с матрицей состояния простой структуры. Найдено решение задачи формирования структуры собственных векторов матрицы состояния непрерывной устойчивой системы, не допускающей отклонения траекторий системы от монотонно убывающей кривой свободного движения.

Исследовано свободное движение последовательно соединенных одноступенчатых апериодических звеньев, влияние ненулевых начальных условий на свободное движение.

Предложен робастный алгоритм управления стационарными параметрически и структурно неопределенными линейными объектами при наличии внешних ограниченных возмущений. Разработанный алгоритм обеспечивает слежение выхода объекта за гладким ограниченным эталонным сигналом с заданной разработчиком точностью и за конечное время. Предполагается, что измерению доступны только скалярные вход и выход объекта,

но не их производные. Для синтеза алгоритма управления используется модифицированный алгоритм бэкстеппинга (алгоритм обратного обхода интегратора, итеративные процедуры синтеза).

Сформировано аналитическое представление регулятора непрерывного технического объекта с чистым запаздыванием, структурно представляемого в виде последовательного звена в составе технического объекта.

Предложен алгоритм идентификация вольт-амперных характеристик фотоэлектрических батарей. Предложена новая параметризация классической модели из пяти параметров, которая в комбинации с методом динамического расширения и смешивания регрессора обеспечивает быструю и точную оценку всех неизвестных параметров. Представлены численные примеры для подтверждения эффективности предлагаемого подхода.

Разработана система управления квадрокоптером в условиях ограниченных входных воздействий. Разработанный регулятор основан на декомпозиции многоканальной системы и робастном регуляторе, дополненном схемой антивиндап-коррекции.

Предложен новый подход для оценки параметров синхронного двигателя с постоянными магнитами (СДПМ). С использованием нового способа параметризации динамической модели объекта и необходимых фильтров были получены новые решения двух важнейших задач: оценка сопротивления и индуктивности обмотки статора, оценка магнитного потока с известными электрическими параметрами.

Предложен новый подход к нахождению функций Ляпунова для задач, связанных с устойчивостью вынужденных колебаний. Функции Ляпунова зависят от времени (входного воздействия) в явном виде и дают возможность обосновать устойчивость в случае, когда квадратичные функции Ляпунова не предоставляют такую возможность. В рамках исследований предложено решение задачи робастного управления нелинейными объектами с непрерывным временем как с неизвестным нестационарным запаздыванием по состоянию, так и без него. Приведены условия, при которых нелинейная система с непрерывным временем с запаздыванием по состоянию может быть приведена к нормальной форме.

Разработан метод синтеза финитных алгоритмов управления на основе исследование однородных систем и неявных функций Ляпунова. Были существенно упрощены линейные матричные неравенства, решение которых необходимо для получения параметров финитного алгоритма управления. Также были получены более качественные оценки параметров c_1 и c_2 , которые используются при синтезе алгоритма

управления. Помимо этого, в ходе исследований был получен целый ряд результатов, связанных с синтезом финитных алгоритмов управления и наблюдения для нелинейных систем, анализом устойчивости однородных систем

Решена задача стабилизации соотношения воздух-топливо в инжекторных двигателях внутреннего сгорания. Предложено два решения данной задачи, основанных на принципе обратной динамики. Первое решение состоит в построении эмпирической модели двигателя, ее идентификации и дальнейшей инверсией. Второй подход предполагает изначальное построение инверсной модели двигателя и затем ее идентификацию. Полученные регуляторы прямой связи обеспечивают компенсацию неопределенностей объекта управления, нелинейной динамики и запаздывания в канале измерения, вызванного транспортировкой выхлопных газов от клапана до датчика.

Разработаны рекомендации по возможности использования результатов НИР в реальном секторе экономики.

СОДЕРЖАНИЕ

Введение.....	14
1 Методы адаптивного и робастного управления линейными аффинными по управлению объектами с учетом специфики канальных ограничений	18
1.1 Стабилизация линейных систем с неизвестным запаздыванием и компенсацией синусоидальных возмущений	18
1.2 Адаптивная система слежения за мультисинусоидальным сигналом в условиях наличия входного запаздывания	21
1.3 Повышение качества оценки нескольких частот с применением метода динамического расширения и смешивания регрессора	23
1.4 Стабилизации сети электрических генераторов.....	25
1.5 Синтез системы управления объектами с запаздыванием по управлению	26
1.6 Реализация роботизированной автоматизации промышленных процессов в целях устранения влияния человеческого фактора	27
1.7 Синтез системы управления с насыщением роботизированной моделью лодки	29
1.8 Решение проблемы сигнальной неопределенности при аналитическом конструировании последовательного компенсатора в задаче управления пьезоприводом.....	32
1.9 Условия возникновения выбросов в линейных устойчивых системах	37
1.10 Аналитическое конструирование последовательного компенсатора в задаче управления техническим объектом с запаздыванием на основе модифицированных полиномиальных динамических моделей.....	37
1.11 Фактор кратковременного прекращения нормального функционирования канальной среды в задаче цифрового дистанционного управления	38
1.12 Задача формирования структуры собственных векторов матрицы состояния непрерывной устойчивой системы, гарантирующей отсутствие отклонения ее траекторий от монотонно убывающей кривой свободного движения.....	39
1.13 Свободное движение последовательно соединенных однопольных апериодических звеньев	40
1.14 Робастное управление линейными системами стационарными параметрически и структурно неопределенными линейными объектами при наличии внешних возмущений	41
1.15 Формирование аналитического представления регулятора непрерывного технического объекта с чистым запаздыванием	43

2	Методы адаптивного и робастного управления нелинейными аффинными по управлению объектами с учетом специфики канальных ограничений	48
2.1	Идентификация вольт-амперных характеристик фотоэлектрических батарей.....	48
2.2	Синтез системы управления квадрокоптером в условиях ограниченных входных воздействий	50
2.3	Идентификация параметров синхронного двигателя с постоянными магнитами	55
2.4	Нахождение функций Ляпунова в задачах анализа устойчивости и наблюдаемости для нелинейных систем	59
2.5	Синтез финитных алгоритмов управления. Исследование однородных систем	60
2.6	Стабилизация соотношения воздух-топливо в инжекторных двигателях внутреннего сгорания.....	62
3	Рекомендации по возможности использования результатов НИР в реальном секторе экономики.....	63
3.1	Разработка рекомендаций по возможности использования результатов исследований в реальном секторе экономики.....	63
3.2	Разработка рекомендаций и предложений по использованию результатов исследований в разработке новых и модернизации существующих научных и образовательных курсов, а также реализация результатов исследования в учебном процессе.....	65
	Заключение.....	67
	Список использованных источников.....	69

ВВЕДЕНИЕ

Существенное развитие техники и технологий, происходящее в последние годы, ведет к повышенному вниманию и востребованности интеллектуальных систем управления в промышленности и быту. Требуется, чтобы подобные системы функционировали в условиях неопределенности, запаздывания, изменяющейся окружающей среды и под воздействием возмущающих воздействий. Качество функционирования современных технических устройств и высокая экономическая эффективность внедрения программных и аппаратных средств накладывают на разработку и создание интеллектуальных систем управления строгие ограничения.

Одной из проблем, с которой сталкиваются разработчики систем управления, является регулирование объектов управления в условиях нестационарного окружения и меняющихся параметров (масса, трение и т.п.). Как правило, модели объектов управления описываются нелинейными дифференциальными уравнениями, что, в совокупности с неопределенностью модели, приводит к сложностям синтеза регуляторов на основе классических методов. В настоящий момент в промышленности преобладает использование классических многоконтурных структур с ПИ и ПИД регуляторами, которые далеко не всегда обеспечивают требуемые показатели качества для систем с неучтенной динамикой и существенным влиянием внешней среды. Большинство стандартных существующих подходов имеют строгие ограничения, которые заключаются в том, что модель объекта управления должна быть частично линейна или близка к линейной. Это, в свою очередь, затрудняет и ограничивает использование данных методов на практике.

Для соответствия требуемым показателям качества системы управления, функционирующие в условиях, максимально приближенных к реальным, должны обладать адаптивными и робастными свойствами. Адаптивность системы управления заключается в автоматической настройке параметров регулятора в процессе функционирования, в то время как робастность обеспечивает определенную точность работы системы даже в случае неточно известной математической модели. Данные свойства позволяют управлять сложными техническими объектами в условиях запаздывания, возмущающих воздействий, параметрических, функциональных и структурных неопределенностей.

На сегодняшний день существуют различные подходы и алгоритмы построения интеллектуальных систем управления для ряда задач: управление линейными параметрически неопределенными объектами, компенсация гармонических возмущений, стабилизация нелинейных объектов и т.д. Однако до сих пор не существует

универсальных алгоритмов и методов робастного и адаптивного управления, которые были бы широко распространенными и реализованными на практике. С одной стороны это связано с тем, что разработка подобных универсальных методов требует получения трудоемких научно-теоретических результатов. С другой стороны, практическая реализация данных методов крайне сложна и громоздка.

В связи с этим, разработка современных универсальных интеллектуальных методов робастного и адаптивного управления, которые обладают простотой инженерной реализации, представляется актуальной и востребованной задачей. Подобные подходы могут найти широкое применение в промышленности и быту при регулировании различными техническими системами.

Одной из наиболее сложных задач современной теории управления является разработка методов адаптивного и робастного управления при неточном математическом описании нелинейного объекта управления, функционирующего в условиях внешних и внутренних возмущающих воздействий.

В качестве яркого примера нелинейной системы с параметрическими и структурными неопределенностями может быть представлен промышленный робототехнический манипулятор. Если параметры переносимого роботом груза выходят за допустимые значения, указанные в паспортных характеристиках манипулятора, то такие показатели качества функционирования, как скорость и точность отработки спланированных желаемых траекторий, существенно снизятся. Влияние неизвестной формы и большой массы перемещаемого манипулятором груза может быть рассмотрено как внешнее возмущение или как варьирование параметров робота. В последнем случае изменение математической модели проявляется в изменении моментов инерции и массы схвата или последнего звена манипуляционного устройства. Таким образом, для обеспечения высокого качества работы, система управления роботом должна обладать достаточным уровнем робастности и/или адаптации. Существует целый ряд других механических объектов, для которых разработка робастных и адаптивных алгоритмов управления также является открытой и весьма актуальной задачей. Среди подобных объектов можно выделить беспилотные летательные аппараты, экзоскелеты, антропоморфные роботы. Для данных объектов разработка методов робастного и адаптивного управления является нетривиальной задачей и для ее решения следует привлекать численные методы, средства теории оптимизации, математического моделирования и др.

Отдельным классом систем, представляющих особый интерес, являются гибридные системы, характеризующиеся наличием непрерывной нелинейной и дискретной

составляющих в математической модели. В качестве примера подобных систем можно привести двуногого шагающего робота, поскольку динамика маховой стадии одной ноги описывается непрерывными нелинейными дифференциальными уравнениями, а момент смены ног можно упрощенно представить в виде дискретного переключения с соответствующим преобразованием координат. Разработка алгоритмов адаптации для гибридных систем зачастую производится на основе анализа траекторий с использованием сечений Пуанкаре.

Традиционные подходы к синтезу регуляторов, обеспечивающих компенсацию внешних и внутренних возмущений, характеризуются повышением порядка астатизма системы, использованием интегральных регуляторов или же встраиванием известной модели возмущающего воздействия (комбинированные регуляторы). Однако использование подобных методов имеет ряд ограничений, поскольку в данных методах предполагается, что возмущения являются измеримыми, ограниченными или имеют известный закон изменения параметров. В отличие от вышеуказанных стандартных подходов, применение методов адаптивного управления обеспечит компенсацию возмущающих воздействий, которые имеют неизвестную ограниченную нерегулярную и неопределенную регулярную составляющие, а также позволит системе работать в условиях запаздывания.

Другая важная задача, которая стоит перед разработчиками в современной теории управления, заключается в управлении линейными и нелинейными системами в условиях канальных ограничений и запаздывания. Современные структуры регулирования, позволяющие решать задачи управления в подобных условиях, характеризуются трудоемкой настройкой параметров и требуют достаточно высокого уровня знаний у инженеров. При этом все так же остро стоит задача управления в случае неточного математического описания системы, подверженной влиянию возмущений. В связи с этим, весьма актуальной задачей является разработка более мощных интеллектуальных систем управления с автоматическим расчетом параметров контроллеров. Автоматический расчет параметров, который производится в режиме реального времени, зависит от требований и ограничений на точность отработки желаемых траекторий системы, ее быстродействие и пр.

Стоит отметить, что в последние годы возрос интерес к управлению более простыми объектами, для которых разработано множество стандартных способов управления, в сложных условиях функционирования. При этом в случае бессенсорного управления, когда имеется лишь минимальный набор датчиков, а также в условиях присутствия неопределенностей классические методы не могут быть применены по

нескольким причинам. В первую очередь, это связано с неточно известной математической моделью объекта. Во-вторых, при бессенсорном управлении часть переменных состояния объекта также становится неизвестной. Таким образом, задача управления в данных условиях сводится к адаптивному оцениванию неизвестных параметров модели с последующей разработкой наблюдателей состояния объекта.

Таким образом, целью исследований, проводимых на данном этапе НИР, является совершенствование существующих и разработка новых методов робастного и адаптивного управления линейными, нелинейными и гибридными динамическими системами, которые функционируют в условиях, максимально приближенных к реальным, и характеризуются наличием неопределенностей, запаздывания, возмущающих воздействий и канальных ограничений, а также апробация разработанных методов на практике.

Задачи, поставленные в рамках исследований, были определены, исходя из состояния исследуемой области, и заключались в разработке методов и алгоритмов:

- робастного управления;
- адаптивного управления;
- компенсации возмущений;
- управления в условиях запаздывания;
- управления в условиях параметрических, сигнальных и структурных неопределенностей;
- интеллектуальных систем управления;
- управления в условиях канальных ограничений;
- апробация полученных методов и алгоритмов управления.

1 Методы адаптивного и робастного управления линейными аффинными по управлению объектами с учетом специфики канальных ограничений

1.1 Стабилизация линейных систем с неизвестным запаздыванием и компенсацией синусоидальных возмущений

Исследуется задача стабилизации линейных объектов в условиях неизмеримости вектора состояния, внешнего синусоидального возмущения и неизвестного постоянного запаздывания. Параметры объекта, нижняя граница частот возмущения, верхняя граница запаздывания предполагаются известными. В то время как параметры синусоидального возмущения (смещение, амплитуда, частота и фаза) неизвестны. Задача выполнена в несколько шагов. Во-первых, построен наблюдатель возмущения без запаздывания, основанный на оценке частот. Во-вторых, разработано устройство оценки запаздывания на основе градиентного метода и регрессионной модели, с помощью которого оценивается точное значение запаздывания. В-третьих, выполнена задача стабилизация состояния объекта в нуле с помощью обратной связи на основе предиктора с оцененным временным запаздыванием. Представлен пример, подтверждающий справедливость полученных теоретических результатов.

Рассмотрим систему

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t - D) + B\delta(t), \\ y(t) &= Cx(t) + \alpha\delta(t),\end{aligned}\tag{1.1.1}$$

где $x \in \mathbb{R}^n$ – вектор состояния, чьи элементы неизмеримы, кроме выходной переменной $y(t)$, $u(t)$ – скалярный вход с начальными условиями $u(t - D) = 0$ для $t < D$, $D \geq 0$ – неизвестное постоянное запаздывание, A, B, C – матрицы с известными параметрами, α – известное число. Возмущение $\delta(t)$ представлено как

$$\delta(t) = \sigma + \mu \sin(\omega t + \phi)\tag{1.1.2}$$

где $\sigma, \mu, \omega, \phi$ – неизвестные параметры.

Цели работы следующие:

- разработка адаптивного наблюдателя внешнего возмущения, обеспечивающего экспоненциальную сходимость ошибки $\tilde{\delta}(t) = \delta(t) - \hat{\delta}(t)$ к нулю

$$|\tilde{\delta}(t)| \leq \rho_1 e^{-\beta_1 t},\tag{1.1.3}$$

где $\rho_1, \beta_1 > 0$;

- разработка устройства оценки неизвестного временного запаздывания, обеспечивающего экспоненциальную сходимость ошибки $\tilde{D}(t) = D(t) - \hat{D}(t)$ к нулю

$$|\tilde{D}(t)| \leq \rho_2 e^{-\beta_2 t},\tag{1.1.4}$$

где $\rho_2, \beta_2 > 0$;

- экспоненциальная стабилизация состояния объекта на основе выходного сигнала $y(t)$ и полученной (на предыдущем шаге) оценки временного запаздывания D с компенсацией возмущения, влияющего на вход и выход системы

$$\|x(t)\| \leq \rho_3 e^{-\beta_3 t} \quad (1.1.5)$$

где $\rho_3, \beta_3 > 0$.

Наблюдатель возмущения задан в виде

$$\begin{aligned} \hat{\delta}(t) &= \frac{a_0}{b_0} \hat{\xi}_1(t) + \frac{\bar{k}_p(t) \hat{\xi}_2(t) + \bar{k}_d(t) \hat{\xi}_3(t)}{\eta_M(t)}, \\ \bar{k}_p(t) &= \cos(\hat{\varphi}(t)), \quad \bar{k}_d(t) = -\frac{\sin(\hat{\varphi}(t))}{\eta_\omega(t)}, \\ \eta_M(t) &= \begin{cases} \hat{M}(t), & \text{for } \hat{M}(t) \geq M_0 \\ M_0, & \text{otherwise,} \end{cases} \\ \hat{M}(t) &= \left| \frac{\gamma_0}{\gamma(j\hat{\omega}(t))} \frac{b(j\hat{\omega}(t))}{a(j\hat{\omega}(t))} \right|, \\ \hat{\varphi}(t) &= \arg \left(\frac{\gamma_0}{\gamma(j\hat{\omega}(t))} \frac{b(j\hat{\omega}(t))}{a(j\hat{\omega}(t))} \right) \end{aligned} \quad (1.1.6)$$

Вместе с устройством оценки частот

$$\hat{\omega} = \sqrt{|\hat{\theta}|}, \quad \hat{\theta} = \chi + k\xi\ddot{\xi}, \quad \dot{\chi} = -k\xi^2\hat{\theta} - k\xi^2, \quad (1.1.7)$$

где $k > 0$, гарантирует

$$|\tilde{\omega}(t)| \leq \rho_1 e^{-\beta_1 t}, \quad \rho_1, \beta_1 > 0, \quad \forall t \geq 0, \quad (1.1.8)$$

где $\tilde{\omega} = \omega - \hat{\omega}$, и обеспечивает экспоненциальную сходимость ошибки наблюдения $\tilde{\delta}(t) = \delta(t) - \hat{\delta}(t)$ к нулю

$$|\tilde{\delta}(t)| \leq \rho_1 e^{-\beta_1 t}, \quad (1.1.9)$$

где $\rho_1, \beta_1 > 0$. Цель 1 выполнена.

Следующая задача - оценка запаздывания. Рассмотрим наблюдатель вида

$$\dot{\hat{\zeta}}_D(t) = A\hat{\zeta}_D + Bu(t) + L(y(t) - C\hat{\zeta}_D(t) - \alpha\hat{\delta}(t)), \quad (1.1.10)$$

где вход $u(t)$ выбран как $u(t) = \bar{\mu} \sin(\bar{\omega} t)$, $\bar{\omega} \leq 2\pi/D_{\max}$, $\bar{\mu} > 0$.

