

НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
ТОМСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

На правах рукописи



Курганкин Виктор Витальевич

**УПРАВЛЕНИЕ СИСТЕМОЙ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ОБЪЕКТА С
ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИНФОРМАЦИИ О НЕПОСРЕДСТВЕННОМ
ВОЗДЕЙСТВИИ НА НЕГО ОПЕРАТОРОМ**

05.13.06 – Автоматизация и управление технологическими процессами и
производствами (промышленность)

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Научный руководитель

к. т. н., доцент

Замятин Владимир Маркович

Томск – 2014

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	4
Глава 1. Способ управления позиционированием объекта и система для его реализации	8
1.1 Разработка способа управления системой позиционированием объекта	13
1.2 Схема системы позиционирования объекта	14
1.3 Процедура позиционирования объекта	15
Основные результаты.....	17
Глава 2. Идентификация линейных непрерывных стационарных объектов	18
2.1 Постановка задачи	20
2.2 Идентификация линейных непрерывных объектов, все полюсы и нули передаточных функций которых находятся слева от мнимой оси комплексной плоскости	21
2.2.1 Вещественное интегральное и вещественное дискретное преобразования	21
2.2.2 Переход от дискретной модели к непрерывной и обратно	24
2.2.3 Параметрическая идентификация.....	26
2.2.4 Структурно-параметрическая идентификация.....	31
2.2.5 Приведение модели к виду передаточной функции, все нули и полюсы которой расположены слева от мнимой оси комплексной плоскости	33
2.2.6 Алгоритм идентификации	35
2.2.7 Пример.....	36
2.3 Идентификация линейных непрерывных стационарных неустойчивых объектов.....	37
2.3.1 Подход к идентификации	38
2.3.2 Алгоритм идентификации	40
2.3.3 Пример идентификации неустойчивого объекта	42
2.3.4 Пример идентификации устойчивого объекта с высоким уровнем помех в выходном канале.....	45
Основные результаты.....	48
Глава 3. Синтез регуляторов систем автоматического управления в классе одномерных систем	49
3.1 Постановка задачи	52
3.2 Принцип динамической компенсации.....	53
3.3 Формирование эталонных передаточных функций	55
3.3.1 Постановка задачи.....	56
3.3.2 Эталонная передаточная функция без перерегулирования.....	56

3.3.3	Эталонная передаточная функция с перерегулированием.....	57
3.4	Аппроксимация передаточной функции регулятора	60
3.4.1	Постановка задачи.....	60
3.4.2	Сокращение близкорасположенных нулей и полюсов.....	60
3.4.3	Приведение передаточной функции к физически реализуемому виду	63
3.4.4	Аппроксимация передаточной функции по условию близости переходной характеристики.....	64
3.5	Алгоритмы аппроксимации передаточных функций и синтеза регуляторов.....	66
3.6	Примеры синтеза регуляторов	67
	Основные результаты.....	72
Глава 4.	Численные и экспериментальные исследования системы позиционирования объекта	73
4.1	Описание установки	73
4.1.1	Исполнительные устройства и датчики	73
4.1.2	Механическая часть	74
4.1.3	Встраиваемая система.....	76
4.1.4	Программная часть.....	78
4.2	Синтез системы управления позиционированием объекта.....	79
4.2.1	Система управления для перемещения объекта в горизонтальной плоскости	81
4.2.2	Система управления для перемещения объекта в вертикальном направлении	86
4.2.3	Корректирование задающего воздействия для канала управления вертикальным перемещением	104
4.2.4	Натурный эксперимент.....	107
4.3	Синтез системы управления для имитации невесомости объекта.....	109
	Основные результаты.....	111
	Заключение	112
	Обозначения и сокращения.....	114
	Список литературы	115
	Приложения	122
	Приложение 1	123
	Приложение 2	125
	Приложение 3	131
	Приложение 4	132
	Приложение 5	133

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность работы. Существенный прогресс и экономическая эффективность во многих областях промышленности связаны с уровнем развития подъемно-транспортного машиностроения, ориентированного на широкое внедрение комплексной механизации и автоматизации производственных процессов, ликвидации ручных погрузочно-разгрузочных работ и исключения тяжёлого ручного труда [15, 20, 38, 56, 59, 70].

Проблема создания эффективного подъемно-транспортного оборудования приобретает актуальность по мере повышения требований к качеству выполнения сборочно-монтажных работ.

Регуляторы, управляющие механизмами позиционирования подъемно-транспортного оборудования, обычно настраиваются при вводе в эксплуатацию, а их параметры и структура остаются неизменными в процессе использования. Однако на практике часто возникает необходимость перемещения грузов, которые различаются по своим параметрам (как по габаритам, так и по массе). Это ухудшает точность работы и увеличивает время позиционирования, что снижает эффективность производства.

Диссертационная работа посвящена разработке способа управления системой позиционирования объектов различной массы, объёма, конфигураций, подходов к получению математической модели объекта управления и синтезу регуляторов для системы автоматического управления, а также экспериментальным исследованиям разработанных способа и подходов.

Цель работы – разработка системы позиционирования объекта с использованием информации о непосредственном воздействии на него оператором, включая программно-алгоритмическую и аппаратную части.

Основные **задачи**, решаемые в работе:

- анализ особенностей подъемно-транспортного оборудования и существующих способов управления таким оборудованием;
- разработка способа управления системой позиционирования объекта;
- разработка принципиальной схемы системы позиционирования объекта на основе нового способа управления;
- разработка алгоритма получения математической модели объекта управления для реализации во встраиваемой системе;

- разработка алгоритма синтеза регуляторов для реализации во встраиваемой системе;
- создание устройства управления позиционированием объекта на базе встраиваемой системы с использованием разработанных алгоритмов;
- численные и экспериментальные исследования работы устройства позиционирования объекта.

Методы исследования. В работе использованы методы операционного исчисления, теории автоматического управления, численного решения уравнений и систем уравнений, вещественный интерполяционный метод, принцип динамической компенсации, а также методы компьютерного моделирования и натурных испытаний.

Научная новизна:

1. Разработан новый способ управления системой позиционирования объекта, отличающийся от существующих тем, что управляющие сигналы формируются на основе опроса датчиков натяжения и отклонения троса от вертикали при непосредственном воздействии оператора на объект [46].
2. Разработан алгоритм идентификации линейных непрерывных объектов, все полюсы и нули передаточных функций которых находятся слева от мнимой оси комплексной плоскости, основанный на вещественном интерполяционном методе и отличающийся от него определением структуры идентифицируемого объекта, наложением ограничений на форму тестовых сигналов и получением передаточной функции объекта с использованием дискретной модели.
3. Разработан подход к идентификации линейных непрерывных стационарных неустойчивых объектов, отличающийся тем, что используются преобразования временных характеристик, позволяющие провести идентификацию как для устойчивых объектов и на основе полученной передаточной функции вычислить математическую модель неустойчивого объекта.

Практическая ценность. Разработанные алгоритмы идентификации могут применяться для получения математических моделей линейных, непрерывных, одномерных, стационарных, детерминированных объектов на основе экспериментальных характеристик.

Алгоритмы идентификации объектов и синтеза разработаны для самонастройки регуляторов на базе встраиваемых систем управления.

Разработанный способ, алгоритмы и программное обеспечение ориентированы на повышение эффективности сборочно-монтажных производств и могут применяться как при создании самостоятельных грузоподъемных устройств для сборочно-монтажных работ, так и для модернизации легких (грузоподъемностью до 10 т) кранов.

Полученные разработки могут быть использованы в системах имитации невесомости для создания тренажёров подготовки космонавтов.

Подходы к получению математических моделей объектов управления и синтеза самонастраивающихся регуляторов реализованы в системах управления мехатронных модулей на базе контроллеров Ezi-Servo компании FASTECH Co (Республика Корея, г. Бучеон). Подход и алгоритм идентификации объекта управления использованы при разработке монтажного робота в ОАО «Томский электромеханический завод им. В.В.Вахрушева». Результаты исследований и разработок, описанных в диссертационной работе, использованы в учебном процессе Томского политехнического университета.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Способ управления системой позиционирования объекта, отличающийся от существующих тем, что управляющие сигналы формируются на основе опроса датчиков натяжения и отклонения троса от вертикали при непосредственном воздействии оператора на объект [46].
2. Алгоритм идентификации линейных непрерывных объектов, все полюсы и нули передаточных функций которых находятся слева от мнимой оси комплексной плоскости, основанный на вещественном интерполяционном методе и отличающийся от него определением структуры идентифицируемого объекта, наложением ограничений на форму тестовых сигналов и получением передаточной функции объекта с использованием дискретной модели.
3. Подход к идентификации линейных непрерывных стационарных неустойчивых объектов, отличающийся тем, что используются преобразования временных характеристик, позволяющие провести идентификацию как для устойчивых объектов и на основе полученной передаточной функции вычислить математическую модель неустойчивого объекта.

Апробация работы. Основные положения диссертационной работы представлены на X Международной научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых учёных «Молодёжь и современные информационные технологии», г. Томск, 2012, а также на семинаре компании FASTECH Co, Республика Корея, г. Бучеон, 2013.

Основные результаты диссертационной работы получены в рамках выполнения следующих научно-исследовательских работ:

- Гос. контракт в рамках программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009-2013 годы» № 14.740.11.0542 «Разработка способов и алгоритмов построения математических моделей объектов управления и синтеза регуляторов для систем автоматического управления» от 01.10.2010 г.

- Гос. контракт в рамках программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009-2013 годы» № П1186 «Разработка самонастраивающегося регулятора» от 03.06.2010 г.
- Гос. контракт в рамках программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009-2013 годы» № 16.740.11.0268 «Создание идентификатора для математического описания объектов управления» от 24 сентября 2010.
- Гос. контракт в рамках программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009-2013 годы» № 14.В37.21.148 «Разработка программного и алгоритмического обеспечения системы адаптивного управления устройством интеллектуального позиционирования объектов переменной массы» от 20 сентября 2012.
- Грант по проекту № 14-04/2012 «Разработка аппаратного и программно-алгоритмического обеспечения системы интеллектуального позиционирования объектов переменной массы» в рамках III Межвузовского конкурса исследовательских проектов.

По теме диссертации опубликовано 5 работ, в том числе 4 статьи в изданиях, рекомендованных ВАК РФ, получен 1 патент на изобретение.

Структура и объём работы. Диссертационная работа содержит введение, 4 главы, заключение, список литературы из 95 наименований и 5 приложений. Общий объём работы составляет 133 страницы машинописного текста, из них 12 страниц приложений, 7 страниц – список литературы. Основная часть диссертации иллюстрируется 79 рисунками и 22 таблицами.

ГЛАВА 1. СПОСОБ УПРАВЛЕНИЯ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЕМ ОБЪЕКТА И СИСТЕМА ДЛЯ ЕГО РЕАЛИЗАЦИИ

Грузоподъемные машины являются машинами периодического действия с дискретной подачей грузов. Их рабочий цикл состоит из операции захвата, подъема груза, остановки для освобождения груза и обратного движения без груза. В отличие от других видов транспорта, например, автомобильного, железнодорожного, морского и т.д., перемещение грузов с помощью грузоподъемных машин осуществляется обычно в ограниченных пределах производственного предприятия, строительной площадки, рудника, морского или речного порта и зачастую подчинено технологическому ритму их работы.

Грузоподъемные машины характеризуются следующими основными признаками:

- обязательным наличием подъемного движения;
- принципиальной возможностью транспортировки грузов;
- возможностью сообщения грузу различных индивидуально управляемых движений по необязательно постоянной пространственной траектории;
- возможным отсутствием постоянных мест загрузки и выгрузки грузов;
- периодичностью или цикличностью работы.

Современные грузоподъемные машины могут сообщать грузу следующие виды движений: подъемное – в вертикальном или наклонном направлениях, поперечное или радиальное – в горизонтальном направлении, продольно-поступательное, поворотное – вокруг вертикальной или горизонтальной оси, вращательное – вокруг горизонтальной оси, качательное, захватное, опрокидное.

Кран – грузоподъемная машина периодического (циклического) действия, предназначенная для подъема и последующей транспортировки по сложной пространственной траектории различных грузов, перемещаемых с помощью индивидуально управляемых механизмов, расположенных на металлической конструкции машины. Краны могут перемещать груз по произвольной траектории, находящейся внутри зоны его действия. Существует более 20 типов кранов. В транспортном строительстве наиболее популярны самоходные стреловые краны, а в промышленности строительных материалов – пролетные.

Классификация кранов

а) По степени подвижности:

- подвижные (самоходные, прицепные);
- полустационарные (обслуживающие ограниченные площади);
- стационарные (мачтово-стреловые, настенные).

б) По направлению возможного перемещения груза:

- с прямолинейным поступательным перемещением в двух взаимно перпендикулярных направлениях;
- с поворотной стрелой и радиальным перемещением груза за счёт изменения вылета стрелы;
- комбинированные, т.е. обеспечивающие поступательное движение крана и/или тележки крана с одновременным поворотом стрелы;
- с перемещением в произвольном направлении.

в) По грузоподъёмности:

- легкие (до 10 т);
- средние (10-40 т);
- тяжелые (свыше 40 т).

г) По типу привода:

- с ручным приводом;
- с электрическим приводом;
- с гидравлическим приводом;
- с пневматическим приводом.

Конструкции грузоподъёмных кранов весьма разнообразны. На машиностроительных предприятиях наиболее распространены стационарные рельсовые мостовые и поворотные стреловые краны.

Мостовые краны применяют в цехах для внутрицеховых и внутрискладских погрузочно-разгрузочных работ.

При относительно малых грузоподъёмностях (до 5 т) применяют одно- и двухбалочные кран-балки, представляющие собой облегченный мостовой кран. При небольших пролётах вместо моста используют простую балку, а вместо крановой тележки – электроталь. При больших пролётах балки снабжаются фермой, обеспечивающей высокую горизонтальную жесткость моста.

Способы управления перемещением кран-балкой

Управление кран-балкой может проводиться из кабины или с помощью подвесных коробок управления и магнитных пускателей. Применение таких способов управления не всегда оправдано. В случае если необходимо точное позиционирование груза по месту (большинство сборочных производств), такое управление нуждается в точной корректировке положения с помощью непосредственного воздействия на него. Например, на автомобильной станции техобслуживания после капитального ремонта двигателя его необходимо установить обратно в автомобиль. Из-за большого веса двигателя пользуются подъемно-транспортным оборудованием, которое управляется с помощью кнопочного пульта. Но точное позиционирование двигателя требует корректировки его положения оператором непосредственно по месту.

Известен способ управления грузоподъемным краном и устройство для его осуществления [43]. Способ включает определение положения оборудования крана и нагрузки на грузозахватном органе, инициирование оператором движений оборудования крана и отключение приводов оборудования крана при перегрузке. До определения положения оборудования крана запоминаются координаты препятствий на стройплощадке. В памяти процессора формируются контуры препятствий и отображаются на дисплее, а по сигналам датчиков положения оборудования крана определяются координаты начального положения грузозахватного органа, задаются координаты конечного положения грузозахватного органа, запоминаются и отображаются на дисплее. При инициировании оператором движений оборудования крана определяется прогнозируемая траектория перемещения грузозахватного органа и отображается на дисплее. Перемещение грузозахватного органа осуществляется в режимах гашения раскачивания груза, защиты крана от перегрузки и столкновений с препятствиями, снижения скорости перемещения грузозахватного органа с последующим торможением и остановом движений. Устройство содержит процессоры, датчики положения оборудования крана, датчик нагрузки, блок задания координат препятствий и задатчик конечных координат грузозахватного органа, дисплей, блок управления приводами.

Недостатками способа управления являются:

- необходимость вычисления и задания координат конечного положения грузозахватного органа, усложняя при этом процесс управления;
- невозможность непосредственного воздействия оператором на груз, что может сказаться в худшую сторону на контроле выполнения операции.

Способ управления приводом грузоподъемной машины [42] осуществляется путём воздействия оператора на орган управления грузоподъемной машины, передачи перемещения

этого органа на управляющий элемент привода, выполненный с возможностью перемещения какого-либо механизма грузоподъемной машины в зависимости от перемещения управляющего элемента, а также предварительного определения допустимого значения, по меньшей мере, одного параметра, характеризующего нагрузку и/или пространственное положение стрелы или грузозахватного органа грузоподъемной машины, его запоминанием, измерением в процессе работы грузоподъемной машины указанного параметра прямым или косвенным методом, сравнением измеренного значения с допустимым и последующим формированием сигнала управления приводом. Причём, сигнал управления используется для блокирования перемещения управляющего элемента привода и при необходимости производится возврат этого элемента в нейтральное положение. Блокирование перемещения управляющего элемента привода осуществляется путём механического блокирования передачи перемещения органа управления грузоподъемной машиной на управляющий элемент привода или механического блокирования перемещения этого органа.

Недостатками способа управления приводом грузоподъемной машины являются:

- управление приводом грузоподъемной машины путём воздействия оператора на орган управления, что обеспечивает невысокую точность перемещения и позиционирования груза;
- невозможность непосредственного воздействия оператором на груз, что может сказаться в худшую сторону на контроле выполнения операции.

Система управления грузоподъемного крана [45] содержит гидравлические, электрогидравлические и/или электрические приводы механизмов крана, устройство управления приводами и связанное с ним устройство для управления подачей топлива. В процессе работы крана осуществляется автоматическое изменение подачи топлива в зависимости от нагрузки, пространственного положения и/или скорости перемещения груза. Во втором варианте системы реализуется автоматическое изменение подачи топлива при приближении или прикосновении руки оператора к рукоятке управления приводами. Устройство управления приводами выполнено в виде аппарата управления, содержащего рукоятку управления, датчик/датчики положения рукоятки и контроллер, выходы которого соединены с управляющими входами приводов и устройства управления подачей топлива. Уровень подачи топлива, в общем случае, устанавливается различным для разных приводов и направлений перемещения механизмов крана. После возврата оператором рукояток управления приводами крана в нейтральное положение или после снятия рук с рукояток в течение заданного интервала времени сохраняется текущее значение угловой скорости двигателя, после чего автоматически устанавливается минимальная заданная скорость холостого хода двигателя.

Недостатками системы являются:

- наличие только рукоятки для управления приводами, что обеспечивает невысокую точность позиционирования груза;
- невозможность плавного позиционирования груза сразу по трем пространственным координатам.

Устройство имитации невесомости [44] позволяет имитировать процесс движения элементов конструкции, имеющих разную скорость движения в обезвешенном состоянии. Использование устройства даёт возможность имитации невесомости для подвижных элементов конструкций и определения их характеристик (весовых составляющих, фактических моментов сопротивления индивидуально по каждому элементу обезвешиваемой конструкции в любой точке её траектории).

Устройство имитации невесомости механизмов с гибкой конструкцией элементов содержит электропривод вертикального перемещения, связанный с обезвешиваемым элементом гибкой связью, проходящей через каретку, с нагрузочной ячейкой, служащей для определения усилия натяжения гибкой связи, перемещающуюся по направляющей. При этом нагрузочная ячейка связана с электроприводом вертикального перемещения через блок управления, который, в свою очередь, связан с электроприводом горизонтального перемещения через датчик, определяющий вертикальное положение гибкой связи и расположенный на каретке. Блок управления состоит из микроконтроллера и персонального компьютера.

Недостатками устройства имитации невесомости механизмов с гибкой конструкцией элементов являются:

- наличие только двух датчиков для определения состояния подвешенного элемента, что позволяет определить только две характеристики пространственного положения элемента;
- сложность системы управления устройством, содержащей как микроконтроллер, так и персональный компьютер;
- узкая сфера применения прототипа – для обезвешивания механизмов с гибкой конструкцией элементов при проведении наземных испытаний механизмов, рассчитанных на работу в невесомости.

1.1 Разработка способа управления системой позиционированием объекта

Предлагаемый способ управления системой позиционирования объекта предназначен для точного позиционирования последнего из точки А в точку В (рисунок 1.1) при непосредственном воздействии на него оператором.

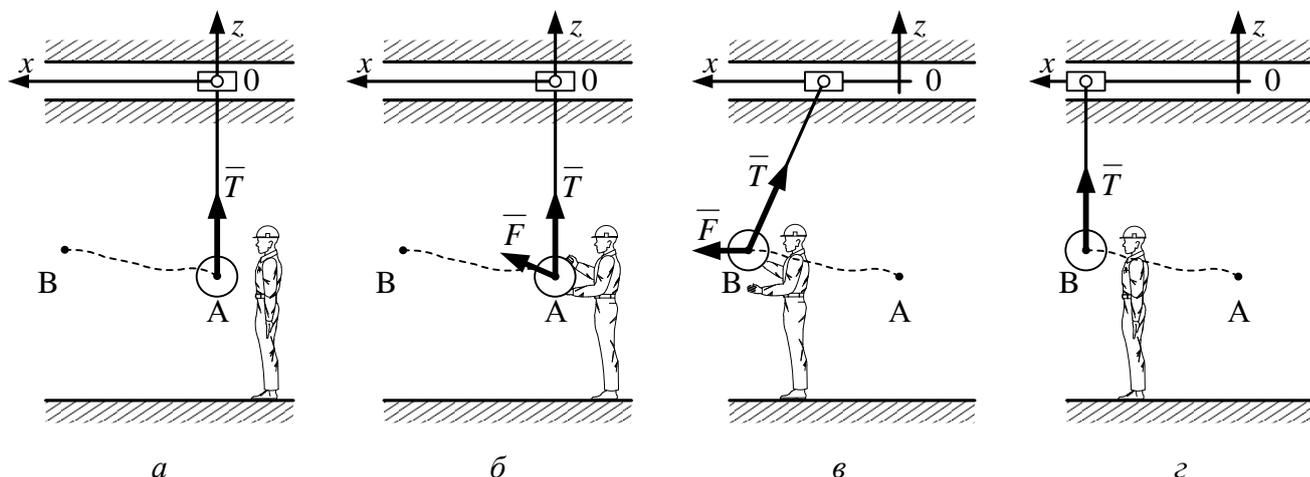


Рисунок 1.1

Оператор для позиционирования объекта, подвешенного на тросе (рисунок 1.1 а), задаёт траекторию его перемещения из точки А в точку В при помощи собственного усилия \bar{F} , приложенного непосредственно к объекту (рисунок 1.1 б). При этом трос отклоняется от вертикали на угол $\bar{\varphi}$. На основе данных о величине отклонения объекта $\bar{\varphi}$ и величине натяжения троса \bar{T} (рисунок 1.1 в) формируются управляющие сигналы на исполнительные механизмы и объект перемещается в заданную точку (рисунок 1.1 г).

Способ управления основан на анализе информации о трёх параметрах – силе натяжения троса \bar{T} и углах отклонения троса от вертикали $\bar{\varphi}$ и $\bar{\psi}$ (рисунок 1.2). Причём следует заметить, что углы отклонения троса от вертикали $\bar{\varphi}$ и $\bar{\psi}$ однозначно определяют направление движения объекта в горизонтальной плоскости.

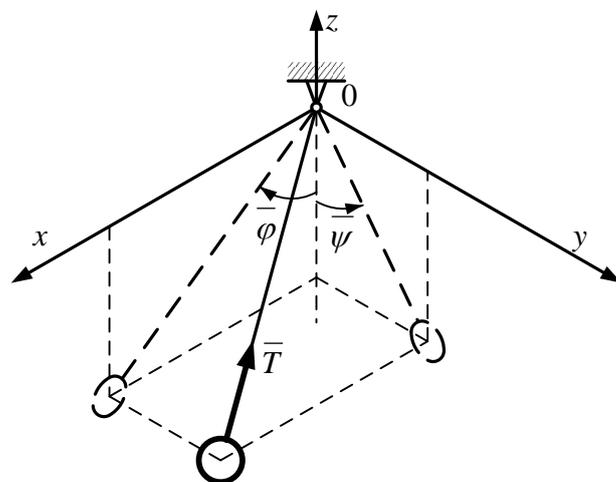


Рисунок 1.2 – Измеряемые параметры системы

1.2 Схема системы позиционирования объекта

Разрабатываемая система позиционирования объекта представляет собой мостовой кран. Объект подвешивается на тросе, укрепленном на подвижной опоре, и с помощью исполнительных механизмов перемещается в пространстве. Отличие данной системы от имеющихся аналогов [42, 43, 44, 45, 88, 89] заключается в наличии датчиков, которые позволяют определить отклонение троса от вертикали и силу натяжения троса [46].

Принципиальная схема системы позиционирования объекта изображена на рисунке 1.3. Блоки 1, 2, представляющие собой каретки с исполнительными механизмами, позволяют перемещать объект в горизонтальной плоскости по направляющим 3 и 4. Блок 5 представляет собой исполнительный механизм, который перемещает объект в вертикальном направлении. Блок управления 7 на основе сигналов поступающих с блока датчиков 6 формирует управляющие воздействия на исполнительные механизмы системы, тем самым, перемещая объект в пространстве. В состав блока датчиков 6 входят два датчика отклонения троса от вертикали и датчик натяжения троса. Один из датчиков регистрирует отклонение троса от вертикали в плоскости xOz , второй – в плоскости yOz .

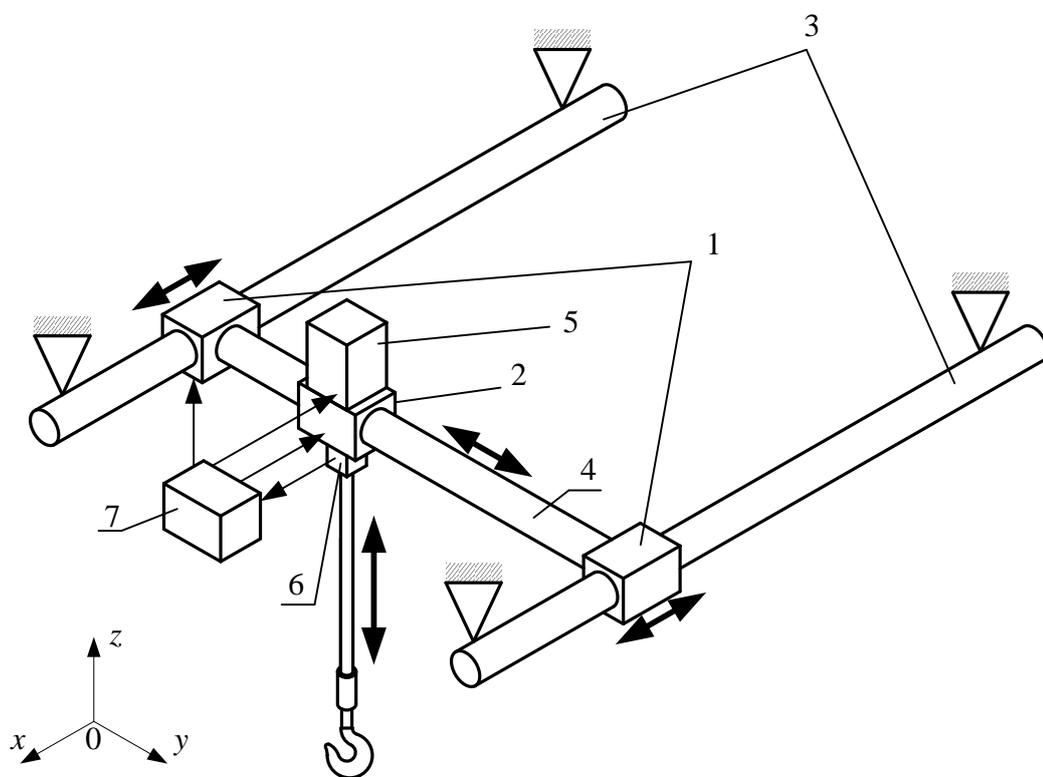


Рисунок 1.3 – Принципиальная схема системы позиционирования объекта

В системе позиционирования объекта (рисунок 1.3) блок управления 7 реализуется на базе ВС. Вся логика работы и алгоритмы управления и функционирования реализуются в блоке управления 7.

Система позволяет позиционировать объект путём прямого на него воздействия оператором, а также повысить точность работы за счёт непосредственного контроля выполняемой операции.

1.3 Процедура позиционирования объекта

Процедура позиционирования объекта выглядит следующим образом (рисунок 1.4).

Исходное состояние представлено на рисунке 1.4 *а*. Оператор подвешивает объект (рисунок 1.4 *б*) и подаёт команду на блок управления, который перемещает объект в рабочую зону оператора (рисунок 1.4 *в*). При этом формируются векторы входных и выходных данных, на основе которых происходит идентификация ОУ. Используя полученную ММ, блок управления синтезирует регуляторы для управления системой позиционирования объекта. Оператор при помощи собственного усилия, приложенного непосредственно к объекту (рисунок 1.4 *г*), позиционирует последний в заданную точку пространства (рисунок 1.4 *д*) и освобождает от него трос (рисунок 1.4 *е*).

Из предложенной процедуры позиционирования объекта следуют несколько замечаний:

- процедуры идентификации и синтеза реализуются в блоке управления (на базе ВС), что накладывает определенные ограничения на их быстродействие и занимаемую ими память;
- обе эти процедуры работают в автоматическом режиме, т.е. без участия оператора, а, следовательно, необходимы соответствующие алгоритмы;
- ММ ОУ определяется на основе входного тестового сигнала (формируется при перемещении объекта в рабочую зону оператора) и реакции ОУ, эти сигналы являются дискретными с периодом дискретизации T_d .