Рассмотрим ошибку

$$\tilde{y}_D = y(t) - C\hat{\zeta}_D(t) - \alpha\hat{\delta}(t) = \theta_1 \varpi_1 + \theta_2 \varpi_2, \quad (1.1.11)$$

где

$$\begin{aligned}\varpi_1 &= W(p)\bar{\mu}\sin(\bar{\omega} t), \quad \varpi_2 = -W(p)\bar{\mu}\cos(\bar{\omega} t), \\ \theta_1 &= \cos(\bar{\omega} D) - 1, \quad \theta_2 = \sin(\bar{\omega} D),\end{aligned}$$

передаточная функция

$$W(p) = C(pI - (A - LC))^{-1}B. \quad (1.1.12)$$

В соответствии со стандартным градиентным методом используем регрессионную модель

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\theta}}_1 &= \gamma\varpi_1(\check{y}_D - \hat{\theta}_1\varpi_1 - \hat{\theta}_2\varpi_2), \\ \dot{\hat{\theta}}_2 &= \gamma\varpi_2(\check{y}_D - \hat{\theta}_1\varpi_1 - \hat{\theta}_2\varpi_2),\end{aligned} \quad (1.1.13)$$

с некоторым настроечным коэффициентом $\gamma > 0$, который обеспечивает экспоненциальную устойчивость

$$\begin{aligned}|\tilde{\theta}_1(t)| &= |\theta_1 - \hat{\theta}_1(t)| \leq \rho_4 e^{-\beta_4 t}, \\ |\tilde{\theta}_2(t)| &= |\theta_2 - \hat{\theta}_2(t)| \leq \rho_5 e^{-\beta_5 t},\end{aligned}$$

с некоторыми положительными числами $\rho_4, \beta_4, \rho_5, \beta_5 > 0$. Цель 2 выполнена.

Оценка \hat{D} может быть получена следующим образом:

$$\hat{D}(t) = \begin{cases} \arccos(1 + \hat{\theta}_1)/\bar{\omega}, & \text{для } \hat{\theta}_2(t) \geq 0 \\ (2\pi - \arccos(1 + \hat{\theta}_1))/\bar{\omega}, & \text{иначе.} \end{cases}$$

Рассмотрим следующий наблюдатель возмущения, учитывающий запаздывание:

$$\begin{aligned}\hat{\delta}(t + D) &= \frac{a_0}{b_0}\hat{\xi}_1(t) + \frac{k_p(t)\hat{\xi}_2(t) + k_d(t)\hat{\xi}_3(t)}{\eta_M(t)}, \\ k_p(t) &= \cos(D\hat{\omega}(t) - \hat{\varphi}(t)), \\ k_d(t) &= \frac{\sin(D\hat{\omega}(t) - \hat{\varphi}(t))}{\eta_\omega(t)}\end{aligned} \quad (1.1.14)$$

и второй наблюдатель

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\zeta}}(t) &= A\hat{\zeta} + B\psi(t - D) + L\check{u}(t), \\ \hat{v}(t) &= C\hat{\zeta}(t) + \alpha\hat{\delta}(t),\end{aligned} \quad (1.1.15)$$

совместно с сигналом управления

$$u(t) = -\hat{\delta}(t + D) + \psi(t), \quad (1.1.16)$$

где $\psi(t)$ задан как

$$\psi(t) = Ke^{AD}\hat{\zeta}(t) + K \int_{t-D}^t e^{A(t-\tau)} B\psi(\tau) d\tau. \quad (1.1.17)$$

В итоге траектории всей системы ограничены и цель 3 выполнена.

Отметим, что запаздыванием характеризуются технические системы, которые используют сеть Интернет в качестве канала связи. В работе [1] представлен численный пример, подтверждающий работоспособность теоретических результатов.

1.2 Адаптивная система слежения за мультисинусоидальным сигналом в условиях наличия входного запаздывания

Ставится задача адаптивного слежения за неизвестным мультигармоническим сигналом. На сигнал управления действует известное запаздывание. Допускается, что все параметры объекта управления известны. Для демонстрации эффективности предложенный подход внедрён в робототехническом приложении. Подробное описание экспериментальных результатов представлено в работе [2]. Кроме того, приведено сравнение данного алгоритма с пропорциональным регулятором. Отметим, что запаздыванием характеризуются технические системы, которые используют сеть Интернет в качестве канала связи.

Рассмотрим задачу слежения за неизвестным мультисинусоидальным сигналом для линейной системы в условиях запаздывания по управлению и наличии внешнего возмущающего воздействия:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t - h), \quad (1.2.1)$$

$$y(t) = Cx(t), \quad (1.2.2)$$

$$e(t) = g(t) - y(t), \quad (1.2.3)$$

где $x \in R^n$ – вектор состояния, $u \in R$ – сигнал управления, h – известное постоянное запаздывание, $y \in R$ – выход системы, $g \in R$ – задающий сигнал в виде желаемого выхода системы, определяемого целью функционирования, $e \in R$ – ошибка слежения за задающим сигналом, $A_{n \times n}$ – матрица состояния, $B_{n \times 1}$ – матрица входов управления, $C_{1 \times n}$ – матрица выхода.

Для сигнала управления справедливо $u(t-h)=0$ для $t < h$.

В роли задающего сигнала выступает мультисинусоидальный сигнал со смещением σ^g

$$g(t) = \sigma^g + \sum_{j=1}^{l_2} \mu_j^g \sin(\omega_j^g t) + \nu_j^g \cos(\omega_j^g t), \quad (1.2.4)$$

состоящий из l_2 гармоник с неизвестными амплитудами μ_j^g и ν_j^g , и частотами ω_j^g , $j = \overline{1, l_2}$ – номер гармоники.

Ставится задача слежения за задающим сигналом $g(t)$, которая состоит в синтезе закона управления u , обеспечивающего асимптотическую сходимость к нулю ошибки слежения (1.2.3)

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |e(t)| = 0, \quad (1.2.5)$$

с учетом следующих допущений:

Допущение 1. Все параметры системы (1.2.1)-(1.2.2) известны.

Допущение 2. Тройка матриц (A, B, C) полностью управляемая и наблюдаемая.

Допущение 3. Известна нижняя граница частот ω_0 для задающего сигнала $g(t)$ и возмущающего воздействия $\delta(t)$

$$\begin{aligned}\omega_i^\delta &\geq \omega_0, & i &= \overline{1, l_1}, \\ \omega_j^g &\geq \omega_0, & j &= \overline{1, l_2}.\end{aligned}$$

Допущение 4. Все частоты $\omega_i^\delta, i = \overline{1, l_1}$ и $\omega_j^g, j = \overline{1, l_2}$ различны.

На основе имеющихся данных, предлагается использование закона управления следующего вида:

$$u(t) = \hat{\sigma}^u + \sum_{j=1}^{l_2} \kappa_j^u \sin(\hat{\omega}_j^g t) + \zeta_j^u \cos(\hat{\omega}_j^g t), \quad (1.2.6)$$

где коэффициенты

$$\begin{aligned}\kappa_j^u &= \hat{\mu}_j^u \cos(\hat{\omega}_j^g h) - \hat{\nu}_j^u \sin(\hat{\omega}_j^g h), \\ \zeta_j^u &= \hat{\mu}_j^u \sin(\hat{\omega}_j^g h) + \hat{\nu}_j^u \cos(\hat{\omega}_j^g h).\end{aligned} \quad (1.2.7)$$

Данный алгоритм был применен для слежения трехзвенным роботом-манипулятором, оборудованным системой технического зрения, за подвижным изображением на экране. Управление роботом осуществлялось по сигналам, связанным с рассогласованием по углам слежения. В рамках апробации разработанных алгоритмов предполагается, что изменение угла места и азимута подвижного объекта может быть приближенно описано с помощью синусоидальных функций. Так как слежение осуществляется по двум осям, для ориентации камеры используется два последних звена манипулятора. Последнее звено манипулятора вращается вокруг вертикальной оси локальной системы координат звена, а предпоследнее - по горизонтальной.

Было проведено экспериментальное исследование разработанного алгоритма в задаче слежения, с запаздыванием в канале связи равным 2,5 секунды, где задающее воздействие представляло собой для первого канала сумму двух гармоник, а для второго канала одну гармоническую функцию. Результаты экспериментов показывают работоспособность предложенного подхода и его эффективность. Было продемонстрировано, что увеличение запаздывания в канале связи в некоторых пределах не оказывает существенного влияния на величину ошибки слежения в установившемся режиме. Отдельно стоит отметить, что при синтезе регулятора использовалась

приближенная модель объекта управления, что показывает работоспособность разработанного алгоритма при наличии параметрических неопределенностей.

1.3 Повышение качества оценки нескольких частот с применением метода динамического расширения и смешивания регрессора

Исследуется задача повышения качества оценки нескольких частот. Во-первых, рассматривается подход, основанный на градиентном методе, обеспечивающий глобальную экспоненциальную сходимость. Затем был применен метод динамического расширения и смешивания регрессора для улучшения качества переходных процессов базового подхода и обеспечения нестрогой монотонности ошибок оценок. В статье [3] продемонстрированы результаты моделирования для подтверждения преимуществ предлагаемого решения.

Рассмотрим измеряемый скалярный сигнал:

$$u(t) = \sum_{i=1}^N A_i \sin(\omega_i t + \varphi_i), \quad (1.3.1)$$

где $t \geq 0$, $A_i > 0$, $\varphi_i \in [0 \ 2\pi)$ и $\omega_i > 0$ – неизвестные амплитуды, фазы и частоты, соответственно, $i \in \bar{N} := \{1, 2, \dots, N\}$, N – количество частот в сигнале.

Целью является оценка частот, т.е. нахождение отображения $\Psi: \mathbb{R}^1 \times \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}^1$ и $\Theta: \mathbb{R}^1 \rightarrow \mathbb{R}^N$ такой, что оценщик

$$\begin{aligned} \dot{\chi}(t) &= \Psi(\chi(t), u(t)), \\ \hat{\theta}(t) &= \Theta(\chi(t)), \end{aligned} \quad (1.3.2)$$

Обеспечивает $\lim_{t \rightarrow \infty} |\hat{\theta}(t) - \theta| = 0$.

Оценщик нескольких частот выбран в форме:

$$\hat{\theta}(t) = K_\theta \phi(t) (y(t) - \phi^T(t) \hat{\theta}(t)), \quad (1.3.3)$$

где $K_\theta \in \mathbb{R}^{N \times N}$, $K_\theta > 0$ обеспечивает экспоненциальную сходимость оценок $\hat{\theta}(t)$.

Рассмотрим линейную систему

$$\rho(t) = m^T(t)r, \quad (1.3.4)$$

где $\rho \in \mathbb{R}$ и $m \in \mathbb{R}^q$ – измеряемые ограниченные сигналы и $r \in \mathbb{R}^q$ – вектор неизвестных постоянных параметров, подлежащих оценке. В соответствии со стандартным градиентным методом имеем

$$\dot{\hat{r}}(t) = K_r m(t) (\rho(t) - m^T(t) \hat{r}(t)), \quad (1.3.5)$$

с положительно определенным коэффициентом адаптации $K_r \in \mathbb{R}^{q \times q}$ имеем уравнение для ошибки

$$\dot{\tilde{r}}(t) = -K_r m(t) m^T(t) \tilde{r}(t), \quad (1.3.6)$$

где $\tilde{r}(t) := \hat{r}(t) - r$ - ошибка оценивания параметров.

В работе [3] предлагается следующая процедура динамического расширения и смешивания регрессора (ДРРС). Первый шаг в ДРРС заключается во введении $q - 1$ линейных, \mathcal{L}_∞ -устойчивых операторов $H_i: \mathcal{L}_\infty \rightarrow \mathcal{L}_\infty$, $i \in \{1, 2, \dots, q - 1\}$, чьи выходы для любого ограниченного входа могут быть декомпозированы

$$(\cdot)_{f_i}(t) := [H_i(\cdot)](t) + \varepsilon_t, \quad (1.3.7)$$

где ε_t - экспоненциально затухающий член.

Следующим элементом являются операторы запаздывания, а именно:

$$[H_i(\cdot)](t) := (\cdot)(t - d_i), \quad (1.3.8)$$

где $d_i > 0$.

Теперь применим эти операторы для регрессионного уравнения, чтобы получить фильтрованную регрессию

$$\rho_{f_i}(t) = m_{f_i}^T(t)r. \quad (1.3.9)$$

Комбинируя исходное регрессионное уравнение с $q - 1$ фильтрованными регрессиями построим расширенную регрессионную систему

$$R_e(t) = M_e(t)r, \quad (1.3.10)$$

где $R_e \in \mathbb{R}^q$ и $M_e \in \mathbb{R}^{q \times q}$ заданы как

$$R_e(t) := \begin{bmatrix} \rho(t) \\ \rho_{f_1}(t) \\ \vdots \\ \rho_{f_{q-1}}(t) \end{bmatrix}, \quad M_e(t) := \begin{bmatrix} m^T(t) \\ m_{f_1}^T(t) \\ \vdots \\ m_{f_{q-1}}^T(t) \end{bmatrix}.$$

Рассмотрим q -размерную линейную регрессию $\dot{\tilde{r}}(t) = -K_r m(t) m^T(t) \tilde{r}(t)$, где $\rho(t)$ и $m(t)$ - известные ограниченные функции от времени и $r \in \mathbb{R}^q$ - вектор неизвестных параметров. Введем $q - 1$ линейных, \mathcal{L}_∞ -устойчивых операторов $H_i: \mathcal{L}_\infty \rightarrow \mathcal{L}_\infty$, $i \in \{1, 2, \dots, q - 1\}$. Определим вектор R_e и матрицу M_e . Затем рассмотрим оценщик

$$\hat{r}_i = k_i \psi_m(t) (R_i(t) - \psi_m(t) \hat{r}_i), \quad i \in \bar{q}, \quad (1.3.11)$$

где $k_i > 0$, $\psi_m(t)$ и $R(t)$. Следующие выражения выполняются:

$$\psi_m(t) \notin \mathcal{L}_2 \Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{r}_i(t) = 0, \quad \forall i \in \bar{q}. \quad (1.3.12)$$

Более того, если $\psi_m(t) \in PE$, тогда $\tilde{r}_i(t)$ стремится к нулю экспоненциально быстро.

Следуя представленной процедуре, введем $N - 1$ линейных, \mathcal{L}_∞ -устойчивых операторов запаздывания $[H_i(\cdot)](t) := (\cdot)(t - d_i)$, $i \in \{1, 2, \dots, N - 1\}$, где $d_i > 0$ и $d_i \neq d_j$ для $i \neq j$, и определим $N - 1$ фильтрованных сигналов

$$\begin{aligned} \phi_{f_i}(t) &= \phi(t - d_i), \\ y_{f_i}(t) &= y(t - d_i). \end{aligned} \quad (1.3.13)$$

Затем разделяя эти сигналы на $y(t)$ и $\phi(t)$ построим

$$Y_e(t) := \begin{bmatrix} y(t) \\ y_{f_1}(t) \\ \vdots \\ y_{f_{N-1}}(t) \end{bmatrix}, \quad \Phi_e(t) := \begin{bmatrix} \phi^T(t) \\ \phi_{f_1}^T(t) \\ \vdots \\ \phi_{f_{N-1}}^T(t) \end{bmatrix},$$

где $Y_e(t)$ - вектор размерности $N \times 1$ и $\Phi_e(t)$ - матрица размерности $N \times N$. Определяя

$$\psi_\phi(t) := \det\{\Phi_e(t)\}, \quad Y(t) = \text{adj}\{\Phi_e(t)\}Y_e(t),$$

получим набор N скалярных уравнений

$$Y_i(t) = \psi_\phi(t)\theta_i. \quad (1.3.14)$$

Затем основной дифференциатор заменен на

$$\hat{\theta}_i(t) = \gamma_i \psi_\phi(t)(Y_i(t) - \psi_\phi(t)\hat{\theta}_i(t)),$$

где $\gamma_i > 0, i \in \bar{N}$.

Рассмотрим мультисинусоидальный сигнал. Определим $y(t)$ и $\phi(t)$. Выберем $N - 1$ параметров $d_i, i = \{1, 2, \dots, N - 1\}$ и вычислим $Y_e(t)$ и $\Phi_e(t)$. Если параметры d_i выбраны такими, что $\psi_\phi(t) \notin \mathcal{L}_2$, где $\psi_\phi(t)$ определена

$$\psi_\phi(t) := \det\{\Phi_e(t)\}, \quad (1.3.15)$$

тогда алгоритм оценки

$$\hat{\theta}_i(t) = \gamma_i \psi_\phi(t)(Y_i(t) - \psi_\phi(t)\hat{\theta}_i(t)) \quad (1.3.16)$$

с $Y(t) = \text{adj}\{\Phi_e(t)\}Y_e(t)$ гарантирует для $i \in \bar{N}$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |\hat{\theta}_i(t) - \theta_i| = 0; \quad (1.3.17)$$

$\hat{\theta}_i(t)$ - нестрого монотонна и $|\tilde{\theta}_i(t)|$ невозрастающая.

Более того, если $\psi_\phi(t) \in PE$, тогда $\hat{\theta}_i(t)$ сходится к θ_i экспоненциально быстро.

В статье [3] представлен численный пример, подтверждающий эффективность предлагаемого подхода.

1.4 Стабилизация сети электрических генераторов

В теории автоматического управления не теряет актуальности задача повышения надежности и эффективности управления процессами генерации электроэнергии. Общая надежность функционирования энергосети обеспечивается за счет надежности энергоснабжения, для чего необходимо поддерживать бесперебойность поставки электроэнергии конечным потребителям, четкое взаимодействие всех составляющих электроэнергетическую систему объектов. Эффективность работы можно повысить путем более четкого контроля и регулирования компонентов сети, в частности, электрических

генераторов. Это позволит снизить требуемые резервы мощностей и масштаб потерь в случае аварийных ситуаций.

На сегодняшний день предложено множество подходов, реализующих качественное управление генераторами электроэнергии. Децентрализованный алгоритм управления использует линеаризацию обратной связью и робастный алгоритм управления для стабилизации сети генераторов. Также используется синергетический подход для синтеза нелинейного адаптивного управления, которое компенсирует изменение электрической мощности в сети, вызванное изменением нагрузки.

Отметим, что для реализации многих алгоритмов требуется полное или частичное знание параметров сети и измерения полного вектора состояния генераторов. Кроме того, в используемых моделях сетей механическая мощность принята за константу.

В работах [4], [5] решается задача стабилизации электрического генератора. Расширяя проблему на генераторы, объединенные в общую сеть, о стабильности которой можно говорить при согласованности их работы, поэтому синтезируемое управление вводится с целью синхронизации электрической сети и гарантирования устойчивости ее функционирования. Алгоритм реализует систему слежения за эталонным значением фазы тока, используя для этого измерение относительных углов поворота роторов генераторов и регулирование напряжения на их обмотках возбуждения.

Механическая мощность рассматривается как нестационарный параметр в математической модели сети, изменяющийся по гармоническому закону и отражающий влияние пульсаций механического момента, что наблюдается у генераторов, приводимых в движение поршневыми двигателями, или регулярных колебаний нагрузки сети. Параметры сети считаются неизвестными величинами, ограниченными в соответствии с физическими возможностями системы. Для компенсации влияния на работу системы параметрической неопределенности и внешних возмущений используется подход вспомогательного контура. В работах [4], [5] приведены результаты моделирования, иллюстрирующие работоспособность разработанного алгоритма.