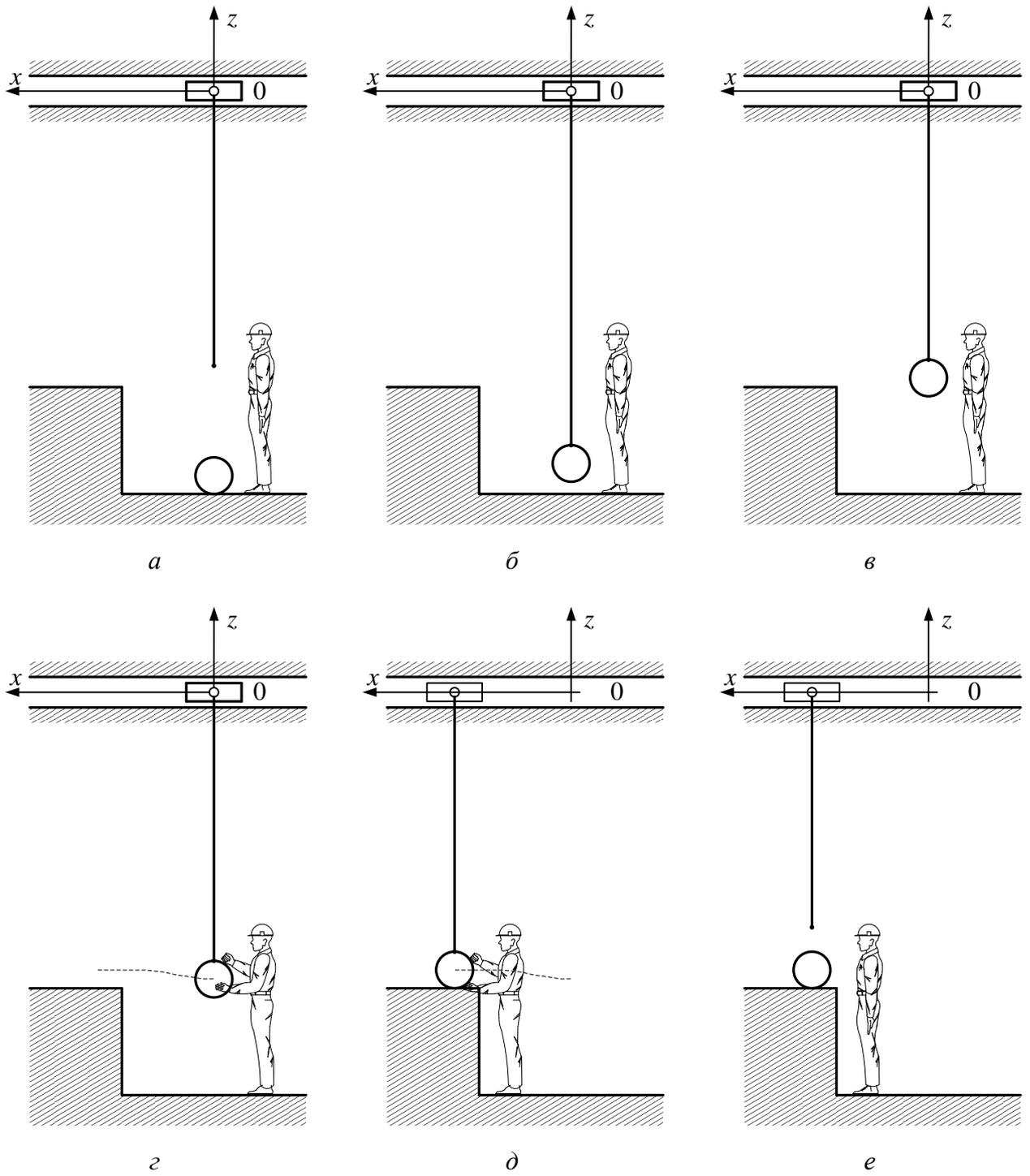


Рисунок 1.4 – Процедура позиционирования объекта

Основные результаты

Управление грузоподъемным оборудованием в основном осуществляется либо оператором из кабины, либо с помощью подвесных коробок управления и магнитных пускателей. Недостатки этих способов управления перемещением грузов:

- невозможность непосредственного воздействия оператором на груз, что сказывается в худшую сторону на контроле выполнения операции;
- управление приводом грузоподъемной машины путём воздействия оператора на орган управления, что обеспечивает невысокую точность перемещения и позиционирования груза.

Некоторые возможные недостатки подъемно-транспортного оборудования, реализованного на базе вышеупомянутых способов управления перемещением грузов:

- наличие только рукоятки для управления приводами, что обеспечивает невысокую точность перемещения и позиционирования груза;
- невозможность плавного позиционирования груза сразу по трем пространственным координатам.
- наличие только двух датчиков для определения состояния подвешенного объекта, что позволяет определить только два параметра его пространственного положения;
- сложность системы управления устройством, содержащей как микроконтроллер, так и персональный компьютер.

Предложен способ управления системой позиционирования объекта, в котором формирование управляющих сигналов основано на анализе непосредственного воздействия оператора на объект, что должно повысить точность позиционирования и комфортность условий труда за счёт контроля выполнения операций.

Для реализации предложенного способа управления системой позиционирования объекта разработана принципиальная схема устройства. Отличием данного устройства от имеющихся аналогов является наличие датчиков, которые позволяют определить отклонение троса от вертикали и силу натяжения троса [46].

Разработана процедура позиционирования объекта.

ГЛАВА 2. ИДЕНТИФИКАЦИЯ ЛИНЕЙНЫХ НЕПРЕРЫВНЫХ СТАЦИОНАРНЫХ ОБЪЕКТОВ

При решении задачи синтеза САУ ключевой информацией является ММ ОУ. Во многих случаях ММ неизвестна или известна её структура, но неизвестны параметры. Ключевой задачей при построении САУ является проблема построения ММ – нахождение оператора модели объекта, выходной сигнал которой наилучшим образом приближён к выходному сигналу изучаемого объекта при одном и том же воздействии, поступающем на их входы. Эта проблема получила название идентификация ММ ОУ [39].

Практический способ проверки степени эффективности решения задачи построения ММ – это сравнение и численная оценка реакции реального объекта и модели, полученных при подаче на их входы одного и того же сигнала [22].

При создании модели объекта, как правило, возникают два главных вопроса – о его структуре и параметрах. Поэтому обычно различают структурную и параметрическую идентификацию.

Процессы, происходящие в САУ, в общем случае описываются нелинейными дифференциальными уравнениями, которые могут быть решены лишь в отдельных редких случаях. Однако для достаточно большого числа систем эти уравнения с приемлемой для решения практических задач точностью могут быть заменены линейными, приближённо описывающими процессы в системе. На этом основании будем предполагать, что разрабатываемую систему позиционирования объекта возможно описать линейными дифференциальными уравнениями с точностью, достаточной для построения САУ.

На данный момент существует большое количество методов идентификации: частотный [37, 52, 67, 73, 74], корреляционный [4, 18, 19, 50, 51, 73], наименьших квадратов [32, 55, 57], идентификация с помощью переходной функции [18, 22, 23, 24, 25, 26, 32], вещественный интерполяционный [5, 16, 17, 28, 71, 76] и др. [75, 84].

Частотный метод дает достаточно точные результаты, если структура объекта идентификации априорно известна и исследуются объекты невысокого порядка. В противном случае необходимо большое число экспериментов, что не всегда допустимо в силу специфики ОУ.

Корреляционный метод идентификации ОУ, в основе которого лежит уравнение Винера-Хопфа, позволяет достаточно точно провести идентификацию, но только для объектов

невысокого порядка. Как правило, при получении графика импульсной переходной функции производится её аппроксимация аналитическим выражением одним из методов вычислительной математики. Однако при решении уравнения Винера-Хопфа численными методами вместо гладкой кривой переходной функции во многих случаях можно получить кривую, имеющую скачкообразный характер и даже отдаленно не напоминающую реальную импульсную переходную функцию идентифицируемого объекта [32]. Это объясняется тем, что решение интегрального уравнения относится к классу некорректно поставленных задач [65].

МНК достаточно прост и удобен для определения параметров статического объекта. Однако при определении коэффициентов дифференциального уравнения, описывающего динамическую систему, данный подход является сложным, т.к. при нахождении выходного сигнала модели получается нелинейная функция, содержащая интегрирование. Принимаемые допущения отражаются на качестве проводимой идентификации.

Метод идентификации по ПХ имеет малую точность за счёт применения приближенных инженерных формул. Расширенный вариант метода, предложенный в работах [22, 23, 24, 25, 26], существенно расширяет область применения, а также в положительную сторону сказывается на качестве проводимой идентификации. Но сложность расчётов и участие пользователя не даёт возможности использования метода для автоматической процедуры идентификации и затрудняет прикладное применение этого метода.

ВИМ относится к численным методам расчётов, что делает его легко программируемым, а значит, появляется принципиальная возможность сделать идентификацию на его основе автоматической. Для заданной структуры ОУ в виде ПФ с известными порядками полиномов числителя и знаменателя ВИМ даёт хорошие результаты для определения коэффициентов этих полиномов. Основным недостатком метода – трудность определения порядков полиномов ПФ. В работе [3] предложено частичное решение этой проблемы, но нестабильность результатов ограничивают возможность его практического использования.

На основании изложенного можно сделать вывод, что в данный момент имеющиеся методы идентификации линейных непрерывных ОУ либо дают нестабильные результаты при практическом применении, либо требуют значительного участия проектировщика САУ, что делает невозможным их использование для создания самонастраивающегося регулятора на базе ВС.

Согласно проведённому анализу ВИМ является лучшим методом, на базе которого возможна реализация процедуры идентификации ОУ во ВС. Но для его применения требуется доработка, а именно – решение проблемы определения порядков полиномов числителя и знаменателя ПФ на основе экспериментальных данных в виде известных входного воздействия и реакции объекта.

2.1 Постановка задачи

Рассмотрим линейный непрерывный объект, относящийся к классу одномерных, стационарных, детерминированных (рисунок 2.1). На рисунке 2.1 приняты следующие обозначения: $x(t^*)$ – входной (тестовый) сигнал, $y(t^*)$ – отклик ОУ (здесь знак «*» означает дискретность сигнала), $W_o(s)$ – ПФ объекта.

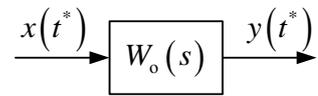


Рисунок 2.1 – Схема объекта идентификации

Задача идентификации заключается в получении ММ объекта по известной его реакции $y(kT_d)$ на входное воздействие $x(kT_d)$, где $k = \overline{0, N}$, T_d – период дискретизации, N – количество точек характеристик.

Линейный непрерывный объект, относящийся к классу одномерных, стационарных, детерминированных можно описать ПФ вида

$$W_o(s) = \frac{\sum_{i=0}^m b_i s^i}{\sum_{i=0}^n a_i s^i}, \quad m < n, \quad a_0 = 1, \quad (2.1)$$

где b_i – i -й коэффициент полинома числителя ПФ;

a_i – i -й коэффициент полинома знаменателя ПФ;

m – степень полинома числителя ПФ;

n – степень полинома знаменателя ПФ.

Для решения задачи идентификации необходимо определить m , n , a_i и b_i .

В дальнейшем под параметрической идентификацией понимается нахождение коэффициентов a_i ($i = \overline{1, n}$) и b_j ($j = \overline{0, m}$) ПФ, но не m и n , а под структурно-параметрической идентификацией – нахождение m , n , a_i ($i = \overline{1, n}$) и b_j ($j = \overline{0, m}$).

2.2 Идентификация линейных непрерывных объектов, все полюсы и нули передаточных функций которых находятся слева от мнимой оси комплексной плоскости

Пусть все нули и полюсы линейного непрерывного объекта, описываемого ПФ (2.1), располагаются слева от мнимой оси комплексной плоскости. Из этого следует, что

- объект устойчив;
- $a_i > 0$ ($i = \overline{0, n}$) и $b_j > 0$ ($j = \overline{0, m}$);
- установившееся значение ПХ $h(t)$ равно $h_{\text{уст}} = b_0 > 0$.

2.2.1 Вещественное интегральное и вещественное дискретное преобразования

Формула прямого преобразования Лапласа

$$F(s) = \int_0^{\infty} f(t) e^{-st} dt, \quad s = \delta + j\omega. \quad (2.2)$$

В неё входят функция-изображение $F(s)$, преобразуемая функция $f(t)$ и комплексная переменная $s = \delta + j\omega$.

Когда в (2.2) $\omega = 0$, то комплексная переменная s вырождается в вещественную $s = \delta$, а исходная формула (2.2) принимает вид

$$F(\delta) = \int_0^{\infty} f(t) e^{-\delta t} dt. \quad (2.3)$$

Условия существования и единственности функции $F(\delta)$ определяются сходимостью интеграла (2.3):

$$F(\delta) = \int_0^{\infty} f(t) e^{-\delta t} dt, \quad \delta \in [C, \infty), \quad C \geq 0. \quad (2.4)$$

В приложении к линейным САУ, когда функция $f(t)$ представляет собой временную динамическую характеристику, сходимость обеспечивают выбором соответствующего значения параметра C . Так для устойчивой системы, имеющей импульсную ПХ $f(t) = k(t)$, можно принять $C = 0$. В случае использования ПХ $f(t) = h(t)$, соответствующей устойчивой системе, условие сходимости интеграла определяется тоже достаточно просто: $\delta \in [0, \infty)$ или $C > 0$.

Вещественные функции $F(\delta)$ обладают следующими положительными свойствами:

- функции $F(\delta)$ относятся к области изображений и потому в большинстве случаев выполнение действий над ними оказывается более экономичным по сравнению с соответствующими операциями в области времени;
- функции $F(\delta)$ имеют графические представления, что делает их и действия над ними наглядными;
- функции $F(\delta)$ не содержат мнимой составляющей, поэтому численные способы действий над ними оказываются более экономичными по сравнению с изображениями по Фурье и Лапласу.

Вещественное дискретное преобразование является обобщением вещественного интегрального преобразования на решетчатые функции $f(kT_d)$, где $f(t)$ – преобразуемая функция времени, T_d – период дискретизации, $k = 1, 2, \dots$ [5].

Вещественное изображение $F^*(\delta)$ функции-оригинала $f(kT_d)$ определено формулой прямого преобразования

$$F^*(\delta) = \sum_{k=0}^{\infty} f(kT_d) e^{-\delta k T_d}, \quad \delta \in [c_\delta, \infty), \quad c_\delta \geq 0. \quad (2.5)$$

В практическом отношении удобно вместо (2.5) использовать преобразование

$$F(v) = \sum_{k=0}^{\infty} f(kT_d) v^{-k}, \quad v \in [c_v, \infty), \quad (2.6)$$

в которое трансформируется (2.5) при подстановке $v = e^{\delta T_d}$. При этом необходимо обеспечить сходимость ряда, т.е. наложить ограничение на нижнюю границу переменной v : $c_v = 1$.

Формулы (2.5) и (2.6) можно рассматривать как частные случаи соответственно дискретного преобразования Лапласа и z -преобразования. Это позволяет использовать таблицы соответствий оригиналов и их изображений по Лапласу $F^*(s)$ и z -изображений при обращении вещественных изображений $F^*(\delta)$ и $F(v)$, находить изображения $F^*(\delta)$ и $F(v)$ по функциям $F^*(s)$ и $F(z)$ путём формальных замен $s \rightarrow \delta$ или $z \rightarrow v$.

Для представления вещественных изображений в вычислительных системах привлекаются модели в виде ЧХ. В случае использования формы $F(v)$ такой характеристикой будет множество $\{F(v_i)\}_\eta = \{F(v_1); F(v_2); \dots; F(v_\eta)\}$, определяемое значениями функции $F(v)$ на сетке $c \leq v_1 < v_2 < \dots < v_\eta$. Формирование ЧХ обычно выполняется в рамках

равномерной сетки, так что поиск узлов сводится к определению значений первого и последнего узлов v_1 и v_η , а остальные находятся из условия их равномерного распределения

$$v_i = v_1 + \frac{v_\eta - v_1}{\eta - 1}(i - 1), \quad i = \overline{1, \eta}. \quad (2.7)$$

Для устойчивых систем в общем случае целесообразно принять $v_1 = 1$. Во-первых, для принятого класса систем при $v_1 = 1$ сохраняется сходимость ряда в (2.6). Во-вторых, такой выбор v_1 обеспечивает формирование уравнения. Для определения значения последнего узла v_η рекомендуется воспользоваться расчётной формулой [5]

$$(0, 1 \dots 0, 2) \cdot [F(v_1) - F(\infty)] + F(\infty) = F(v_\eta). \quad (2.8)$$

Если $F(\infty) = 0$, то (2.8) вырождается в

$$(0, 1 \dots 0, 2) F(v_1) = F(v_\eta). \quad (2.9)$$

Приведенные сведения позволяют найти элементы ЧХ $\{F(v_i)\}_\eta$ по заданному аналитическому выражению (2.6)

$$F(v_i) = \sum_{k=0}^{\infty} f(kT_d) v_i^k, \quad i = \overline{1, \eta}. \quad (2.10)$$

При использовании ЧХ приходится решать не только прямую задачу – формирование ЧХ, но и обратную ей – получение дробно-рационального выражения $F(v_i)$ по ЧХ. Для решения обратной задачи составляется система уравнений

$$F(v_i) = \frac{\sum_{k=0}^m b_k v_i^k}{\sum_{k=0}^n a_k v_i^k}, \quad a_0 = 1, \quad i = \overline{1, \eta}, \quad (2.11)$$

в которой число уравнений η , определяемое размерностью ЧХ, должно быть равно числу неизвестных коэффициентов: $\eta = m + n + 1$.

Вещественное дискретное преобразование и вещественные изображения имеют свойства, которые создают некоторые преимущества в задачах расчёта систем автоматического управления:

- переход к вещественной форме осуществляется значительно проще по сравнению, например, с частотным подходом;
- существует простая взаимная связь между вещественными изображениями и z -формами;

- ММ в форме вещественных функций и ЧХ ориентированы на применение численных методов;
- получение ЧХ возможно как по вещественным функциям-изображениям, так и по их оригиналам.

Кроме того, следует отметить, что идентификация ОУ в дискретной форме имеет ряд преимуществ по отношению к непрерывным моделям. Во-первых, во встраиваемых микропроцессорных системах снимаемая с объекта характеристика является дискретной. Во-вторых, упрощается численный расчёт оценки успешности идентификации, вследствие того, что отпадает необходимость использовать обратное преобразование Лапласа для получения функции-оригинала в пространстве времени.

2.2.2 Переход от дискретной модели к непрерывной и обратно

Цифровые САУ имеют некоторые преимущества по сравнению с непрерывными аналогами [12, 34]. Поэтому в алгоритмах идентификации и синтеза необходимо иметь средства для осуществления перехода от цифровых моделей к их непрерывным аналогам и наоборот. В данной работе переход осуществляется на основе билинейных преобразований [8, 11, 58]. При взятии преобразования Лапласа над дискретным сигналом, результатом является z -преобразование с точностью до замены переменных:

$$z = e^{sT_d} = \frac{e^{sT_d/2}}{e^{-sT_d/2}} \approx \frac{1 + sT_d/2}{1 - sT_d/2},$$

где T_d – период дискретизации. Эта аппроксимация и является билинейным преобразованием.

Для перехода от дискретной ПФ $W_d(z)$ к её непрерывному аналогу $W_c(s)$ пользуются следующей заменой

$$z \leftarrow \frac{1 + sT_d/2}{1 - sT_d/2}.$$

Следовательно

$$W_c(s) = W_d(z) \Big|_{z=\frac{1+sT_d/2}{1-sT_d/2}} = W_d\left(\frac{1+sT_d/2}{1-sT_d/2}\right). \quad (2.12)$$

Обратное преобразование из s -плоскости в z -плоскость и его билинейная аппроксимация записываются следующим образом:

$$s = \frac{1}{T_d} \log(z) = \frac{2}{T_d} \left[\sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{1}{2 \cdot i + 1} \left(\frac{z-1}{z+1} \right)^{2i+1} \right) \right] \approx \frac{2}{T_d} \cdot \frac{z-1}{z+1} = \frac{2}{T_d} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}.$$

Билинейное преобразование использует это соотношение для замены ПФ $W_c(s)$ на её дискретный аналог $W_d(z)$

$$s \leftarrow \frac{2}{T_d} \cdot \frac{z-1}{z+1}.$$

Откуда следует, что

$$W_d(z) = W_c(s) \Big|_{s=\frac{2}{T_d} \cdot \frac{z-1}{z+1}} = W_c\left(\frac{2}{T_d} \cdot \frac{z-1}{z+1}\right). \quad (2.13)$$

Формулы (2.12) и (2.13) позволяют осуществить переход от цифровых моделей к их непрерывным аналогам и наоборот.

Замечание: в случае если ММ линейного непрерывного объекта, полюсы и нули ПФ которого находятся слева от мнимой оси комплексной плоскости, представлена как непрерывная ПФ вида (2.1), то её дискретный аналог – дискретная ПФ, – полученный на основе (2.13), имеет одинаковые порядки числителя и знаменателя, причём равные n .

Чтобы это доказать, необходимо на основе выражения (2.13) в (2.1) произвести замену переменной

$$W_o^*(z) = W_o\left(s = \frac{2}{T_d} \cdot \frac{z-1}{z+1}\right) = \frac{\sum_{i=0}^m b_i \left(\frac{2}{T_d} \cdot \frac{z-1}{z+1}\right)^i}{\sum_{i=0}^n a_i \left(\frac{2}{T_d} \cdot \frac{z-1}{z+1}\right)^i}, \quad (2.14)$$

где $W_o^*(z)$ – дискретный аналог ПФ $W_o(s)$.

Учитывая, что $m < n$, умножим и числитель, и знаменатель (2.14) на $(T_d/2)^n (z+1)^n \neq 0$:

$$W_o^*(z) = \frac{\sum_{i=0}^m b_i (T_d/2)^{n-i} (z+1)^{n-i} (z-1)^i}{\sum_{i=0}^n a_i (T_d/2)^{n-i} (z+1)^{n-i} (z-1)^i}. \quad (2.15)$$

Если $0 \leq i \leq n$, то произведение $(z+1)^{n-i} (z-1)^i$ – полином степени n . Значит, в выражении (2.15) в числителе и знаменателе – суммы полиномов степеней n . Следовательно, (2.15) можно представить как

$$W_o^*(z) = \frac{\sum_{i=0}^n b_i^* z^i}{\sum_{i=0}^n a_i^* z^i}. \quad (2.16)$$

Сравнивая (2.15) и (2.16), находим, что $b_n^* = \sum_{i=0}^m b_i (T_d/2)^{n-i}$ и $a_n^* = \sum_{i=0}^n a_i (T_d/2)^{n-i}$. Так как для рассматриваемого объекта (п. 2.2) $a_i > 0$ ($i = \overline{0, n}$), $b_j > 0$ ($j = \overline{0, m}$) и $T_0 > 0$, то $\sum_{i=0}^m b_i (T_d/2)^{n-i} > 0$ и $a_n^* = \sum_{i=0}^n a_i (T_d/2)^{n-i} > 0$, а значит $b_n^* > 0$ и $a_n^* > 0$, т.е. $b_n^* \neq 0$ и $a_n^* \neq 0$. Откуда получаем, что в (2.16) полиномы числителя и знаменателя ПФ имеют одинаковые порядки, причём равные n .

Следовательно, для процедуры структурно-параметрической идентификации объекта в виде дискретной ПФ достаточно определить параметры n , a_i^* и b_i^* , где $i = \overline{0, n}$.

Из (2.15) следует

$$\lim_{z \rightarrow \infty} W_0^*(z) = \frac{\sum_{i=0}^m b_i (T_d/2)^{n-i}}{\sum_{i=0}^n a_i (T_d/2)^{n-i}}, \quad (2.17)$$

$$\lim_{\substack{T_0 \rightarrow 0 \\ m < n}} \frac{\sum_{i=0}^m b_i (T_d/2)^{n-i}}{\sum_{i=0}^n a_i (T_d/2)^{n-i}} \rightarrow 0. \quad (2.18)$$

Эти выражения будут использованы ниже.

2.2.3 Параметрическая идентификация

Пусть задана реакция объекта $y(kT_d)$ на входной сигнала $x(kT_d)$, где $k = \overline{0, N}$.

Необходимо найти ММ объекта в виде дискретной ПФ

$$W_0^*(z) = \frac{y(z)}{x(z)} = \frac{\sum_{i=0}^n b_i^* z^i}{\sum_{i=0}^n a_i^* z^i}, \quad a_0^* = 1, \quad (2.19)$$

где $y(z)$ и $x(z)$ – z -изображения соответственно выходного и входного сигналов объекта, параметр n известен.

Требуется найти коэффициенты a_i^* ($i = \overline{1, n}$) и b_j^* ($j = \overline{0, n}$), обеспечивающие выполнение заданного критерия приближения функции $y_m(kT_d) = W_0^*(z) \cdot x(kT_d)$ к исходной $y(kT_d)$.

В качестве критерия адекватности модели используется оценка вида

$$\Delta y = \max_k \frac{|y_m(kT_d) - y(kT_d)|}{y_{уст}} \cdot 100\%, \quad (2.20)$$

где $y_{уст}$ – установившееся значение снятой характеристики.

Для решения этой задачи представим (2.19) в вещественной форме путём формальной замены $z \rightarrow v$

$$W_o^*(v) = \frac{\sum_{i=0}^n b_i^* v^i}{\sum_{i=0}^n a_i^* v^i}. \quad (2.21)$$

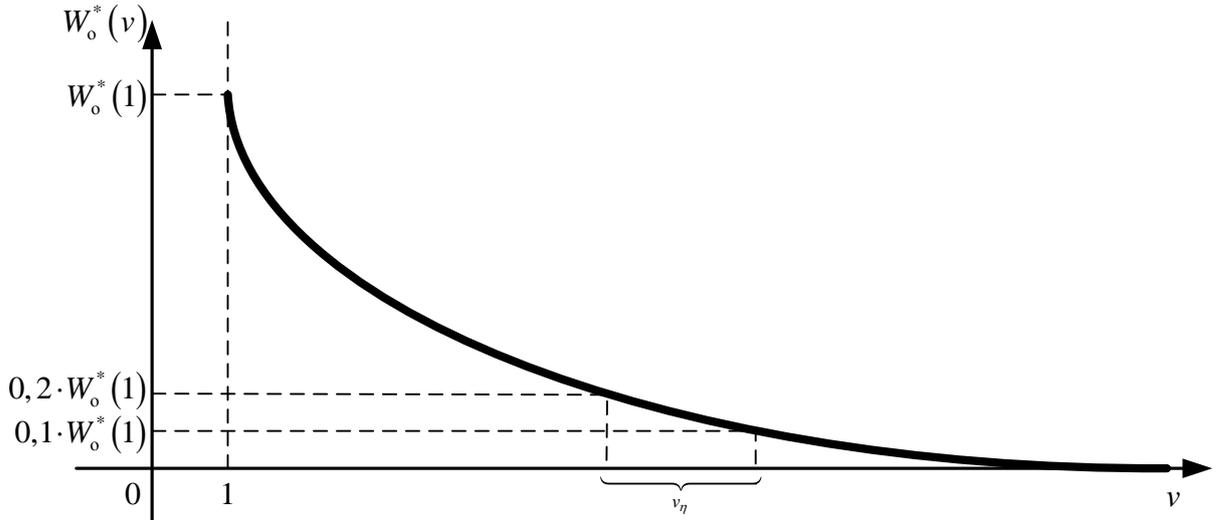
Для решения задачи параметрической идентификации необходимо найти значения коэффициентов выражения (2.21).

Определим значения ПФ (2.21) в какой либо точке $v \in (1, \infty)$ согласно (2.6) и (2.19), воспользовавшись следующим выражением

$$W_o^*(v) = \frac{y(v)}{x(v)} = \frac{\sum_{k=0}^{\infty} y(kT_d) v^{-k}}{\sum_{k=0}^{\infty} x(kT_d) v^{-k}} \approx \frac{\sum_{k=0}^N y(kT_d) v^{-k}}{\sum_{k=0}^N x(kT_d) v^{-k}}. \quad (2.22)$$

Параметр N определяет время окончания переходного процесса, когда значениями $y(kT_d)v_i^{-k}$ и $x(kT_d)v_i^{-k}$ ввиду их малости можно пренебречь.

Чтобы найти значения коэффициентов выражения (2.21) необходимо определить размерность ЧХ η и значения узлов интерполирования v_i ($i = \overline{1, \eta}$). Для размерности η используется расчётная формула: $\eta = 2n + 1$. Т.к. объект устойчив, то можно принять $v \in [1, \infty)$ и определить значение первого узла интерполирования $v_1 = 1$. Согласно [5] узел v_η следует искать из соотношения (2.8). Однако, при реализации алгоритма затруднительно вычислить напрямую $W_o^*(\infty)$. Поэтому согласно выражениям (2.17), (2.18) и при достаточно малом периоде дискретизации T_d для нахождения узла v_η можно воспользоваться условием (2.9). Значение узла v_η определяется итерационными методами. Согласно [5] график вещественной дискретной ПФ для устойчивого объекта имеет вид, представленный на рисунке 2.2. На основе приведенного графика вещественной дискретной ПФ организуется итерационный поиск узла v_η с использованием выражения (2.22), где условием окончания является (2.9). Значения остальных $(\eta - 2)$ узлов определяются по формуле (2.7).

Рисунок 2.2 – График ПФ $W_o^*(v)$ устойчивого объекта

Для вычисления элементов $W_o^*(v_i)$ используем выражение (2.22)

$$W_o^*(v_i) = \frac{\sum_{k=0}^{\infty} y(kT_d) v_i^{-k}}{\sum_{k=0}^{\infty} x(kT_d) v_i^{-k}} \approx \frac{\sum_{k=0}^N y(kT_d) v_i^{-k}}{\sum_{k=0}^N x(kT_d) v_i^{-k}}, \quad v_i = \overline{1, \eta}. \quad (2.23)$$

Далее необходимо найти коэффициенты ПФ (2.21) по ЧХ $\{W_o^*(v_i)\}_\eta$. Эта задача сводится к решению СЛАУ (2.11), которая принимает вид

$$W_o^*(v_i) = \frac{\sum_{j=0}^n b_j^* v_i^j}{\sum_{j=0}^n a_j^* v_i^j}, \quad i = \overline{1, \eta}. \quad (2.24)$$

Существование и единственность решения системы уравнений обеспечивается выбором узлов v_i и принятой формой (2.21).

Полученные в результате решения коэффициенты ПФ (2.21) являются в то же время коэффициентами z -формы $W_o^*(z)$. Это позволяет сформировать ПФ $W_o^*(z)$, найти реакцию модели объекта $y_m(kT_d)$ на входной сигнал $x(kT_d)$ и определить качество идентификации по критерию (2.20).

Следует отметить некоторые ограничения, накладываемые предложенным подходом к идентификации. Во-первых, согласно (2.9), чтобы отыскать v_η необходимо, чтобы значение ПФ объекта $W_o^*(v)$ для узла v_1 не равнялось нулю и было ограничено сверху. В предложенном подходе к идентификации $v_1 = 1$, т.е. $W_o^*(v_1) = y_{уст}/x_{уст}$, а это означает, что установившееся

значение тестового входного сигнала $x_{\text{уст}}$ не должно быть равным нулю. Примеры возможных тестовых сигналов представлены на рисунке 2.3. Во-вторых, при $t = N \cdot T_d \rightarrow \infty$ в выражении (2.23) должны выполняться условия $y(kT_d)v_i^{-k} \rightarrow 0$ и $x(kT_d)v_i^{-k} \rightarrow 0$. В-третьих, T_d должно быть достаточно малым, чтобы выражение (2.9) имело решение.

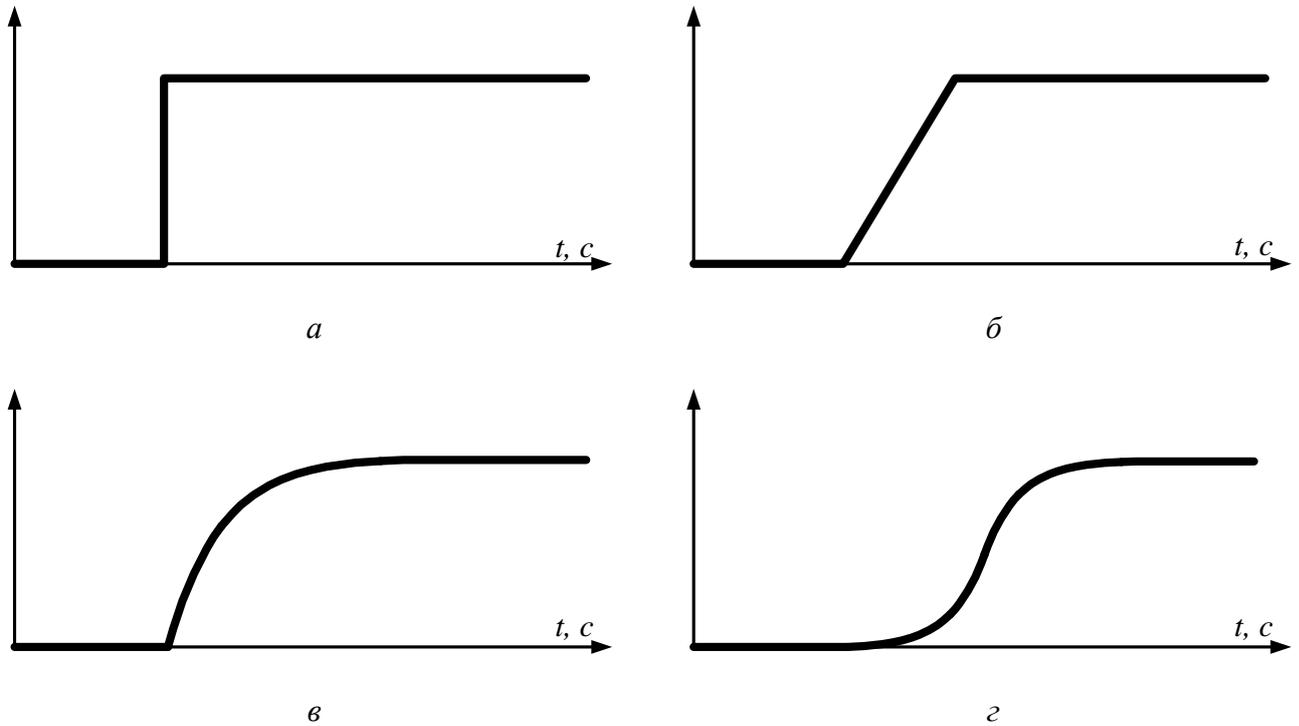


Рисунок 2.3 – Примеры тестовых сигналов

На основе предложенного подхода к параметрической идентификации разработан алгоритм, представленный в виде блок-схемы на рисунке 2.4.