1.5 Синтез системы управления объектами с запаздыванием по управлению

По способу реализации системы управления объектами с запаздыванием по управлению можно условно разделить на два вида: одноконтурные и двухконтурные. Впервые были предложены двухконтурные системы управления, где в первом контуре осуществлялся прогноз регулируемой величины на время запаздывания, а во втором обеспечивалось выполнение поставленного целевого условия. Позже были предложены одноконтурные схемы управления, где исключался первый контур (предиктор). Стоит

отметить, что, как правило, достоинства двухконтурной схемы управления состоят в применении предиктора, который позволяет получить модель объекта, не содержащую запаздывание. Поэтому для дальнейшего синтеза можно использовать любые решения, разработанные для объектов без запаздывания. Однако расчет и реализация двухконтурной системы управления может быть достаточно громоздкой и динамический порядок регулятора высокий. Одноконтурная же система управления отличается простотой реализации и расчета, при этом динамический порядок регулятора не высокий.

Впервые решение задачи прогноза регулируемой величины на время запаздывания было предложено Смитом. Решение строилось на введении контура (предиктора Смита) параллельно объекту, который позволял получить новую модель объекта, не содержащую запаздывания. Позже, для непрерывных объектов был также предложен регулятор Ресвика, для дискретных систем предиктор Цыпкина. Однако, данные предикторы были получены при предположениях о знании параметров модели объекта, его устойчивости и минимальной фазовости. Среди многочисленных решений, полученных для прогноза регулируемой величины на время запаздывания, предиктор Смита (включая его модификации) получил наиболее широкое распространение.

В работе [6] решается задача адаптивного управления объектами с известным запаздыванием во входном сигнале без использования предиктора. Решение ищется при измерении только выхода объекта, но не его производных. Приводятся результаты численного моделирования, иллюстрирующие работоспособность предложенной схемы. Отметим, что запаздыванием характеризуются технические системы, которые используют сеть Интернет в качестве канала связи.

1.6 Реализация роботизированной автоматизации промышленных процессов в целях устранения влияния человеческого фактора

Предмет исследования – реализация роботизированной автоматизации промышленных процессов путем реализации кибер-физической системы, в целях устранения влияния человеческого фактора. В работе [7] рассмотрены такие технологические процессы, как сварка, полировка поверхностей и транспортировка, которые смоделированы на базе кафедры Систем Управления и Информатики Университета ИТМО. В исследовании использовались: промышленный шестизвенный манипулятор Kawasaki FS06N, шестизвенный робот-манипулятор Mitsusishi MELFA RV-3SDB, пятизвенный робот на мобильной платформе с четырьмя всенаправленными колесами KUKA YouBot. Схема взаимосвязей представлена на рисунке 1.6.1. Реализованы три уровня управления:

- стратегический, представляет собой основную часть, центральное программное обеспечение управления на базе пакета программ Matlab, используемый для настройки сети и координации роботов между операциями;
- тактический, отвечает за управление каждым роботом по отдельности;
- локальный, предназначенный для непосредственного управления исполнительными механизмами и получения информации от датчиков.

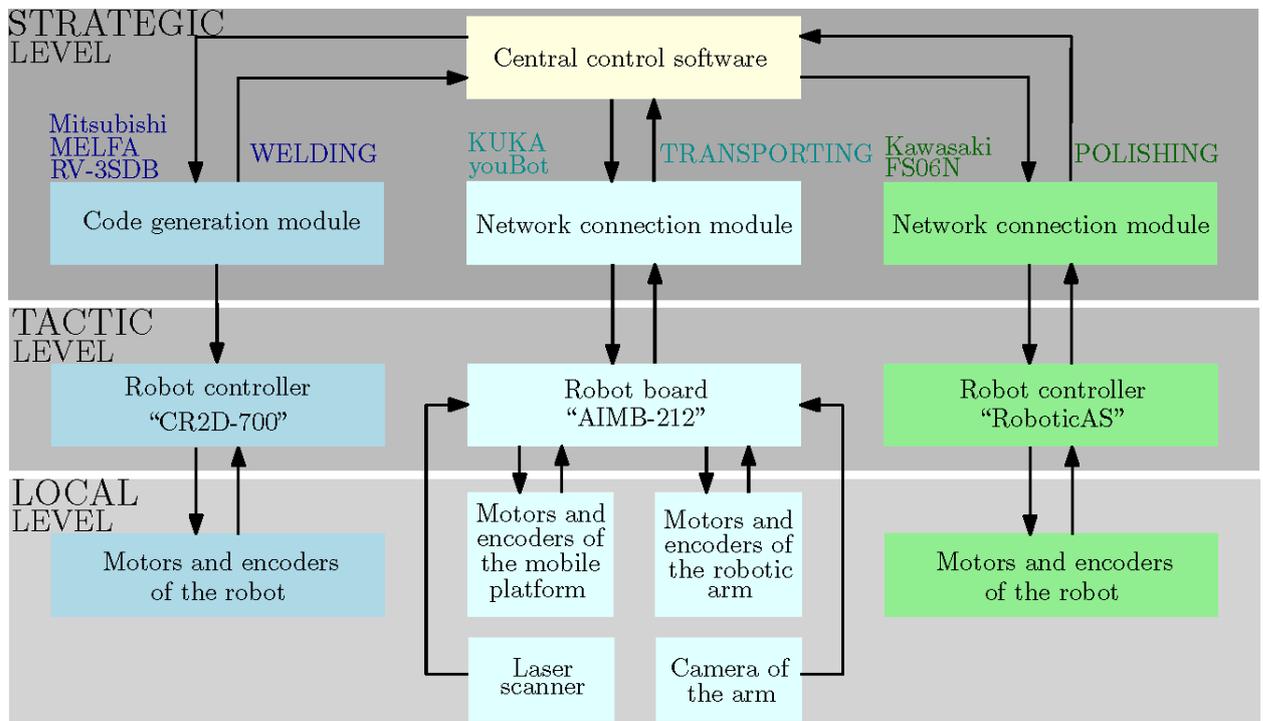


Рисунок 1.6.1 – Схема взаимосвязей управления

Matlab был выбран для реализации поставленной задачи, как наиболее удобное и мощное программное обеспечение в научных исследованиях. Он представляет основу стратегического уровня управления для роботов, позволяя проводить сложные вычисления (в том числе удаленно), которые зачастую невозможно реализовать, используя только базовое внутреннее программное обеспечение роботов.

Для решения первой промышленной задачи, сварочных работ, использован робот Mitsubishi RV-3SDB. Решена задача автоматизации генерации кода для перемещения наконечника сварочного аппарата вдоль некоторых контуров, заданных с помощью входного растрового изображения с применением компьютерного зрения, используя удаленный доступ через интернет. Алгоритм состоит из двух основных этапов: трассировка и аппроксимация дугами.

Следующая задача, транспортировка, представляет собой пример связи промышленных операций. При решении данной задачи обеспечивается перемещение объекта манипулирования при выполнении над ним различных операций. В современном

производстве для решения данной задачи в основном применяется конвейер, или в некоторых случаях перемещение осуществляется даже вручную. Оба распространенных решения имеют очевидные недостатки: невозможно быстро изменить конфигурацию конвейера, к тому же они не могут работать реверсивно. Путь движения продукта зачастую прост и не может быть изменен в пределах сборочной линии. Второй же подразумевает непосредственное участие человека. В рамках работы [7] робот KUKA YouBot использован для решения задачи транспортировки изделий между сварочными и полировочными работами. В то же время его хват используется для точного позиционирования и ориентации обрабатываемого изделия между выполняемыми над ним операциями. Например, в течение выполнения сварочных работ, объект манипулирования может позиционироваться с помощью робота-манипулятора KUKA YouBot, используя систему технического зрения, инженеру же остается всего лишь обозначить сварочный шов, используя систему удаленного доступа.

Следующая операция представляет собой автоматизацию полировки сварочных швов. Отличие от сварочных работ заключается в необходимости постоянного контроля силы взаимодействия между роботом и сварочным швом, в целях избегания повреждения обрабатываемого изделия и достижения желаемого качества полировки. Для решения поставленной задачи использован робот-манипулятор Kawasaki FS06N, дополнительно оснащенный силомоментным датчиком ATI F/T IP60 Delta.

1.7 Синтез системы управления с насыщением роботизированной моделью лодки

Исследуется проблема управления с насыщением роботизированной моделью лодки с неизвестными параметрами и неизмеряемыми скоростью и ускорением. Робастное управление по выходу основано на методе “последовательный компенсатор”. Регулятор был дополнен дополнительным интегральным контуром, который позволяет устранить статическую ошибку и реализовать схему антивиндап-коррекции в целях уменьшения перерегулирования выходной переменной.

В качестве описания роботизированной модели лодки использована линеаризованная модель Номото 2-ого порядка [9]:

$$W(p) = \frac{K(1+T_3p)}{p(1+T_1p)(1+T_2p)}, \quad (1.7.1)$$

где K , T_1 , T_2 , T_3 неизвестные параметры. Введены следующие допущения:

Допущение 1. Для измерения доступна только выходная переменная. Ее производные неизмеримы.

Допущение 2. Полином $KT_3p + K$ гурвицев и $b_m = KT_3 > 0$ (объект минимально-фазовый).

Допущение 3. Относительная степень модели объекта $p = n - m = 2$ предполагается известной.

Целью работы является синтез робастного управления по выходу для роботизированной модели лодки для стабилизации в заданном положении:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x^* - x(t) = 0 \quad (1.7.2)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} y - y(t) = 0 \quad (1.7.3)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \psi^* - \psi(t) = 0 \quad (1.7.4)$$

и устранения перенасыщения интегратора, вызванного ограничением по входу следующим образом

$$\hat{u}(t) = \text{sat } u(t) = \begin{cases} u_{\text{upp}}, & \text{если } u(t) \geq u_{\text{upp}}; \\ u(t), & \text{если } u_{\text{low}} < u(t) < u_{\text{upp}}; \\ u_{\text{low}}, & \text{если } u(t) \leq u_{\text{low}}. \end{cases} \quad (1.7.5)$$

где $u_{\text{low}} = -127$ и $u_{\text{upp}} = 127$ ограничения входа в связи с аппаратными характеристиками объекта управления.

Проведен эксперимент по результатам синтезированного управления с использованием:

- последовательного компенсатора

$$u(t) = -\mu\alpha(p)\hat{y}(t) = -0.5(1.5p + 1)\hat{y}(t) = -0.5(1.5\dot{\hat{y}}(t) + \hat{y}(t));$$

- управления с дополнительным интегральным контуром

$$u(t) = -\mu \frac{\beta(p)}{p} \hat{y}(t) = -0.5 \frac{1.5p^2 + p + 0.05}{p} \hat{y}(t) = -0.5(1.5\dot{\hat{y}}(t) + \hat{y}(t) + 0.05 \int_0^t \hat{y}(\tau) d\tau);$$

- управления с антивиндап-коррекцией:

$$\begin{aligned} u(t) &= -\mu\gamma(p)\hat{y}(t) - \mu \frac{\beta_0}{p} (\hat{y}(t) + \psi(\hat{u}(t) - u(t))) \\ &= -0.5 \left(1.5\dot{\hat{y}}(t) + 0.05 \int_0^t (\hat{y}(\tau) + 4(\hat{u}(\tau) - u(\tau))) d\tau \right). \end{aligned}$$

В случае управления реальными надводными судами, задача определения координат может решаться благодаря спутниковой навигации. В масштабах лабораторного исследования целесообразнее использовать систему технической зрения для идентификации положения объекта управления. Цифровая камера зафиксирована в штативе над бассейном. Получаемое изображение передается как RGB сигнал

компьютеру, где он обрабатывается для определения местоположения судна. Камера выбрана без автофокусировки для снижения в канале измерения уровня шумов.

Входной сигнал роботизированной лодки имеет аппаратное ограничение в пределах $-127 \leq \hat{u}(t) \leq 127$. Параметры модели оценки $\sigma = 10, k_1 = 1$. В данном эксперименте задана мертвая зона ± 2 пикселя ($\pm 0,006$ м), в целях исключения переключения закона управления в окрестности положения равновесия (или в желаемой точке). Размеры роботизированной лодки: длина 0,432 м, ширина 0,096 м, высота 0,052 м. Размеры экспериментального бассейна: длина 1,60 м, ширина 0,9 м, глубина 0,1 м (объем около 150 л).

Результат эксперимента представлен на рисунке 1.7.1. Они демонстрируют результат движения роботизированной лодки вдоль оси X. Исходный и насыщенный сигналы управления генерируется последовательным компенсатором с антивиндап коррекцией (см. рисунок 1.7.1a). Пунктирная линия изображает график сигнала ошибки при стабилизации стандартным последовательным компенсатором, штрих-пунктирная – с добавлением дополнительного интегрального контура, сплошная – последовательный компенсатор с антивиндап-коррекцией. Как видно из полученных графиков, в ходе применения последовательного компенсатора возникает малая статическая ошибка, вызванная нелинейностью входов исполнительных приводов. При малых значениях ошибки, генерируемое управление мало для противодействия волнам и, как следствие, недостаточно для перемещения объекта управления. Интегральный контур исключает этот негативный эффект путем накопления ошибки и увеличения сигнала управления. Следует заметить, что увеличение параметров регулятора является нежелательным, так как может привести к автоколебаниям лодки. Плавность сплошной линии достигается за счет антивиндап-коррекции. Малые колебания макета судна вызваны шумами в канале измерения и возмущающими воздействиями волн.

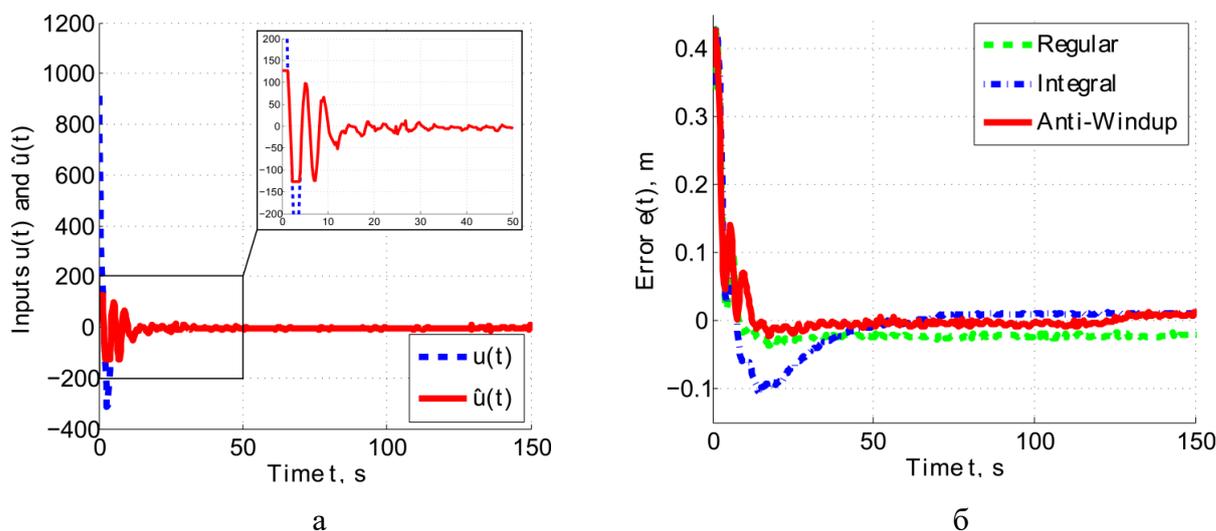


Рисунок 1.7.1 – Результаты экспериментальных исследований:

а – Графи исходного и насыщенного сигналов управления, производимого последовательным компенсатором с антивиндап-коррекцией;

б – Графики сигналов ошибок

В результате синтезировано управление, ограниченное по входу с исключением эффекта перенасыщения интегратора для модели судна. Эффективность предложенного управления продемонстрирована в ходе практической апробации с использованием роботизированной модели лодки в экспериментальной установке с бассейном. Представлено сравнение трех различных управлений на основе последовательного компенсатора: базового; дополненного интегральным контуром; с добавлением схемы антивиндап коррекции.

1.8 Решение проблемы сигнальной неопределенности при аналитическом конструировании последовательного компенсатора в задаче управления пьезоприводом

Проблема аналитического конструирования последовательного компенсатора на основе инженерного подхода Бесекерского в условиях сигнальной неопределенности вызвана практической необходимостью [12] максимально упростить процедуру проектирования реальных следящих систем с пьезоэлектрическими исполнительными устройствами. Первым шагом в реализации является намерение синтезировать систему с использованием последовательного компенсатора. Заманчивость этого решения состоит в том, что оно является аналитическим и всегда приводит к физически реализуемым передаточным функциям последовательного компенсатора. Со временем, по мере развития метода модального управления сложилась процедура назначения желаемой структуры мод матрицы состояния проектируемой системы, состоящая из двух фаз. В

первой фазе процедуры используется гипотеза о полной измеримости всех компонентов вектора состояния, на основе которой формируется матрица обратных связей по состоянию, доставляющая системе желаемую структуру мод. Во второй фазе производится отказ от этой гипотезы и строится дополнительная динамическая система (наблюдатель), задачей которой является оценка компонентов вектора состояния, используемых для формирования сигнала управления. Двухфазная процедура синтеза динамического модального управления является достаточно громоздкой. Кроме того, в системах с пьезоэлектрическими исполнительными устройствами точное измерение всех компонентов вектора состояния не представляется возможным, особенно в квазистатических режимах работы, характерных для систем позиционирования. Таким образом, решения задачи надления проектируемой системы желаемыми динамическими свойствами с помощью последовательного компенсатора обладает очевидными преимуществами. Синтез систем управления всегда происходит в условиях сигнальной неопределенности. Это объективная данность. При этом проблема сигнальной неопределенности в статье решается с помощью инженерного подхода Бесекерского.

Формирование полиномиальной динамической модели проектируемой системы на основе инженерного подхода Бесекерского:

Сформулируем следующее утверждение.

Утверждение 1. Если полиномиальная динамическая модель (ПДМ), описываемая передаточной функцией «вход–выход» вида

$$\Phi(s) = \frac{v_n}{s^n + \sum_{i=1}^n v_i s^{n-i}} = \frac{v_n}{D(s)}, \quad (1.8.1)$$

где $v_i, i = \overline{1, n}$ - коэффициенты характеристического полинома $D(s)$; s - оператор Лапласа, устойчива с запасом устойчивости по фазе $\Delta\varphi$ и при этом имеет переходную характеристику, характеризующуюся величиной перерегулирования σ и числом полуколебаний μ за время переходного процесса t_n , то ПДМ с передаточной функцией «вход–выход» вида

$$\Phi(s, \omega_0) = \frac{v_n \omega_0^n}{s^n + \sum_{i=1}^n v_i \omega_0^i s^{n-i}} = \frac{v_n \omega_0^n}{D(s, \omega_0)}, \quad (1.8.2)$$

будет обладать тем же запасом устойчивости по фазе $\Delta\varphi$, той же величиной перерегулирования σ и тем же числом полуколебаний μ за время переходного процесса t_n , что и ПДМ (1), но в ω_0 раз более короткой длительностью переходного процесса.