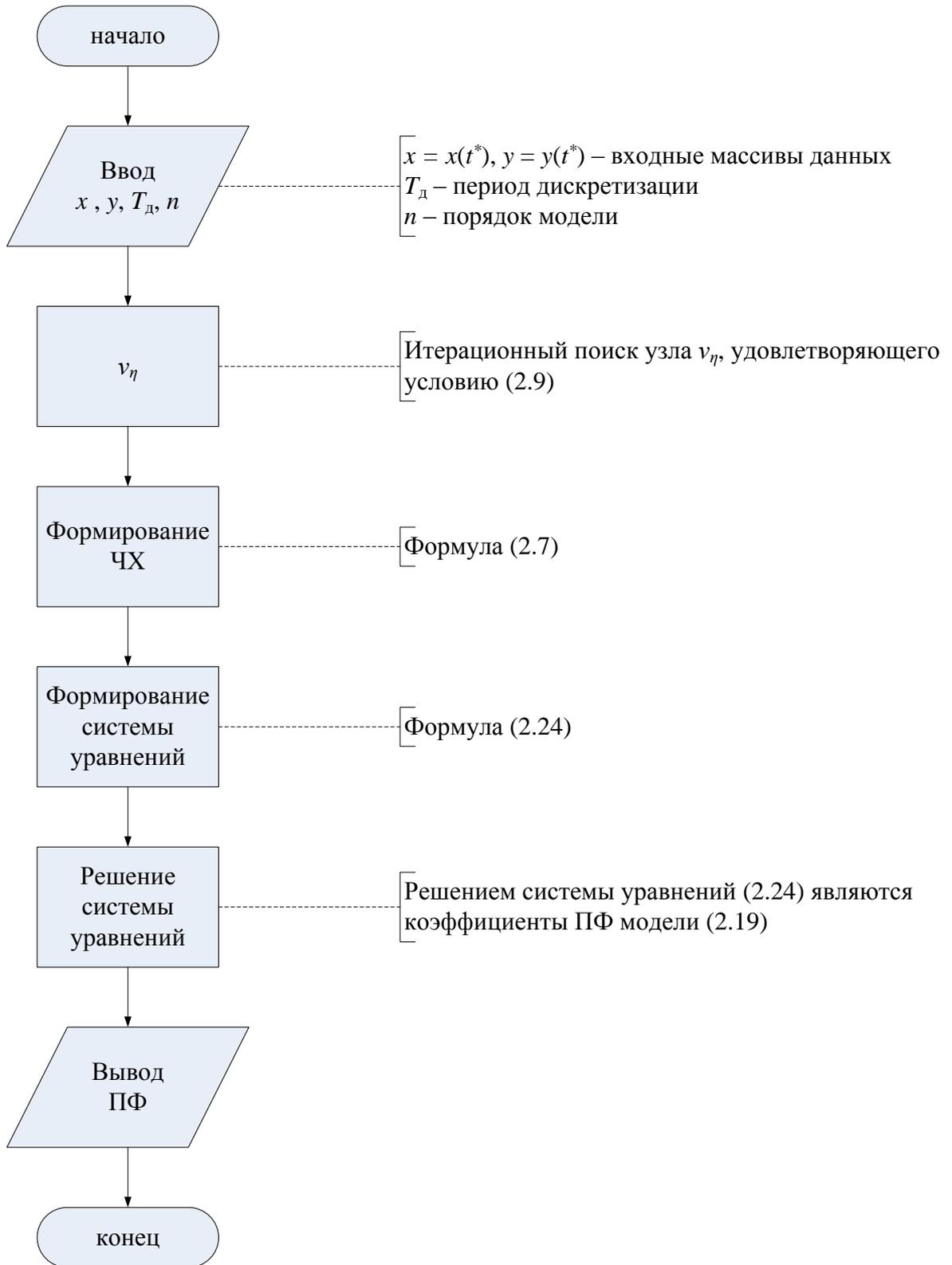


Рисунок 2.4 – Алгоритм параметрической идентификации («ParamIdent»)

2.2.4 Структурно-параметрическая идентификация

Пусть задана реакция объекта $y(kT_d)$ на входной сигнал $x(kT_d)$, где $k = \overline{0, N}$. Согласно утверждению, упомянутому в п. 2.2.2, ММ объекта представима в виде (2.19). Задача структурно-параметрической идентификации состоит в определении параметров n , a_i^* ($i = \overline{1, n}$) и b_j^* ($j = \overline{0, n}$).

Подход к идентификации основывается на переборе структур модели, т.е. $n = \overline{1, M}$, где M – максимальный рассматриваемый порядок модели.

Далее для каждого n производится параметрическая идентификация. Из всех полученных моделей выбирается та, для которой выполняется условие

$$\Delta y \rightarrow \min . \quad (2.25)$$

На основе предложенного подхода к структурно-параметрической идентификации разработан алгоритм [35, 54], представленный в виде блок-схемы на рисунке 2.5.

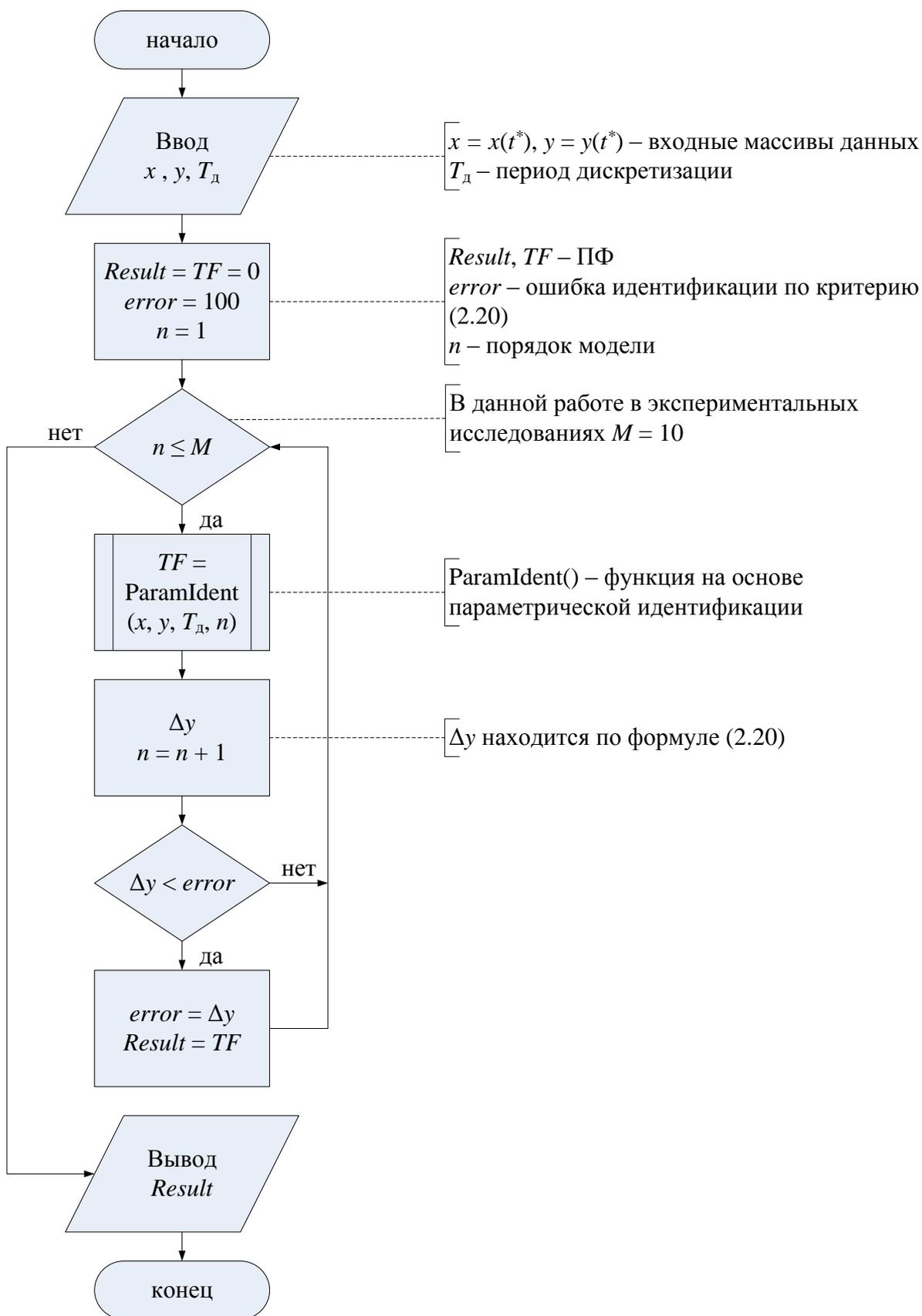


Рисунок 2.5 – Алгоритм структурно-параметрической идентификации («identity»)

2.2.5 Приведение модели к виду передаточной функции, все нули и полюсы которой расположены слева от мнимой оси комплексной плоскости

Результатом структурно-параметрической идентификации является дискретная модель вида (2.19). Чтобы перейти от дискретной ПФ объекта к её непрерывному аналогу, воспользуемся (2.12)

$$W_o(s) = W_o^*(z) \Big|_{z=\frac{1+sT_d/2}{1-sT_d/2}} = \frac{\sum_{j=0}^n b_j^* \left(\frac{1+sT_d/2}{1-sT_d/2} \right)^j}{\sum_{j=0}^n a_j^* \left(\frac{1+sT_d/2}{1-sT_d/2} \right)^j}. \quad (2.26)$$

Упростим (2.26), умножив числитель и знаменатель на $(1-sT_d/2)^j$

$$W_o(s) = \frac{\sum_{j=0}^n b_j^* (1+sT_d/2)^j (1-sT_d/2)^{n-j}}{\sum_{j=0}^n a_j^* (1+sT_d/2)^j (1-sT_d/2)^{n-j}}. \quad (2.27)$$

Раскрыв скобки в (2.27) и объединив коэффициенты при s с одинаковыми степенями, получим

$$W_o(s) = \frac{\sum_{i=0}^n b_i s^i}{\sum_{i=0}^n a_i s^i} = \frac{B(s)}{A(s)}. \quad (2.28)$$

При практическом применении в подавляющем большинстве случаев полученная модель (2.28) имеет нули, а также может иметь и полюсы, расположенные справа от мнимой оси комплексной плоскости. Это означает, что в таком виде модель может быть непригодна для дальнейшего синтеза регулятора, т.к. не отражает реальные свойства объекта. В связи с этим разработан подход для устранения этого недостатка, а именно – понижение порядка модели до тех пор, пока все её нули и полюсы не будут лежать слева от мнимой оси комплексной плоскости. Этот подход основан на разработанном алгоритме («Reduce») понижения порядка полинома $P(s) = p_k s^k + p_{k-1} s^{k-1} + \dots + p_1 s + p_0$, представленном на рисунке 2.6. В данном случае под устойчивостью полинома $P(s)$ понимается то, что все его нули расположены слева от мнимой оси комплексной плоскости. Анализ устойчивости проводится на основе критерия Рауса [68].

Алгоритм («ToMinPhase») приведения ММ ОУ (2.28) к ПФ, у которой все нули и полюсы расположены слева от мнимой оси комплексной плоскости представлен на рисунке 2.7.

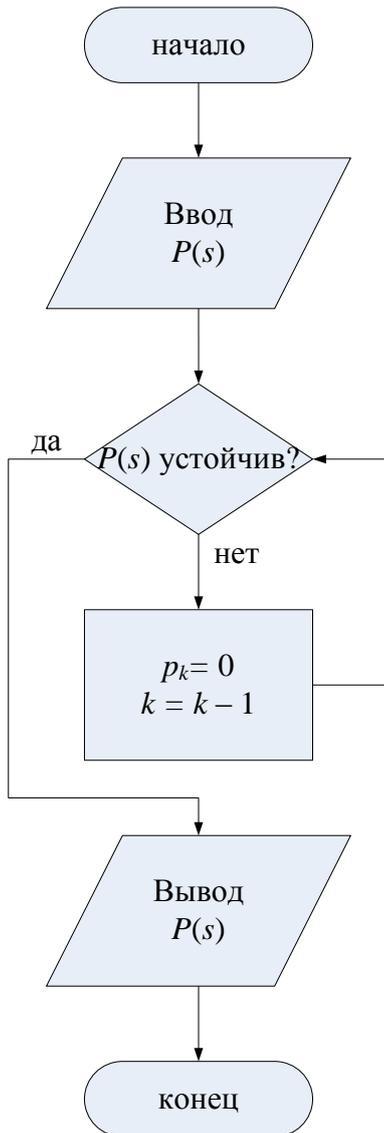


Рисунок 2.6 – Алгоритм «Reduce»

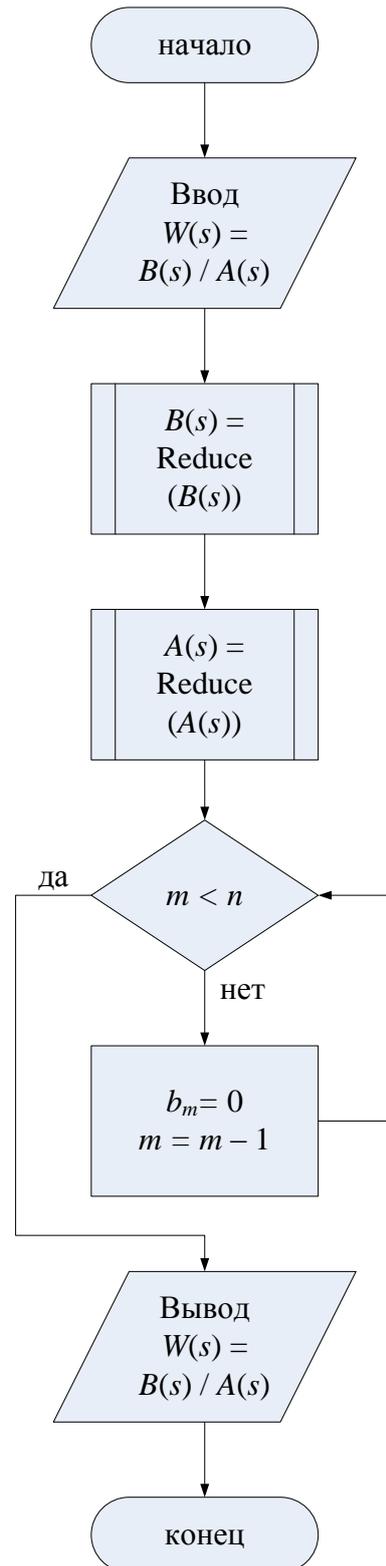


Рисунок 2.7 – Алгоритм «ToMinPhase»

В результате всех операций получим модель в форме (2.1). Идентификация линейных непрерывных объектов, все полюсы и нули ПФ которых находятся слева от мнимой оси комплексной плоскости, считается оконченной.

2.2.6 Алгоритм идентификации

На рисунке 2.8 представлен алгоритм («StableIdent») идентификации линейных непрерывных объектов, все полюсы и нули ПФ которых находятся слева от мнимой оси комплексной плоскости.

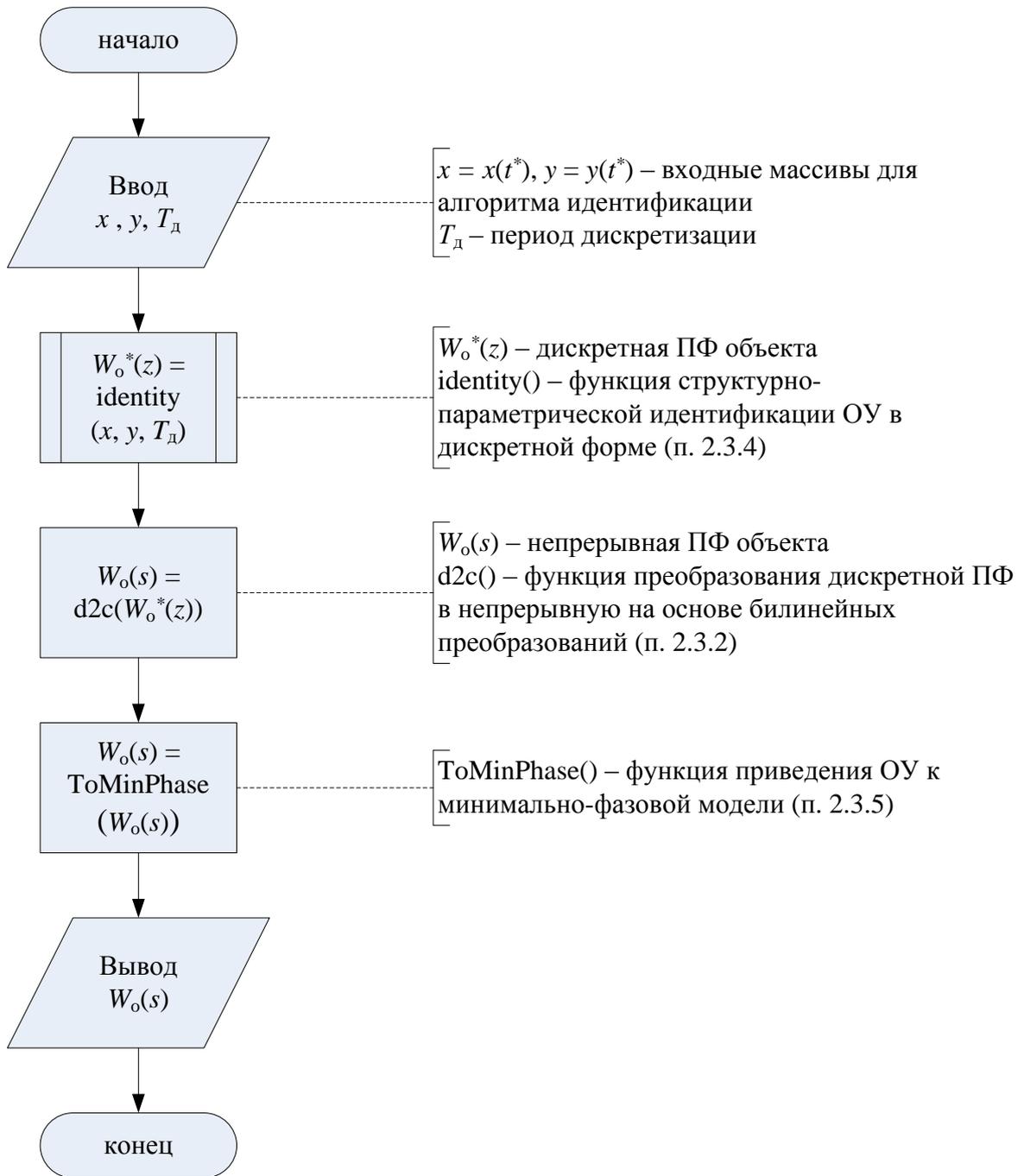


Рисунок 2.8 – Алгоритм идентификации ОУ («StableIdent»)

2.2.7 Пример

Задана ПХ объекта $h(t)$, представленная на рисунке 2.9. Период дискретизации $T_d = 0,005$ с. Количество точек $N = 900$.

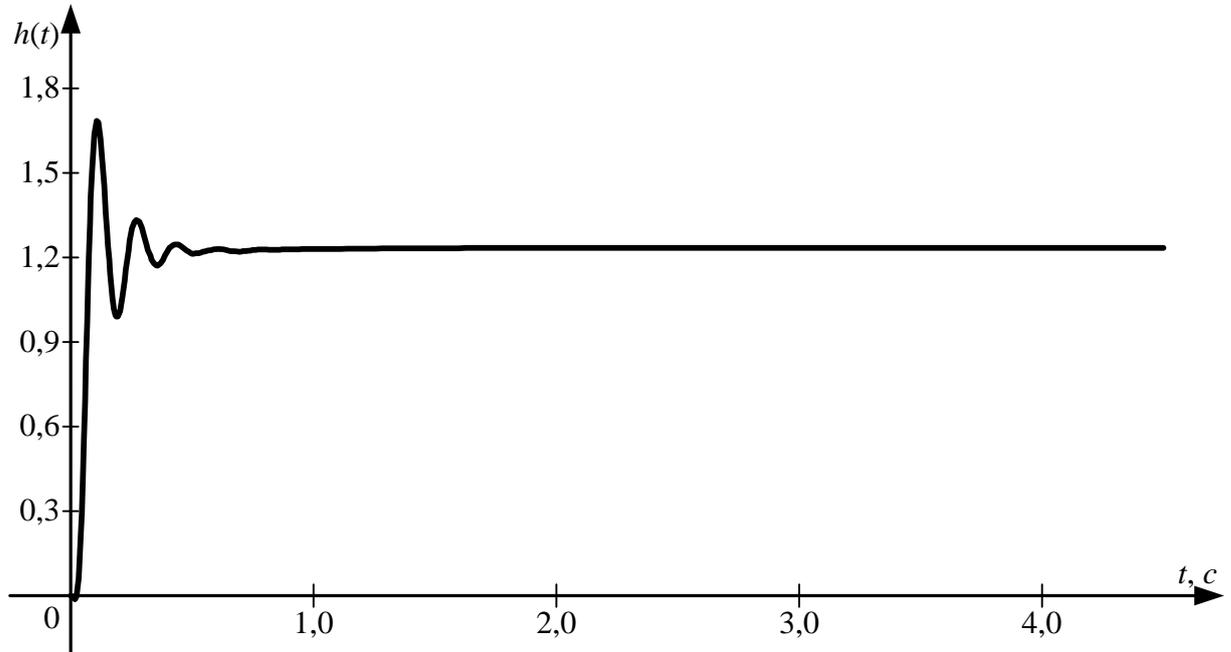


Рисунок 2.9 – ПХ объекта

Структурно-параметрическая идентификация проведена для $M = 10$. Результаты параметрической идентификации для различных порядков ПФ представлены в таблице 1.

Таблица 1 – Результаты параметрической идентификации для различных n

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$\Delta y, \%$	43,1	49,9	9,32	2,25	1,95	1,54	96,8	0,75	1,01	2,92

Как видно из таблицы 1, результатом структурно-параметрической идентификации по критерию (2.25) является ПФ с $n = 8$, коэффициенты a_i^* и b_i^* которой представлены в таблице 2.

Воспользовавшись (2.27), получим ПФ

$$W_o'(s) = \frac{\sum_{i=0}^8 b_i s^i}{\sum_{i=0}^8 a_i s^i}, \quad (2.29)$$

значения коэффициентов a_i и b_i ($i = \overline{0, n}$) которой представлены в таблице 2.

Таблица 2 – Коэффициенты дискретной и непрерывной ПФ идентифицированного объекта

i	a_i^*	b_i^*	a_i	b_i
0	1,000000	$2,798439 \cdot 10^{-2}$	1,000000	1,231777
1	-3,935549	$-1,170694 \cdot 10^{-1}$	3,124064	3,761451
2	3,578302	$1,973548 \cdot 10^{-1}$	$1,583070 \cdot 10^{-1}$	$2,990945 \cdot 10^{-2}$
3	4,712855	$-1,412049 \cdot 10^{-1}$	$4,603737 \cdot 10^{-3}$	$-3,552297 \cdot 10^{-4}$
4	-8,23357	$-6,002988 \cdot 10^{-3}$	$1,055450 \cdot 10^{-4}$	$1,310472 \cdot 10^{-7}$
5	-4,288182	$5,137071 \cdot 10^{-2}$	$9,253629 \cdot 10^{-7}$	$-9,022755 \cdot 10^{-9}$
6	$1,616296 \cdot 10^1$	$-9,881982 \cdot 10^{-3}$	$8,498964 \cdot 10^{-9}$	$5,774629 \cdot 10^{-11}$
7	$-1,202034 \cdot 10^1$	$-2,464547 \cdot 10^{-3}$	$6,298506 \cdot 10^{-12}$	$-1,006606 \cdot 10^{-13}$
8	3,023534	$-7,016574 \cdot 10^{-5}$	$3,676532 \cdot 10^{-15}$	$4,956326 \cdot 10^{-17}$

Воспользовавшись алгоритмом «ToMinPhase» (рисунок 2.7), найдём окончательную модель в виде

$$W'_o(s) \approx W_o(s) = \frac{\sum_{i=0}^2 b_i s^i}{\sum_{i=0}^8 a_i s^i}, \quad (2.30)$$

коэффициенты которой представлены в таблице 2.

2.3 Идентификация линейных непрерывных стационарных неустойчивых объектов

Подход, предложенный в п. 2.2 не позволяет идентифицировать неустойчивые линейные объекты, устойчивые объекты со статическим коэффициентом передачи равным нулю, а также устойчивые объекты, у которых из-за высокого уровня помех сложно определить достоверное установившееся значение выходной характеристики. Причина этого, во-первых, в том, что выражение (2.22) даёт высокую погрешность, а, во-вторых, невозможно определить статический коэффициент передачи, необходимый при работе алгоритма идентификации.

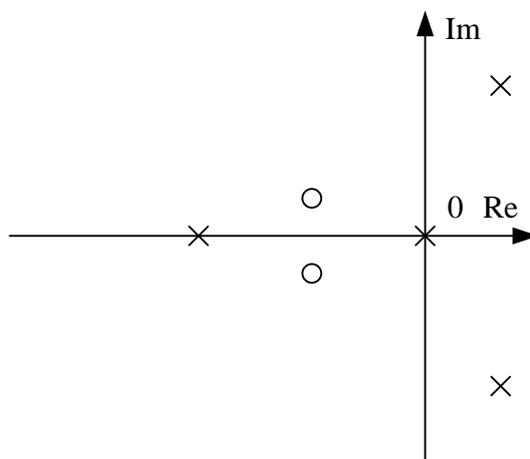
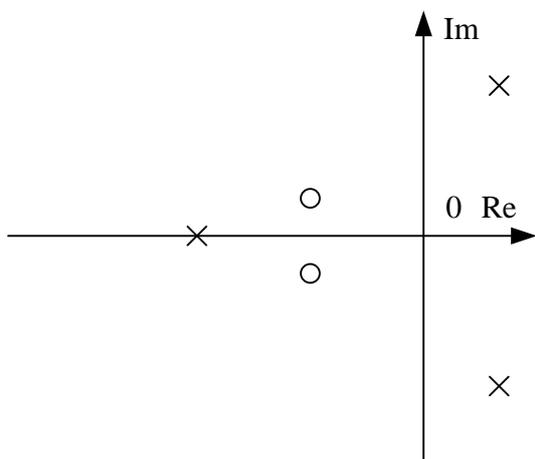
Рассматриваемый раздел посвящён разработке подхода к идентификации неустойчивых объектов. Однако он применим и для устойчивых объектов со статическим коэффициентом передачи равным нулю, и для устойчивых объектов, у которых из-за высокого уровня помех в выходном канале нет возможности достоверно определить установившееся значение выходной характеристики.

2.3.1 Подход к идентификации

Пусть задана реакция объекта $y(kT_d)$ на входной сигнал $x(kT_d) = K \cdot 1(kT_d)$, где $k = \overline{0, N}$.

Под задачей идентификации в общем смысле понимается формулировка, предложенная в п. 2.1.

Непрерывная ПФ $W_o(s)$ неустойчивых объектов содержит полюсы, которые расположены справа от мнимой оси комплексной плоскости (рисунок 2.10).

Рисунок 2.10 – Нули и полюсы ПФ $W_o(s)$ Рисунок 2.11 – Нули и полюсы функции $Y(s)$

На комплексной плоскости приняты следующие обозначения:

× – полюс функции-изображения;

○ – нуль функции-изображения.

Обозначим функцию-изображение реакции объекта на ступенчатое воздействие с уровнем K как

$$Y(s) = \frac{W_o(s) \cdot K}{s} \xrightarrow{L^{-1}} y(t).$$

Причём $Y(s)$ имеет нули и полюсы, представленные на рисунке 2.11.