Не трудно видеть из доказанного утверждения, что при любых значениях ω_0 система с передаточной функцией (1.8.2) будет устойчива и будет иметь запас устойчивости и величину перерегулирования такие же, как система с передаточной функцией (1.8.1), но временные и частотные показатели системы будут определяться при фиксированных коэффициентах $v_i (i = \overline{1, n})$ выбранным значением характеристической частоты ω_0 . Коэффициенты v_i определяют вид размещения корней полинома знаменателя передаточной функции. Наиболее употребительными видами размещений корней полинома числителя являются размещения с круговой структурой корней Баттерворта и с биномиальной структурой корней Ньютона. Структура корней Баттерворта обладает хорошей робастностью, но наделяет переходную характеристику системы ненулевым перерегулированием, которое увеличивается с ростом размерности системы. Структура корней Ньютона характеризуется полным отсутствием перерегулирования при любой размерности системы, что и делает ее особенно привлекательной для синтеза систем точного позиционирования с пьезоэлектрическими исполнительными устройствами. Коэффициенты полинома в знаменателе передаточной функции со структурой корней Ньютона вычисляются в силу правила разложения бинорма Ньютона с помощью выражения

$$v_i = C_n^i = \frac{n!}{i!(n-i)!}, i = \overline{1, n}, \quad (1.8.3)$$

где C_n^i – число сочетаний из n (степень полинома) по i .

Утверждение 2. Если передаточная функция проектируемой системы с желаемыми динамическими свойствами имеет представление

$$\Phi(s, \omega_0) = \frac{v_n \omega_0^n}{s^n + \sum_{i=1}^n v_i \omega_0^i s^{n-i}} = \frac{v_n \omega_0^n}{s^n + v_1 \omega_0 s^{n-1} + v_2 \omega_0^2 s^{n-2} + \dots + v_{n-1} \omega_0^{n-1} s + v_n \omega_0^n},$$

то добротность D_1 по скорости такой системы определится выражением

$$D_1 = v_n \omega_0 / v_{n-1}. \quad (1.8.4)$$

Примечание 2. Если знаменатель передаточной функции «вход–выход» $\Phi(s, \omega_0)$ проектируемой системы имеет биномиальную структуру Ньютона своих корней, то в силу (3) v_{n-1}, v_n имеют представления

$$v_{n-1} = C_n^{n-1} = n, \quad v_n = C_n^n = 1. \quad (1.8.5)$$

Подстановка (1.8.5) в (1.8.4) дает для добротности по скорости в случае биномиальной структуры корней Ньютона представление $D_1 = v_n \omega_0 / v_{n-1} = \omega_0 / n$.

Показатели качества систем с передаточной функцией (1.8.2) с полиномом знаменателя, имеющим структуру корней Ньютона, могут быть использованы для построения алгоритма синтеза системы точного позиционирования с пьезоэлектрическим исполнительным устройством на основе инженерного подхода Бесекерского. Напомним, что суть инженерного подхода Бесекерского состоит в том, что для проектирования системы слежения за внешним задающим воздействием $g(t)$ с заданной максимально допустимой ошибкой ε_m достаточно иметь информацию о максимальном ускорении \ddot{g}_m и о максимальной скорости \dot{g}_m изменения задающего воздействия. Этой информации достаточно для построения алгоритма синтеза системы по заданной величине ошибки.

Представим алгоритм синтеза системы на основе инженерного подхода Бесекерского. Предлагаемый алгоритм имеет следующий вид:

1. задать требования к показателям системы:

1.1. в переходном режиме в виде нулевой величины перерегулирования ($\sigma = 0\%$) и длительности переходного процесса t_n ;

1.2. в вынужденном режиме в виде максимально допустимой ошибкой ε_m воспроизведения задающего воздействия и величины добротности по скорости D_1 .

2. задать параметры задающего воздействия $g(t)$ в виде:

2.1. величины максимальной скорости его изменения \dot{g}_m ;

2.2. величины максимального ускорения \ddot{g}_m ;

3. ввести гипотезу эквивалентного гармонического характера изменения входного воздействия в форме

$$g_3(t) = g_{m3} \sin \omega_3 t, \quad (1.8.6)$$

где амплитуду g_{m3} и частоту ω_3 эквивалентного гармонического воздействия (1.8.6) в силу п.п. 2.1. и 2.2. вычислить с помощью соотношений

$$g_{m3} = (\dot{g}_m)^2 / (\ddot{g}_m), \quad \omega_3 = (\ddot{g}_m) / \dot{g}_m;$$

4. ввести в рассмотрение эквивалентную гармоническую ошибку слежения за эквивалентным гармоническим воздействием в виде

$$\varepsilon_3(t) = g_3(t) - y(t) = \varepsilon_{m3} \sin(\omega_3 t + \psi_3),$$

где $y(t)$ – выходная переменная системы; ψ_3 – фаза эквивалентной гармонической ошибки;

5. ввести в рассмотрение относительную частотную ошибку $\delta(\omega)$ системы и оценить ее значение на частоте $\omega = \omega_3$ с помощью соотношения

$$\delta(\omega)\Big|_{\omega=\omega_0} = (\varepsilon_{m3}) / (g_{m3}) = (\varepsilon_m) / (g_{m3}) = \delta(\omega_3); \quad (1.8.7)$$

6. задать желаемую модель проектируемой системы в форме передаточной функции «вход–выход» вида (2) с коэффициентами соответствующими структуре корней бинома Ньютона в связи с требованием нулевого перерегулирования;

7. построить аналитическое представление передаточной функции $\Phi_\varepsilon(s, \omega_0)$ проектируемой системы по ошибке в форме

$$\Phi_\varepsilon(s, \omega_0) = 1 - \Phi(s, \omega_0) = 1 - \frac{v_n \omega_0^n}{s^n + \sum_{i=1}^n v_i \omega_0^i s^{n-i}} = \frac{s^n + \sum_{i=1}^{n-1} v_i \omega_0^i s^{n-i}}{s^n + \sum_{i=1}^n v_i \omega_0^i s^{n-i}}; \quad (1.8.8)$$

8. построить приближенное представление передаточной функции $\Phi_\varepsilon(s, \omega_0)$ системы по ошибке для случая большого значения характеристической частоты ω_0 , которое в силу (1.8.8) принимает вид

$$\Phi_\varepsilon(s, \omega_0) \cong \frac{v_{n-1} \omega_0^{n-1} s}{v_n \omega_0^n} = \frac{v_{n-1} s}{v_n \omega_0}; \quad (1.8.9)$$

9. построить выражение для модуля частотной характеристики системы по ошибке, на основе (1.8.9) и с учетом (1.8.5), что приводит к виду

$$\delta(\omega) = |\Phi_\varepsilon(j\omega, \omega_0)| \cong \frac{v_{n-1} \omega}{v_n \omega_0} = \frac{n\omega}{\omega_0}; \quad (1.8.10)$$

10. вычислить в силу (1.8.10) значение характеристической частоты ω , которое наделит проектируемую систему передаточной функцией (1.8.2), гарантирующей значение (1.8.7) относительной частотной ошибке при эквивалентном гармоническом воздействии (1.8.6), по формуле вида

$$\omega_0 \cong \frac{v_{n-1} \omega_3}{v_n \delta(\omega_3)} = \frac{n\omega_3}{\delta(\omega_3)};$$

11. вычислить окончательное значение характеристической частоты ω из условий обеспечения: требуемых длительности переходного процесса $t_n = t_n(\omega_0)$, добротности по скорости D_1 и обеспечения предельно допустимой ошибки слежения с помощью соотношения

$$\omega_0 = \max \left\{ \omega_0 = \arg(t_n(\omega_0) \leq t_n), \omega_0 \cong \frac{v_{n-1} D_1}{v_n} = nD_1, \omega_0 \cong \frac{v_{n-1} \omega_3}{v_n \delta(\omega_3)} = \frac{n\omega_3}{\delta(\omega_3)} \right\}; \quad (1.8.11)$$

12. подставить значение характеристической частоты (1.8.11) в передаточную функцию «вход–выход» проектируемой системы (1.8.2);

13. получить аналитическое представление желаемой передаточной функции $W_{\text{ж}}(s, \omega_0)$ прямой ветви проектируемой системы на основании передаточной функции $\Phi(s, \omega_0)$ «вход–выход» системы, сконструированной в п.12, в силу соотношения

$$W_{\text{ж}}(s, \omega_0) = \frac{\Phi(s, \omega_0)}{1 - \Phi(s, \omega_0)} = \frac{v_n \omega_0^n}{\sum_{i=1}^{n-1} v_i \omega_0^i s^{n-i}};$$

14. составить передаточную функцию объекта управления $W_{\text{оу}}(s)$;

15. представить желаемую передаточную функцию $W_{\text{ж}}(s, \omega_0)$ прямой ветви проектируемой системы в виде произведения передаточной функции объект $W_{\text{оу}}(s)$ и искомой передаточной функции $W_{\text{пк}}(s, \omega_0)$ последовательного компенсатора

$$W_{\text{ж}}(s, \omega_0) = W_{\text{пк}}(s, \omega_0) W_{\text{оу}}(s); \quad (1.8.12)$$

16. на основании соотношения (1.8.12) получить аналитическое представление передаточной функции проектируемого последовательного компенсатора в форме

$$W_{\text{пк}}(s, \omega_0) = \frac{W_{\text{ж}}(s, \omega_0)}{W_{\text{оу}}(s)}; \quad (1.8.13)$$

17. провести комплексное экспериментальное исследование системы с последовательным компенсатором вида (1.8.13) в оболочке Simulink;

18. в случае благоприятных результатов выполнения п. 17 осуществить техническую реализацию последовательного компенсатора.

Предложено решение проблемы сигнальной неопределенности на основе инженерного подхода Бесекерского в задаче управления пьезоприводом, позволившее предложить алгоритм аналитического конструирования последовательного компенсатора, доставляющего проектируемой системе требуемые показатели качества. Причем использование модели поведения с распределением Ньютона корней полинома знаменателя передаточной функции максимально приближает переходную функцию системы к обобщенной функции Харрингтона, заданной во времени.

1.9 Условия возникновения выбросов в линейных устойчивых системах

Данный раздел посвящен анализу нестандартных системных ситуаций систем типа «многомерный вход – многомерный выход» (МВМВ). Ставится задача исследования процессов свободного движения линейной многоканальной динамической системы по вектору ее состояния с целью изучения влияния на это поведение собственных векторов ее матрицы состояния с вещественным спектром собственных чисел [13]. Исследования проводятся по норме вектора состояния свободного движения системы на основе

согласованности векторно-матричных норм. Установлено, что в траекториях свободного движения системы наблюдается выброс, причиной которого является структура собственных векторов. Дана количественная оценка наблюдаемого выброса с помощью числа обусловленности матрицы собственных векторов. Показано, что если число обусловленности больше единицы, то в траекториях апериодических систем, то есть систем с вещественным спектром собственных чисел, наблюдается выброс, который представляет собой синдром колебательности.

1.10 Аналитическое конструирование последовательного компенсатора в задаче управления техническим объектом с запаздыванием на основе модифицированных полиномиальных динамических моделей

В данном разделе приводится процедура модификации полиномиальных моделей с распределениями Ньютона и Баттерворта корней полинома знаменателя передаточной функции этих моделей размерности от первого до пятого [15]. Модифицирующими факторами моделей являются величина запаздывания звена с запаздыванием, присутствующего в составе объекта управления на его входе и характеристическая частота, с помощью которой задаются все параметры полиномиальных моделей, характеризующие качества процессов в переходном и установившихся режимах. Модификация моделей основана на факте связи характеристической частоты и частоты среза, аналитическое представление которой зависит от вида распределения корней модели и ее размерности. Наличие такой аналитической связи дает разработчику возможность оценить уменьшение запаса устойчивости модели системы, порождаемое звеном чистого запаздывания, что, в свою очередь, позволяет оценить его влияние на изменение показателей качества системы в переходном и установившемся режимах.

Для решения данной задачи необходимо построить банк модифицированных полиномиальных динамических моделей с распределениями Ньютона и Баттерворта корней полинома знаменателя передаточной функции модели, модифицирующими факторами которого являются запаздывание прямой ветви проектируемой системы и характеристическая частота, задающая размеры локализации указанных распределений. Метод решения опирается на существующие полиномиальные модели с распределением корней Ньютона и Баттерворта, показатели качества которых определяется характеристической частотой, определяющей локализации их корней, ключевым из которых является аналитическая связь между частотой среза, модели данной размерности и характеристической частотой. Предложены модифицированные полиномиальные динамические модели с распределениями Ньютона и Баттерворта, которые при

фиксированном запаздывании позволяют разработчику систем сформировать алгоритм аналитического конструирования последовательного компенсатора, гарантирующего устойчивость этой системы, кривые переходного процесса с заданным перерегулированием, но, к сожалению, с ухудшением динамических показателей в установившемся режиме. Полученные результаты иллюстрируются расчетными процедурами последовательного компенсатора для фиксированного запаздывания в прямой цепи системы в [15]. Отметим, что запаздыванием характеризуются технические системы, которые используют сеть Интернет в качестве канала связи.

1.11 Фактор кратковременного прекращения нормального функционирования канальной среды в задаче цифрового дистанционного управления

Данный раздел посвящен анализу проблемы кратковременного прекращения нормального функционирования канальной среды. Исследование заключается в поиске алгоритма решения и исправлении проблемы [14].

Констатируется, что в теории и практике проектирования систем управления нашла широкое использование модель желаемого поведения, матрица состояния которой имеет биномиальное распределение Ньютона собственных чисел. Указывается, что такая модель желаемого поведения системы хорошо зарекомендовала себя в системе отношения «вход–выход», так что переходная характеристика системы характеризуется отсутствием перерегулирования, что особенно ценно при управлении уникальным технологическим оборудованием. Обращается внимание на то, что ситуация заметно меняется в случае, когда система управления с биномиальным распределением собственных чисел оказывается в ненулевом начальном состоянии. Такая ситуация может возникнуть в случае неожиданного отключения энергоснабжения электрических компонентов системы с последующим его восстановлением. Особенно остро стоит эта проблема для систем дистанционного онлайн-управления непрерывными техническими объектами в случае нарушения нормального функционирования канальной среды и его восстановления в дальнейшем.

С помощью моделирования кратковременного прекращения нормального функционирования канальной среды можно рассмотреть все негативные последствия, и с помощью алгоритмического обеспечения перестроить матрицу состояния должным образом внести соответствующие изменения в систему цифрового дистанционного управления.

Разработано алгоритмическое обеспечение учёта фактора кратковременного прекращения нормального функционирования канальной среды в задаче цифрового дистанционного управления.

1.12 Задача формирования структуры собственных векторов матрицы состояния непрерывной устойчивой системы, гарантирующей отсутствие отклонения ее траекторий от монотонно убывающей кривой свободного движения

В ходе данного исследования было установлено, что при плохо обусловленной структуре собственных векторов возможно возникновение заметных отклонений траекторий системы от монотонно убывающей кривой свободного движения [16]. Сформулировано и доказано следующее утверждение: Условиями наличия отклонений процессов по вектору состояния от монотонно убывающей кривой свободного движения непрерывной линейной устойчивой системы с матрицей состояния простой структуры являются:

1. наличие хотя бы одной пары $(\xi_i, \xi_j) = \arg\{\text{angl}(\xi_i, \xi_j) > \pi/2\}$ собственных векторов, характеризующейся тупым углом между ними в плоскости, натянутой на эти вектора;
2. наличие у собственных чисел λ_i, λ_j , соответствующих собственным векторам ξ_i, ξ_j , свойства, удовлетворяющего условиям $(\lambda_i, \lambda_j) = \arg\{\lambda_i < 0, \lambda_j < 0 \& |\lambda_i| \gg |\lambda_j|\}$.

Найдено решение задачи формирования структуры собственных векторов матрицы состояния непрерывной устойчивой системы, не допускающей отклонения траекторий системы от монотонно убывающей кривой свободного движения. Полученное решение использует возможности обобщенного модального управления, а также процедуру минимизации функционала вида $J(C, U) = \alpha_{\max}^{1/2} \{W_U\} C\{M\}$, где α_{\max} – максимальное сингулярное число грамиана затрат на управление, $C\{M\}$ - число обусловленности матрицы собственных векторов матрицы состояния проектируемой системы.

1.13 Свободное движение последовательно соединенных одноступенчатых апериодических звеньев

Констатируется, что в теории и практике проектирования систем управления нашла широкое использование модель их желаемого поведения, матрица состояния которой имеет биномиальное распределение Ньютона собственных чисел. Структурное представление таких систем в случае использования аппарата передаточных функций приводит к системе в форме последовательной цепочки одноступенчатых апериодических

звеньев первого порядка. В ходе исследований [17] указывается, что такая модель желаемого поведения системы хорошо зарекомендовала себя в системе отношения «вход–выход», так что переходная характеристика системы характеризуется отсутствием перерегулирования, что особенно ценно при управлении уникальным технологическим оборудованием. Обращается внимание на то, что ситуация заметно меняется в случае, когда система управления с биномиальным распределением собственных чисел оказывается в ненулевом начальном состоянии. Такая ситуация может возникнуть в случае неожиданного отключения энергоснабжения электрических компонентов системы с последующим его восстановлением. Особенно остро стоит эта проблема для систем дистанционного онлайн управления непрерывными техническими объектами в случае нарушения нормального функционирования канальной среды и его восстановления в дальнейшем. Система в форме последовательной цепочки однотипных апериодических звеньев первого порядка математически оказывается трехпараметрической с параметрами в виде модуля отрицательного вещественного числа, его кратности, равной размерности системы, и коэффициента передачи. Установлено, что в трехпараметрической системе, являющейся предметом исследования, выбросы могут иметь место при любых значениях модуля отрицательного собственного числа. Положения исследования иллюстрированы результатами компьютерного эксперимента.

1.14 Робастное управление стационарными параметрически и структурно неопределенными линейными объектами при наличии внешних возмущений

Предлагается робастный алгоритм управления стационарными параметрически и структурно неопределенными линейными объектами при наличии внешних ограниченных возмущений [36]. Под структурной неопределенностью понимается неизвестность динамического порядка модели объекта управления. Разработанный алгоритм обеспечивает слежение выхода объекта за гладким ограниченным эталонным сигналом с заданной разработчиком точностью и за конечное время. Предполагается, что измерению доступны только скалярные вход и выход объекта, но не их производные. Для синтеза алгоритма управления используется модифицированный алгоритм бэкстеппинга (алгоритм обратного обхода интегратора, итеративные процедуры синтеза). Синтез алгоритма управления условно разбивается на n шагов, где n – верхняя оценка относительной степени модели объекта управления. На каждом шаге синтезируется управление, которое стабилизирует каждую подсистему в модели объекта в окрестности нуля. На последнем шаге синтезируется основной закон управления, который обеспечивает слежение выходного сигнала объекта управления за гладким эталонным

сигналом. Показано, что для реализации алгоритма достаточно использовать всего один фильтр состояния по сигналу управления и упрощенные законы управления, полученные с использованием реальных дифференцирующих звеньев. Это позволяет существенно упростить расчет и реализацию системы управления. Полученная система управления обладает универсальной структурой по отношению к виду модели объекта управления, то есть одна и та же структура регулятора может быть применена к регулированию линейными структурно определенными и неопределенными объектами. В работе [36] приведены численные примеры и результаты компьютерного моделирования, иллюстрирующие работоспособность предлагаемой схемы.