Обратимся к свойству смещения изображений

$$f(t) \cdot e^{-\alpha t} \xrightarrow{L} F(s + \alpha), \quad \alpha > 0. \quad (2.31)$$

На основании (2.31) сместим нули и полюсы $Y(s)$ на такую величину α (рисунок 2.12 а), чтобы все они оказались слева от мнимой оси комплексной плоскости (рисунок 2.12 б)

$$f_{\text{сдв}}(t) = y(t) \cdot e^{-\alpha t} \xrightarrow{L} Y(s + \alpha) = \frac{W_o(s + \alpha) \cdot K}{s + \alpha}. \quad (2.32)$$

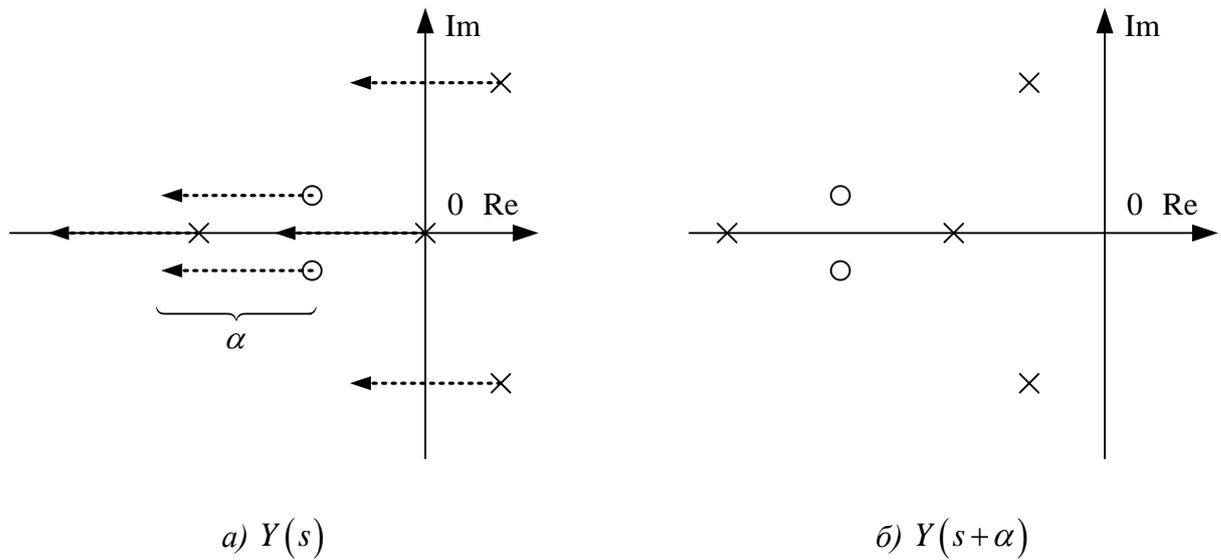
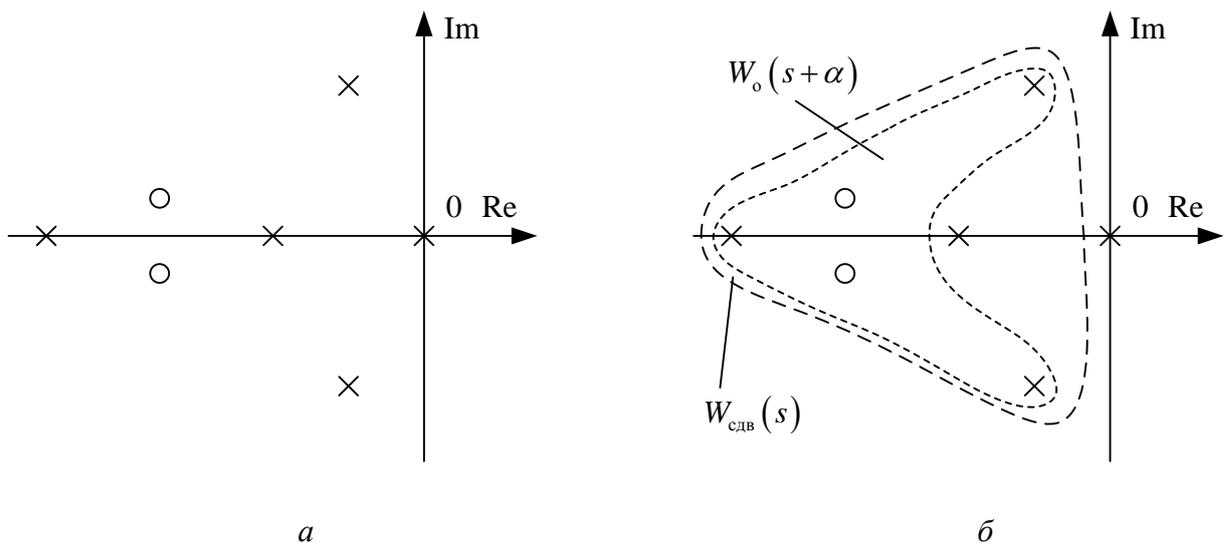


Рисунок 2.12 – Нули и полюсы функций

Проинтегрируем $f_{\text{сдв}}(t)$ и получим

$$h_{\text{сдв}}(t) = \int_0^t f_{\text{сдв}}(t) dt, \quad (2.33)$$

функция-изображение которой имеет нули и полюсы, представленные на рисунке 2.13.

Рисунок 2.13 – Нули и полюсы функции-изображения $H_{\text{сдв}}(s)$

На практике $h_{\text{сдв}}(kT_d)$ определяется на основе $f_{\text{сдв}}(kT_d) = y(kT_d) \cdot e^{-\alpha kT_d}$ и численных методов интегрирования.

Изображение для функции $h_{\text{сдв}}(t)$

$$h_{\text{сдв}}(t) \xrightarrow{L} H_{\text{сдв}}(s) = \frac{W_o(s + \alpha) \cdot K}{(s + \alpha)s}. \quad (2.34)$$

Обозначим

$$W_{\text{сдв}}(s) = \frac{W_o(s + \alpha) \cdot K}{s + \alpha}. \quad (2.35)$$

Полученная функция $h_{\text{сдв}}(t)$ является ПХ объекта с ПФ $W_{\text{сдв}}(s)$.

Следующим этапом решения задачи является нахождение $W_{\text{сдв}}(s)$ с помощью имеющихся методов, например, предложенного в п. 2.2, на основе полученной характеристики $h_{\text{сдв}}(kT_d)$ и заданных входного сигнала $1(kT_d)$ и $k = \overline{0, N}$.

Используя (2.35), находим

$$W_o(s + \alpha) = W_{\text{сдв}}(s) \cdot (s + \alpha) / K. \quad (2.36)$$

Заключительной операцией идентификации является получение $W_o(s)$, т.е.

$$W_o(s + \alpha) \rightarrow W_o(s). \quad (2.37)$$

2.3.2 Алгоритм идентификации

На основе предложенного подхода разработан алгоритм идентификации линейных детерминированных неустойчивых объектов, устойчивых объектов со статическим коэффициентом передачи равным нулю, а также для устойчивых объектов, у которых из-за высокого уровня помех сложно определить достоверное установившееся значение выходной характеристики. Алгоритм представлен в виде блок-схемы на рисунке 2.14.

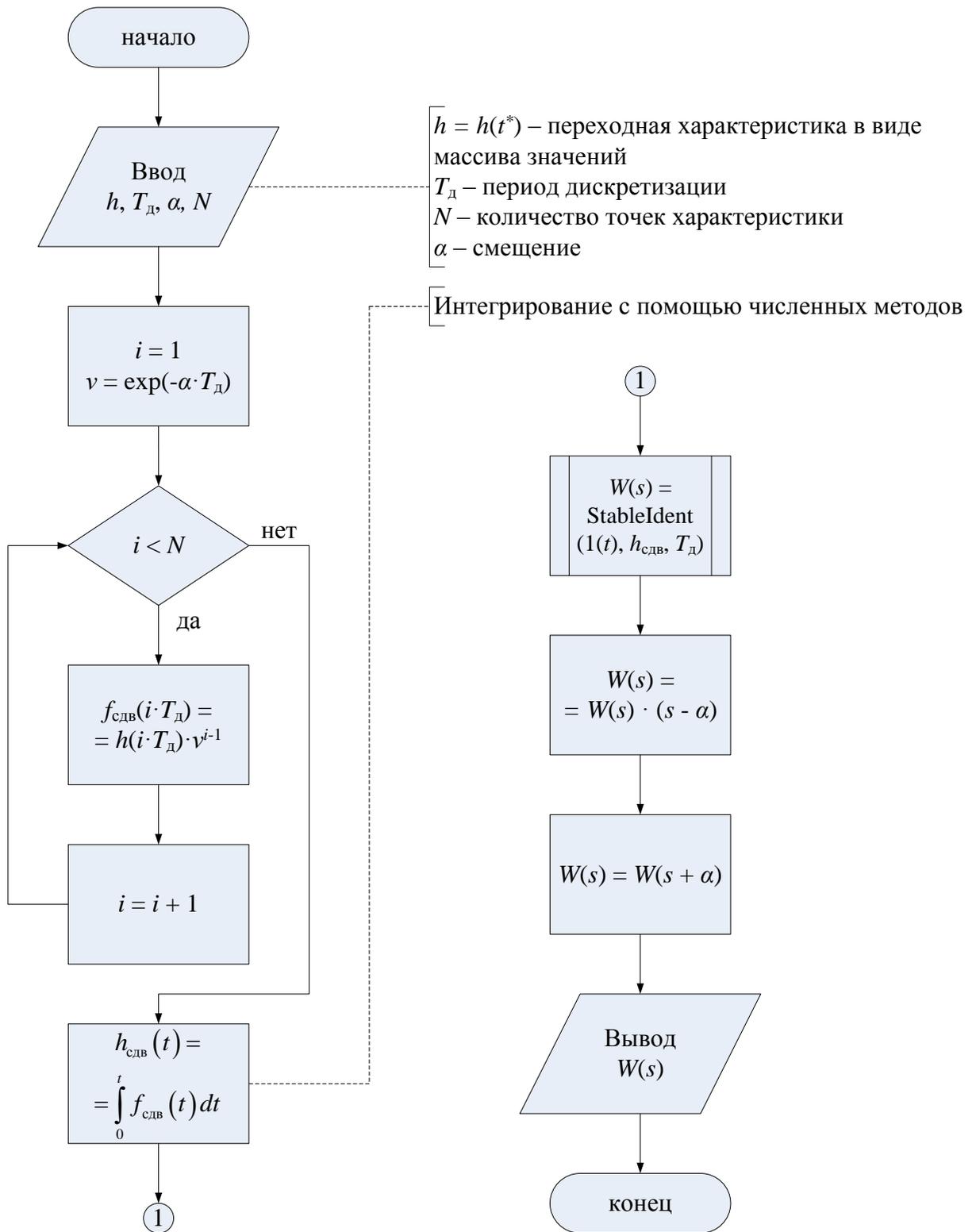


Рисунок 2.14 – Алгоритм идентификации неустойчивых объектов

2.3.3 Пример идентификации неустойчивого объекта

Задана ПХ объекта $h(kT_d)$ (рисунок 2.15), где $k = \overline{0, 300}$ и $T_d = 0,01 c$.

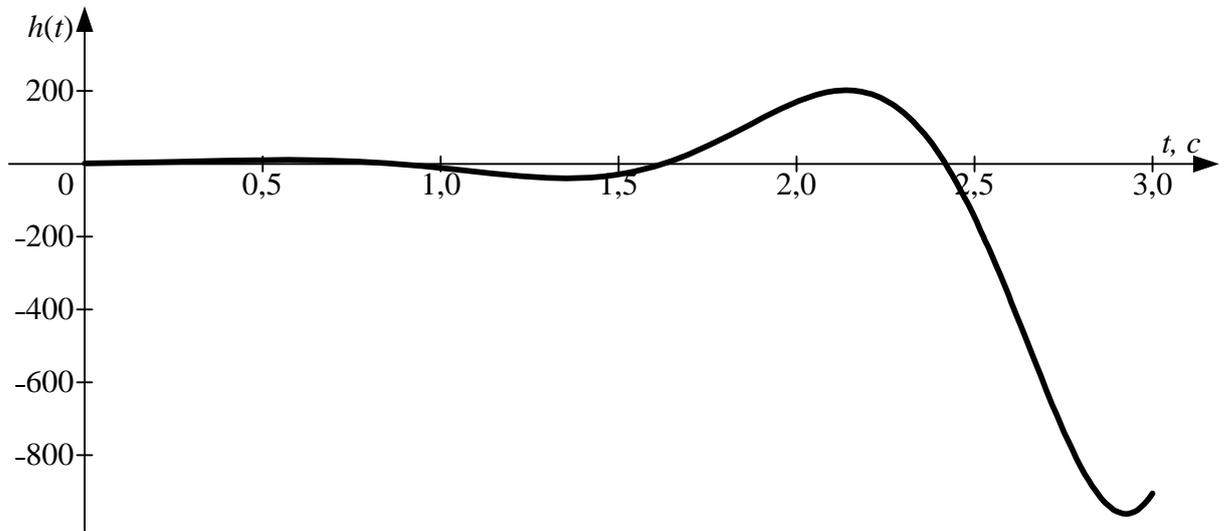


Рисунок 2.15 – График функции $h(t)$

По формуле (2.32) «сместим» $h(t)$ на $\alpha = 4$ и получим $f_{сдв}(t)$, график которой представлен на рисунке 2.16.

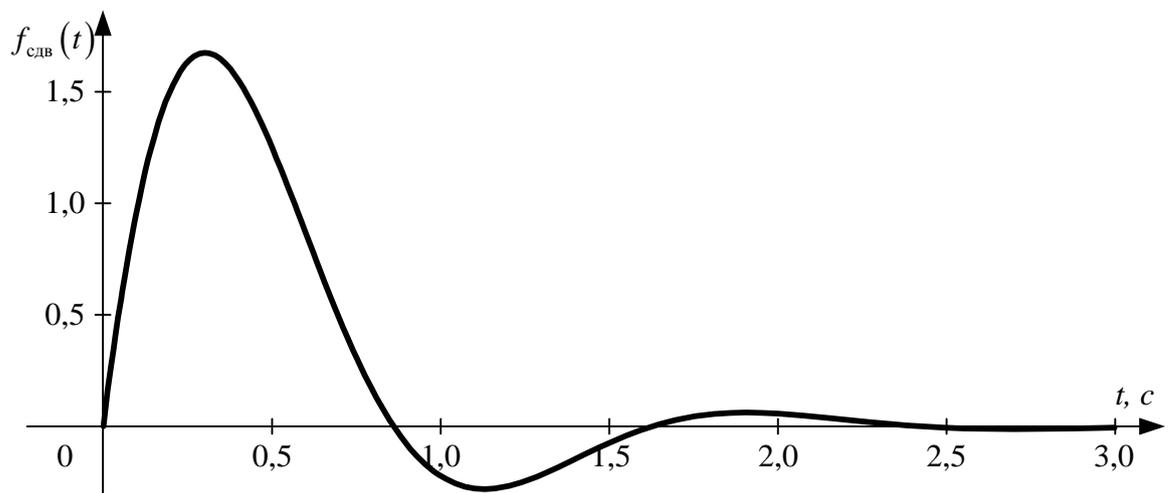


Рисунок 2.16 – График функции $f_{сдв}(t)$

С помощью метода трапеций на основании (2.33) рассчитана $h_{\text{сдв}}(t)$, график которой представлен на рисунке 2.17.

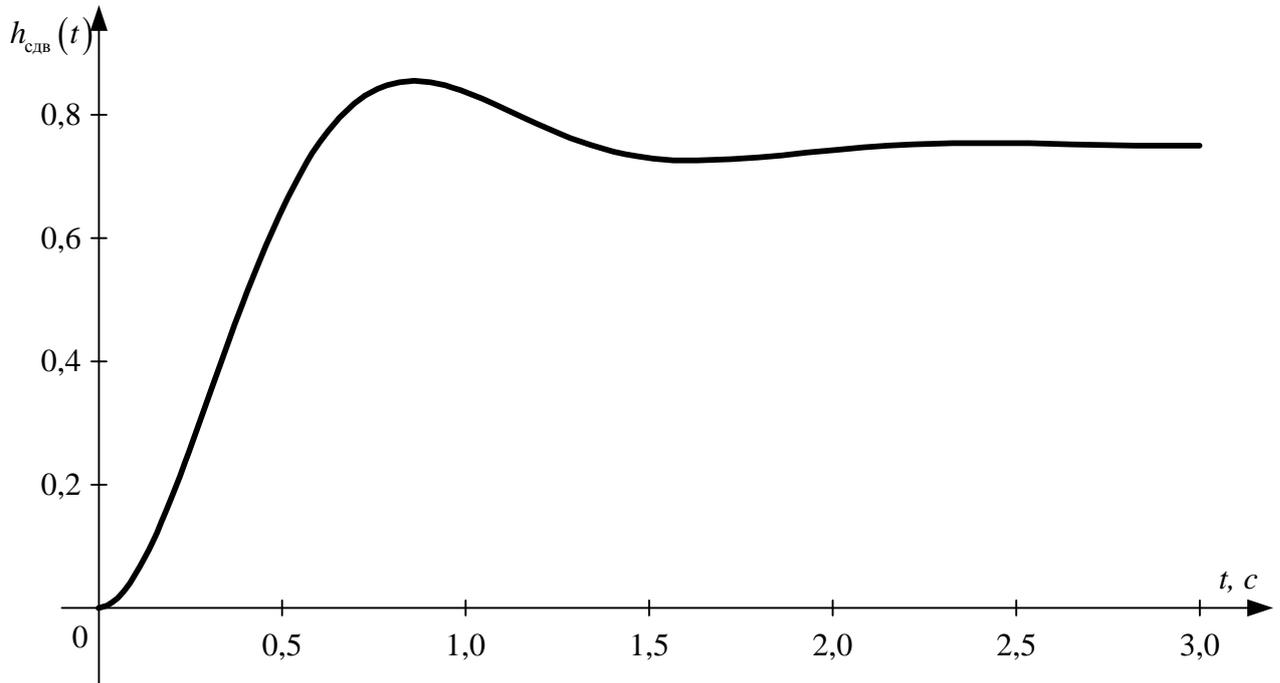


Рисунок 2.17 – График функции $h_{\text{сдв}}(t)$

Воспользовавшись разработанным алгоритмом «StableIdent» (см. п. 2.2.6) находим

$$W_{\text{сдв}}(s) = \frac{1,491777 \cdot 10^{-2} s^2 + 2,089392 \cdot 10^{-1} s + 7,495835 \cdot 10^{-1}}{1,242236 \cdot 10^{-3} s^4 + 2,236637 \cdot 10^{-2} s^3 + 1,444318 \cdot 10^{-1} s^2 + 5,476837 \cdot 10^{-1} s + 1}.$$

На основе выражения (2.36) получим

$$W_o(s+4) = W_{\text{сдв}}(s) \cdot (s+4),$$

$$W_o(s+4) = \frac{(1,491777 \cdot 10^{-2} s^2 + 2,089392 \cdot 10^{-1} s + 7,495835 \cdot 10^{-1}) \cdot (s+4)}{1,242236 \cdot 10^{-3} s^4 + 2,236637 \cdot 10^{-2} s^3 + 1,444318 \cdot 10^{-1} s^2 + 5,476837 \cdot 10^{-1} s + 1}. \quad (2.38)$$

Преобразуем (2.38) следующим образом

$$W_o(s+4) = \frac{(5,919901 \cdot 10^{-2} s^2 + 8,324396 \cdot 10^{-1} s + 2,998334) \cdot (s+4)}{(5,043159 \cdot 10^{-3} s^3 + 7,004484 \cdot 10^{-2} s^2 + 2,976676 \cdot 10^{-1} s + 1) \cdot (s+4,045529)}. \quad (2.39)$$

Сократим в (2.39) между собой $(s+4)$ и $(s+4,045529)$ с помощью подхода, изложенного в п. 3.4.2, и получим ПФ

$$W_o(s) \approx \frac{9,748148 \cdot 10^{-2} s^2 + 5,909048 \cdot 10^{-1} s + 1,013956}{8,304439 \cdot 10^{-3} s^3 + 1,568775 \cdot 10^{-2} s^2 - 3,395352 \cdot 10^{-2} s + 1},$$

которая имеет нули (Z) и полюсы (P)

$$Z = \begin{pmatrix} -3,030857 + 1,102464 \cdot j \\ -3,030857 - 1,102464 \cdot j \end{pmatrix}, P = \begin{pmatrix} -5,962250 \\ 2,036585 + 4,006118 \cdot j \\ 2,036585 - 4,006118 \cdot j \end{pmatrix}.$$

Для справки: исходная характеристика $h(kT_d)$ получена на основе ПФ

$$W_{\text{исх}}(s) = \frac{1,000000 \cdot 10^{-1} s^2 + 6,000000 \cdot 10^{-1} s + 1}{8, (3) \cdot 10^{-3} s^3 + 1, (6) \cdot 10^{-2} s^2 - 3, (3) \cdot 10^{-2} s + 1},$$

которая имеет следующие нули ($Z_{\text{исх}}$) и полюсы ($P_{\text{исх}}$)

$$Z_{\text{исх}} = \begin{pmatrix} -3 + j \\ -3 - j \end{pmatrix}, P_{\text{исх}} = \begin{pmatrix} -6 \\ 2 + 4 \cdot j \\ 2 - 4 \cdot j \end{pmatrix}.$$

ПХ $h(t)$ и $h_M(t)$, полученная на основе ПФ $W_o(s)$, представлены на рисунке 2.18.

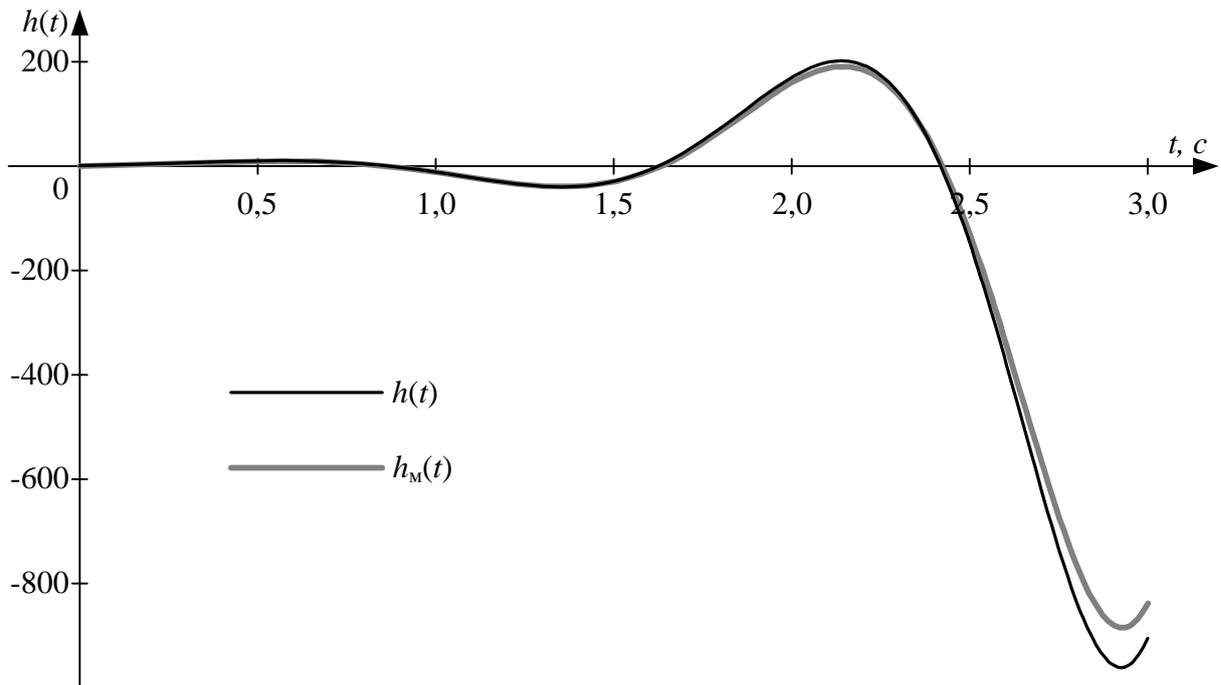


Рисунок 2.18 – Результаты идентификации

2.3.4 Пример идентификации устойчивого объекта с высоким уровнем помех в выходном канале

Реакция объекта $y(kT_d)$ на входное воздействие $x(kT_d) = 30 \cdot 1(kT_d)$ представлена на рисунке 2.9. Период дискретизации $T_d = 0,005$ с. Количество снятых точек $N = 900$.

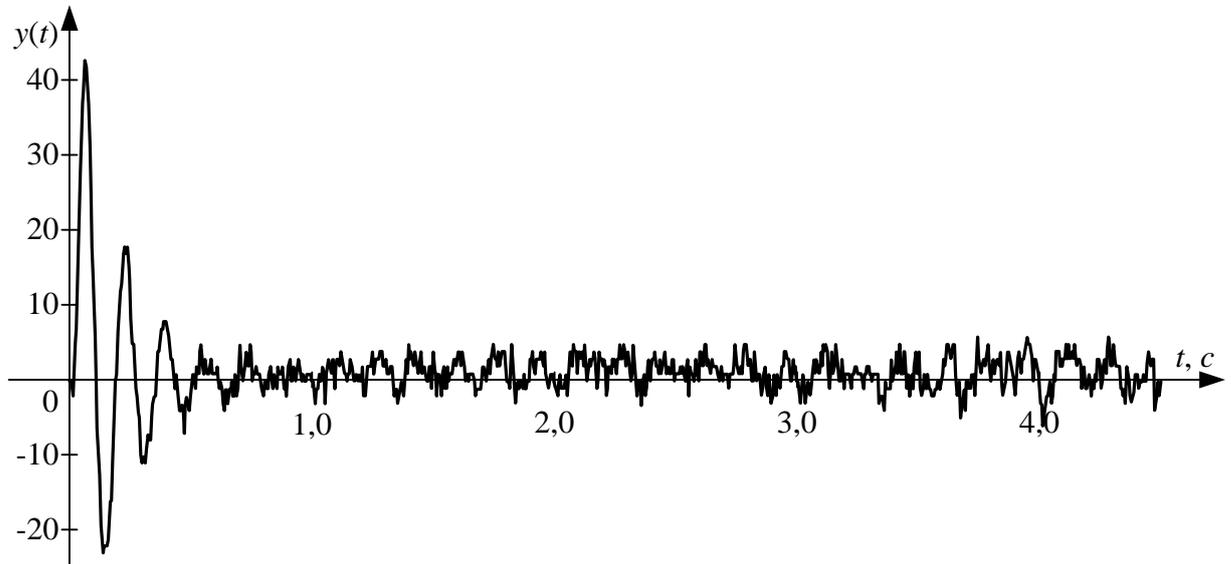


Рисунок 2.19 – График функции $y(t)$

По формуле (2.32) сместим $y(t)$ на $\alpha = 4$ и получим $f_{сдв}(t)$, график которой представлен на рисунке 2.20.

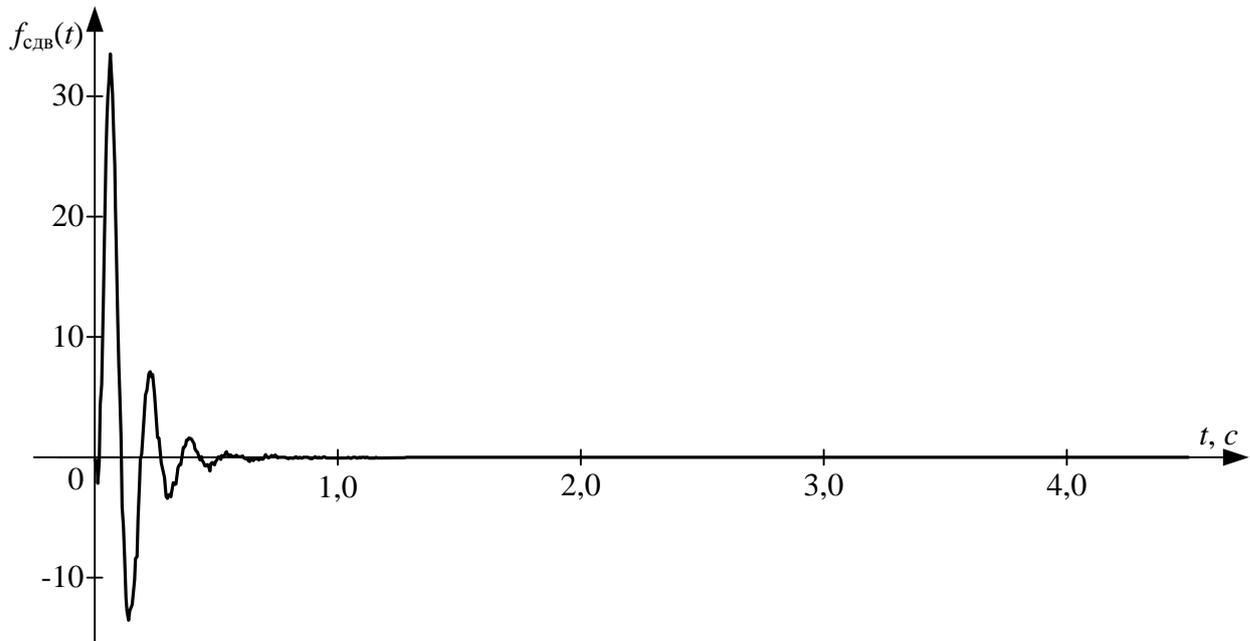


Рисунок 2.20 – График функции $f_{сдв}(t)$

На основании (2.33) с помощью метода трапеций получена $h_{\text{сдв}}(t)$, график которой представлен на рисунке 2.21.

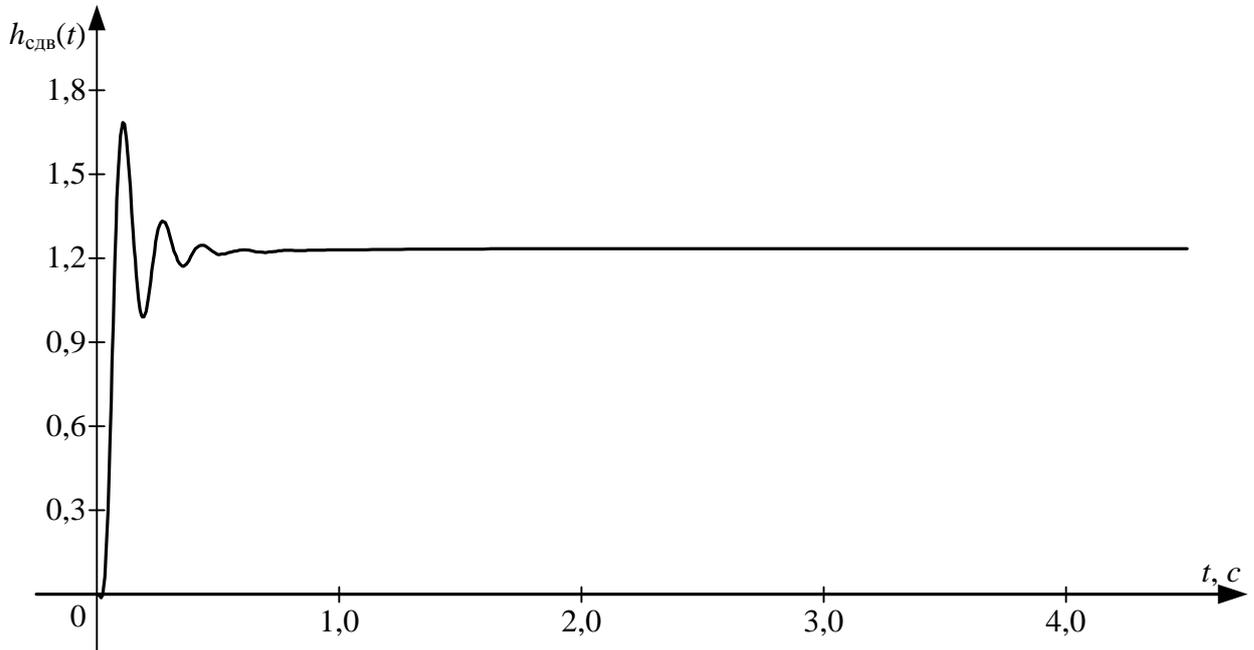


Рисунок 2.21 – График функции $h_{\text{сдв}}(t)$

Идентификация ПФ $W_{\text{сдв}}(s)$ по полученной $h_{\text{сдв}}(t)$ проведена в п. 2.2.7. В результате $W_{\text{сдв}}(s)$ имеет вид ПФ (2.30).

На основе (2.35) получаем следующую ПФ, предварительно сократив близкорасположенные друг к другу (см. п. 3.4.2) нуль равный $-3,283311 \cdot 10^{-1}$ и полюс равный $-3,254114 \cdot 10^{-1}$,

$$W_o(s+4) = \frac{\sum_{i=0}^2 b'_i s^i}{\sum_{i=0}^7 a'_i s^i}, \quad (2.40)$$

коэффициенты которой представлены в таблице 3.

В итоге имеем ПФ объекта

$$W_o(s) = \frac{\sum_{i=0}^2 b_i s^i}{\sum_{i=0}^7 a_i s^i}, \quad (2.41)$$

коэффициенты которой представлены в таблице 3.

Характеристики $y(t)$ и $y_m(t)$, полученная на основе ПФ $W_o(s)$, представлены на рисунке 2.22.