В работе [37] предложено решение задачи робастного управления процессом газлифтной эксплуатации нефтяных скважин в условии параметрической неопределенности, неизвестных начальных условий и измерении выходного сигнала (объемного расхода на выходе скважины), но не его производных. Модель процесса представлена обыкновенными дифференциальными уравнениями, полученными из уравнения Навье-Стокса с использованием метода прямых. Управляющим сигналом является изменение объемного расхода газа, подаваемого в скважину. Для синтеза алгоритма управления используется модифицированный алгоритм бэкстеппинга (алгоритм обратного обхода интегратора, итеративные процедуры синтеза). Достоинства применяемого алгоритма заключаются в реализации всего одного фильтра состояния по сигналу управления и упрощенные законы управления, полученные с использованием реальных дифференцирующих звеньев, что то позволяет существенно упростить расчет и реализацию системы управления и получить инженерные методики для подбора параметров в регуляторе. В качестве эталонного воздействия выбирается программная траектория, полученная как решение линейно-квадратичной задачи для модели процесса газлифтной эксплуатации нефтяных скважин в условии полной определенности. В работе [37] приведены результаты моделирования, иллюстрирующие эффективность предложенной схемы, которая состоит в робастности по отношению к параметрическим возмущениям, вызванным непостоянством физико-химических параметров процесса.

Проектирование простых схем управления в условии неопределенности и измерения только выхода объекта является актуальной задачей современной теории и практики автоматического регулирования. Для построения таких схем управления эффективными являются способы адаптивного и робастного управления, где на сегодняшний день предложено достаточно много решений. Если относительная степень объекта больше единицы, то для реализации адаптивных и робастных систем управления необходимы

оценки производных входа и выхода объекта, для получения которых, как правило, используются различные динамические наблюдатели.

Для оценки вектора состояния модели объекта с известными параметрами при отсутствии внешнего возмущения широко используется наблюдатель Люенбергера. Также предложен фильтр Калмана оценивающий вектор состояния динамической системы при использовании ряда неполных и зашумленных измерений. В условиях параметрической неопределенности модели объекта и наличия внешних возмущений был предложен робастный наблюдатель с большим коэффициентом усиления (high-gain observer). Существует также робастный наблюдатель на скользящем режиме (sliding-mode observer). Разработан нелинейный наблюдатель расширенного состояния (nonlinear extended state observer) основанный на обобщении наблюдателя с большим коэффициентом усиления и наблюдателя на скользящем режиме.

Робастные наблюдатели нашли широкое применение при синтезе систем управления в условиях неопределенности. Анализ работ показал, что разработчики стремятся получить как простые в расчете регуляторы, так и регуляторы с невысоким динамическим порядком. Причем при управлении объектами с $\gamma > 1$ еще не получены регуляторы, у которых динамический порядок был бы меньше $\gamma - 1$. Работа [38] посвящена построению простого регулятора, не содержащего динамических составляющих.

В [38] рассматривается построение робастной системы управления по выходу линейными динамическими объектами в условиях параметрической и структурной неопределенности и действия внешних ограниченных возмущений. Для оценки производных в системе управления используется наблюдатель, основанный на левых разностях. Такой подход позволяет исключить использование интегрирующих звеньев в наблюдателе, что делает его статическим. В работе [38] приведены результаты моделирования, иллюстрирующие работоспособность алгоритма.

Также в рамках исследований предложен синтез системы управления для линейных динамических объектов с векторными входами-выходами в условиях параметрической неопределенности, внешних возмущений и заданных ограничений на функцию управления [23]. Предложен робастный алгоритм, обобщающий известные результаты Х. Халила, А.А. Бобцова и А.М. Цыкунова. Разработана схема формирования сигнала управления и получены условия на параметры объекта управления, эталонной модели и регулятора при выполнении которых система управления будет работоспособной в условии ограничений на управление. При этом алгоритм, предложенный в условии ограничений на управление, является независимым, то есть им можно дополнить любой из существующих алгоритмов, разработанных без учета ограничений.

1.15 Формирование аналитического представления регулятора непрерывного технического объекта с чистым запаздыванием

Ставится задача формирования аналитического представления регулятора непрерывного технического объекта (ТО) с чистым запаздыванием, структурно представляемого в виде последовательного звена в составе ТО [46]. Известно, что такую задачу в случае отсутствия в составе ТО чистого запаздывания можно решить с помощью композиции прямых и обратных связей или с помощью последовательного компенсатора, осуществляющего компенсацию нежелательных полюсов передаточной функции (матрицы) «вход–выход» (ВВ) исходного технического объекта путем их сокращения с нулями передаточной функции (матрицы) ВВ последовательного компенсатора (ПК), наделенного полюсами, которые при замыкании разомкнутой системы, составленной из последовательного соединения ПК и ТО, отрицательной единичной обратной связью порождают передаточную функцию (матрицу) ВВ замкнутой системы, имеющую полином знаменателя резольвенты ее матрицы состояния, совпадающий с желаемым характеристическим полиномом. В предлагаемой вниманию читателей статье используется второй подход.

Итак, исходный технический объект SISO–типа (single input – single output) без запаздывания с тройкой матриц (A, B, C) «вход–состояние–выход» (BCB) модельного описания может быть задан моделью «вход–выход» (ВВ) в виде передаточной функции

$$W_{TO}(s) = C(sI - A)^{-1}B. \quad (1.14.1)$$

Проектируемая система SISO–типа с тройкой матриц (F, G, C) BCB – модельного описания может быть задан желаемой моделью ВВ в виде передаточной функции

$$\Phi_{жс}(s) = C(sI - F)^{-1}G, \quad (1.14.2)$$

«задатчиком» которой является полиномиальная модальная модель (ПММ) SISO–типа с тройкой матриц (Γ, L, H) и передаточной функцией ВВ

$$\Phi_{жс}(s) = H(sI - \Gamma)^{-1}L = C(sI - F)^{-1}G. \quad (1.14.3)$$

Реализация передаточной функции $\Phi_{жс}(s)$ в виде замкнутой структуры с единичной отрицательной обратной связью по вектору выхода возможна, если в прямой цепи включена система с передаточной функцией $W_{жс}(s)$, определяемой выражением

$$W_{жс}(s) = \Phi_{жс}(s)(1 - \Phi_{жс}(s))^{-1}. \quad (1.14.4)$$

Если желаемая передаточная функция прямой цепи (1.14.4) синтезируемой системы с отрицательной единичной обратной связью по выходу реализуется в виде

последовательного соединения ПК и ТО, то оказывается справедливой запись $W_{\text{жс}}(s) = W_{\text{ТО}}(s) \cdot W_{\text{нк}}(s)$, откуда для передаточной функции последовательного компенсатора получаем искомое представление

$$W_{\text{нк}}(s) = W^{-1}_{\text{ТО}}(s) \cdot W_{\text{жс}}(s) = W^{-1}_{\text{ТО}}(s) \cdot \Phi_{\text{жс}}(s) \cdot (1 - \Phi_{\text{жс}}(s))^{-1}. \quad (1.14.5)$$

Перейдем в дальнейших исследованиях к рассмотрению случая «технического объекта – проектируемой системы» SISO–типа на основе концепции последовательной компенсации с учетом предположений, что:

1. объект SISO–типа содержит в своем составе звено чистого запаздывания и описывается передаточной функцией

$$\tilde{W}_{\text{ТО}}(s) = W_{\text{ТО}}(s) \cdot e^{-\tau s}, \quad (1.14.6)$$

2. желаемое поведение проектируемой системы (в случае отсутствия запаздывания) в переходном и установившемся режимах обеспечивается передаточной функцией вида

$$\Phi_{\text{жс}}(s) = \Phi_{\text{жс}}(s, \omega_0) = \frac{v_n \omega_0^n}{s^n + \sum_{i=1}^n v_i s^{n-i} \omega_0^i}, \quad (1.14.7)$$

которое достигается композицией коэффициентов характеристического полинома $v_i (i = \overline{1, n})$ и значения характеристической частоты ω_0 .

Ставятся задачи в условиях наличия у технического объекта запаздывания в канале управления:

1. сохранить алгоритм синтеза последовательного компенсатора в предложенном выше виде так, чтобы звено чистого запаздывания было выведено за пределы контура, охватываемого единичной обратной связью, т.е., чтобы передаточная функция вход–выход системы имела вид

$$\tilde{\Phi}_{\text{жс}}(s) = \Phi_{\text{жс}}(s) e^{-\tau s}, \quad (1.14.8)$$

2. оценить полученное решение в форме (1.14.8) на предмет робастности относительно неточности знания величины запаздывания τ .

Анализ возможностей схемы О. Смита включения последовательного компенсатора. Рассматриваемая ниже схема включения последовательного компенсатора предложена О. Смитом еще в 1957 году и получила дальнейшую разработку в его работе и работах других авторов. Схема О. Смита включения последовательного компенсатора представлена на рис. 1.14.1.

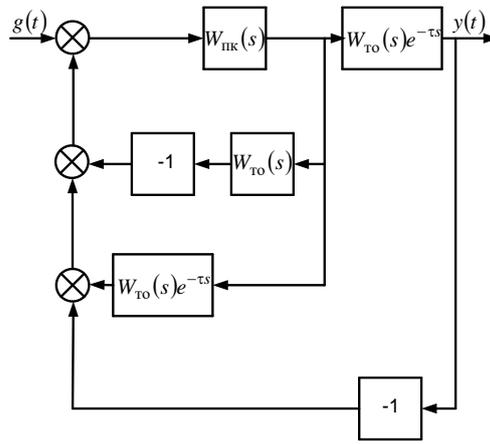


Рисунок 1.14.1 - Схема включения последовательного компенсатора по схеме О.

Смита

Приведенная на рисунке 1.14.1 схема реализует передаточную функцию «вход–выход» системы

$$\tilde{\Phi}_{ж}(s, \tau) = \frac{W_{пк}(s)W_{то}(s)e^{-\tau s}}{1 + W_{пк}(s)W_{то}(s)} = \Phi_{жс}(s)e^{-\tau s}. \quad (1.14.9)$$

Высказанное положение подтверждается применением правила Мейсона не касающихся контуров к схеме на рисунке 1.14.1. Использование правила Мейсона не касающихся контуров к схеме на рисунке 1.14.1, с учетом структуры вложенных друг в друга контуров, образованных последовательным компенсатором $W_{пк}(s)$, блоком с передаточной функцией $W_{то}(s)$ и инвертором (применительно для первого контура), последовательным компенсатором $W_{пк}(s)$ с блоком с ПФ $W_{то}(s)e^{-\tau s}$, при этом каждый из которых вложен в главный контур системы, для передаточной функции «вход – выход» дает

$$\Phi(s) = \frac{W_{пк}(s)W_{то}(s)e^{-\tau s}}{1 + W_{пк}(s)W_{то}(s) - W_{пк}(s)W_{то}(s)e^{-\tau s} + W_{пк}(s)W_{то}(s)e^{-\tau s}} = \frac{W_{пк}(s)W_{то}(s)e^{-\tau s}}{1 + W_{пк}(s)W_{то}(s)} = \Phi_{жс}(s)e^{-\tau s}. \quad (1.14.10)$$

Таким образом, задача выноса звена чистого запаздывания за пределы контура, охватываемого единичной обратной связью, решена.

Приведем анализ чувствительности схемы О. Смита включения последовательного компенсатора к неточности знания величины запаздывания τ технического объекта.

Введем представление варьируемого запаздывания ТО $\tau(q)$, задав его в мультипликативной форме

$$\tau(q) = \tau \cdot (1 + q), \quad (1.14.11)$$

где τ – номинальное (паспортное) значение запаздывания; $\Delta q = q_0 + \Delta q$ – параметр, задающий в мультипликативной форме относительное приращение чистого запаздывания,

у которого q_0 – номинальное значение $q_0 = 0$, при этом вариация Δq параметра q удовлетворяет соотношению $q = \Delta q$. Использование представления (1.14.11) варьируемого запаздывания ТО позволяет записать ПФ «вход–выход» (1.14.10) в форме

$$\Phi(s, q) = \frac{W_{\text{пк}} W_{\text{то}} e^{-\tau(1+q)s}}{1 + W_{\text{пк}} W_{\text{то}} e^{-\tau(1+q)s} - W_{\text{пк}} W_{\text{то}} e^{-\tau s} + W_{\text{пк}} W_{\text{то}}}. \quad (1.14.12)$$

Применим к решению поставленной задачи аппарат теории чувствительности, опирающийся на функции чувствительности передаточных функций. Вычисление функции $S_q = S_q(s, \tau)$ чувствительности ПФ «вход–выход» (1.14.9) схемы О. Смита первого порядка к вариации параметра q в точке $q = 0$ относительно малых приращений Δq осуществляется путем дифференцирования (1.14.12)

$$S_q(s, \tau) = \left. \frac{\partial}{\partial q} \Phi(s, q) \right|_{q=0} = \frac{W_{\text{пк}} W_{\text{то}} e^{-\tau s} (-\tau s)}{1 + W_{\text{пк}} W_{\text{то}}} + \frac{(W_{\text{пк}} W_{\text{то}} e^{-\tau s})^2 (\tau s)}{1 + W_{\text{пк}} W_{\text{то}}} = \Phi(s) e^{-\tau s} (\Phi(s) e^{-\tau s} - 1) (\tau s).$$

Тогда для передаточной функции $\Phi(s, q)$ при малом значении Δq вариации $\Delta \tau = \tau \cdot \Delta q$ получим

$$\Phi(s, q) = \Phi(s) e^{-\tau s} + S_q(s, \tau) \Delta q = \Phi(s) e^{-\tau s} + (\tau \cdot \Delta q) \cdot s \cdot \Phi(s) e^{-\tau s} (\Phi(s) e^{-\tau s} - 1) \quad (1.14.13)$$

Соотношение (1.14.13) по существу содержит доказательство системы положений.

Положение 1 (П.1). Свойство устойчивости системы оказывается робастным относительно малой вариации $\Delta \tau = \tau \cdot \Delta q$ чистого запаздывания ТО.

Положение 2 (П.2). Свойство сходимости переходной функции, как реакция на единичное входное воздействие, системы к единичному установившемуся значению оказывается робастным относительно малой вариации $\Delta \tau = \tau \cdot \Delta q$ чистого запаздывания ТО за счет мультипликативного компонента $(\tau \cdot \Delta q)$ во втором аддитивном члене возмущенной ПФ $\Phi(s, q)$.

Таким образом, основные динамические показатели системы, образованной техническим объектом, содержащим запаздывание, и последовательным компенсатором, включенным по схеме О. Смита, являются робастными относительно вариации $\Delta \tau = \tau \cdot \Delta q$ чистого запаздывания ТО.

Отметим, что запаздыванием характеризуются технические системы, которые используют сеть Интернет в качестве канала связи.

2 Методы адаптивного и робастного управления нелинейными аффинными по управлению объектами с учетом специфики канальных ограничений

2.1 Идентификация вольт-амперных характеристик фотоэлектрических батарей

Исследуется задача идентификации вольт-амперных характеристик фотоэлектрических батарей. В работе [8] предложена новая параметризация классической модели из пяти параметров, которая в комбинации с методом динамического регрессионного расширения и смешивания обеспечивает быструю и точную оценку всех неизвестных параметров. В работе представлены численные примеры для подтверждения эффективности предлагаемого подхода.

В работе исследуется цепь, изображенная на рисунке 2.1.1.

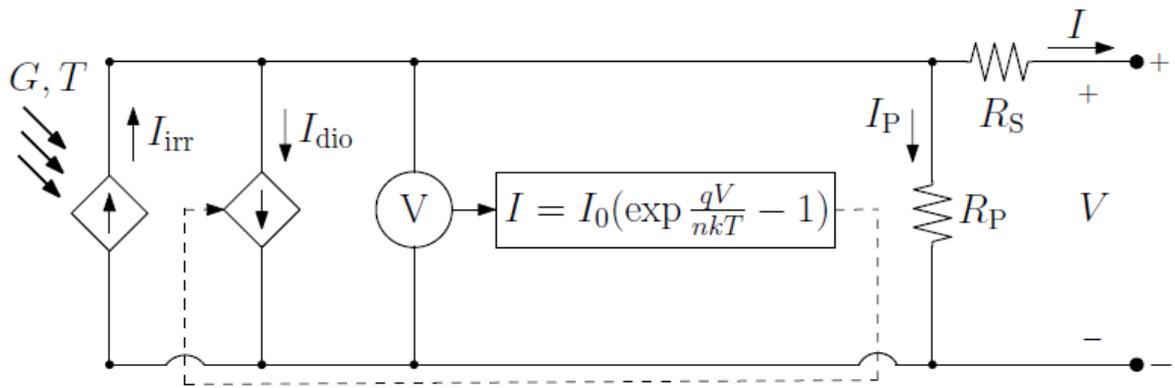


Рисунок 2.1.1 – Эквивалентная цепь для одной ячейки фотоэлектрической батареи
Выходной ток ячейки может быть представлен

$$I = I_{irr} - I_{dio} - I_p, \quad (2.1.1)$$

где I_{irr} – ток, индуцируемый при попадании солнечных лучей. I_{dio} – ток, протекающий через встречно-параллельный диод и индуцирующий нелинейные характеристики ячейки фотоэлектрической батареи. I_p – ток шунта, обусловленный наличием контура шунтирующего резистора R_p . Подставляя соответствующие выражения для I_{dio} и I_p получаем

$$I = I_{irr} - I_0 [\exp(q(V + IR_S)nkT) - 1] - V + IR_S R_p, \quad (2.1.2)$$

где $q = 1.602 \times 10^{-19} \text{C}$ – заряд электрона, $k = 1.3806503 \times 10^{-23} \text{J/K}$ – постоянная Больцмана, T – температура ячейки, I_0 – ток насыщения диода или, n – постоянная идеальности диода, R_S и R_p представляют последовательное и шунтирующее сопротивление, соответственно.

Преобразуем модель в виде

$$I = N_p I_{irr} - N_p I_0 [\exp(q(V + IN_S N_p R_S) N_S nkT) - 1] - V + IN_S N_p R_S N_S N_p R_p, \quad (2.1.3)$$

Модель в пространстве состояний задана следующими нелинейными и нелинейно параметризованными дифференциальными алгебраическими уравнениями

$$\begin{aligned} C\dot{x}_1 &= u x_2 - 1R_b(x_1 - v_b), \\ L\dot{x}_2 &= -ux_1 + V, \\ x_2 &= a_1 - a_2 (e^{a_3(V+a_4 x_2)} - 1) - a_5(V + a_4 x_2), \end{aligned}$$

где:

- (x_1, x_2, V, u) – положительные измеряемые сигналы, где $u = 1 - d$ выбирается разработчиком;
- $L, C, R_b, v_b > 0$ – известные постоянные;
- $a := \text{col}(a_1, \dots, a_5)$ – положительные неизвестные параметры.

Рассмотрим модель в пространстве состояний, где u может выбирать разработчик так, чтобы сигналы были ограничены. Из измерений (x_1, x_2, V, u) , сгенерируем последовательные онлайн оценки всех параметров a , обозначая оценки \hat{a} , они должны удовлетворять

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |a - \hat{a}(t)| = 0. \quad (2.1.4)$$

Следующий шаг в разработке оценителя – предложить линейную перепараметризацию функции, как показано ниже.

Рассматриваемая модель в пространстве состояний допускает линейную регрессионную модель

$$y = \Omega^T \theta + \varepsilon_t, \quad (2.1.5)$$

где Ω и y – измеряемые сигналы, $\theta := \text{col}(\theta_1, \dots, \theta_5)$ – вектор неизвестных положительных параметров и ε_t – экспоненциально затухающий член. Более того, существует отображение $F: \mathbb{R}_+^5 \mapsto \mathbb{R}_+^5$ такое, что

$$\theta = F(a). \quad (2.1.6)$$

Соответствующее доказательство представлено в статье [8].

Следующий шаг – разработать оценитель для параметров θ с использованием линейной регрессии. Для этого был использован метод динамического регрессионного расширения и смешивания.

В соответствии с этим методом имеем

$$y_{f_j}(t) := y(t - d_j) \quad (2.1.7)$$

$$\Omega_{f_j}(t) := \Omega(t - d_j), \quad (2.1.8)$$

где $d_j \in \mathbb{R}_+$, $j = 1, \dots, 4$. Следовательно, справедливо

$$y_{f_j} = \Omega_{f_j}^T \theta, \quad (2.1.9)$$

где было пренебрежено наличием экспоненциально затухающими элементами ε_t .

Построим расширенную регрессионную модель

$$Y_e(t) = M_e(t)\theta, \quad (2.1.10)$$

где определено $Y_e \in \mathbb{R}^5$, $M_e \in \mathbb{R}^{5 \times 5}$ как

$$Y_e := \begin{bmatrix} y \\ y_{f_1} \\ y_{f_2} \\ y_{f_3} \\ y_{f_4} \end{bmatrix}, \quad M_e := \begin{bmatrix} \Omega^T \\ 1m\Omega_{f_1}^T \\ 1m\Omega_{f_2}^T \\ 1m\Omega_{f_3}^T \\ 1m\Omega_{f_4}^T \end{bmatrix},$$

и без потери общности пренебрежем экспоненциально затухающими членами. После преобразований получим

$$Y_i(t) = \phi(t)\theta_i \quad (2.1.11)$$

где $i = 1, \dots, 5$, $\phi(t) := \det\{M_e(t)\}$, $Y \in \mathbb{R}^5$, $Y(t) := \text{adj}\{M_e(t)\}Y_e(t)$.

Оценка параметров θ_i из скалярной регрессионной формы может быть получена через

$$\dot{\hat{\theta}}_i = -\gamma_i \phi(\phi \hat{\theta}_i - Y_i), \quad i \in \bar{q}, \quad (2.1.12)$$

с коэффициентом адаптации $\gamma_i > 0$. Из этого получим

$$\dot{\tilde{\theta}}_i = -\gamma_i \phi^2 \tilde{\theta}_i, \quad i \in \bar{q}, \quad (2.1.13)$$

где $\tilde{\theta} := \hat{\theta} - \theta$ – ошибка оценки. Решая это скалярное дифференциальное уравнение, находим

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\theta}_i(t) = 0 \Leftrightarrow \phi(t) \notin L_2. \quad (2.1.14)$$

В работе [8] представлен численный пример, подтверждающий эффективность предлагаемого подхода.

2.2 Синтез системы управления квадрокоптером в условиях ограниченных входных воздействий

В прикладных исследованиях теории управления в последнее время приобрели достаточно высокую популярность так называемые квадрокоптеры. Под квадрокоптерами понимаются беспилотные летательные аппараты, отличающиеся наличием четырех винтов, которые вращаются диагонально в противоположных направлениях.

В настоящее время использование квадрокоптеров становится все более востребованным. Они находят все большее применение в различных областях. Среди тех задач, где они уже успешно применяются, можно выделить следующие области:

- журналистика и операторская работа (ведение панорамных съемок и репортажей с высоты птичьего полета и фотографирования);
- мониторинг и инспектирование важных объектов, где затруднено присутствие человека или сопряжено с риском для жизни (например, автономных нефтяных вышек);
- помощь в поисково-спасательных операциях;
- транспортировка лекарств и предметов первой необходимости для нуждающихся в места стихийных бедствий.

Существуют также потенциальные области применения квадрокоптеров, в которых уже были совершены первые экспериментальные попытки их использования. Это, прежде всего, доставка товаров, что значительно бы ускорило, упростило и удешевило этот процесс. Помимо этого, существуют разработки по дистанционному оказанию первой помощи пострадавшим посредством квадрокоптеров с использованием средств телеуправления.

Интерес исследователей и инженеров теории управления к ним вызван по следующим причинам. Квадрокоптеры отличаются высокой маневренностью, стабильностью и лучшими летными качествами в сравнении с другими летательными аппаратами. Они позволяют осуществлять вертикальный взлет и легко менять направление движения. Квадрокоптеры имеют относительно простую, недорогую и вместе с тем надежную конструкцию и аппаратную оснастку, что делает аппарат более доступным в финансовом плане. Квадрокоптеры менее чем, например, вертолеты, подвержены влиянию вибрационных возмущений, вызванных вращением винтов. Это связано с тем, что наличие нескольких винтов позволяет существенно эффективнее стабилизировать полет.

Данное исследование посвящено разработке простых адаптивных алгоритмов управления в условиях ограниченных входных воздействий для многоканальных систем и в частности для стабилизации квадрокоптера. Последняя задача является нетривиальной, чему имеется целый ряд причин.

Во-первых, математическая модель, описывающая поведение квадрокоптера, является многоканальной. Она имеет шесть выходных переменных, однозначно задающих положение и ориентацию квадрокоптера в трехмерном пространстве. Имеется три линейные и три угловые координаты. В тоже время, они имеют четыре управляющие сигнала, соответствующие четырем роторам. В результате математической модель является нелинейной с перекрестными связями между динамическими каналами.

Во-вторых, как и любая техническая система, квадрокоптеры могут иметь различные неопределенности. Выходные сигналы могут быть единственными сигналами, доступными для измерения. Параметры модели могут быть неизвестны либо известны частично. С учетом этого разработка робастных и адаптивных алгоритмов представляет собой существенную пользу.

В-третьих, квадрокоптеры могут быть подвержены влиянию внешних ветровых возмущений. Таким образом, компенсация этих внешних возмущений позволит увеличить качество полета.

Наконец, важно учитывать ограничения по управлению. Эти ограничения вызваны аппаратными возможностями. Пренебрежение насыщением по входу может привести к увеличению перерегулирования выходной переменной, появление автоколебаний и даже потери устойчивости.

Направление исследований – это так называемое простое адаптивное управление, которое означает, что стабилизация сложных технических систем на практике может быть достигнута довольно простыми регуляторами.

Выберем математическую модель квадрокоптера [10]:

$$\begin{cases} m\ddot{x} = (\sum v_i)(\cos \varphi \sin \theta \cos \psi + \sin \varphi \sin \psi) + f_x, \\ m\ddot{y} = (\sum v_i)(\sin \varphi \sin \theta \cos \psi - \cos \varphi \sin \psi) + f_y, \\ m\ddot{z} = (\sum v_i)(\cos \theta \cos \psi) - mg + f_z, \\ J_1\ddot{\theta} = l(-Y_1 - Y_2 + Y_3 + Y_4) + f_\theta, \\ J_2\ddot{\psi} = l(-Y_1 + Y_2 + Y_3 - Y_4) + f_\psi, \\ J_3\ddot{\varphi} = C(Y_1 - Y_2 + Y_3 - Y_4) + f_\varphi, \end{cases} \quad (2.2.1)$$

где m – масса, l – кратчайшее расстояние от центра масс до прямой, проходящей через оси вращения двух смежных приводов, J_1, J_2, J_3 – основные моменты инерции, $f_x, f_y, f_z, f_\theta, f_\psi, f_\varphi$ – внешние возмущения, вызванные влиянием ветра на квадрокоптер и изменяющиеся пренебрежимо медленно.

Осуществим декомпозицию сложной нелинейной динамической модели (7) на независимые одноканальные системы и статические функции. Введем виртуальные управляющие воздействия:

$$\begin{cases} U_1 = Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4, \\ U_2 = -Y_1 - Y_2 + Y_3 + Y_4, \\ U_3 = -Y_1 + Y_2 + Y_3 - Y_4, \\ U_4 = Y_1 - Y_2 + Y_3 - Y_4. \end{cases} \quad (2.2.2)$$

После преобразований и линеаризации модель квадрокоптера принимает вид:

$$\begin{cases} m\ddot{x} &= -U_5 + f_x, \\ m\ddot{y} &= -U_6 + f_y, \\ m\ddot{z} &= U_1 - mg + f_z, \\ J_1\ddot{\theta} &= IU_2 + f_\theta, \\ J_2\ddot{\psi} &= IU_3 + f_\psi, \\ J_3\ddot{\phi} &= CU_4 + f_\phi, \end{cases} \quad (2.2.3)$$

где желаемые значения для каналов θ и ψ могут быть рассчитаны с помощью:

$$\theta^* = \frac{U_5}{U_1}, \quad \psi^* = -\frac{U_6}{U_1}.$$

Робастный регулятор по выходу, дополненный схемой антивиндап-коррекции, в общем виде имеет вид:

$$\begin{aligned} u(t) &= -\mu\gamma(p)\hat{y}(t) - \mu\frac{\beta_0}{p}\left(\hat{y}(t) + v(\hat{u}(t) - u(t))\right), \\ \dot{\xi}(t) &= \sigma(\Gamma\xi(t) + dk_1y(t)), \\ \hat{y}(t) &= h^T\xi(t). \end{aligned} \quad (2.2.4)$$

Заменим фиксированные управляющие параметры на функции от времени

$$\begin{aligned} u(t) &= -\mu(t)\gamma(p)\hat{y}(t) - \mu(t)\frac{\beta_0}{p}\left(\hat{y}(t) + v(t)(\hat{u}(t) - u(t))\right), \\ \dot{\xi}(t) &= \sigma(t)(\Gamma\xi(t) + dk_1y(t)), \\ \hat{y}(t) &= h^T\xi(t). \end{aligned} \quad (2.2.5)$$

и наложим на них законы адаптации:

$$\begin{aligned} \dot{\mu}(t) &= \zeta_\mu\hat{y}^2(t) - \varsigma_\mu(\mu(t) - \mu(0)), \quad \mu(0) \geq 0, \\ \dot{\sigma}(t) &= \zeta_\sigma\eta^T(t)\eta - \varsigma_\sigma(\sigma(t) - \sigma(0)), \quad \sigma(0) \geq 1, \\ \dot{v}(t) &= \zeta_v(\hat{u}(t) - u(t)) - \varsigma_v(v(t) - v(0)), \quad v(0) \geq 0. \end{aligned}$$

Представленный регулятор был применен для модели квадрокоптера с ограниченными входными в соответствии с

$$\hat{u}(t) = \text{sat } u(t) = \begin{cases} u_{\text{upp}}, & \text{если } u(t) \geq u_{\text{upp}}; \\ u(t), & \text{если } u_{\text{low}} < u(t) < u_{\text{upp}} \\ u_{\text{low}}, & \text{если } u(t) \leq u_{\text{low}}, \end{cases} \quad (2.2.6)$$

где u^{upp} и u^{low} – пределы входных воздействий.

Предлагаемый регулятор был применен к модели квадрокоптера в виде:

$$\begin{aligned} U_i(t) &= \mu_i(t)\left(2\dot{\xi}_i(t) + \xi_i(t) + \int_0^t(\xi_i(t) + v_i(t)(\hat{u}(t) - u(t)))d\tau\right), \\ \dot{\xi}_i &= \sigma_i(t)(-\xi_i + e_i), \end{aligned}$$

где $e_i = \{z^* - z, \theta^* - \theta, \psi^* - \psi, \varphi^* - \varphi, \bar{x}, \bar{y}\}$ – ошибка соответствующего канала, $\mu_i(t)$, $\sigma_i(t)$, $v_i(t)$ настраиваются с помощью законов адаптации

$$\begin{aligned}\dot{\mu}_i(t) &= \hat{e}_i^2 - (\mu_i(t) - 1), \\ \dot{\sigma}_i(t) &= \eta_i^T(t)\eta - (\sigma_i(t) - 1), \\ \dot{v}_i(t) &= \left(\hat{U}_i(t) - U_i(t)\right)^2 - (v_i(t) - 1).\end{aligned}$$

Заключительным шагом необходимо осуществить обратное преобразование статической нелинейности, чтобы распределить управление между исполнительными приводами:

$$\begin{cases} Y_1 = (U_1 - U_2 - U_3 + U_4)/4, \\ Y_2 = (U_1 - U_2 + U_3 - U_4)/4, \\ Y_3 = (U_1 + U_2 + U_3 + U_4)/4, \\ Y_4 = (U_1 + U_2 - U_3 - U_4)/4. \end{cases} \quad (2.2.7)$$

Результаты моделирования приведены на рисунке 2.2.1. Как видно из рисунков, отключение антивиндап-коррекции ведет к потере устойчивости в каналах x и y , в остальных каналах – к увеличению перегуливания и колебательности.

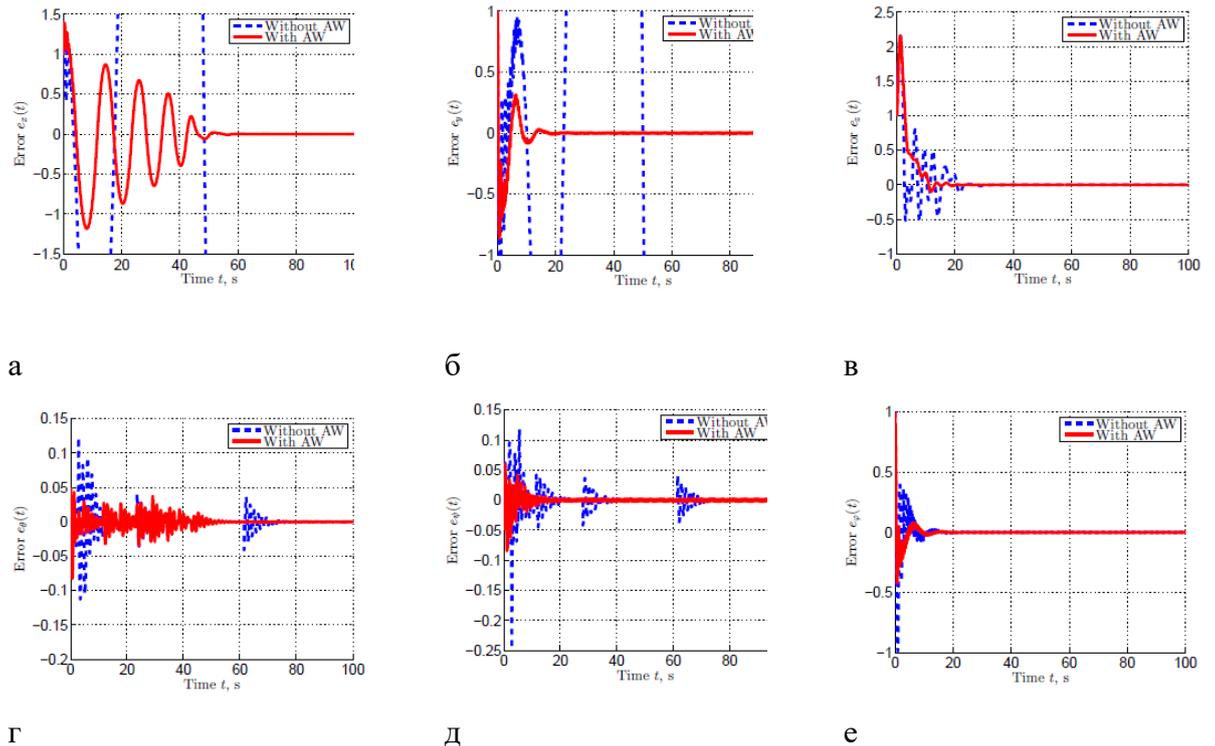


Рисунок 2.2.1 – Результаты компьютерного моделирования:

а-в – графики сигналов ошибок линейных координат;

г-е – графики сигналов ошибок угловых координат.

Также отметим, что в рамках исследования была разработана конструкция квадрокоптера [39], которая позволяет при использовании всего 4-х винто-моторных групп достигать повышенной отказоустойчивости при незначительном увеличении

стоимости и массы аппарата, и тем самым делает аппарат пригодным для эксплуатации в сложных условиях внешней среды (напр. стихийные бедствия) и эксплуатации с дорогостоящим оборудованием на борту, а так же удешевляет производство подобных аппаратов.

2.3 Идентификация параметров синхронного двигателя с постоянными магнитами

Предлагается новый подход для оценки параметров синхронного двигателя с постоянными магнитами (СДПМ). С использованием нового способа параметризации динамической модели объекта и необходимых фильтров были получены новые решения двух важнейших задач:

- оценка сопротивления и индуктивности обмотки статора;
- оценка магнитного потока с известными электрическими параметрами.

Обеспечение удовлетворительного решения для первой задачи крайне важно для разработки высокоэффективных регуляторов основанных на моделях объектов (в т.ч. схем точной настройки ПИ регуляторов). С другой стороны, синтез наблюдателей магнитного потока (или положения) является существенной составной частью бездатчиковых алгоритмов для СДПМ.

Синтез оценщиков (параметров или состояния) для СДПМ является сложной задачей по следующим причинам:

- нелинейность динамики двигателя;
- состояние лишь частично доступно измерению;
- неизвестные параметры в динамическую модель системы входят нелинейно;
- параметры умножаются на неизмеряемые элементы состояния.

Очевидно, что задача, которая ставится в настоящей работе, сводится к синтезу адаптивного наблюдателя для нелинейных, нелинейно параметризованных систем с наличием произведений неопределенных параметров и неизмеряемых элементов состояний.

В работе используется новое описание динамики СДПМ, в котором неизвестный магнитный поток статора в явном виде появляется в динамической модели силы тока. Интегрируя динамическую модель магнитного потока и заменяя ее в модели тока, можно получить после соответствующей перепараметризации классическую линейную регрессионную модель, где регрессионная матрица зависит от интегралов напряжения и тока обмотки статора и скорости ротора, а вектор неизвестных параметров содержит начальные условия магнитного потока, сопротивление, индуктивность обмотки статора.

Следует подчеркнуть, что вывод этой модели не требует знания ни механических параметров, ни постоянной магнитного потока. Однако скорость ротора предполагается измеряемой.

Как известно, для обеспечения сходимости параметров линейных регрессионных моделей на регрессионную матрицу обычно налагается требование неисчезающего возбуждения. Ключевой вопрос следующий: при каких условиях это выполнено для СДПМ? К сожалению, в большинстве статей по адаптивному управлению двигателями эта проблема исключена простым допущением, что это выполнено. Первый вклад настоящего исследования [11] – показать, что этот вопрос лежит в контексте оценки параметров, где простой ПИ регулятор с измерением скорости может обеспечить слежение за достаточным профилем скорости. Решение этого вопроса заключается в разработке нового адаптивного нелинейного оценивателя сопротивления и индуктивности обмотки статора с глобальной сходимостью.

Вторая задача, которая рассматривается в статье – это наблюдение за магнитным потоком при условии известности сопротивления и индуктивности обмотки статора. В этом случае, когда оценены только два параметра, достаточное условие для глобальной экспоненциальной сходимости – условие неисчезающего возбуждения для скорости ротора. Многочисленные моделирования с тестом производительности Schneider Electric показали, что это ограничение достаточно слабое в смысле, что наблюдатель магнитного потока сходится даже, если будет заменена реальная скорость на оценку, полученную из наблюдателя магнитного потока. Эти моделирования также показали, что новый наблюдатель магнитного потока с использованием оценки скорости превосходит известные аналоги.

В работе рассматривается динамическую модель магнитного потока СДПМ:

$$\begin{aligned}\dot{\lambda} &= v - Ri, \\ j\dot{\omega} &= \tau_e - \tau_L, \\ \dot{\theta} &= \omega,\end{aligned}\tag{2.3.1}$$

где λ – весь магнитный поток, i – ток, v – напряжение, θ – фаза ротора, ω – угловая скорость, τ_L – момент нагрузки и τ_e - момент пуска.