Таблица 3 – Коэффициенты ПФ (2.40) и (2.41)

i	a'_i	b'_i	a_i	b_i
0	1,000000	$1,642369 \cdot 10^{-1}$	1,000000	$-6,128826 \cdot 10^{-6}$
1	$5,143572 \cdot 10^{-2}$	$4,236988 \cdot 10^{-2}$	$5,028040 \cdot 10^{-2}$	$4,870899 \cdot 10^{-2}$
2	$1,498196 \cdot 10^{-3}$	$3,273501 \cdot 10^{-4}$	$1,361558 \cdot 10^{-3}$	$4,011185 \cdot 10^{-4}$
3	$3,452592 \cdot 10^{-5}$	–	$3,691684 \cdot 10^{-5}$	–
4	$3,025995 \cdot 10^{-7}$	–	$3,030978 \cdot 10^{-7}$	–
5	$2,786821 \cdot 10^{-9}$	–	$3,354588 \cdot 10^{-9}$	–
6	$2,065391 \cdot 10^{-12}$	–	$2,489455 \cdot 10^{-12}$	–
7	$1,205829 \cdot 10^{-15}$	–	$1,477562 \cdot 10^{-15}$	–

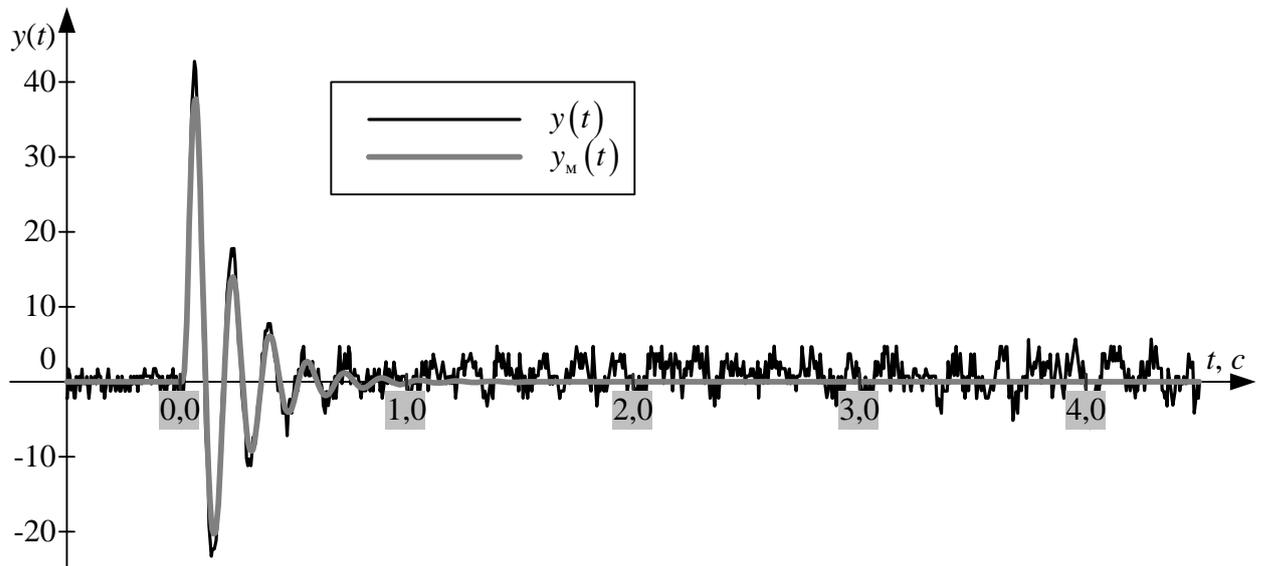


Рисунок 2.22 – Результаты идентификации

Основные результаты

Рассмотрены некоторые методы идентификации линейных динамических объектов, а именно: частотный, корреляционный, наименьших квадратов, с помощью переходной функции, вещественный интерполяционный (ВИМ).

Выявлены недостатки рассмотренных методов:

- большое количество экспериментов;
- низкая точность идентификации;
- возможность достаточно точно идентифицировать только объекты невысокого порядка;
- сложность реализации алгоритмов во встраиваемых системах;
- участие пользователя в процедуре идентификации (невозможность проводить идентификацию в автоматическом режиме).

На основе ВИМ разработан алгоритм идентификации в автоматическом режиме линейных непрерывных объектов, полюсы и нули передаточных функций которых находятся слева от мнимой оси комплексной плоскости. Приведен пример идентификации объекта с помощью разработанного алгоритма. Одним из достоинств указанного алгоритма является возможность его реализации во встраиваемых системах.

Разработан подход к идентификации линейных непрерывных неустойчивых объектов, но он применим и для устойчивых объектов со статическим коэффициентом передачи равным нулю, и для устойчивых объектов, у которых из-за высокого уровня помех в выходном канале нет возможности достоверно определить установившееся значение выходной характеристики. Приведены примеры идентификации с помощью разработанного подхода неустойчивого объекта и устойчивого с высоким уровнем помех в выходном канале.

ГЛАВА 3. СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРОВ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ В КЛАССЕ ОДНОМЕРНЫХ СИСТЕМ

Одной из центральных задач ТАУ является задача синтеза систем, в результате решения которой определяется состав, структура САУ и параметры всех её устройств из условия удовлетворения заданному комплексу технических требований: обеспечение устойчивости (стабилизация) и качества переходных процессов (увеличение быстродействия, недопустимость больших перерегулирований и др.); повышение точности управления в установившихся режимах и др.

Под методами синтеза САУ по заданным показателям качества управления понимаются методы решения задачи синтеза регуляторов (КУ), позволяющие определить его структуру и параметры, исходя из требований к качеству процессов управления [40].

Задача синтеза регуляторов САУ является сложной, неоднозначной, требующей творческого подхода при её решении. Здесь должны учитываться особенности работы конкретных систем управления, их конструкции, технические характеристики и т.п.

Проблема синтеза КУ в большинстве случаев имеет приближённое решение.

При решении инженерных задач общую задачу синтеза регуляторов часто рассматривают как совокупность частных задач:

- стабилизация ОУ и повышение запаса устойчивости;
- обеспечение необходимой точности воспроизведения воздействия в установившемся режиме;
- обеспечение заданного качества в переходном режиме.

Отдельно следует упомянуть об одной из самых важных прикладных областей ТАУ – синтезе ПИД-регуляторов. По различным оценкам [72], более 90 % реально используемых регуляторов – это ПИД-регуляторы, сконструированные на основе традиционных инженерных методов синтеза [77, 78, 85, 91].

Самые распространённые на практике методы настройки ПИД-регуляторов [21]:

- метод настройки Циглера-Никольса;
- метод настройки Шубладзе;
- метод настройки Куна – «Т-правило»;
- метод настройки Шеделя.

Общим недостатком существующих методов настройки параметров ПИД-регуляторов является аппроксимация ОУ моделями, которые не содержат ни нулей, ни звеньев запаздывания. Эти методы гарантируют устойчивость синтезируемой САУ. Однако для успешного выполнения технологического процесса часто требуется, чтобы регулируемый параметр переходил с одного уровня на другой за конкретный промежуток времени с отклонением не более чем на регламентированную величину. Другими словами, САУ должна обладать конкретными показателями качества: перерегулированием и временем регулирования, которые обязан обеспечивать регулятор.

Начиная с 80-х годов XX века, в ТАУ разработаны такие методы синтеза регуляторов, как H^∞ -теория, μ -синтез, LMI-подход, l_1 -подход и другие [79, 80, 82, 95]. Эти теоретические исследования подкреплены программными средствами в рамках программного продукта MATLAB (Control System Toolbox, Robust Control Toolbox, μ -Analysis and Synthesis, LMI Control Toolbox и др.) [87]. Таким образом, инженеры получили инструменты для конструирования оптимальных регуляторов, учитывающие различные критерии качества регулирования. Однако эти средства синтеза не нашли достаточно широкого применения на практике. Существует несколько причин, объясняющих такой разрыв теории и практики. Во-первых, методы типа H^∞ -оптимизации [82] являются чисто вычислительными, что вносит сложность в их применение. Во-вторых, в результате решения часто получаются регуляторы высокого порядка, даже если объект – низкого порядка. Регуляторы высокого порядка имеют один очень важный отрицательный фактор – при незначительном изменении параметров системы регуляторы быстро теряют не только оптимальность, но и перестают стабилизировать систему.

В традиционной постановке базовой считается задача расчёта ПФ КУ одноконтурной системы. Для её решения имеются исходные данные, которые могут быть сгруппированы в три блока.

В первый входит информация о желаемых свойствах создаваемой системы. На начальных этапах расчёта исходная информация о системе может быть задана в виде прямых или косвенных показателей качества. В конечном итоге на их основе формируется ПФ желаемой (эталонной) системы или, более кратко, эталонная ПФ.

Второй блок включает в себя информацию об ОУ. В расширенном плане этот блок включает не только собственно ОУ, но и совокупность всех функционально необходимых элементов, которые проектировщику либо заданы, либо выбираются из условий достижения необходимых параметров, в частности, мощности, скорости, момента и т.п. Совокупность выбранных элементов вместе с самим ОУ принято называть неизменяемой частью системы. Название говорит о том, что параметры элементов, входящих в эту часть САУ, не могут быть

изменены в процессе коррекции её свойств, например, для достижения необходимого запаса устойчивости, требуемого уровня динамических или статических свойств системы и других.

Третий блок определяет возможности и средства системы, используемые для целенаправленного изменения её свойств. Они реализуются разнообразными КУ.

Многие методы в неявной форме реализуют ПДК. Важным является следующее положение: содержание большого числа инженерных методов синтеза регуляторов сводится к той или другой форме аппроксимации результата, полученного в ходе решения задачи с помощью ПДК. Такая аппроксимация направлена на упрощение структуры регулятора. Это приводит к снижению точности решения, а иногда и к невозможности его найти. При этом приходится дополнительно разрабатывать алгоритмы и методы аппроксимации уравнения синтеза, что значительно усложняет процесс поиска решения. Имеющийся широкий спектр методов получения таких решений базируется на сопоставлении наиболее важных динамических характеристик расчётного регулятора, полученного в результате применения ПДК, и аппроксимированного (синтезированного).

Согласно сказанному выше для реализации во ВС процедуры синтеза КУ по заданным показателям качества, требующей минимального участия инженера, необходимо разработать алгоритмы и методы аппроксимации решения, полученного на основе ПДК.

3.1 Постановка задачи

Структурная схема САУ представлена на рисунке 3.1.

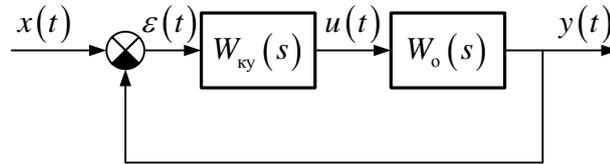


Рисунок 3.1 – Схема одноконтурной САУ

На рисунке 3.1 обозначены:

$W_o(s)$ – ПФ ОУ;

$W_{кy}(s)$ – ПФ регулятора;

$x(t)$ – входной (задающий) сигнал;

$y(t)$ – выходной сигнал неизменяемой части системы;

$\varepsilon(t)$ – сигнал рассогласования;

$u(t)$ – выходной (управляющий) сигнал регулятора.

Заданы желаемые прямые показатели качества САУ:

$$\begin{cases} \text{статический коэффициент передачи} - k_3; \\ \text{время регулирования, с} - t_3; \\ \text{перерегулирование, \%} - \sigma_3. \end{cases} \quad (3.1)$$

Синтезировать регулятор (КУ) на основе показателей качества САУ (3.1). ММ КУ представлена в виде ПФ

$$W_{кy}(s) = \frac{\sum_{i=0}^m b_i s^i}{\sum_{i=0}^n a_i s^i}, \quad m \leq n, \quad a_0 = 1, \quad (3.2)$$

где b_i – i -й коэффициент полинома числителя ПФ;

a_i – i -й коэффициент полинома знаменателя ПФ;

m – степень полинома числителя ПФ;

n – степень полинома знаменателя ПФ.

3.2 Принцип динамической компенсации

Эталонная ПФ $W^3(s)$ замкнутой системы выбирается из условия обеспечения необходимого качества работы САУ в переходном и установившемся режимах.

Найдём ПФ эталонной разомкнутой системы (рисунок 3.2). Имеем

$$W^3(s) = \frac{W_p^3(s)}{1 + W_p^3(s)}.$$

Эталонная ПФ разомкнутой системы

$$W_p^3(s) = \frac{W^3(s)}{1 - W^3(s)}. \quad (3.3)$$

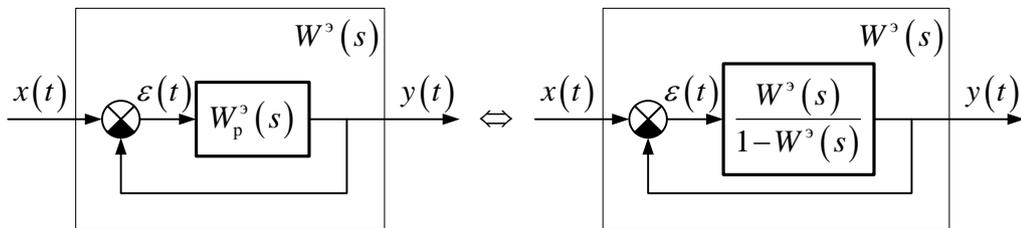


Рисунок 3.2

Задача синтеза регулятора иллюстрируется рисунком 3.3.

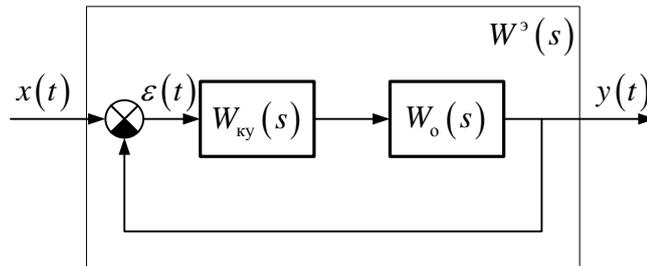


Рисунок 3.3

Из анализа структурных схем (рисунки 3.2 и 3.3) сразу же следует, что задача коррекции получает решение при выполнении следующего условия

$$W_p^3(s) = W_{кy}(s) W_o(s). \quad (3.4)$$

Откуда

$$W_{кy}(s) = W_o^{-1}(s) W_p^3(s). \quad (3.5)$$

Таким образом, получено формальное решение задачи синтеза регулятора с эталонной ПФ замкнутой системы $W^3(s)$.

Изложенный способ синтеза называют принципом динамической компенсации [34, 40, 47, 60]. Такое название обусловлено тем фактом, что ПФ КУ содержит сомножитель $W_0^{-1}(s)$, обратный ПФ неизменяемой части.

За счёт введения сомножителя $W_0^{-1}(s)$ компенсируются динамические свойства неизменяемой части.

Можно отметить, что:

1. КУ является сложным, поскольку должно включать две части: компенсирующую (обратная ПФ объекта) и эталонную (ПФ разомкнутой эталонной системы).
2. Регулятор в общем случае содержит дифференцирующие звенья, входящие в составляющую $W_0^{-1}(s)$. Эти звенья физически трудно реализуемы. Однако при некоторых условиях регулятор оказывается физически реализуемым, т.е. он не содержит дифференцирующих звеньев [40].
3. Из-за неточного знания $W_0(s)$, а также вследствие влияния нелинейностей системы полная компенсация никогда не достигается, и это порождает дополнительные колебания в системе.
4. При сокращении нулей и полюсов система не обладает свойством робастности.
5. Система в некоторых случаях может оказаться неустойчивой [34, 47].

Из изложенного можно сделать вывод, что для решения задачи синтеза регуляторов нужно искать приближённые методы, использующие аппроксимацию основной зависимости во временной, вещественной или частотных областях. Такой подход позволит получить методы, дающие хотя и приближённое, но физически реализуемое решение, обеспечивающее качество работы САУ, близкое к заданному [36].

При решении задачи синтеза для класса стационарных скалярных систем можно выделить два этапа [40]:

- выбор эталонной ПФ $W^3(s)$, удовлетворяющей поставленным техническим требованиям;
- определение параметров регулятора $W_{ку}(s)$ из условия равенства эталонной и реальной ПФ.

3.3 Формирование эталонных передаточных функций

Существует несколько подходов к решению задачи формирования эталонной ПФ системы управления. Их можно классифицировать как прямые и косвенные.

Косвенные методы позволяют получать эталонные ПФ, привлекая какие-либо промежуточные модели, характеристики, показатели. Довольно распространенной является группа частотных методов. Общая схема формирования эталонной ПФ на основе частотного подхода включает получение логарифмической частотной характеристики по желаемым показателям качества с последующим переходом к модели в форме ПФ [61, 62].

Для класса электромеханических исполнительных систем широко используется частотный метод формирования желаемых свойств по критерию симметричного или модульного оптимума [1, 69].

Корневой метод [12] позволяет по косвенным показателям качества – степени устойчивости и колебательности – назначить границы расположения корней характеристического полинома ПФ, при которых ПХ будет соответствовать желаемым показателям перерегулирования и быстродействия.

Другая группа методов получения эталонной ПФ получила название прямые методов – они позволяют получать ПФ непосредственно по прямым показателям качества или временным динамическим характеристикам – переходной или импульсной переходной. Этот путь формирования эталонных ПФ считается наиболее привлекательным. Причина этого связана с тем, что для проектировщика наиболее понятна и наглядна информация о системе, представленная во временной области. Прежде всего, речь идет об упомянутых динамических характеристиках и их количественных показателях – времени установления переходного процесса (регулирования), времени достижения определенного уровня (обычно 90 – 95 % от установившегося значения), перерегулировании, максимальной скорости изменения динамической характеристики, числе колебаний и т.д.

К числу прямых методов относится метод стандартных характеристик [40]. Он позволяет на основе прямых показателей качества выбрать удовлетворяющую характеристику системы, на основе которой по имеющимся таблицам выбирается соответствующая ПФ системы. Развитием метода стала работа [66].

Одним из простых прямых методов формирования эталонной ПФ по прямым показателям качества является метод Коновалова-Оурурка [6]. В этом методе эталонная ПФ имеет жесткую структуру, а её параметры вычисляются на основе имеющихся формул, используя в качестве параметров прямые показатели качества.

К числу прямых методов можно отнести ВИМ [5, 16, 17]. Этот метод позволяет сформировать эталонную ПФ системы. Метод использует итерационные алгоритмы поиска решения. Он позволяет достаточно эффективно решать задачу формирования эталонных ПФ. К недостаткам метода можно отнести:

- применение кусочно-линейной аппроксимации желаемой ПХ;
- субъективный характер назначения дополнительных опорных точек, через которые должен пройти график ПХ;
- высокая вычислительная нагрузка по сравнению с остальными методами.

3.3.1 Постановка задачи

Заданы прямые показатели качества эталонной системы (3.1). Спроектировать эталонную ПФ, обеспечивающую заданные показатели качества САУ (3.1), вида

$$W^3(s) = \frac{\sum_{i=0}^m b_i s^i}{\sum_{i=0}^n a_i s^i}, \quad m \leq n, \quad a_0 = 1, \quad (3.6)$$

где b_i – i -й коэффициент полинома числителя ПФ;

a_i – i -й коэффициент полинома знаменателя ПФ;

m – степень полинома числителя ПФ;

n – степень полинома знаменателя ПФ.

3.3.2 Эталонная передаточная функция без перерегулирования

В данной работе, в случае если $\sigma_3 = 0$, в качестве эталонной ПФ используется апериодическое звено первого порядка [7, 27, 41, 47, 64]

$$W^3(s) = \frac{b_0}{a_1 s + 1}, \quad (3.7)$$

где

$$\begin{cases} b_0 = k_3; \\ a_1 = t_3 / \ln(20). \end{cases} \quad (3.8)$$

Пример. Спроектировать эталонную ПФ со следующими показателями качества:

$$\begin{cases} k_3 = 1,00000 \cdot 10^{-2}; \\ t_3 = 2,000000 \quad (c); \\ \sigma_3 = 0,000000 \quad (\%). \end{cases}$$

На основе (3.8) и заданных показателей качества

$$\begin{cases} b_0 = 1,000000 \cdot 10^{-2}; \\ a_1 = 6,676164 \cdot 10^{-1}. \end{cases}$$

Откуда

$$W^3(s) = \frac{1,000000 \cdot 10^{-2}}{6,676164 \cdot 10^{-1} s + 1,000000}. \quad (3.9)$$

ПХ $h_3(t)$ для (3.9) представлена на рисунке 3.4.

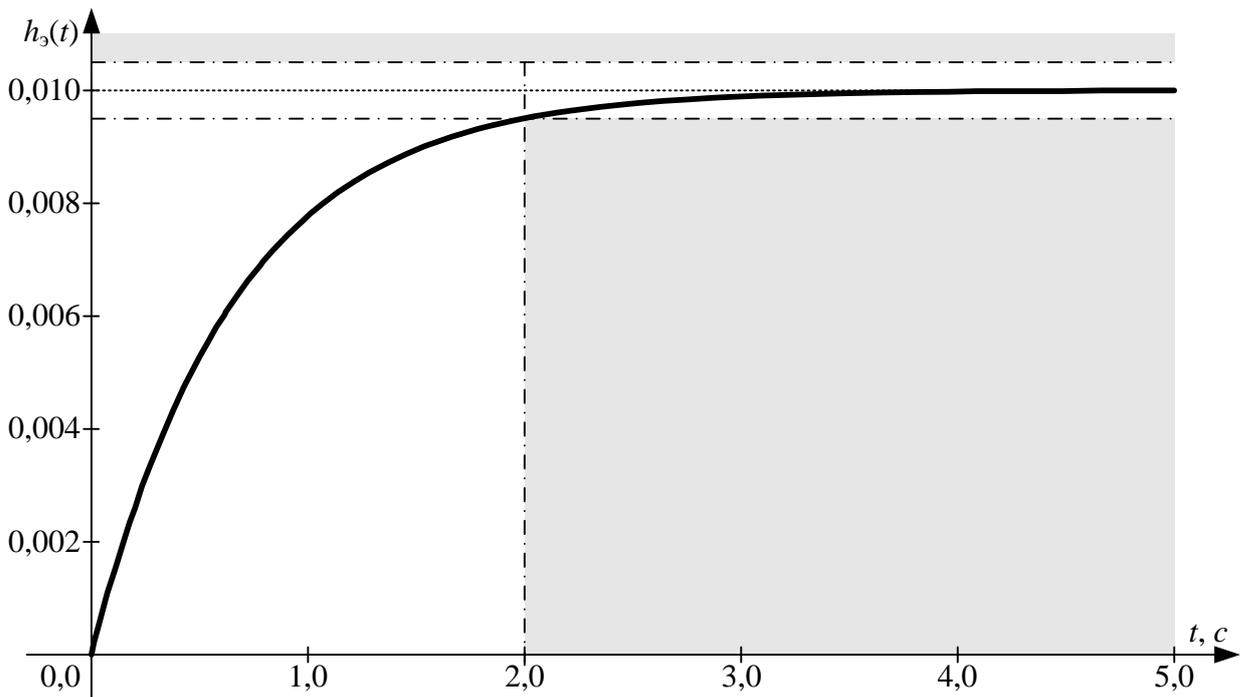


Рисунок 3.4 – График эталонной ПХ $h_3(t)$

3.3.3 Эталонная передаточная функция с перерегулированием

В данной работе, в случае если $0 < \sigma_3 < 100$ (%), в качестве эталонной ПФ используется колебательное звено с ПФ [68]

$$W^3(s) = \frac{k_3}{a_2 s^2 + a_1 s + 1}, \quad (3.10)$$

которое имеет два комплексных полюса $P_{1,2} = \delta \pm \omega \cdot j$.

Коэффициенты знаменателя ПФ (3.10) выражаются формулами:

$$a_1 = \frac{-2\delta}{\delta^2 + \omega^2}; \quad a_2 = \frac{1}{\delta^2 + \omega^2}. \quad (3.11)$$

Имеется строгая связь между перерегулированием (в данном случае σ_3) и соотношением вещественной и мнимой частей полюсов ПФ (3.10), выражаемая формулой

$$\mu = \frac{\omega}{\delta} = \frac{\pi}{\ln(100) - \ln(\sigma_3)}; \quad (3.12)$$

$$\omega = \mu \cdot \delta. \quad (3.13)$$

Для определения δ и ω используется итерационный поиск, проходящий в два этапа.

Первый этап. Задаётся вещественная и мнимая части комплексных полюсов с помощью выражений

$$\delta' = \frac{\ln(0,05 \cdot \mu) + 0,5 \cdot \ln(1 + \mu^2)}{t_3}, \quad \omega' = \mu \cdot \delta'. \quad (3.14)$$

На основе полученных δ' и ω' и формул (3.10), (3.11) формируется ПФ

$$W'^3(s) = \frac{k_3}{a_2' s^2 + a_1' s + 1},$$

которая имеет следующие прямые показатели качества

$$\begin{cases} k' = k_3; \\ t'_p \geq t_3; \\ \sigma' = \sigma_3. \end{cases}$$

Второй этап. Используя свойство масштабирования времени преобразований Лапласа

$$f(at) \xrightarrow{L} \frac{1}{a} F\left(\frac{s}{a}\right),$$

можно записать

$$W^3(s) = W'^3\left(\frac{t_3}{t'_p} \cdot s\right). \quad (3.15)$$

Пример. Спроектировать эталонную ПФ со следующими показателями качества:

$$\begin{cases} k_3 = 1,000000; \\ t_3 = 1,000000 \quad (с); \\ \sigma_3 = 1,000000 \cdot 10^1 \quad (\%). \end{cases}$$

По формуле (3.12) и по заданному перерегулированию σ_3 находим

$$\mu = \frac{\pi}{\ln(100) - \ln(1,000000 \cdot 10^1)} = 1,364376.$$

По формулам (3.14) и найденному μ имеем

$$\begin{cases} \delta' = \frac{\ln(0,05 \cdot 1,364376) + 0,5 \cdot \ln(1 + 1,364376^2)}{1,000000} = -2,159358; \\ \omega' = 1,364376 \cdot (-2,159358) = -2,946177. \end{cases}$$

На основе (3.10), (3.11) и найденных δ' и ω' получаем ПФ

$$W''(s) = \frac{1,000000}{7,494688 \cdot 10^{-2} s^2 + 3,236743 \cdot 10^{-1} s + 1,000000},$$

имеющую следующие прямые показатели качества

$$\begin{cases} k' = 1,000000; \\ t'_p = 1,436527 \text{ (с)}; \\ \sigma' = 1,000000 \cdot 10^1 \text{ (\%)}. \end{cases}$$

Окончательно получаем

$$W^3(s) = W''(s) \left(\frac{1,000000}{1,436527} \cdot s \right) = \frac{1,000000}{3,631832 \cdot 10^{-2} s^2 + 2,253171 \cdot 10^{-1} s + 1,000000}. \quad (3.16)$$

ПХ $h_3(t)$ для (3.16) представлена на рисунке 3.5.

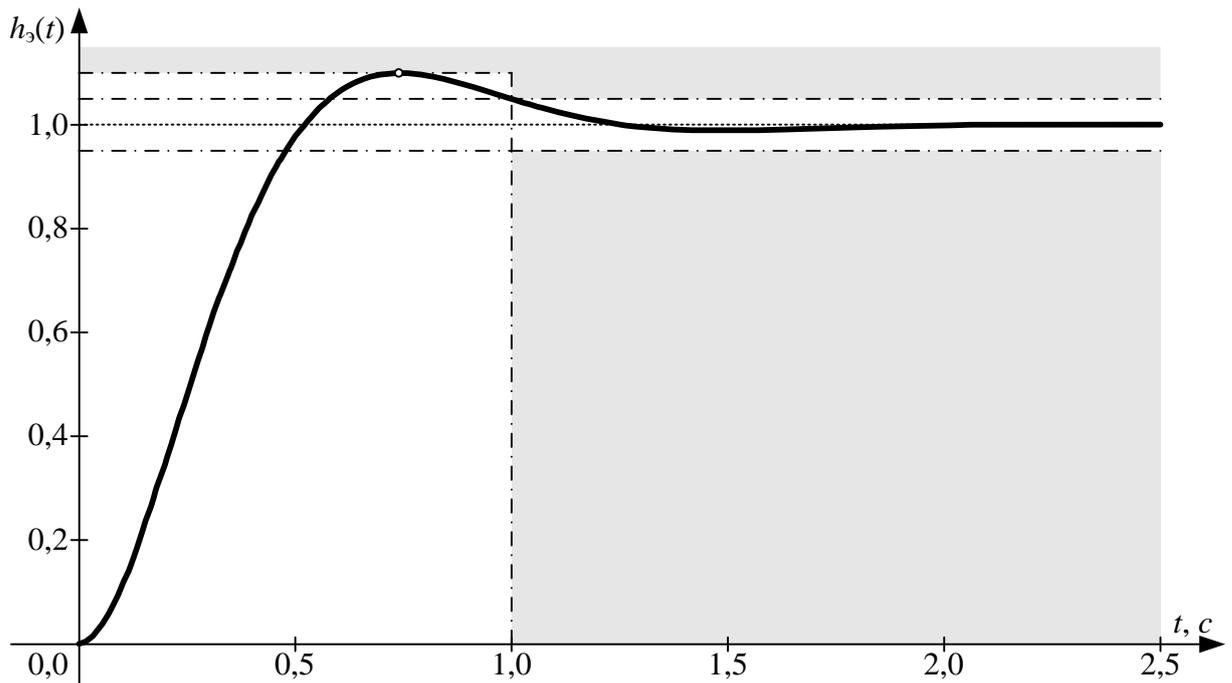


Рисунок 3.5 – График эталонной ПХ $h_3(t)$

3.4 Аппроксимация передаточной функции регулятора

3.4.1 Постановка задачи

Пусть имеется исходная ПФ вида

$$W'(s) = \frac{\sum_{i=0}^{m'} b'_i s^i}{\sum_{i=0}^{n'} a'_i s^i}, \quad (3.17)$$

причём ПФ (3.17) не содержит ни нулей, ни полюсов, расположенных справа от мнимой оси комплексной плоскости.

Необходимо получить ПФ вида

$$W(s) = \frac{\sum_{i=0}^m b_i s^i}{\sum_{i=0}^n a_i s^i}, \quad (3.18)$$

удовлетворяющую следующим условиям:

- $m \leq n$;
- $m \leq m'$ и $n \leq n'$;
- если ПФ (3.17) имеет только левые нули и полюсы, причём $m' \leq n'$, то ПХ ПФ (3.18) $h(t)$ близка по заданному условию ПХ ПФ (3.17) $h'(t)$, т.е. $h(t) \approx h'(t)$.

3.4.2 Сокращение близкорасположенных нулей и полюсов

Пусть у ПФ $W'(s)$ все нули (Z) и полюсы (P) расположены слева от мнимой оси комплексной плоскости (рисунок 3.6 а). Тогда (3.17) можно представить как

$$W'(s) = \frac{\sum_{i=0}^{m'} b'_i s^i}{\sum_{i=0}^{n'} a'_i s^i} = \frac{b'_0 \cdot \prod_{i=1}^{m'} \left(\frac{-s}{Z_i} + 1 \right)}{a'_0 \cdot \prod_{i=1}^{n'} \left(\frac{-s}{P_i} + 1 \right)}. \quad (3.19)$$

В (3.19) сокращаются $\left(\frac{-s}{Z_{ii}} + 1 \right)$ и $\left(\frac{-s}{P_{kk}} + 1 \right)$, если они удовлетворяют условию

$$\frac{|Z_{ii} - P_{kk}|}{\sqrt{|Z_{ii} \cdot P_{kk}|}} < r, \quad 1 \leq ii \leq m', \quad 1 \leq kk \leq n', \quad (3.20)$$

где r – заданное вещественное число.