После преобразований модель принимает вид:

$$\begin{aligned}L \frac{di}{dt} &= -Ri - \lambda_m \omega C'(\theta) + v, \\ j\dot{\omega} &= \lambda_m i^T C'(\theta) - \tau_L, \\ \dot{\theta} &= \omega.\end{aligned}\tag{2.3.2}$$

Параметры СДПМ – сопротивление R и индуктивность L обмоток статора, момент инерции ротора j и магнитный поток, создаваемый магнитами λ_m – все положительные. В настоящей работе предполагается, что j и λ_m неизвестны, и, как уже отмечалось, рассматриваются две проблемы:

- (оценка параметров) оценить параметры R и L в предположении, что i и ω известны и v в нашем распоряжении для обеспечения условия неисчезающего возбуждения;
- (наблюдение за магнитным потоком) предполагая, что R и L известны, синтезировать наблюдатель магнитного потока, требующий слабые условия неисчезающего возбуждения и являющийся робастным по отношению к неопределенности ω .

В работе вводится следующее допущение.

Допущение 1. Сигнал управления $v(t)$ и неизвестный внешний момент нагрузки $\tau_L(t)$ такие, что траектории моделей СДПМ существуют для всех $t \geq 0$ и ограничены.

Заметим, что в отличие от многих существующих результатов в этой области, в работе не ставится допущение, что значение τ_L постоянно или известно.

Осуществим перепараметризацию динамической модели. Получим:

$$\frac{di}{dt} = \Phi\eta + n_p\omega j, \quad (2.3.3)$$

где $\Phi = [-n_p\omega \quad v - n_p\omega]z_1 \quad n_p\omega]z_2 - i]$ – регрессионная матрица, $\eta = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} \lambda_0 \\ 1 \\ R \end{bmatrix}$ – вектор неизвестных параметров. Заметим, что начальные условия для магнитного потока λ_0 также включены в вектор η .

Полученная регрессионная модель содержит производную силы тока по времени. Для того чтобы получить классическую (статическую) регрессионную модель используемые стандартную технику фильтрации:

$$(\cdot)_f = \frac{\alpha}{p+\alpha} (\cdot), \quad (2.3.4)$$

где $p = \frac{d}{dt}$ и $\alpha > 0$. Применяя фильтр, получим стандартную линейную регрессионную модель:

$$y = \Phi_f \eta + \epsilon, \quad (2.3.5)$$

где сигнал $y = \frac{\alpha p}{p+\alpha} i - \frac{\alpha}{p+\alpha} (n_p\omega j)$ измеряем без дифференцирования, а ϵ – экспоненциально затухающий элемент, зависящий от начальных условий фильтра и постоянной времени $\frac{1}{\alpha}$.

Полученная регрессионная модель необходима для решения задачи оценки параметров. В этом случае оцениваются четыре параметра. Для этого необходимы сильные условия неисчезающего возбуждения и точные измерения скорости ротора. Для

задачи синтеза наблюдателя магнитного потока, когда параметр R и L предполагаются уже известными, оценивается только двумерный вектор λ_0 . В этом случае требование условия неисчезающего возбуждения и точность измерения ω значительно слабее. Линейная регрессионная модель в этом случае имеет сокращенную форму:

$$q = \Omega \lambda_0 + L \epsilon, \quad (2.3.6)$$

где

$$q = Ly - v_f + n_p(\omega)z_1 - n_p R(\omega)z_2 + R i_f, \quad (2.3.7)$$

$$\Omega = -n_p \omega_f J.$$

Для оценки электрических параметров вводятся дополнительные допущения.

Допущение 2. Сигнал управления $v(t)$ и неизвестный внешний момент нагрузки $\tau_L(t)$ такие, что вектор $z(t) = \text{col}(z_1, z_2)$ ограничен.

Допущение 3. Сигнал управления $v(t)$ и неизвестный внешний момент нагрузки $\tau_L(t)$ такие, что регрессионная матрица Φ удовлетворяет условию неисчезающего возбуждения, т.е. существуют константы $T > 0$ и $\delta > 0$ такие, что

$$\int_t^{t+T} \Phi^T(\tau) \Phi(\tau) d\tau \geq \delta I_4, \quad \forall t \geq 0, \quad (2.3.8)$$

где I_4 – единичная матрица (4×4).

Зададим следующий адаптивный алгоритм для оценки параметров:

$$\begin{aligned} \dot{\Phi}_f &= -\alpha(\Phi_f + \Phi), \\ \dot{\hat{\eta}} &= \Gamma \Phi_f^T (y - \Phi_f \hat{\eta}), \\ \begin{bmatrix} \hat{R} \\ \hat{L} \end{bmatrix} &= \frac{1}{\hat{\eta}_3} \begin{bmatrix} \hat{\eta}_4 \\ 1 \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (2.3.9)$$

где $\Gamma = \Gamma^T > 0$ задается разработчиком.

Тогда при выполнении Допущения 3 будет обеспечена сходимость оценок параметров:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \begin{bmatrix} \tilde{R}(t) \\ \tilde{L}(t) \end{bmatrix} \rightarrow 0. \quad (2.3.10)$$

Если параметры R и L известны, может быть получен робастный наблюдатель магнитного потока (и положения ротора) с глобальной сходимостью при удовлетворении следующего допущения.

Допущение 4. Сигнал управления $v(t)$ и неизвестный внешний момент нагрузки $\tau_L(t)$ такие, что $\omega(t)$ удовлетворяет условию неисчезающего возбуждения, т.е. существуют константы $T_1 > 0$ и $\delta_1 > 0$ такие, что

$$\int_t^{t+T_1} \omega^2(\tau) d\tau \geq \delta_1, \quad \forall t \geq 0.$$

Выберем наблюдатель в виде:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\lambda}}_0 &= G\Omega^T(q - \Omega\hat{\lambda}_0), \\ \hat{\lambda} &= L\hat{\lambda}_0 + z_1 - Rz_2, \\ \hat{\theta} &= \frac{1}{n_p} \arctan \left\{ \frac{\hat{\lambda}_1 - Li_1}{\hat{\lambda}_2 - Li_2} \right\},\end{aligned}\tag{2.3.11}$$

где G диагональная положительно-определенная матрица. Заданный алгоритм обеспечивает экспоненциальную сходимость

$$\begin{aligned}\lim_{t \rightarrow \infty} |\hat{\lambda}(t) - \lambda(t)| &\rightarrow 0, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} |\hat{\theta}(t) - \theta(t)| &\rightarrow 0.\end{aligned}\tag{2.3.12}$$

В рамках исследования было проведено компьютерное моделирование предлагаемых подходов по оценке сопротивления и индуктивности обмотки статора и наблюдению за магнитным потоком. Полученные результаты подтверждают эффективность новых алгоритмов, а также демонстрируют их превосходство над известными аналогами.

2.4 Нахождение функций Ляпунова в задачах анализа устойчивости и наблюдаемости для нелинейных систем

В рамках исследований [18] предлагается новый подход к нахождению функций Ляпунова для задач, связанных с устойчивостью вынужденных колебаний. Функции Ляпунова зависят от времени (входного воздействия) в явном виде и дают возможность обосновать устойчивость в случае, когда квадратичные функции Ляпунова не предоставляют такую возможность. В качестве примера систем, для которых анализ устойчивости возможен в рамках такого подхода, в [18] рассмотрен осциллятор Ван дер Поля с гармоническим входным воздействием.

Предложен новый класс функций Ляпунова для решения задач инкрементальной устойчивости [19]. Данный класс позволяет изучать устойчивость вынужденных колебаний для определенного класса входных воздействий. Две полярные ситуации рассмотрены:

- 1) когда устойчивость вынужденных колебаний обусловлена возмущением с малой амплитудой;
- 2) когда устойчивость обеспечивается за счет входного воздействия большой амплитуды.

В ходе исследований рассматривалась проблема наблюдаемости нелинейных систем при наличии ограничения на скорость передачи данных в канале наблюдения [20]. Для различных концепций понятия наблюдаемости, при помощи второго метода Ляпунова,

определены нижние и верхние оценки на скорость канала передачи, позволяющие решить проблему наблюдения. В работе [20] приведены иллюстративные примеры.

Также рассмотрена задача наблюдения нелинейными детерминированными, возможно хаотическими, системами дискретного времени через каналы с ограниченной пропускной способностью [21]. Рассмотрены различные концепции наблюдаемости и предложен конструктивный аналитический подход для верхней и нижней оценки порога скорости передаваемой по каналу информации, при котором задача наблюдения может/не может быть решена. Основные результаты иллюстрируются на примере логистического отображения и отображения Лози приведены в [21].

В рамках исследований предложено решение задачи робастного управления нелинейными объектами с непрерывным временем, как с неизвестным нестационарным запаздыванием по состоянию, так и без него [22], [23]. Рассмотрены объекты управления в условиях параметрической неопределенности, неизвестных начальных условий (представляющих собой кусочно-непрерывные функции), действия внешних ограниченных возмущений и измерении выходного сигнала, но не его производных. Приведены условия, при которых нелинейная система с непрерывным временем с запаздыванием по состоянию может быть приведена к нормальной форме. Для синтеза алгоритма управления используется модифицированный алгоритм бэкстеппинга (алгоритм обратного обхода интегратора, итеративные процедуры синтеза). Синтез алгоритма управления условно разбивается на n шагов, где n – количество уравнений в системе модели объекта. На каждом шаге синтезируется управление, которое стабилизирует каждую подсистему в модели объекта в окрестности нуля. На последнем шаге синтезируется основной закон управления, который обеспечивает слежение выходного сигнала объекта управления за гладким эталонным сигналом с требуемой точностью за конечное время. Показано, что для реализации алгоритма достаточно использовать всего один фильтр состояния по сигналу управления и упрощенные законы управления, полученные с использованием реальных дифференцирующих звеньев. Это позволяет существенно упростить расчет и реализацию системы управления. Полученная система управления обладает универсальной структурой по отношению к виду модели объекта управления, то есть одна и та же структура регулятора может быть применена к регулированию линейными и нелинейными объектами как с запаздыванием по состоянию, так и без него.

2.5 Синтез финитных алгоритмов управления. Исследование однородных систем

Придем основные определения финитной устойчивости. Рассмотрим систему

$$\dot{x} = f(t, x), \quad x(0) = x_0, \quad (2.5.1)$$

где $x \in \mathbf{R}^n$ - вектор, содержащий полную информацию о состоянии системы, $f \in \mathbf{R}_+ \times \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}^n$ - нелинейная непрерывная функция, либо разрывная по отношению к вектору состояния, для которой начало координат является положением равновесия (2.5.2).

Определение 1 Система (2.5.1) финитно устойчива в начале координат, если система финитно аттрактивна, то есть для функции установления $T: \mathbf{R}^n \setminus \{0\} \rightarrow \mathbf{R}_+$, выполняется условие $\lim_{t \rightarrow T(x_0)} x(t, x_0) = 0$ для всех $x_0 \in \mathbf{R}^n \setminus \{0\}$, и является устойчивой по Ляпунову.

Функция установления зависит от начального положения системы и позволяет оценивать время, за которое система перейдет в начало координат.

Следующая теорема представляет метод неявной функции Ляпунова [27] для анализа финитной устойчивости.

Теорема 1. Пусть существует непрерывная функция Ляпунова, обозначенная в неявном виде $Q(V, x): \mathbf{R}^{n+1} \rightarrow \mathbf{R}$, такая, что:

- $Q(V, x)$ дифференцируема непрерывно для любого $\forall x \in \mathbf{R}^n \setminus \{0\}$ и $\forall V \in \mathbf{R}_+$;
- для $\forall x \in \mathbf{R}^n \setminus \{0\}$ существуют значения $V^- \in \mathbf{R}_+$ и $V^+ \in \mathbf{R}_+$, такие, что

$$Q(V^-, x) < 0 < Q(V^+, x);$$

- $\lim_{\substack{x \rightarrow 0 \\ (V, x) \in \Omega}} V = 0^+$, $\lim_{\substack{V \rightarrow 0^+ \\ (V, x) \in \Omega}} \|x\| = 0$, $\lim_{\substack{\|x\| \rightarrow \infty \\ (V, x) \in \Omega}} V = +\infty$, где $\Omega = \{(V, x) \in \mathbf{R}^{n+1} : Q(V, x) = 0\}$;

- для любых $\forall x \in \mathbf{R}^n \setminus \{0\}$, $\forall V \in \mathbf{R}_+$ выполняется выражение $-\infty < \frac{\partial Q(V, x)}{\partial V} < 0$;

- для $\forall (V, x) \in \Omega$ и $0 < \mu \leq 1$, $\eta > 0$ выполняется $\frac{\partial Q(V, x)}{\partial x} f(x) \leq \eta V^{1-\mu} \frac{\partial Q(V, x)}{\partial V}$,

тогда система (2.5.1) финитно устойчива, а функция установления имеет следующую верхнюю границу $T(x_0) \leq \frac{V_0^\mu}{\eta \mu}$.

В рамках исследований был получен ряд результатов, посвященный синтезу регуляторов, обеспечивающих финитную устойчивость системы. В частности, был получен модифицирован финитный алгоритм управления, основанный на применении Теоремы 1 и представленный в работе [24]. В ходе исследований были существенно упрощены линейные матричные неравенства, решение которых необходимо для получения параметров финитного алгоритма управления. Также были получены более

качественные оценки параметров c_1 и c_2 , которые используются при синтезе алгоритма управления. Помимо этого в ходе исследований был получен целый ряд результатов, связанных с синтезом финитных алгоритмов управления и наблюдения для нелинейных систем, анализом устойчивости однородных систем (см., например, [25], [26], [28]-[35], [41]-[44]). Например, в работе [25] было показано, что если исследуемая система является однородной с отрицательным показателем и асимптотически устойчивой (т.е. система финитно устойчива [24]) в отсутствие запаздывания, то свойства устойчивости сохраняются относительно некоторого компактного множества для любого запаздывания.

2.6 Стабилизация соотношения воздух-топливо в инжекторных двигателях внутреннего сгорания

Рассматривается задача стабилизации соотношения воздух-топливо на стехиометрическом уровне в инжекторных двигателях внутреннего сгорания [40]. Предложено два решения данной задачи, основанные на принципе обратной динамики. Первое решение состоит в построении эмпирической модели двигателя, ее идентификации и дальнейшей инверсией. Второй подход предполагает изначальное построение инверсной модели двигателя и затем ее идентификацию. Обе модели (прямая и инверсная) представлены в виде блоков с физически мотивированными входными функциями и были проверены с использованием экспериментальных данных [40]. Модели используются для описания законов управления по прямой связи с настраиваемыми параметрами. Полученные регуляторы прямой связи обеспечивают компенсацию неопределенностей объекта управления, нелинейной динамики и запаздывания в канале измерения, вызванного транспортировкой выхлопных газов от клапана до датчика. Результаты математического моделирования представлены в работе [40].

3 Рекомендации по возможности использования результатов НИР

3.1 Разработка рекомендаций по возможности использования результатов исследований в реальном секторе экономики

На увеличение заинтересованности в интеллектуальных ресурсах существенное влияние оказывает переход наиболее развитых стран к постиндустриальному обществу. Постиндустриальную экономику зачастую называют экономикой, основанной на знаниях. При данном типе экономических отношений в обществе деятельность, связанная с производством, хранением, передачей и использованием знаний, приобретает решающее значение. Поэтому важно уделить внимание тем технологиям и направлениям, которые входят в текущий и грядущий технологические уклады.

Робототехника, приборостроение и вычислительная техника являются ядром современных технологий пятого уклада. Интеллектуальные системы входят в ядро шестого перспективного технологического уклада, которому сейчас следует экономика и промышленность наиболее развитых стран (рисунок 3.1) [45].

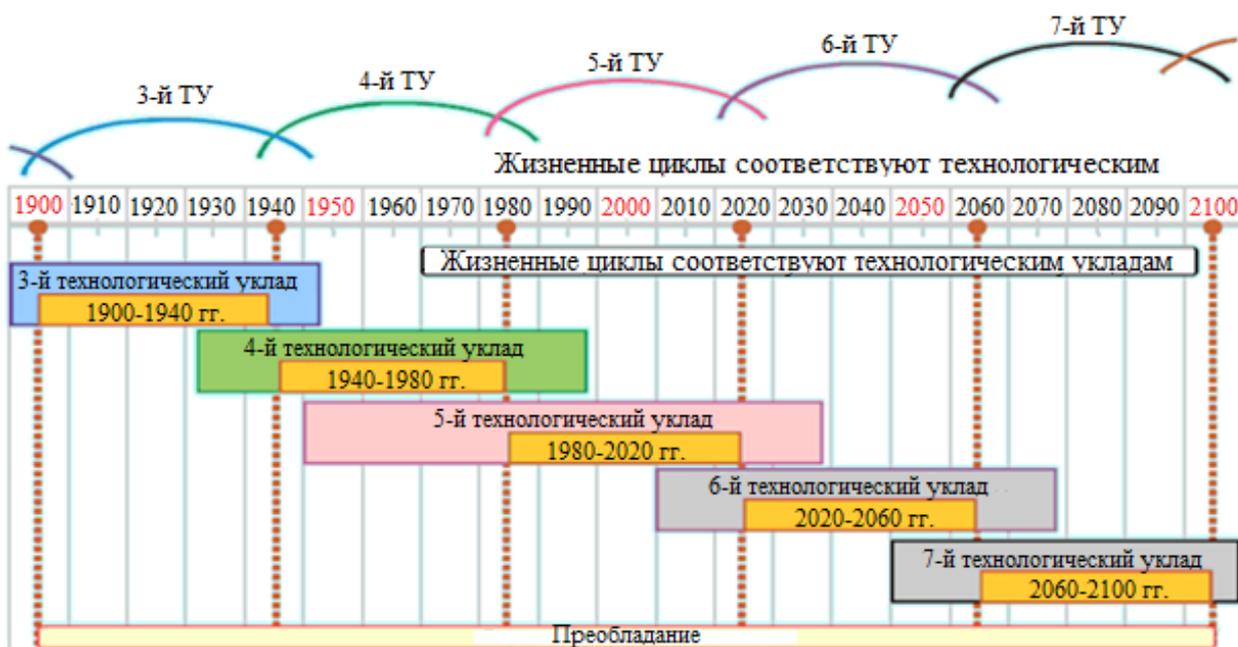


Рисунок 3.1 – Ритм смены технологических укладов и поколений техники

На данный момент перспективна реализация такой модели стратегии инновационного развития, при которой все ресурсы (кадровые, финансовые, материально-технические) должны быть сконцентрированы на инновационной структуре развития (рисунок 3.2). Задача заключается в получении научных результатов с их дальнейшим преобразованием в серийную продукцию, выходящую на рынки. В связи с этим важно

обратить внимание на простоту практической реализации и возможности скорейшего внедрения в промышленный сектор результатов работы.