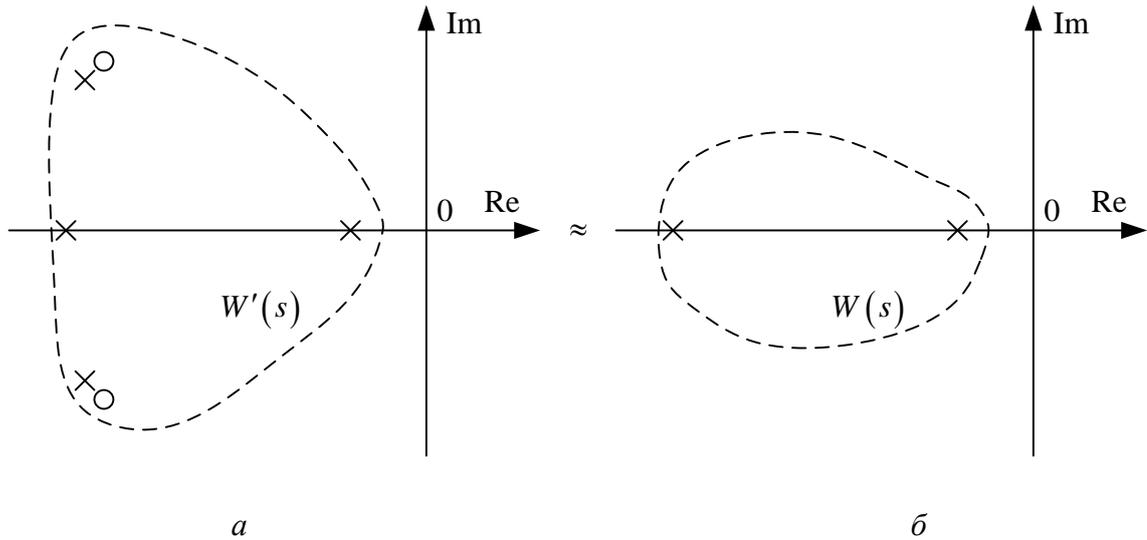


Рисунок 3.6 – Расположение нулей (O) и полюсов (X) ПФ (3.17) и (3.18)

В результате аппроксимированная ПФ имеет вид

$$W'(s) \approx W(s) = \frac{b'_0 \cdot \prod_{i=1, i \neq ii}^{m'} \left(\frac{-s}{Z_i} + 1 \right)}{a'_0 \cdot \prod_{i=1, i \neq kk}^{n'} \left(\frac{-s}{P_i} + 1 \right)}. \quad (3.21)$$

Нули и полюсы ПФ (3.21) представлены на рисунке 3.6 б.

Пример. Дана ПФ

$$W'(s) = \frac{\sum_{i=0}^8 b'_i s^i}{\sum_{i=0}^3 a'_i s^i}, \quad (3.22)$$

коэффициенты которой представлены в таблице 4.

Необходимо найти ПФ $W(s)$ на основе условия (3.20) с заданным $r = 0,05$.

ПФ (3.22) имеет следующие нули (Z) и полюсы (P)

$$Z = \begin{pmatrix} -1,214329 \cdot 10^2 \\ -1,618886 \\ -1,498127 \end{pmatrix}; \quad P = \begin{pmatrix} -7,984243 \cdot 10^2 + 1,216921 \cdot 10^3 j \\ -7,984243 \cdot 10^2 - 1,216921 \cdot 10^3 j \\ -2,523622 \cdot 10^1 + 8,471511 \cdot 10^1 j \\ -2,523622 \cdot 10^1 - 8,471511 \cdot 10^1 j \\ -4,868174 + 3,825898 \cdot 10^1 j \\ -4,868174 - 3,825898 \cdot 10^1 j \\ -2,778210 \cdot 10^1 \\ -1,497866 \end{pmatrix}. \quad (3.23)$$

Таблица 4 – Значения коэффициентов ПФ (3.22) и (3.25)

i	a'_i	b'_i	a_i	b_i
0	1,000000	1,026504	1,000000	1,0265042
1	1,293468	$7,369243 \cdot 10^{-1}$	$6,049912 \cdot 10^{-1}$	$5,181017 \cdot 10^{-2}$
2	$4,229147 \cdot 10^{-1}$	$3,585537 \cdot 10^{-2}$	$4,914287 \cdot 10^{-3}$	$1,402850 \cdot 10^{-3}$
3	$3,395544 \cdot 10^{-3}$	$9,709865 \cdot 10^{-4}$	–	$3,804969 \cdot 10^{-5}$
4	–	$2,561066 \cdot 10^{-5}$	–	$3,123824 \cdot 10^{-7}$
5	–	$2,111598 \cdot 10^{-7}$	–	$3,457330 \cdot 10^{-9}$
6	–	$2,301492 \cdot 10^{-9}$	–	$2,565700 \cdot 10^{-12}$
7	–	$1,707568 \cdot 10^{-12}$	–	$1,522815 \cdot 10^{-15}$
8	–	$1,012590 \cdot 10^{-15}$	–	–

Следовательно,

$$W'(s) = \frac{b'_0 \cdot \prod_{i=1}^7 \left(\frac{-s}{Z_i} + 1 \right)}{a'_0 \cdot \prod_{i=1}^2 \left(\frac{-s}{P_i} + 1 \right)}. \quad (3.24)$$

На основе полученных данных (3.23) для каждой пары нуля и полюса посчитан критерий (3.20), а результат сведён в таблицу 5, из которой видно, что для заданного $r = 0,05$ в (3.24) необходимо сократить множители, содержащие, Z_8 и P_3 . Тогда

$$W(s) = \frac{\sum_{i=0}^7 b_i s^i}{\sum_{i=0}^2 a_i s^i}, \quad (3.25)$$

коэффициенты которой представлены в таблице 4.

Таблица 5 – Значения критерия (3.20) для (3.23)

	P_1	P_2	P_3
Z_1	3,312407	$2,996593 \cdot 10^1$	$3,115167 \cdot 10^1$
Z_2	3,312407	$2,996593 \cdot 10^1$	$3,115167 \cdot 10^1$
Z_3	1,237214	7,351811	7,645196
Z_4	1,237214	7,351811	7,645196
Z_5	1,792690	4,859319	5,052740
Z_6	1,792690	4,859319	5,052740
Z_7	1,612356	3,901220	4,074123
Z_8	8,892860	$7,771645 \cdot 10^{-2}$	$1,742223 \cdot 10^{-4}$

3.4.3 Приведение передаточной функции к физически реализуемому виду

ПФ (3.17) физически реализуема, если порядок числителя m' не выше порядка знаменателя n' [30]. В противном случае ПФ (3.17) в неявном виде содержит идеальные дифференцирующие звенья, которые в реальной системе нереализуемы. Дифференциальное звено усиливает помехи тем сильнее, чем выше их частота. В результате чего ухудшаются показатели системы. В реальных системах следует избегать дифференцирующих звеньев.

Пусть у ПФ (3.17) порядок числителя m' выше порядка знаменателя n' .

Выделим в ПФ (3.17) дробную и целую части

$$W'(s) = \frac{\sum_{i=0}^{m'} b'_i s^i}{\sum_{i=0}^{n'} a'_i s^i} = \sum_{i=0}^{m'-n'} c'_i s^i + \frac{\sum_{i=0}^{n'-1} c_i s^i}{\sum_{i=0}^{n'} a'_i s^i}. \quad (3.26)$$

Для приведения ПФ (3.26) к физически реализуемому виду используется следующее приближение

$$W'(s) \approx W(s) = c'_0 + \frac{\sum_{i=0}^{n'-1} c_i s^i}{\sum_{i=0}^{n'} a'_i s^i} = \frac{\sum_{i=0}^{n'} b_i s^i}{\sum_{i=0}^{n'} a'_i s^i}. \quad (3.27)$$

Пример. Дана ПФ

$$W'(s) = \frac{\sum_{i=0}^7 b'_i s^i}{\sum_{i=0}^2 a'_i s^i}, \quad (3.28)$$

коэффициенты которой представлены в таблице 6.

Выделим целую и дробную части в (3.28)

$$W'(s) = \sum_{i=0}^5 c'_i s^i + \frac{\sum_{i=0}^1 c_i s^i}{\sum_{i=0}^2 a'_i s^i}. \quad (3.29)$$

Тогда на основании (3.27) получим

$$W(s) = c'_0 + \frac{\sum_{i=0}^1 c_i s^i}{\sum_{i=0}^2 a'_i s^i} = \frac{\sum_{i=0}^2 b_i s^i}{\sum_{i=0}^2 a'_i s^i}. \quad (3.30)$$

Коэффициенты выражений (3.29) и (3.30) представлены в таблице 6.

Таблица 6 – Коэффициенты выражений (3.28), (3.29) и (3.30)

i	a_i	b'_i	c_i	c'_i	b_i
0	1,000000	1,026504	$5,793917 \cdot 10^{-1}$	$-8,878448 \cdot 10^{-1}$	1,026504
1	$6,049912 \cdot 10^{-1}$	$5,181017 \cdot 10^{-2}$	1,914349	$1,378891 \cdot 10^{-18}$	$4,225338 \cdot 10^{-2}$
2	$4,914287 \cdot 10^{-3}$	$1,402850 \cdot 10^{-3}$	–	$-1,580023 \cdot 10^{-5}$	$-4,363124 \cdot 10^{-3}$
3	–	$3,804969 \cdot 10^{-5}$	–	$-8,416080 \cdot 10^{-23}$	–
4	–	$3,123824 \cdot 10^{-7}$	–	$4,839416 \cdot 10^{-10}$	–
5	–	$3,457330 \cdot 10^{-9}$	–	$3,098752 \cdot 10^{-13}$	–
6	–	$2,565700 \cdot 10^{-12}$	–	–	–
7	–	$1,522815 \cdot 10^{-15}$	–	–	–

3.4.4 Аппроксимация передаточной функции по условию близости переходной характеристики

Пусть заданы период дискретизации T_d , количество точек характеристики N и ПФ (3.17), у которой все нули и полюсы лежат слева от мнимой оси комплексной плоскости, причём $m' \leq n'$. Для ПФ (3.17) формируется ПХ $h'(kT_d)$, где $k = \overline{0, N}$. На основе полученной $h'(kT_d)$ проводится идентификация, предложенная в п. 2.2, но имеющая особенность, заключающуюся в следующем. При структурно-параметрической идентификации (п. 2.2.4) происходит перебор структур модели $n = 1, 2, \dots$ до тех пор, пока не выполнится одно из двух условий: либо $n = n'$, либо $\Delta y < \Delta y_{\min}$, где Δy_{\min} – заданное вещественное число.

Пример. Дана ПФ

$$W'(s) = \frac{\sum_{i=0}^4 b'_i s^i}{\sum_{i=0}^4 a'_i s^i}, \quad (3.31)$$

коэффициенты которой представлены в таблице 7. Период дискретизации $T_d = 0,001$ с. Количество точек характеристики $N = 1000$. Необходимо найти ПФ $W(s)$ на основе критерия $\Delta y < 5$.

На основе ПФ (3.31) сформирована характеристика $h'(kT_d)$ и по имеющимся данным проведена идентификация. Результаты параметрической идентификации для различных порядков ПФ представлены в таблице 8.

Таблица 7 – Значения коэффициентов ПФ (3.31)

i	a'_i	b'_i	a_i	b_i
0	1,000000	$4,171343 \cdot 10^1$	1,000000	$4,165425 \cdot 10^1$
1	$4,143280 \cdot 10^{-1}$	$1,224362 \cdot 10^1$	$3,257572 \cdot 10^{-1}$	8,087411
2	$8,339049 \cdot 10^{-2}$	2,150329	$1,691807 \cdot 10^{-2}$	–
3	$7,875056 \cdot 10^{-3}$	$1,020523 \cdot 10^{-1}$	–	–
4	$1,628796 \cdot 10^{-4}$	$-2,044732 \cdot 10^{-4}$	–	–

Таблица 8 – Результаты параметрической идентификации для различных n

n	1	2
$\Delta y, \%$	$1,041003 \cdot 10^1$	4,852169

В результате идентификации получена следующая ПФ

$$W(s) = \frac{\sum_{i=0}^1 b_i s^i}{\sum_{i=0}^2 a_i s^i}, \quad (3.32)$$

коэффициенты которой представлены в таблице 7.

3.5 Алгоритмы аппроксимации передаточных функций и синтеза регуляторов

На рисунках 3.7 и 3.8 представлены алгоритмы аппроксимации ПФ («Approx») и синтеза регуляторов («Synthesis») соответственно.

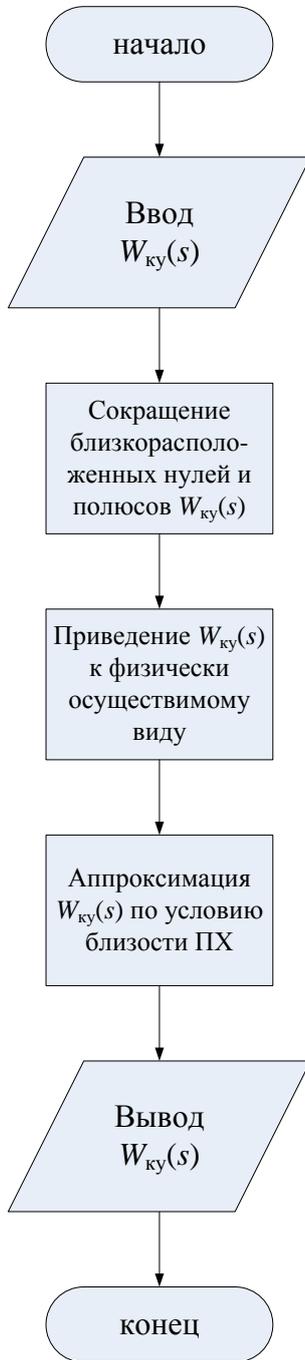


Рисунок 3.7 – Алгоритм аппроксимации ПФ («Approx»)

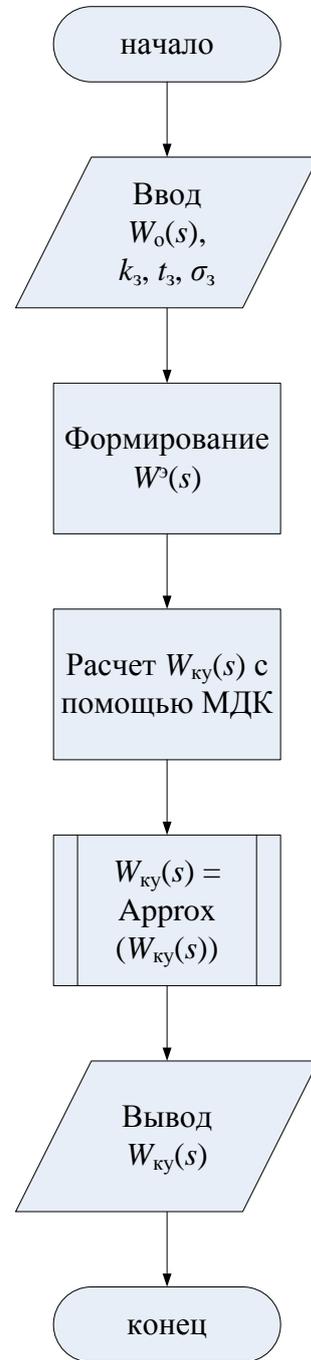


Рисунок 3.8 – Алгоритм синтеза регуляторов («Synthesis»)

3.6 Примеры синтеза регуляторов

В общем виде синтез КУ для заданной структуры САУ проходит в несколько этапов:

1. формирование эталонной ПФ $W^3(s)$, удовлетворяющей заданным показателям качества (п. 3.3);
2. нахождение параметров КУ $W'_{\text{ку}}(s)$, используя ПДК (п. 3.2);
3. нахождение физически реализуемого решения в виде ПФ $W_{\text{ку}}(s)$ в результате аппроксимации ПФ $W'_{\text{ку}}(s)$ (п. 3.4).

Пример 1.

Структурная схема САУ имеет вид, представленный на рисунке 3.9.

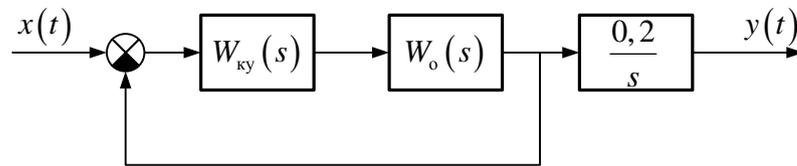


Рисунок 3.9 – Структурная схема САУ

Пусть

$$W_о(s) = \frac{\sum_{i=0}^2 b_i s^i}{\sum_{i=0}^7 a_i s^i}, \quad (3.33)$$

где a_i и b_i представлены в таблице 9.

Желаемые показатели качества САУ

$$\begin{cases} k_3 = 1,000000 \cdot 10^{-2}; \\ t_3 = 2,000000 \text{ (с)}; \\ \sigma_3 = 0,000000 \text{ (\%)}. \end{cases} \quad (3.34)$$

Решение.

1. *Формирование эталонной ПФ.*

Процедура получения ПФ $W^3(s)$ на основе

Таблица 9 – Коэффициенты ПФ $W_о(s)$

i	a_i	b_i
0	1,000000	0,000000
1	$5,028040 \cdot 10^{-2}$	$4,870899 \cdot 10^{-2}$
2	$1,361558 \cdot 10^{-3}$	$4,011185 \cdot 10^{-4}$
3	$3,691684 \cdot 10^{-5}$	–
4	$3,030978 \cdot 10^{-7}$	–
5	$3,354588 \cdot 10^{-9}$	–
6	$2,489455 \cdot 10^{-12}$	–
7	$1,477562 \cdot 10^{-15}$	–

заданных прямых показателей качества (3.34) разобрана в качестве примера в п. 3.3.2, откуда получаем эталонную ПФ (3.9) вида

$$W^3(s) = \frac{1,000000 \cdot 10^{-2}}{6,676164 \cdot 10^{-1} s + 1,000000}.$$

2. Принцип динамической компенсации.

Используя заданную структурную схему САУ (рисунок 3.9), на основе ПДК, изложенного в п. 3.2, составлено уравнение синтеза

$$W^3(s) = \frac{W'_{\text{ку}}(s)}{(1 + W'_{\text{ку}}(s)W_o(s)) \cdot 0,2 \cdot s},$$

решением которого является выражение

$$W'_{\text{ку}}(s) = \frac{0,2 \cdot s \cdot W^3(s)}{1 - 0,2 \cdot s \cdot W^3(s)W_o(s)}. \quad (3.35)$$

На основе имеющихся данных – эталонной ПФ (3.9) и ОУ с ПФ (3.33) – для выражения (3.35) получим

$$W'_{\text{ку}}(s) = \frac{\sum_{i=0}^8 b'_i s^i}{\sum_{i=0}^3 a'_i s^i}, \quad (3.36)$$

коэффициенты которой представлены в таблице 4.

3. Аппроксимация ПФ $W'_{\text{ку}}(s)$.

Аппроксимацию ПФ $W'_{\text{ку}}(s)$ проведём в несколько этапов на основе алгоритма «Арргох», предложенного в п. 3.5.

На первом этапе понизим порядок ПФ $W'_{\text{ку}}(s)$ путём сокращения близкорасположенных друг к другу нулей и полюсов. Для этого воспользуемся подходом, изложенным в п. 3.4.2. Процедура сокращения нулей и полюсов ПФ (3.36) разобрана в качестве примера в п. 3.4.2. В результате получаем

$$W'_{\text{ку}}(s) \approx W''_{\text{ку}}(s) = \frac{\sum_{i=0}^7 b_i s^i}{\sum_{i=0}^2 a_i s^i}, \quad (3.37)$$

где коэффициенты a_i и b_i представлены в таблице 4.

На втором этапе приведём ПФ $W''_{\text{ку}}(s)$ к физически реализуемому виду. Для этого воспользуемся подходом, изложенным в п. 3.4.3. Процедура приведения ПФ (3.37) к физически реализуемому виду разобрана в качестве примера в п. 3.4.3. В результате получаем ПФ $W'''_{\text{ку}}(s)$

$$W''_{\text{ку}}(s) \approx W'''_{\text{ку}}(s) = \frac{\sum_{i=0}^2 b_i s^i}{\sum_{i=0}^2 a_i s^i}, \quad (3.38)$$

коэффициенты которой представлены в таблице 6.

Заключительный этап основан на подходе, изложенном в п.3.4.4.

Период дискретизации $T_0 = 0,005 \text{ с}$. Количество точек характеристики $N = 1000$.

Необходимо найти ПФ $W(s)$ на основе критерия $\Delta y < 5$.

На основе ПФ (3.31) сформирована характеристика $h'(kT_0)$ и проведена идентификация, результаты которой для различных порядков ПФ представлены в таблице 10.

Таблица 10 – Результаты параметрической идентификации для различных n

n	1	2
$\Delta y, \%$	$3,731574 \cdot 10^1$	$2,173399 \cdot 10^{-1}$

В результате получаем, что ПФ КУ определяется выражением (3.32) и имеет вид

$$W_{\text{ку}}(s) = \frac{4,220967 \cdot 10^{-2} \cdot s + 1,026280}{4,910624 \cdot 10^{-3} \cdot s^2 + 6,045552 \cdot 10^{-1} \cdot s + 1,000000}. \quad (3.39)$$

На рисунке 3.10 представлены графики ПХ САУ: эталонной $h^3(t)$ и синтезированной $h(t)$.

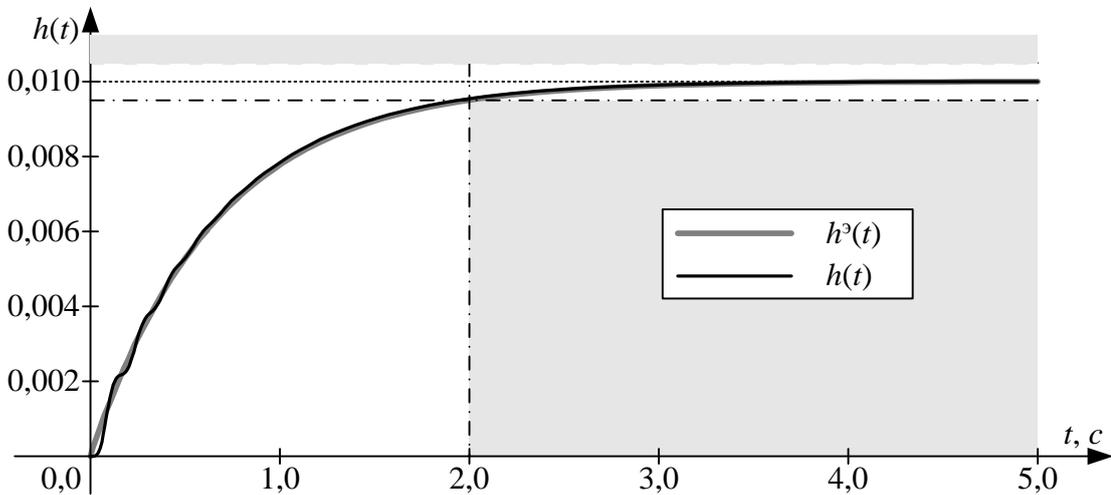


Рисунок 3.10 – Результаты синтеза

Пример 2

Структурная схема САУ имеет вид, представленный на рисунке 3.11.

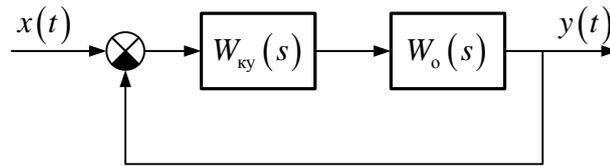


Рисунок 3.11 – Структурная схема САУ

Пусть

$$W_o(s) = \frac{\sum_{i=0}^2 b_i s^i}{\sum_{i=0}^5 a_i s^i}, \quad (3.40)$$

где a_i и b_i представлены в таблице 11.

Желаемые показатели качества САУ

$$\begin{cases} k_3 = 1,000000; \\ t_3 = 1,000000 \text{ (с)}; \\ \sigma_3 = 10,00000 \text{ (\%)}. \end{cases} \quad (3.41)$$

Таблица 11 – Коэффициенты ПФ $W_o(s)$

i	a_i	b_i
0	1,000000	0,000000
1	$8,040294 \cdot 10^{-2}$	$1,063971 \cdot 10^{-2}$
2	$2,316776 \cdot 10^{-3}$	$2,960324 \cdot 10^{-4}$
3	$8,332613 \cdot 10^{-5}$	–
4	$8,661152 \cdot 10^{-7}$	–
5	$5,087768 \cdot 10^{-9}$	–

Решение.

1. Формирование эталонной ПФ.

Процедура получения ПФ $W^3(s)$ на основе желаемых прямых показателей качества (3.41) разобрана в качестве примера в п. 3.3.3, откуда получена эталонная ПФ (3.16) вида

$$W^3(s) = \frac{1,000000}{3,631832 \cdot 10^{-2} s^2 + 2,253171 \cdot 10^{-1} s + 1,000000}.$$

2. Принцип динамической компенсации

С помощью заданной структурной схемы САУ (рисунок 3.11), на основе ПДК, изложенного в п. 3.2, составлено уравнение синтеза

$$W^3(s) = \frac{W'_{ky}(s)W_o(s)}{1 + W'_{ky}(s)W_o(s)},$$

решением которого является выражение

$$W'_{ky}(s) = \frac{W^3(s)}{W_o(s)(1 - W^3(s))}. \quad (3.42)$$

На основе имеющихся данных, а именно эталонной ПФ (3.16) и ОУ с ПФ (2.41), для выражения (3.42) получена ПФ КУ

$$W'_{\text{ку}}(s) = \frac{\sum_{i=0}^7 b'_i s^i}{\sum_{i=0}^6 a_i s^i}, \quad (3.43)$$

коэффициенты которой представлены в таблице 12.

3. Аппроксимация ПФ $W'_{\text{ку}}(s)$.

ПФ $W'_{\text{ку}}(s)$ имеет два кратных полюса равных нулю. Поэтому представим (3.43) в следующем виде

$$W'_{\text{ку}}(s) = W''_{\text{ку}}(s) \cdot \frac{1}{s^2}. \quad (3.44)$$

Аппроксимация ПФ $W''_{\text{ку}}(s)$ проведена в несколько этапов.

На первом этапе ПФ $W''_{\text{ку}}(s)$ приводится к физически реализуемому виду. Для этого воспользуемся подходом, изложенным в п. 3.4.3.

Выделим целую и дробную части в $W''_{\text{ку}}(s)$

$$W''_{\text{ку}}(s) = \sum_{i=0}^3 c'_i s^i + \frac{\sum_{i=0}^3 c_i s^i}{\sum_{i=0}^4 a_i s^i}. \quad (3.45)$$

Тогда на основании (3.27) получим

$$W''_{\text{ку}}(s) \approx W'''_{\text{ку}}(s) = c'_0 + \frac{\sum_{i=0}^3 c_i s^i}{\sum_{i=0}^4 a_i s^i} = \frac{\sum_{i=0}^4 b_i s^i}{\sum_{i=0}^4 a_i s^i}. \quad (3.46)$$

Коэффициенты выражений (3.45) и (3.46) представлены в таблице 13.

На втором этапе аппроксимируется ПФ $W'''_{\text{ку}}(s)$ по критерию близости ПХ (п. 3.4.4). Процедура приведения (3.46) разобрана в качестве примера в п. 3.4.4.

В результате получена ПФ КУ

$$W_{\text{ку}}(s) = \frac{1,479388 \cdot 10^{-2} \cdot s^2 + 8,087411 \cdot s + 4,165425 \cdot 10^1}{1,691807 \cdot 10^{-2} \cdot s^2 + 3,257572 \cdot 10^{-1} \cdot s + 1,000000} \cdot \frac{1}{s^2}. \quad (3.47)$$

Таблица 12 – Коэффициенты ПФ $W_0(s)$

i	a_i	b_i
0	0,000000	$4,171343 \cdot 10^1$
1	0,000000	$1,275263 \cdot 10^1$
2	1,000000	2,367289
3	$4,143280 \cdot 10^{-1}$	$1,470580 \cdot 10^{-1}$
4	$8,339049 \cdot 10^{-2}$	$4,329117 \cdot 10^{-3}$
5	$7,875056 \cdot 10^{-3}$	$1,345885 \cdot 10^{-4}$
6	$1,628796 \cdot 10^{-4}$	$1,359950 \cdot 10^{-6}$
7	–	$7,707773 \cdot 10^{-9}$

Таблица 13 – Коэффициенты выражений (3.45) и (3.46)

i	a_i	c_i	c'_i	b_i
0	1,000000	$4,296879 \cdot 10^1$	-1,255364	$4,171343 \cdot 10^1$
1	$4,143280 \cdot 10^{-1}$	$1,276375 \cdot 10^1$	$5,090142 \cdot 10^{-1}$	$1,224362 \cdot 10^1$
2	$8,339049 \cdot 10^{-2}$	2,255014	$6,061455 \cdot 10^{-3}$	2,150329
3	$7,875056 \cdot 10^{-3}$	$1,119383 \cdot 10^{-1}$	$4,732192 \cdot 10^{-5}$	$1,020523 \cdot 10^{-1}$
4	$1,628796 \cdot 10^{-4}$	–	–	$-2,044732 \cdot 10^{-4}$

На рисунке 3.12 представлены графики ПХ эталонной САУ $h^*(t)$ и синтезированной $h(t)$.

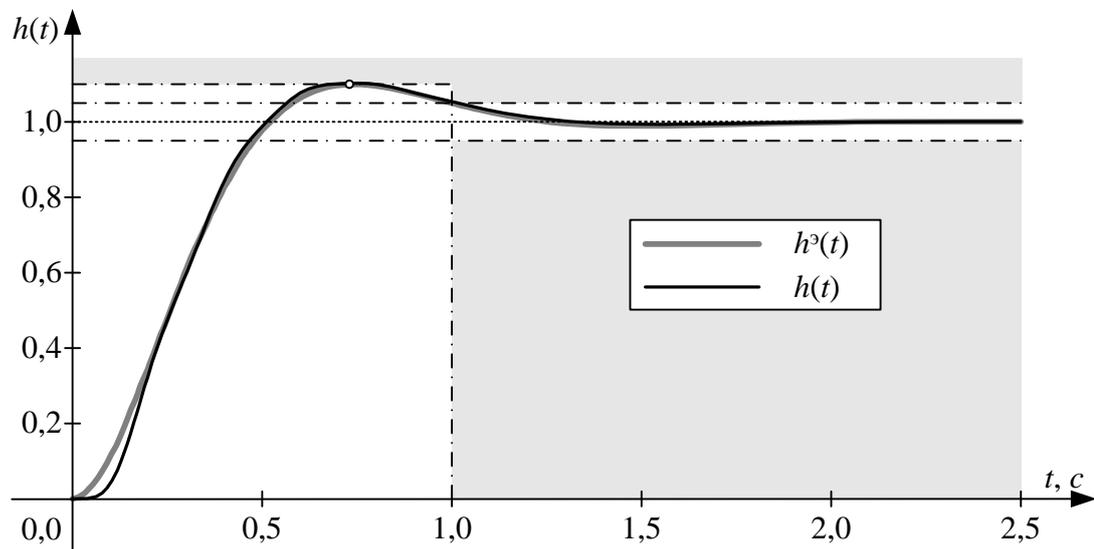


Рисунок 3.12 – Результаты синтеза

Основные результаты

Приведены примеры синтеза на основе разработанного подхода для различных структур САУ, алгоритмы которых реализуемы во встраиваемых системах и требуют минимального участия проектировщика.

Синтез регуляторов САУ в классе одномерных систем базируется на принципе динамической компенсации с последующей аппроксимацией основной зависимости.

Результатом синтеза является передаточная функция корректирующего устройства.

ГЛАВА 4. ЧИСЛЕННЫЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ СИСТЕМЫ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ОБЪЕКТА

Для оценки работоспособности предложенного способа управления позиционированием объекта в Томском политехнической университете создана установка. Для этой установки разработаны механическая, электрическая и программная части.

4.1 Описание установки

4.1.1 Исполнительные устройства и датчики

Исполнительные устройства

В качестве исполнительных устройств используются сервоприводы СПС15-80025/2048Z от ЗАО «Сервотехника» (Россия, г. Екатеринбург) и DXS-400 от ООО "Класс точности" (Россия, г. Воронеж).

Комплект сервопривода СПС15-80025 состоит из пары: серводвигатель СПС-80.025.120 и сервоусилитель СПС15-20А. Входные интерфейсы управления сервоприводом СПС15-80025: CAN-интерфейс, STEP/DIR, аналоговый $\pm 10\text{В}$ для задания скорости двигателя.

Комплект сервопривода DXS400 состоит из пары: серводвигатель SM60 и сервоусилитель HSD2. Входные интерфейсы управления сервоприводом DXS400: STEP/DIR, CW/CCW, квадратурный сигнал, аналоговый $\pm 10\text{В}$ для задания скорости двигателя.

Основные технические характеристики серводвигателей представлены в Приложении 1 в таблице П. 1.

Датчики

Для измерения величины силы натяжения используется датчик силы растяжения и сжатия UU фирмы "Dacell Co., Ltd." (Юж. Корея), технические характеристики которого представлены в Приложении 1 в таблице П. 2.

Для измерения углов отклонения троса от вертикали используются датчики перемещения модели DLH-A фирмы "Dacell Co., Ltd." (Юж. Корея), технические характеристики которых представлены в Приложении 1 в таблице П. 3.

4.1.2 Механическая часть

Для исследования разработанного способа управления системой позиционирования объекта и алгоритмов построения САУ собран стенд в Томском политехническом университете (рисунки 4.1 и 4.2).



Рисунок 4.1 – Фото стенда (общий вид)

Характеристики стенда:

- габаритные размеры стенда (ДхШхВ), мм – 2500х2500х2500;
- размер рабочей зоны (ДхШхВ), мм – 2000х2000х2000;
- масса перемещаемого объекта, кг – 1...20.



Рисунок 4.2 – Фото стенда

Три сервопривода СПС15-80025/2048Z обеспечивают перемещение объекта в горизонтальной плоскости рабочей зоны (рисунок 4.2).

Сервопривод DXS-400 мощностью 400 Вт, обеспечивает перемещение объекта в вертикальном направлении в рабочей зоне.

Блок датчиков

Для измерения величины силы натяжения используется датчик силы растяжения и сжатия UU фирмы "Dacell Co., Ltd." (Юж. Корея). Датчик установлен в разрыв цепи между тросом и объектом (рисунок 4.3).

Для измерения отклонения троса от вертикали собран блок датчиков (рисунок 4.4), в состав которого входят два датчика перемещения модели DLH-A. Конструктивно блок

датчиков выполнен таким образом, что позволяет зарегистрировать углы отклонения троса от вертикали в диапазоне (-5° ; $+5^\circ$).



Рисунок 4.3 – Фото подвешенного объекта

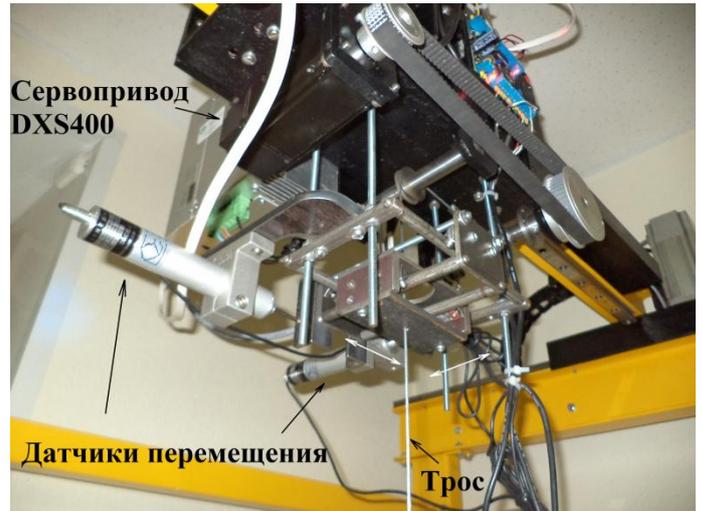


Рисунок 4.4 – Фото блока датчиков

4.1.3 Встраиваемая система

Устройство управления реализовано на базе микроконтроллера фирмы STMicroelectronics STM32F205RET6 [92, 93]. Данные с датчиков перемещений и датчика силы растяжения и сжатия оцифровываются с помощью трех 12-битных АЦП, входящих в аппаратную часть микроконтроллера. Микроконтроллер имеет в своём составе встроенный модуль CAN-интерфейса, с помощью которого осуществляется управление сервоприводами СПС15-80025/2048Z. Управление сервоприводом DXS400 осуществляется с помощью интерфейса STEP/DIR. Для вспомогательных операций собран пульт оператора, позволяющий перемещать объект в рабочую зону оператора, переключать режим работы стенда между ручным и автоматическим, а также аварийно останавливать все приводы системы. При внедрении стенда в учебный процесс дополнительно организован интерфейс связи микроконтроллера и персонального компьютера RS232 – для отладки программ, настройки регуляторов и других вспомогательных функций (рисунок 4.5).

В приложении 2 представлена принципиальная электрическая схема ВС управления. Изготовленная ВС управления показана на фотографии (рисунок 4.6).

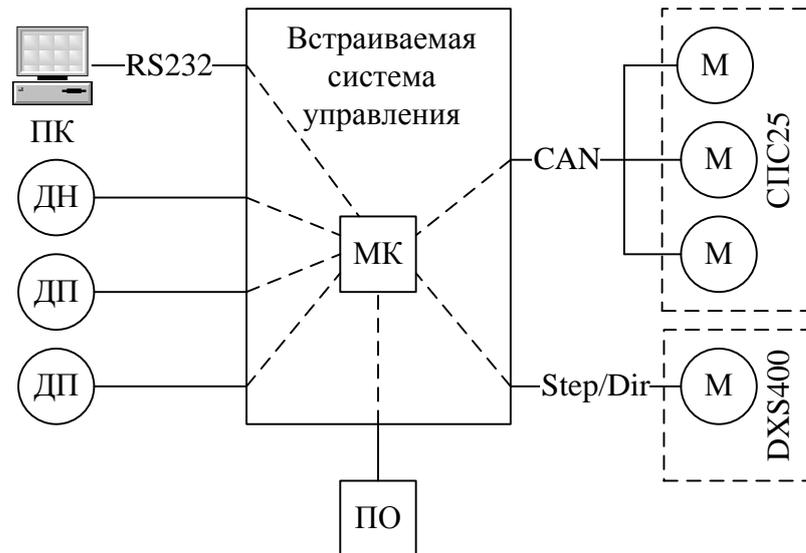


Рисунок 4.5 – Схема подключения периферии к ВС

На рисунке 4.5 приняты следующие обозначения: ПК – персональный компьютер; ДН – датчик силы растяжения и сжатия; ДП – датчик положения; М – сервопривод; ПО – пульт оператора; МК – микроконтроллер.

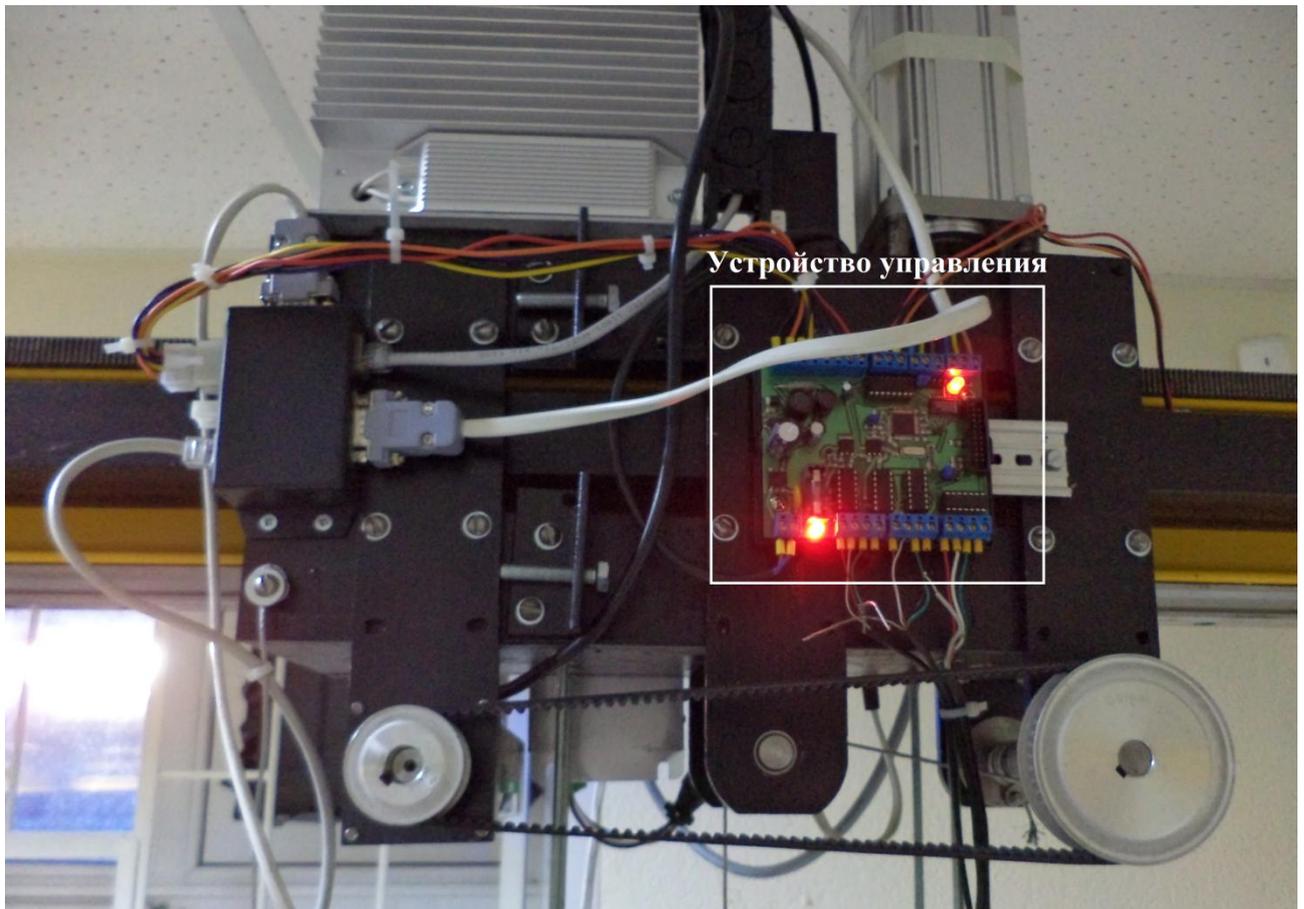


Рисунок 4.6 – Фото устройства управления

4.1.4 Программная часть

Программное обеспечение системы управления позиционированием объекта реализовано на языке высокого уровня C/C++. Его можно условно разделить на три группы:

- группа библиотек и алгоритмов, обеспечивающих общее функционирование системы управления устройством позиционирования объекта;
- группа библиотек драйверов, необходимых для реализации взаимодействия различных частей аппаратного обеспечения системы;
- группа библиотек, обеспечивающих реализацию настройки регуляторов системы управления устройством на базе разработанных алгоритмов.

Группа библиотек и алгоритмов, отвечающих за общее функционирование системы управления устройством позиционирования объекта, связывает воедино все части программного обеспечения. Основные функции:

- **HardWareInit** – осуществляет инициализацию периферии устройства позиционирования объекта;
- **InterruptInit** – служит для обработки прерываний устройства позиционирования объекта;
- **Main** – основная функция, осуществляющая непосредственное управление.

Группа библиотек драйверов предназначена для настройки периферии устройства управления и содержит как стандартные библиотеки, так и разработанные автором.

Стандартные библиотеки:

- **startup_stm32f2xx.s** – библиотека инициализации векторов прерываний МК;
- **stm32f2xx_adc** – библиотека настройки АЦП;
- **stm32f2xx_CAN** – библиотека настройки CAN-интерфейса;
- **stm32f2xx_dma** – библиотека настройки контроллера прямого доступа к памяти;
- **stm32f2xx_gpio** – библиотека настройки портов ввода/вывода;
- **stm32f2xx_rcc** – библиотека настройки тактирования периферии МК;
- **stm32f2xx_tim** – библиотека настройки таймеров;
- **stm32f2xx_usart** – библиотека настройки интерфейса USART.

Разработанные библиотеки:

- **Button** – библиотека для создания интерфейса управления оператором устройства позиционирования объекта;
- **PinDriver** – библиотека виртуального класса основных функций пинов МК;
- **PinDiscrete** – библиотека настройки дискретных входов/выходов МК;
- **PinAnalog** – библиотека настройки аналоговых входов МК;

- `MotorDriver` – библиотека виртуального класса для определения основных функции управления двигателями;
- `SPS25` – библиотека для управления приводами СПС15-80025;
- `MotorCWCCW` – библиотека для управления приводами через интерфейс CW/CCW;
- `MotorStepDir` – библиотека для управления приводами через интерфейс Step/Dir;
- `GlobalMotion.h` – библиотека для управления перемещением объекта в глобальной системе координат.

Группа библиотек, обеспечивающих реализацию настройки регуляторов системы управления устройством, содержит:

- вспомогательные библиотеки математического аппарата:
 - `mathfunc.h` – библиотека стандартных математических функций;
 - `array.h` – библиотека шаблона класса для реализации массивов;
 - `matrix.h` – библиотека шаблона класса для реализации матриц;
 - `polynom.h` – библиотека шаблона класса для реализации полиномов;
 - `roots.h` – библиотека функций для вычисления корней СЛАУ и алгебраических уравнений;
 - `NumericalIntegration` – библиотека алгоритмов численного интегрирования.
- вспомогательные библиотеки, реализующие основные функции теории управления:
 - `tf.h` – библиотека класса «передаточная функция»;
 - `stability.h` – библиотека алгоритмов для определения устойчивости ПФ;
 - `tf_analisis.h` – расширенная библиотека класса «передаточная функция», в которой содержатся дополнительные функции для работы с ПФ;
 - `control_theory.h` – библиотека, реализующая дополнительные функции теории управления.

Библиотеки настройки регуляторов:

- `identity` – библиотека, реализующая процедуру идентификации ОУ;
- `synthesis` – библиотека реализующая процедуру синтеза регуляторов.

4.2 Синтез системы управления позиционированием объекта

Многомерными называются системы, у которых вход и выход – вектор-функции.

Пусть объект управления имеет m входов и m выходов.

Для управления каждой из переменных конструируется свой канал. Систему можно представить структурной схемой, показанной на рисунке 4.7. На схеме $\mathbf{X}(t)$ – векторный входной сигнал. В данном случае

$$\mathbf{X}(t) = (x_1(t), x_2(t), x_3(t), \dots),$$

где, например, $x_1(t)$ – заданное значение одного из каналов;

$$\mathbf{Y}(t) = (y_1(t), y_2(t), y_3(t), \dots) \text{ – векторный выходной сигнал,}$$

где $y_1(t)$ – реальное значение переменной;

$\mathbf{U}(t)$ – управляющий вход объекта.

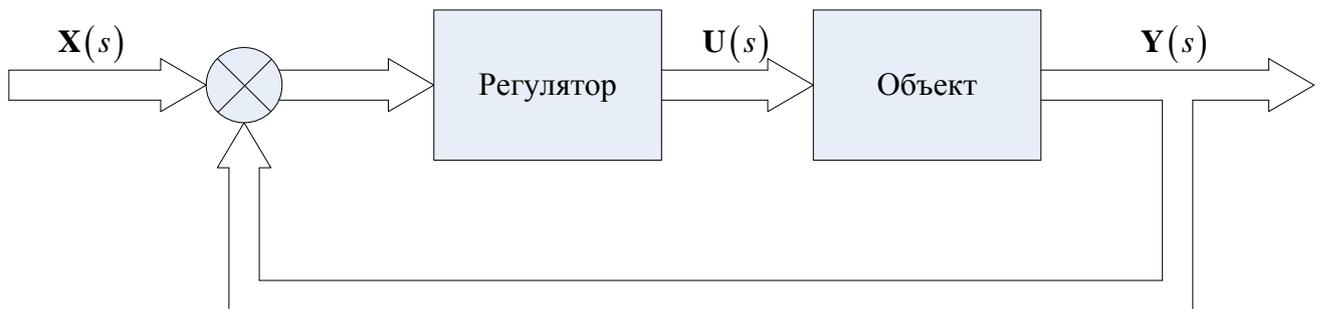


Рисунок 4.7 – Структурная схема многомерной системы управления

Тогда систему управления можно представить как

$$\mathbf{Y}(s) = \mathbf{W}(s)\mathbf{X}(s),$$

где $\mathbf{W}(s)$ – матричная ПФ.

Или в развернутом виде

$$\underbrace{\begin{pmatrix} Y_1(s) \\ Y_2(s) \\ \vdots \\ Y_m(s) \end{pmatrix}}_{\mathbf{Y}(s)} = \underbrace{\begin{pmatrix} W_{11}(s) & W_{12}(s) & \cdots & W_{1m}(s) \\ W_{21}(s) & W_{22}(s) & \cdots & W_{2m}(s) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ W_{m1}(s) & W_{m2}(s) & \cdots & W_{mm}(s) \end{pmatrix}}_{\mathbf{W}(s)} \underbrace{\begin{pmatrix} X_1(s) \\ X_2(s) \\ \vdots \\ X_m(s) \end{pmatrix}}_{\mathbf{X}(s)}.$$

В большинстве своём каждая входная уставка (воздействие) предназначена для обработки «своим» каналом.

Центральной проблемой при синтезе регуляторов в классе многомерных систем является «развязка» каналов. Если эта проблема в каждом конкретном случае получила решение, то на следующем этапе применяются методы синтеза регуляторов в классе одномерных систем [40].

Для собранной установки (рисунок 4.1) имеем

$$\mathbf{U} = (u_x(t) \quad u_y(t) \quad u_i(t))^T, \quad \mathbf{Y} = (\varphi(t) \quad \psi(t) \quad T(t))^T,$$

где l – длина троса (см. рисунок 4.8).

Разработанный способ управления предполагает, что значения углов отклонения троса от вертикали φ и ψ определяют направление и величину скорости перемещения объекта в горизонтальной плоскости рабочей зоны – \dot{x} и \dot{y} . В качестве управляющих воздействий выступают управляющие сигналы на приводы, которые позволяют перемещать объект в пространстве.

Сделаем допущение, что $\Delta T = T - T_0$ (T_0 – сила натяжения троса в состоянии покоя) будет определять величину скорости перемещения объекта в вертикальном направлении, а точнее скорости изменения длины троса – \dot{l} . В результате сделанного допущения получаем, что система «развязана» для всех каналов: $\varphi \rightarrow \dot{x}$, $\psi \rightarrow \dot{y}$, $\Delta T \rightarrow \dot{l}$. Поэтому для каждого канала используются методы синтеза регуляторов в классе одномерных систем.

4.2.1 Система управления для перемещения объекта в горизонтальной плоскости

Математическая модель объекта управления

Настройка регуляторов для каналов $\varphi \rightarrow \dot{x}$ и $\psi \rightarrow \dot{y}$ эквивалентна. Поэтому ограничимся рассмотрением синтеза регулятора для канала $\varphi \rightarrow \dot{x}$ (рисунок 4.8).

ММ ОУ для выбранного канала:

$$\sin \varphi = \frac{S_x}{l}. \quad (4.1)$$

Для малых φ

$$\sin \varphi \approx \varphi. \quad (4.2)$$

Из (4.1) и (4.2) следует

$$\varphi \approx \frac{S_x}{l} = \frac{1}{l} \cdot \int \dot{x} dx,$$

а ПФ канала имеет вид

$$W_{\varphi \dot{x}}(s) = \frac{1}{l \cdot s}. \quad (4.3)$$

На рисунке 4.9 представлена реакция объекта $\varphi(t)$ на входной тестовый сигнал $u_x(t) = 150 \cdot 1(t)$.

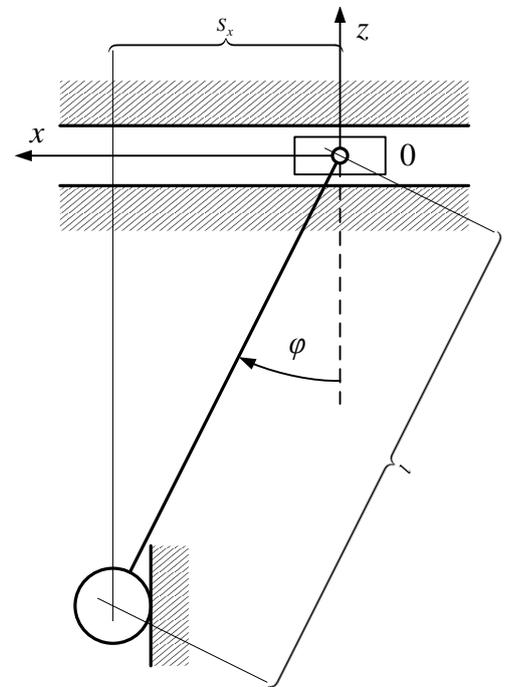


Рисунок 4.8

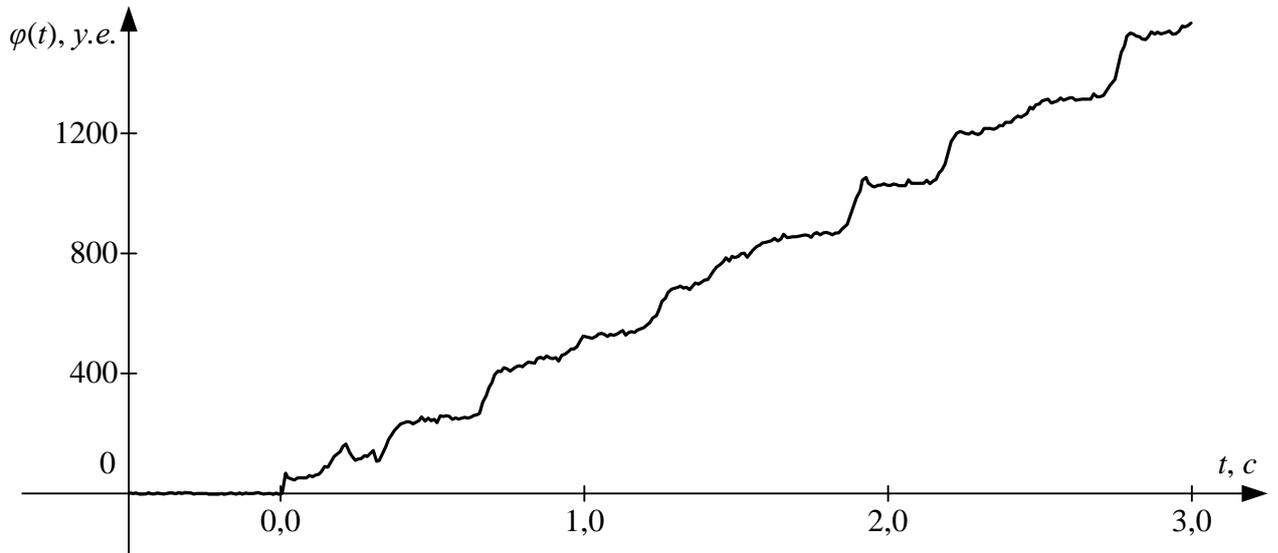


Рисунок 4.9 – Реакция объекта на тестовый входной сигнал

В результате идентификации на основе алгоритма, разработанного в п. 2.3.2, с учётом выражения (4.3) получена ПФ

$$W_{\varphi x}(s) = \frac{3,498571}{s}. \quad (4.4)$$

Характеристики реального объекта $\varphi(t)$ и модели $\varphi_M(t)$ представлены на рисунке 4.10.

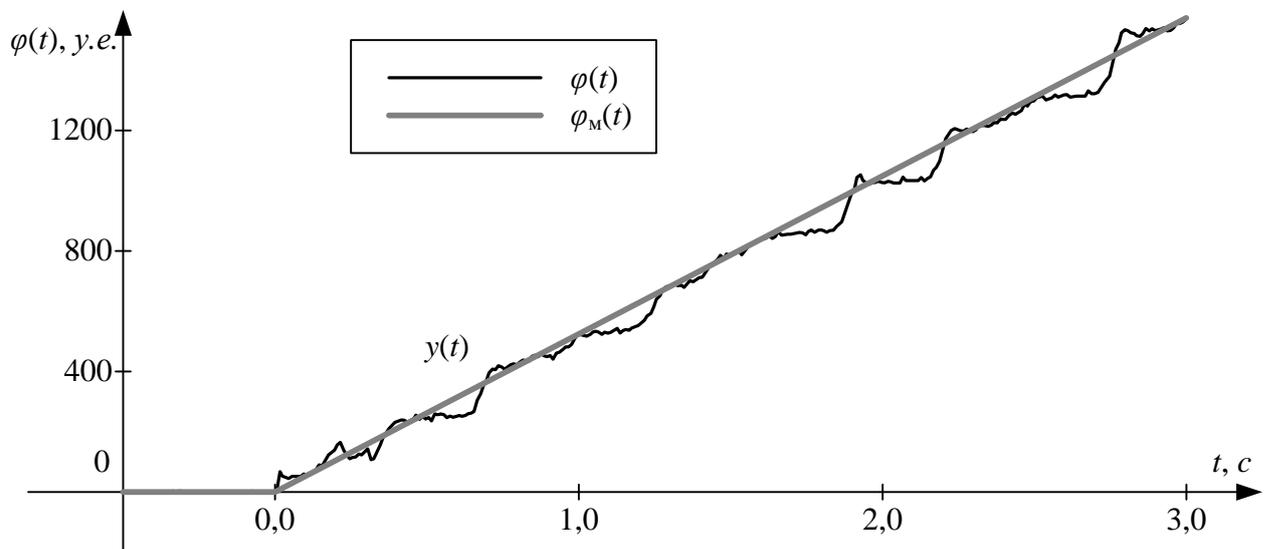


Рисунок 4.10 – Результаты идентификации

Синтез регулятора

Заданные показатели качества САУ:

$$\begin{cases} k_3 = 1,000000; \\ t_3 = 1,000000 \text{ (с)}; \\ \sigma_3 = 1,000000 \cdot 10^1 \text{ (\%)}. \end{cases} \quad (4.5)$$

Структурная схема САУ для канала $\varphi \rightarrow \dot{x}$ имеет вид, представленный на рисунке 4.11.

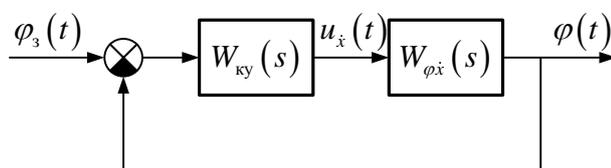


Рисунок 4.11 – Структурная схема системы управления канала $\varphi \rightarrow \dot{x}$

Процедура синтеза регулятора проведена на основе алгоритма, описанного в п. 3.5.

1. Формирование эталонной ПФ.

Процедура получения ПФ $W^3(s)$ на основе заданных прямых показателей качества (4.5) разобрана в качестве примера в п. 3.3.3, откуда получена эталонная ПФ (3.16) вида

$$W^3(s) = \frac{1,000000}{3,631832 \cdot 10^{-2} s^2 + 2,253171 \cdot 10^{-1} s + 1,000000}.$$

2. Принцип динамической компенсации

С учётом заданной структурной схемы САУ (рисунок 4.11), на основе ПДК, изложенного в п. 3.2, уравнение синтеза имеет вид

$$W^3(s) = \frac{W'_{ky}(s)W_o(s)}{1 + W'_{ky}(s)W_o(s)},$$

решением которого является выражение

$$W'_{ky}(s) = \frac{W^3(s)}{W_o(s)(1 - W^3(s))}. \quad (4.6)$$

На основе эталонной ПФ (3.16) и ОУ с ПФ (4.4), для выражения (4.6) получим

$$W'_{ky}(s) = \frac{4,607241 \cdot 10^{-2} s^2 + 2,858310 \cdot 10^{-1} s + 1,268572}{5,854062 \cdot 10^{-3} s^3 + 7,263664 \cdot 10^{-2} s^2 + 3,865047 \cdot 10^{-1} s + 1,000000}. \quad (4.7)$$

3. Аппроксимация ПФ $W'_{ky}(s)$.

Понизим порядок ПФ $W'_{ky}(s)$, сократив близкорасположенные друг к другу нули и полюсы на основе подхода, изложенного в п. 3.4.2.

ПФ (4.7) имеет следующие нули (Z) и полюсы (P)

$$Z = \begin{pmatrix} -3,101976 + 4,232264j \\ -3,101976 - 4,232264j \end{pmatrix}; \quad P = \begin{pmatrix} -6,203952 \\ -3,101976 + 4,232264j \\ -3,101976 - 4,232264j \end{pmatrix}. \quad (4.8)$$

Следовательно,

$$W'_{\text{кв}}(s) = \frac{1,268572 \cdot \prod_{i=1}^2 \left(\frac{-s}{Z_i} + 1 \right)}{\prod_{i=1}^3 \left(\frac{-s}{P_i} + 1 \right)}. \quad (4.9)$$

На основе полученных данных (4.8) для каждой пары нуля и полюса посчитан критерий (3.20), а результат сведён в таблицу 14, из которой видно, что для заданного $r = 0,05$ в (4.9) необходимо сократить множители, содержащие, Z_1 , Z_2 , P_2 и P_3 . В результате получаем, что ПФ КУ имеет вид

$$W_{\text{кв}}(s) = \frac{1,268572}{1,614952 \cdot 10^{-1} \cdot s + 1}, \quad (4.10)$$

Таблица 14 – Значения критерия (3.20) для (4.8)

	P_1	P_2	P_3
Z_1	$9,196750 \cdot 10^1$	$9,234169 \cdot 10^{-13}$	$1,613116 \cdot 10^2$
Z_2	$9,196750 \cdot 10^1$	$1,613116 \cdot 10^2$	$9,234169 \cdot 10^{-13}$

Натурный эксперимент

Регулятор (4.10) преобразуется в дискретную форму на основе (2.13) для $T_d = 0,005$ с, программно задаётся $\varphi_3 = 750 \cdot 1(t)$. Характеристики $\varphi(t)$ и $u_x(t)$ представлены соответственно на рисунках 4.12 и 4.13.