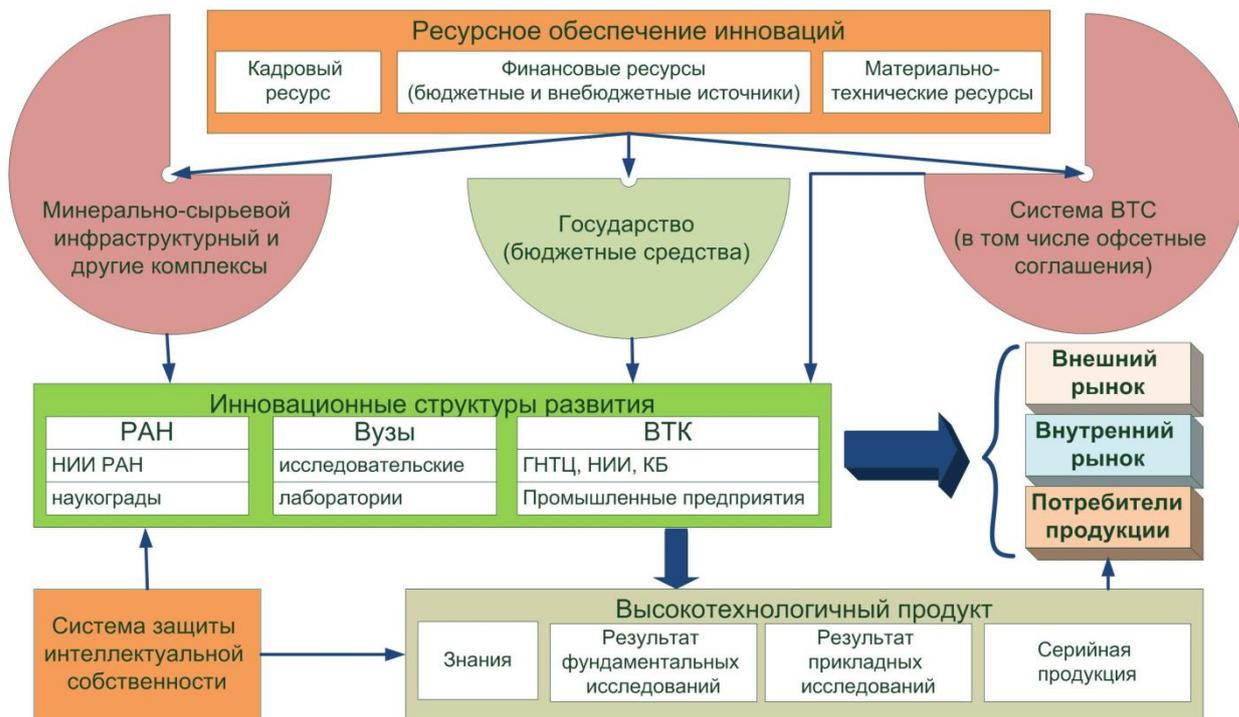


Рисунок 3.2 – Модель реализации стратегии инновационного развития

Проводимые по НИР работы являются как фундаментальными теоретическими исследованиями, так и практическими приложениями, которые могут использоваться в различных отраслях промышленности и техники. В частности, в устройствах оценки параметров и системах управления роботами, двигателями, мехатронными комплексами, мобильными устройствами, космической и авиационной техникой, маятниковыми системами и т.д.

Практическая ценность и инженерная привлекательность полученных результатов заключается в том, что их использование позволит существенно улучшить показатели качества работы объекта управления, снизить требования к объему априорной информации об объекте управления и свойствах среды функционирования, а значит значительно снизить затраты на сенсорное оборудование. Универсальность методов позволяет ускорить и удешевить процедуру их внедрения в промышленные приложения, а также легко расширить класс технических объектов, для которых они могут быть успешно применены. В этом случае реализуется концепция «один алгоритм для целого класса однотипных систем». Под однотипными системами здесь понимаются технические системы сходной структуры, но, например, с разными массогабаритными показателями, то есть задача масштабирования в этом случае является тривиальной. Кроме того,

свойства разрабатываемых алгоритмов позволяют повысить надежность и точность выполнения задач благодаря устранению внешних возмущений.

Стоит отметить, что полученные в рамках НИР теоретические результаты являются передовыми в России и мире и охватывают широкий класс задач, связанных с разработкой интеллектуальных систем управления. В современных условиях для формирования национальной конкурентоспособности одним из основополагающих факторов являются инновации. Поэтому немаловажным является тот факт, что многие результаты работ по проекту могут в перспективе стать объектами интеллектуальной собственности.

3.2 Разработка рекомендаций и предложений по использованию результатов исследований в разработке новых и модернизации существующих научных и образовательных курсов, а также реализация результатов исследования в учебном процессе.

Взаимосвязь проводимых научных исследований с процессом обучения студентов и аспирантов является важным аспектом при проведении НИР.

Внедрение достижений НИР в учебный процесс обеспечивает

- современный и актуальный характер образования и его высокий научно-методический уровень;
- заинтересованность студентов в получении знаний и перспективах их использования в будущей профессии;
- приобщение молодежи к таким формам научной деятельности, как проектно-исследовательская работа, выступления на научных конференциях, публикации в научных журналах, сборниках трудов, участие в конкурсах научных работ, соавторство в представлении патентов. Так в 2016 году ряд разработок лаборатории был представлен на фестивале GeekPicnic.

Участие студентов в качестве исполнителей научно-исследовательской работы позволило развить навыки теоретической и экспериментальной работы в научном коллективе. Также это способствует приобретению новых компетенций студентами, их научной профессионализации, индивидуализации образовательного процесса и созданию предпосылок для дальнейшего обучения в магистратуре и аспирантуре.

Полученные результаты работы могут быть использованы для проведения научных исследований и учебного процесса в области мехатроники и систем автоматического управления с использованием широко распространенных учебно-исследовательских комплексов, которые входят в лабораторное оборудование многих отечественных и иностранных ВУЗов.

Проводимые исследования и полученные результаты отражают современный уровень развития теории автоматического управления, а также новейшие направления развития мехатроники и робототехники. Поэтому результаты, полученные на предыдущих этапах, позволяют существенно разнообразить и расширить преподаваемый материал и являются весьма привлекательными для внедрения в образовательный процесс для таких образовательных курсов как «Идентификация и диагностика систем», «Теория автоматического управления», «Специальные разделы теории управления», «Робототехнические системы и комплексы», «Автоматизированные информационно управляющие системы» и др. В то же время, презентационный материал, описывающий актуальность тематики проводимой научно-исследовательской работы и возможности быстрого внедрения ее результатов в промышленность, может послужить наглядным дополнением к курсу «Введение в специальность».

Стоит отметить, что наличие специального научно-исследовательского оборудования позволяет не ограничиваться только теоретическими результатами или компьютерным моделированием, а доводить работы до экспериментальной апробации, то есть возможно создание и добавление в учебный процесс студентов не только лекционных курсов, но и курсов практических занятий и лабораторных практикумов, основанных на полученных результатах.

Отметим, что большая часть разработок, полученных в ходе деятельности лаборатории, была представлена молодыми сотрудниками лаборатории (студентами и аспирантами) на научно-популярном фестивале GeekPicnic.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе выполнения этапа были разработаны новые методы робастного и адаптивного управления линейными и нелинейными параметрически неопределенными динамическими системами в условиях внешних возмущающих воздействий и неучтенной динамики, а также с канальными ограничениями, вызванными ограничениями вычислительных устройств и ограничениями на мощность передаваемого сигнала. Работоспособность полученных результатов была проверена на робототехнических, мехатронных системах и компьютерным моделированием.

На основе полученных результатов были разработаны, исследованы и апробированы:

- алгоритм управления линейными систем с неизвестным запаздыванием и возмущениями;
- адаптивная система слежения за мультисинусоидальным сигналом в условиях наличия входного запаздывания;
- алгоритм повышения качества оценки нескольких частот;
- алгоритм стабилизации сети электрических генераторов;
- система управления объектами с запаздыванием по управлению;
- системы управления с насыщением роботизированной моделью лодки;
- алгоритм аналитического конструирования последовательного компенсатора в задаче управления пьезоприводом;
- алгоритм конструирования последовательного компенсатора в задаче управления техническим объектом с запаздыванием на основе модифицированных полиномиальных динамических моделей;
- фактор кратковременного прекращения нормального функционирования канальной среды в задаче цифрового дистанционного управления;
- алгоритм формирования структуры собственных векторов матрицы состояния непрерывной устойчивой системы, гарантирующей отсутствие отклонения ее траекторий от монотонно убывающей кривой свободного движения;
- алгоритм робастного управления линейными системами стационарными параметрически и структурно неопределенными линейными объектами при наличии внешних возмущений;

- алгоритм аналитического представления регулятора непрерывного технического объекта с запаздыванием;
- метод идентификации вольт-амперных характеристик фотоэлектрических батарей;
- метод идентификации параметров синхронного двигателя с постоянными магнитами;
- система управления квадрокоптером в условиях ограниченных входных воздействий;
- метод нахождения функций Ляпунова в задачах анализа устойчивости и наблюдаемости для нелинейных систем;
- метод синтеза финитных алгоритмов управления.

Полученные в ходе выполнения этапа научные результаты были представлены на международных и всероссийских конференциях и опубликованы в рецензируемых научных журналах. Также в рамках проводимых исследований было получено 4 объекта интеллектуальной собственности.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Borisov, O.I., Gromov, V.S., Pyrkin, A.A., Bobtsov, A.A. Stabilization of Linear Plants with Unknown Delay and Sinusoidal Disturbance Compensation // 24th Mediterranean Conference on Control and Automation (MED 2016), 2016, pp. 426-430.
2. Vladislav S. Gromov, Oleg I. Borisov, Alexey A. Vedyakov, Anton A. Pyrkin, Sergey V. Shavetov, Alexey A. Bobtsov, Vladimir I. Salikhov, Stanislav V. Aranovskiy. Adaptive Multisinusoidal Signal Tracking System with Input Delay // 12th IFAC International Workshop on Adaptation and Learning in Control and Signal Processing (ALCOSP), 2016, pp. 105-110.
3. Aranovskiy S., Bobtsov A., Ortega R., Pyrkin A. Improved Transients in Multiple Frequencies Estimation via Dynamic Regressor Extension and Mixing // IFAC-PapersOnLine, 2016, 49(13), pp. 99-104.
4. Фуртат И.Б., Чугина Ю.В. Компенсация возмущений в задаче управления сетью электрических генераторов // Известия РАН. Теория и системы управления, 2016, № 1, С. 124-133. (Furtat I.B., Chugina U.V. Disturbance compensation in electric generator network control // Journal of Computer and Systems Sciences International, 2016, Vol. 55, No, 1, pp. 115-124).
5. Furtat I.B., Chugina J.V. Robust Adaptive control with disturbances compensation // Proc. of the 6th IFAC International Workshop on Periodic Control Systems, June 29 - July 1, 2016, pp. 117-122.
6. Furtat I.B., Tarasov M.S., Nekhoroshikh A.N. Adaptive Algorithm for Linear Systems with Input Delay // Proc. of the 12th IFAC International Workshop on Adaptation and Learning in Control and Signal Processing, 2016, pp. 306-311.
7. O. Borisov , V. Gromov, S. Kolyubin, A. Pyrkin, A. Bobtsov, V. Salikhov, A. Klyunin, I. Petranevsky. Human-Free Robotic Automation of Industrial Operations // Proc. 42nd Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2016, in press.
8. Pyrkin A. A., Mancilla-David F., Ortega R., Bobtsov A. A., Aranovskiy S. V. Identification of the Current—Voltage Characteristic of Photovoltaic Arrays // IFAC-PapersOnLine, 49(13), 2016, pp. 223-228.
9. Borisov O.I., Gromov V.S., Pyrkin A.A., Bobtsov A.A., Petranevsky I.V., Klyunin A.O. Output robust control with anti-windup compensation for robotic boat // In 2016 21st International Conference on Methods and Models in Automation and Robotics (MMAR), 2016, pp. 13-18.
10. Borisov O.I., Bobtsov A.A., Pyrkin A.A., Gromov V.S. Simple Adaptive Control for Quadcopters with Saturated Actuators // 11th International Conference on Mathematical Problems in Engineering, Aerospace and Sciences: ICNPAA 2016, AIP Conf. Proc, 2016, in press.

11. Bobtsov A., Pyrkin A., Ortega R. A new approach for estimation of electrical parameters and flux observation of permanent magnet synchronous motors // *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, vol. 30(8-10), 2016, pp 1434–1448.
12. Быстров С. В., Вундер Н.А., Ушаков А.В. Решение проблемы сигнальной неопределенности при аналитическом конструировании последовательного компенсатора в задаче управления пьезоприводом // *Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики*, т. 16, № 3(103), 2016, сс. 451-459.
13. Vunder N., Ushakov A. Peaks Emergence Conditions in Free Movement Trajectories of Linear Stable Systems // *In Proceedings of the 13th International Conference on Informatics in Control, Automation and Robotics – 2016*, vol. 1: ICINCO, pp. 535-538.
14. Вундер Н.А., Нуйя О.С., Пещеров Р.О. Фактор кратковременного прекращения нормального функционирования канальной среды в задаче цифрового дистанционного управления // *Материалы 9-й конференции «Информационные технологии в управлении» (ИТУ-2016)*, 2016, сс. 515-522.
15. Быстров С.В., Вундер Н.А., Ушаков А.В. Аналитическое конструирование последовательного компенсатора в задаче управления техническим объектом с запаздыванием на основе модифицированных полиномиальных динамических моделей // *Материалы 9-й конференции «Информационные технологии в управлении» (ИТУ-2016)*, 2016, сс. 552-558.
16. Вундер Н.А., Ушаков А.В. Исследование отклонения траекторий линейных устойчивых дискретных систем от монотонно убывающей кривой свободного движения в случае кратных вещественных положительных собственных чисел их матриц // *Проблемы управления и информатики*, № 5, 2016, сс. 1-11.
17. Vunder N., Ushakov A. Free Motion of Sequence of Similar Aperiodic Blocks // *8th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT)*, 2016, pp. 382-386.
18. A. Yu. Pogromsky, A.S. Matveev. Input-dependent incremental stability criterion for piecewise linear analogs of van der Pol systems // *Proceedings of 54th Conference on Decision and Control*, pp. 5563-5568.
19. A. Yu Pogromsky, A. S. Matveev. Stability Analysis via Averaging Functions // *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 61, no. 4, 2016, 1081-1086.
20. A. Matveev, A. Pogromsky. Observation of nonlinear systems via finite capacity channels: Constructive data rate limits // *Automatica*, vol. 70, 2016, pp. 217-229.
21. A. Pogromsky, A. Matveev. Data rate limitations for observability of nonlinear systems // *IFAC PapersOnLine*, v. 49-14, 2016, pp. 119-124.

22. Furtat I.B., Tupichin E.A. Robust Algorithm for Control of Nonlinear Plant with Unknown Time Delay // Proc. of the 2016 American Control Conference, pp. 2936-2941.
23. Furtat I.B., Tupichin E.A. Modified backstepping algorithm for nonlinear systems // Automation and Remote Control, 2016. vol. 77, no. 9, pp. 1567–1578.
24. Zimenko K., Polyakov A., Efimov D. Stabilization of Chain of Integrators with Arbitrary Order in Finite-time // Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control (CDC), 2016, pp. 4637-4641.
25. Zimenko K., Efimov D., Polyakov A., Perruquetti W. Time-delay Robustness Analysis for Systems with Negative Degree of Homogeneity // Proc. 10th IFAC Symposium on Nonlinear Control Systems (NOLCOS), 2016, pp. 558-563.
26. Ríos H., Efimov D., Moreno J.A., Perruquetti W. Finite-Time Identification Algorithm based on Time-Varying Homogeneity and Lyapunov Approach // Proc. 10th IFAC Symposium on Nonlinear Control Systems (NOLCOS), 2016, pp. 434-439.
27. A. Polyakov, D. Efimov, W. Perruquetti. Finite-time and fixed-time stabilization: Implicit Lyapunov function approach // Automatica, vol. 51, 2015, pp. 332–340.
28. Ríos H., Efimov D., Polyakov A., Perruquetti W. Robustness of Homogeneous Systems with Respect to Time-Varying Perturbations // Proc. 15th European Control Conference (ECC), 2016, in press.
29. 1. Zimenko K., Polyakov A., Efimov D., Kremlev A. Frequency Domain Analysis of Control System Based on Implicit Lyapunov Function. Proc. 15th European Control Conference (ECC), 2016, in press.
30. Lopez Ramirez F., Polyakov A., Efimov D., Perruquetti W. Finite-Time and Fixed-Time Observers Design: Implicit Lyapunov Function Approach // Proc. 15th European Control Conference (ECC), 2016, in press.
31. Levant A., Efimov D., Polyakov A., Perruquetti W. Stability and Robustness of Homogeneous Differential Inclusions // Proc. 55th IEEE Conference on Decision and Control (CDC), 2016, in press.
32. 1. Lopez-Ramirez F., Efimov D., Polyakov A., Perruquetti W. Fixed-Time Output Stabilization of a Chain of Integrators. Proc. 55th IEEE Conference on Decision and Control (CDC), 2016, in press.
33. Aparicio Martínez A., Efimov D., Fridman L. Stabilization of a triple integrator by a 3-sign feedback // Proc. 55th IEEE Conference on Decision and Control (CDC), 2016, in press.
34. Efimov D., Polyakov A., Levant A., Perruquetti W. Discretization of Asymptotically Stable Homogeneous Systems by Explicit and Implicit Euler Methods // Proc. 55th IEEE Conference on Decision and Control (CDC), 2016, in press.

35. Efimov D., Levant A., Polyakov A., Perruquetti W. On Acceleration of Asymptotically Stable Homogeneous Systems // Proc. 55th IEEE Conference on Decision and Control (CDC), 2016, in press.
36. Фуртат И.Б., Нехороших А.Н. Метод бэкстеппинга для структурно неопределенных объектов // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики, Т. 16. № 1, 2016, сс. 61-67.
37. Фуртат И.Б., Тупичин Е.А. Управление процессом газлифтной эксплуатации нефтяных скважин в условиях параметрической неопределенности // Известия высших учебных заведений. Приборостроение, Т. 59. № 4, 2016, сс. 282-287.
38. Furtat I.B., Nekhoroshikh A.N., Tarasov M.S. Robust Algorithm Using Delay for Multi-Agent Systems // Proc. of the 12th IFAC International Workshop on Adaptation and Learning in Control and Signal Processing, 2016, pp. 25-30.
39. Khvostov D.A., Chepinskiy S.A., Krasnov A.Y., Khvostova K.A., Shmigelskii G.M. Design of Failover Micro Aerial Vehicle with Tilting Rotors // 8th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT), 2016. pp. 385-388.
40. D.N. Gerasimov, M.E. Belyaev, V.O. Nikiforov, H. Javaherian, S. Li, Y. Hu. Inverse Adaptive Air-Fuel Ratio Control in Spark Ignition Engines // Proc. 15th European Control Conference (ECC), 2016, in press.
41. Ríos H., Efimov D., Fridman L.M., Moreno J.A., Perruquetti W. Homogeneity based Uniform Stability Analysis for Time-Varying Systems // IEEE Trans. Automatic Control, 61(3), 2016, pp. 725–734.
42. Efimov D., Perruquetti W. Conditions of Oscillations and Multi-Homogeneity // Mathematics of Control, Signals, and Systems, 28(3), 2016, pp. 1–37.
43. Ríos H., Efimov D., Polyakov A., Perruquetti W. Homogeneous Time-Varying Systems: Robustness Analysis // IEEE Trans. Automatic Control, (3), pp. 4075–4080. DOI 10.1109/TAC.2016.2540806
44. Efimov D., Polyakov A., Fridman L.M., Perruquetti W., Richard J.-P. Delayed Sliding Mode Control // Automatica, 64(2), 2016, pp. 37–43.
45. Кузык Б.Н. Как успешно реализовать стратегию инновационного развития России. Инновационный потенциал России. Мир России, 2009, № 4, сс. 3-18.
46. Vunder N.A., Ushakov A.V. Sensitivity analysis of systems with a cascade compensator embedded in a Smith predictor to dead-time variation // Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing, vol. 52, no. 3, 2016, pp. 274-279