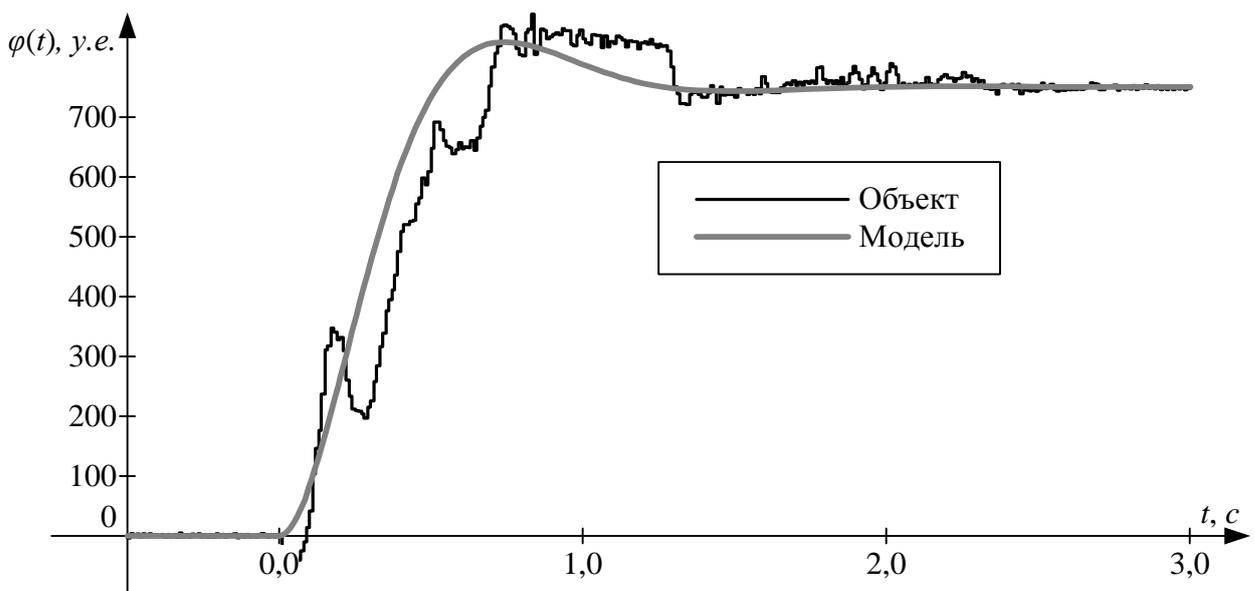


Рисунок 4.12 – Реакции эталонной САУ и реальной системы

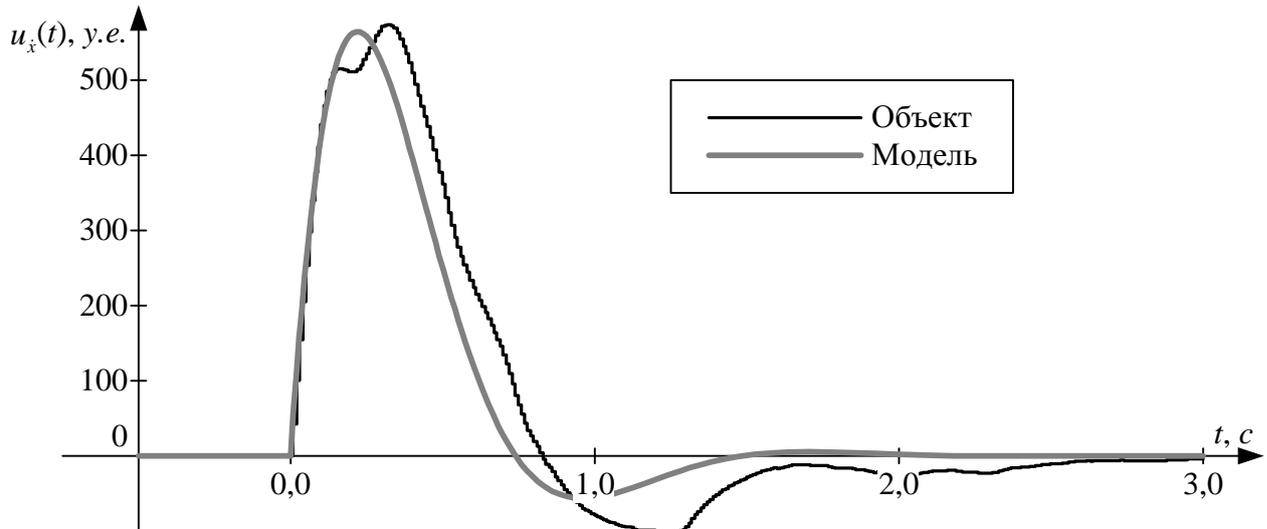


Рисунок 4.13 – Управляющий сигнал в системе

Вывод

Анализ результатов эксперимента показал, что полученная ММ удовлетворительно описывает реальный объект (рисунок 4.10). Анализируя характеристику реального объекта (рисунок 4.12), можно утверждать, что реальная САУ устойчива, а её статический коэффициент передачи близок расчётному. Это означает, что синтезированный регулятор (4.10) выполняет основную функцию – стабилизация управляемой величины.

Из (4.3) следует, что ММ ОУ не зависит от массы объекта, а значит, не требуется каждый раз производить синтез регуляторов САУ для позиционирования объектов различной массы в горизонтальной плоскости. Синтез этих регуляторов достаточно производить один раз при вводе в эксплуатацию устройства перемещения объектов, т.е. эти регуляторы являются стационарными. Во время выполнения процедуры позиционирования (п. 1.3) нет необходимости организовывать дополнительные движения при перемещении объекта в рабочую зону оператора (рисунок 1.4 в) для получения данных о ММ $W_{\varphi i}(s)$ и $W_{\psi j}(s)$.

4.2.2 Система управления для перемещения объекта в вертикальном направлении

Работоспособность разработанных алгоритмов идентификации ОУ (п. 2.3.2) и синтеза регулятора (п. 3.5) исследована на основе 4-х натуральных экспериментов с объектами различной массы. В качестве примеров выбраны объекты с массами 1 кг, 5 кг, 10 кг и 20 кг.

Разработанный способ управления системой позиционирования объекта предполагает, что скорость передвижения объекта в вертикальном направлении зависит от прикладываемой к объекту силы \bar{F} , а величина \bar{F} в установившемся режиме равна $(-\Delta T)$.

В данной системе (рисунок 4.14) нет возможности измерить ни прикладываемую оператором силу \bar{F} , ни скорость перемещения объекта в вертикальном направлении \bar{V}_z . Поэтому, во-первых, предположим, что $|F| \approx |\Delta T|$, а, во-вторых, скорость перемещения объекта в вертикальном направлении вычисляется косвенным путём на основе выражения

$$V_z \approx \frac{1}{m} \int \Delta T \cdot dt, \quad (4.11)$$

где m – масса объекта.

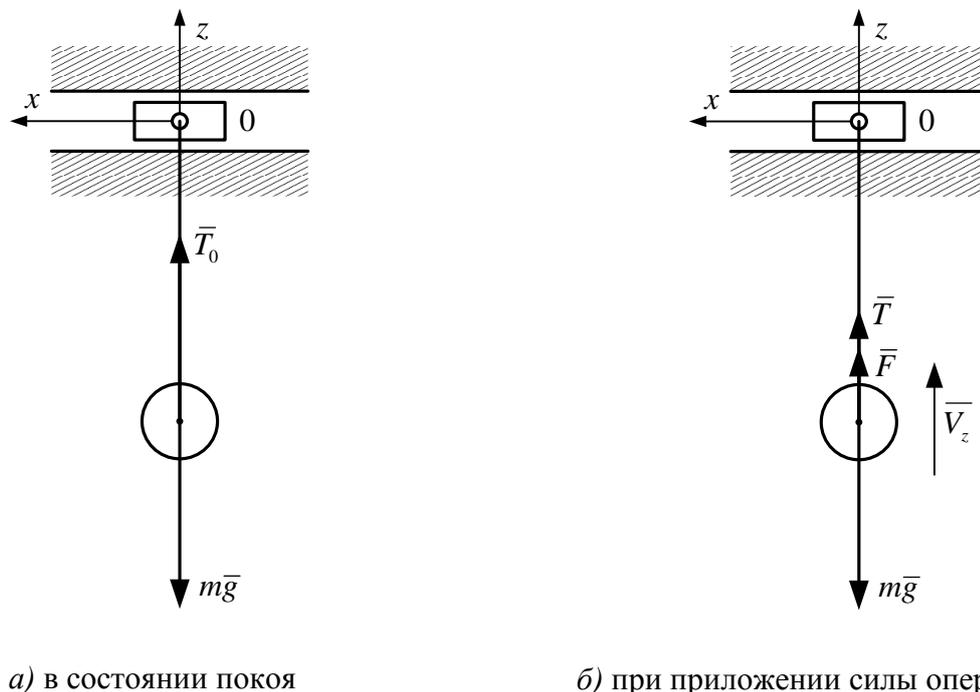


Рисунок 4.14 – Силы, действующие в системе

На основе изложенного разработана структурная схема САУ, представленная на рисунке 4.15.

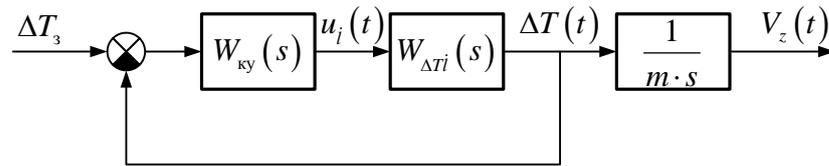


Рисунок 4.15 – Структурная схема САУ

Заданы желаемые показатели качества системы:

$$\begin{cases} k_3 = 0,010000; \\ t_3 = 2,000000 \text{ (с)}; \\ \sigma_3 = 0,000000 \text{ (\%)} \end{cases} \quad (4.12)$$

Синтез регулятора проводится в несколько этапов на основе алгоритма, разработанного в п. 3.5.

1. *Формирование эталонной ПФ.*

Процедура получения ПФ $W^3(s)$ на основе заданных прямых показателей качества (4.12) разобрана в качестве примера в п. 3.3.2, откуда получаем эталонную ПФ (3.9) вида

$$W^3(s) = \frac{1,000000 \cdot 10^{-2}}{6,676164 \cdot 10^{-1} s + 1,000000}.$$

2. *Принцип динамической компенсации.*

Используя заданную структурную схему САУ (рисунок 4.15), на основе ПДК, изложенного в п. 3.2, составим уравнение синтеза

$$W^3(s) = \frac{W'_{ky}(s)}{(1 + W'_{ky}(s)W_o(s)) \cdot m \cdot s},$$

решением которого является выражение

$$W'_{ky}(s) = \frac{m \cdot s \cdot W^3(s)}{1 - m \cdot s \cdot W^3(s)W_o(s)}. \quad (4.13)$$

4.2.2.1 Эксперимент 1

Математическая модель объекта управления

На рисунке 4.16 представлен график реакции объекта $\Delta T(t)$ на входной сигнал $u_i(t) = 30 \cdot 1(t)$ для объекта массой $m = 1$ кг.

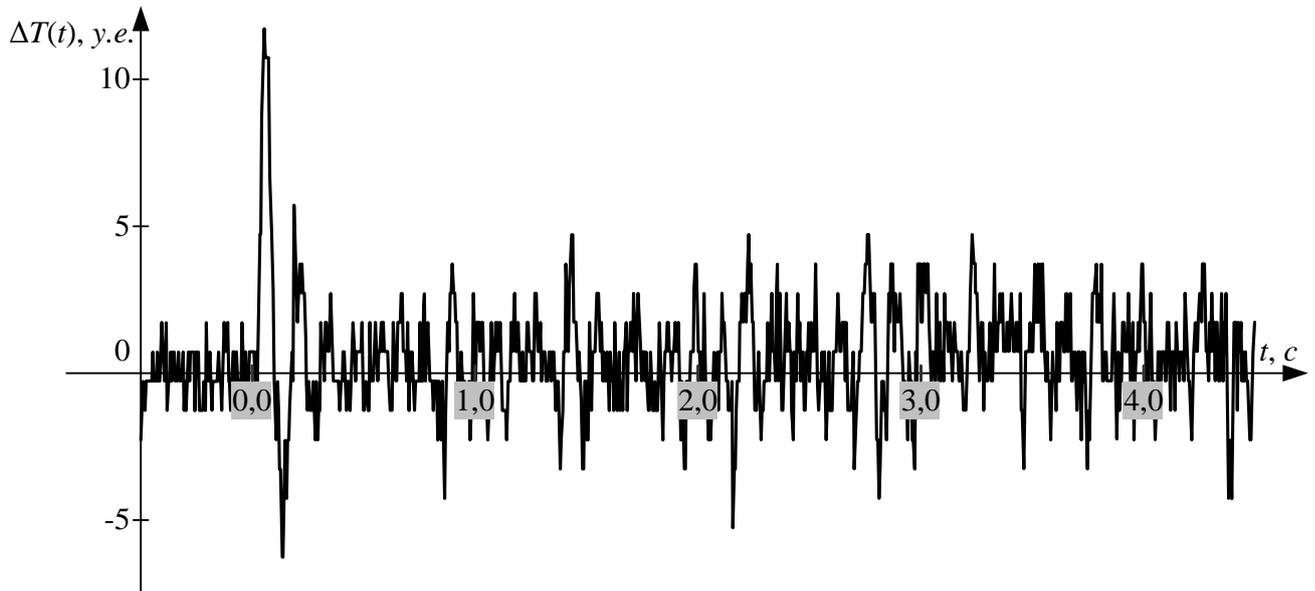


Рисунок 4.16 – Реакция объекта на тестовый входной сигнал

В результате идентификации на основе алгоритма, разработанного в п. 2.3.2, получена ПФ

$$W_{\Delta T}(s) = \frac{\sum_{i=0}^2 b_i s^i}{\sum_{i=0}^5 a_i s^i}, \quad (4.14)$$

коэффициенты которой представлены в таблице 15.

Таблица 15 – Коэффициенты ПФ (4.14)

i	a_i	b_i
0	1,000000	0,000000
1	$4,681811 \cdot 10^{-2}$	$1,112494 \cdot 10^{-2}$
2	$1,116984 \cdot 10^{-3}$	$5,212383 \cdot 10^{-5}$
3	$2,598749 \cdot 10^{-5}$	—
4	$1,639746 \cdot 10^{-7}$	—
5	$1,559466 \cdot 10^{-9}$	—

Характеристики реальной САУ $\Delta T(t)$ и модели $\Delta T_M(t)$ представлены на рисунке 4.17.

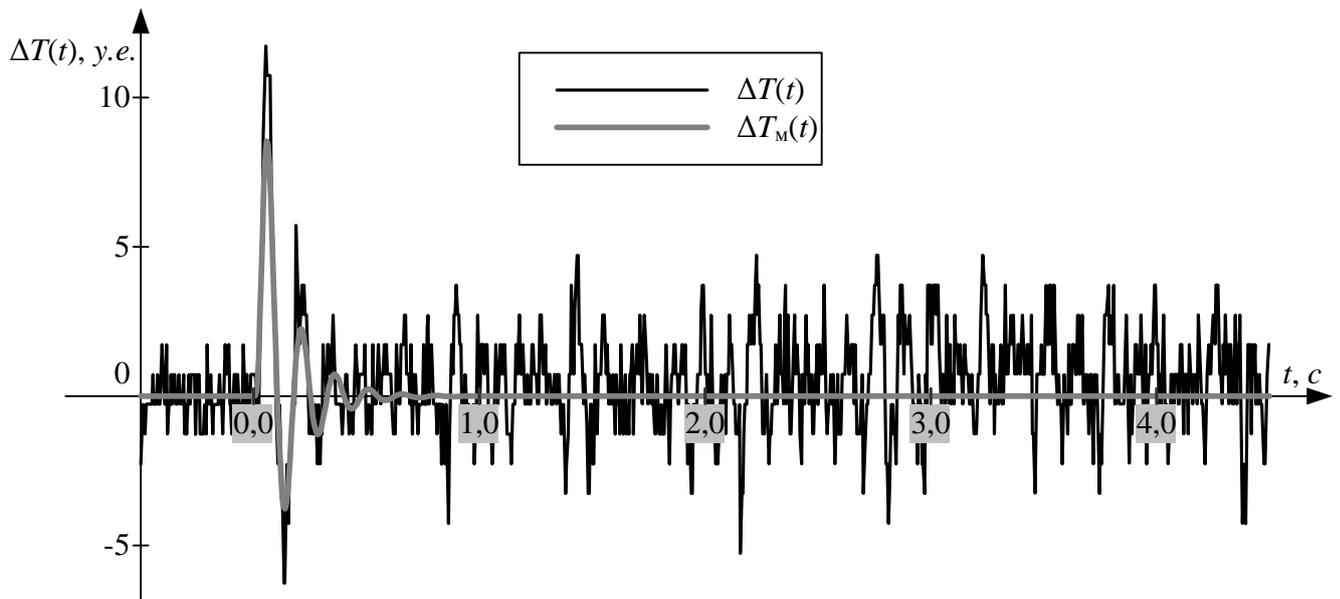


Рисунок 4.17 – Результаты идентификации

Синтез регулятора

На основе (4.13) и ПФ ОУ $W_{\Delta Ti}(s)$ рассчитывается ПФ КУ

$$W'_{\text{ку}}(s) = \frac{\sum_{i=0}^6 b'_i s^i}{\sum_{i=0}^3 a'_i s^i},$$

коэффициенты которой представлены в таблице 16.

Понизим порядок ПФ $W'_{\text{ку}}(s)$, используя подход, изложенный в п. 3.4.2:

$$W'_{\text{ку}}(s) \approx W''_{\text{ку}}(s) = \frac{\sum_{i=0}^6 b''_i s^i}{\sum_{i=0}^3 a''_i s^i},$$

где a''_i и b''_i представлены в таблице 16.

Приведём ПФ $W''_{\text{ку}}(s)$ к физически реализуемому виду. Для этого воспользуемся подходом, изложенным в п. 3.4.3. В результате получаем ПФ $W'''_{\text{ку}}(s)$

$$W''_{\text{ку}}(s) \approx W'''_{\text{ку}}(s) = \frac{\sum_{i=0}^3 b'''_i s^i}{\sum_{i=0}^3 a'''_i s^i},$$

коэффициенты которой представлены в таблице 16.

Далее следует аппроксимация ПФ КУ на базе подхода, изложенного в п.3.4.4.

Период дискретизации $0,005 \text{ c}$. Количество точек характеристики $N = 1000$.

Необходимо найти ПФ $W_{\text{ку}}(s)$ на основе критерия $\Delta y < 5$.

Таблица 16 – Значения коэффициентов ПФ регулятора

i	a'_i	b'_i	a''_i	b''_i	a'_i	b'_i
0	1,000000	$8,988810 \cdot 10^{-1}$	1,000000	$8,988810 \cdot 10^{-1}$	1,000000	$8,988806 \cdot 10^{-1}$
1	1,329918	$6,421916 \cdot 10^{-1}$	1,329918	$6,421916 \cdot 10^{-1}$	1,335291	$6,239693 \cdot 10^{-1}$
2	$4,452446 \cdot 10^{-1}$	$2,909995 \cdot 10^{-2}$	$4,452446 \cdot 10^{-1}$	$2,909995 \cdot 10^{-2}$	$4,470498 \cdot 10^{-1}$	$4,940988 \cdot 10^{-3}$
3	$2,057018 \cdot 10^{-3}$	$6,936705 \cdot 10^{-4}$	$2,057018 \cdot 10^{-3}$	$6,936705 \cdot 10^{-4}$	$2,065358 \cdot 10^{-3}$	$-7,304243 \cdot 10^{-3}$
4	–	$1,574268 \cdot 10^{-5}$	–	$1,574268 \cdot 10^{-5}$	–	–
5	–	$9,980420 \cdot 10^{-8}$	–	$9,980420 \cdot 10^{-8}$	–	–
6	–	$9,358475 \cdot 10^{-10}$	–	$9,358475 \cdot 10^{-10}$	–	–

В результате получаем

$$W_{\text{кy}}(s) = \frac{2,396354 \cdot 10^{-2} s + 8,988806 \cdot 10^{-1}}{3,098777 \cdot 10^{-3} s^2 + 6,658597 \cdot 10^{-1} s + 1,000000}. \quad (4.15)$$

Натурный эксперимент

Регулятор (4.15) преобразуется в дискретную форму на основе (2.13) для $T_d = 0,005 \text{ с}$, измеряется сила натяжения объекта находящегося в покое (T_0) и программно задаётся $\Delta T_3 = 30 \cdot 1(t)$. Характеристики $\Delta T(t)$ и $u_i(t)$ представлены на рисунках 4.18 и 4.19. На основе данных о $\Delta T(t)$ и закономерности (4.11) получен график изменения скорости перемещения объекта (рисунок 4.20).

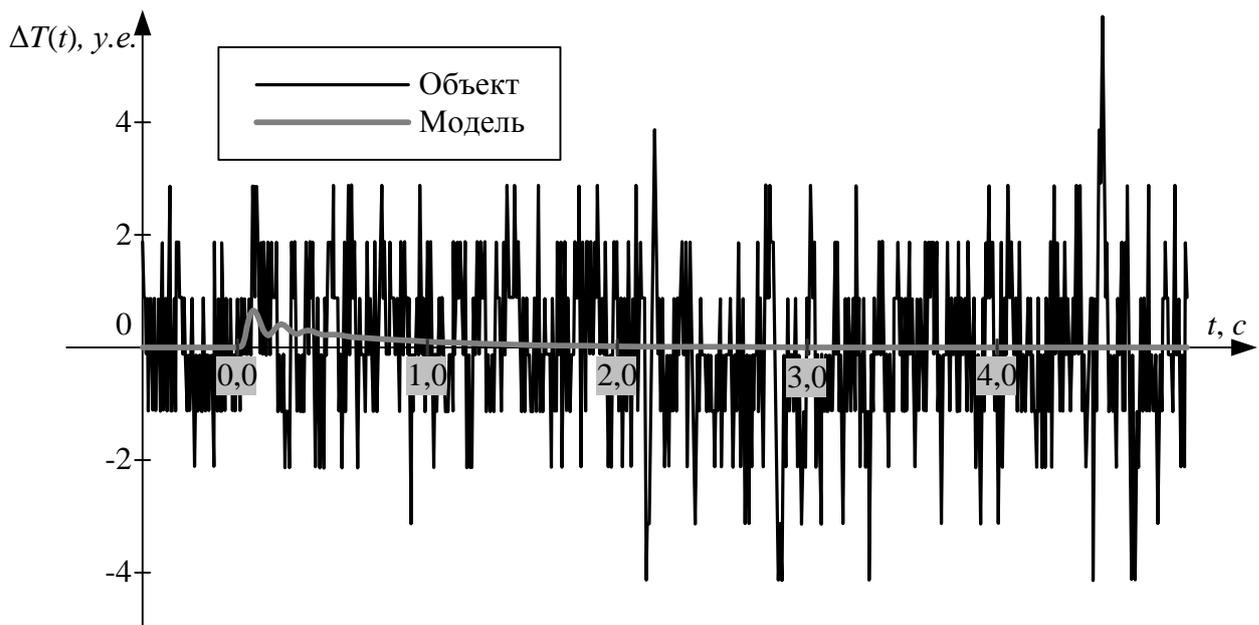


Рисунок 4.18 – График изменения ΔT

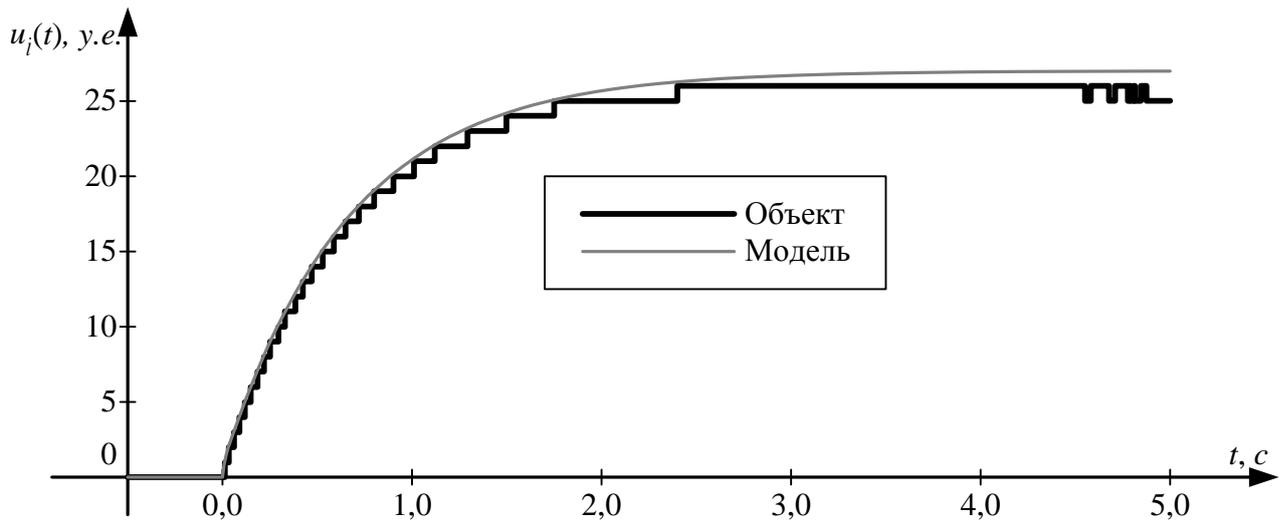
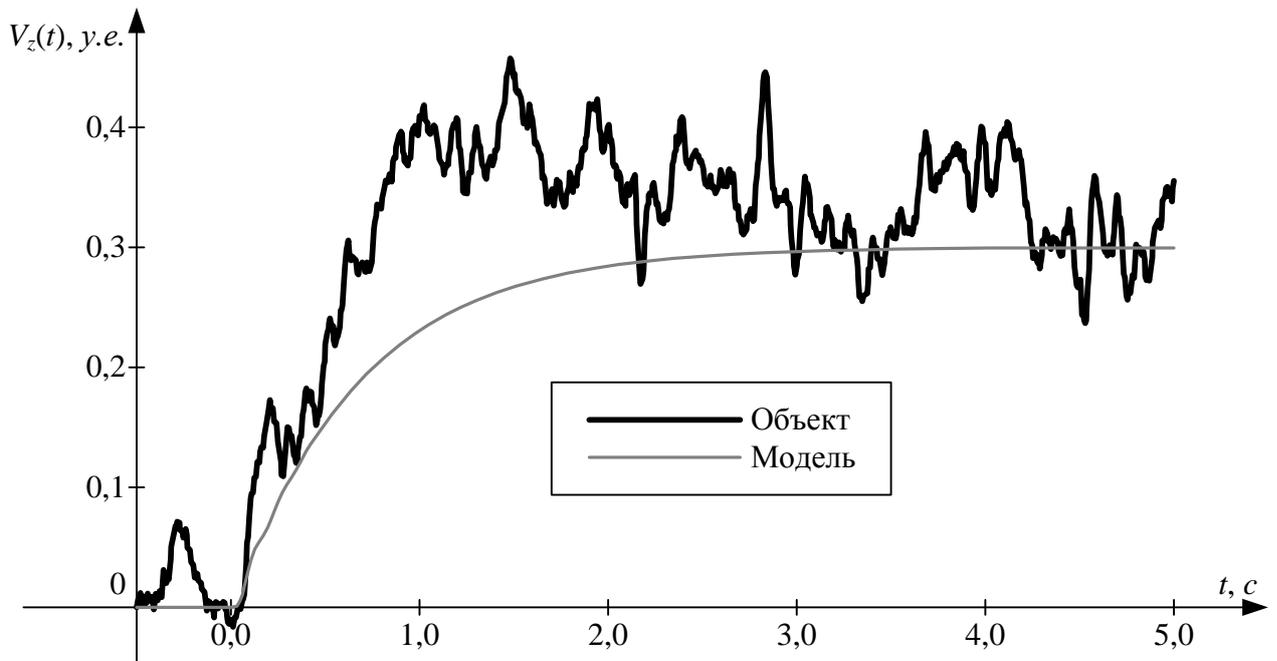


Рисунок 4.19 – Управляющий сигнал в системе

Рисунок 4.20 – Расчётная скорость перемещения объекта V_z

Вывод

Результаты эксперимента подтверждают, что ММ (4.14) удовлетворительно описывает реальный объект (рисунок 4.17). Анализируя характеристику реального объекта (рисунок 4.20), можно утверждать, что реальная САУ устойчива и синтезированный регулятор (4.10) выполняет основную функцию – стабилизация управляемой величины. СКО, рассчитанное для управляемой величины V_z (рисунок 4.20) равняется $7,849544 \cdot 10^{-2}$.

4.2.2.2 Эксперимент 2

Математическая модель объекта управления

На рисунке 4.21 представлен график реакции объекта $\Delta T(t)$ на входной сигнал $u_i(t) = 30 \cdot 1(t)$ для объекта массой $m = 5$ кг.

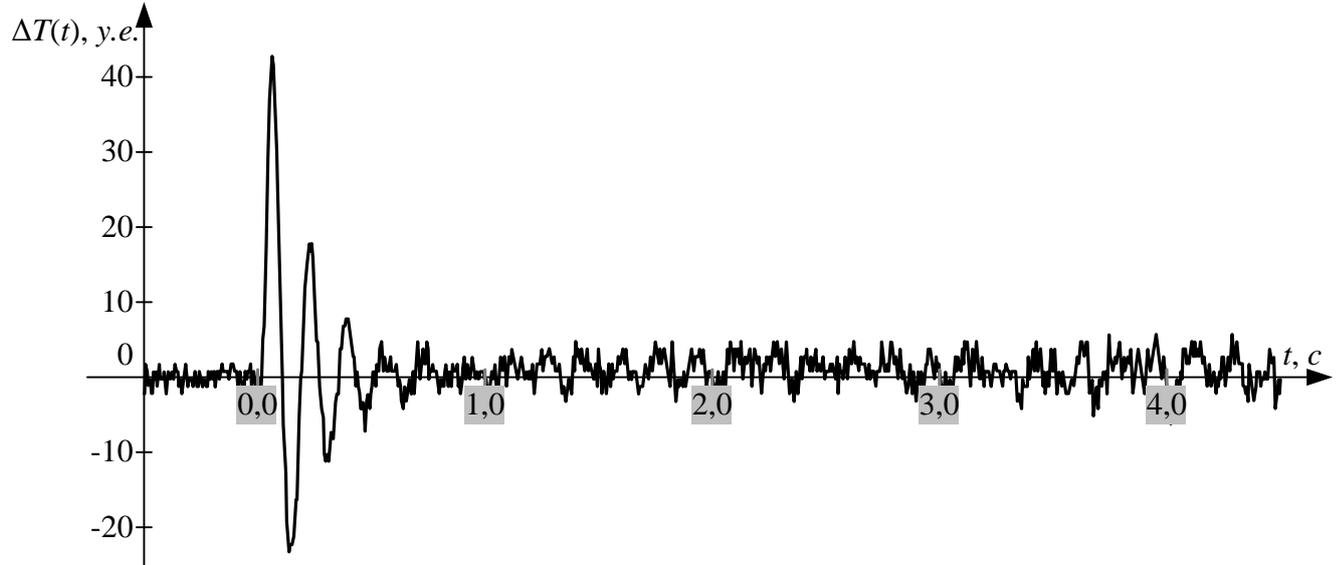


Рисунок 4.21 – Реакция объекта на заданный входной сигнал

В результате идентификации на основе алгоритма, разработанного в п. 2.3.2, получена ПФ

$$W_{\Delta T i}(s) = \frac{\sum_{i=0}^2 b_i s^i}{\sum_{i=0}^7 a_i s^i}, \quad (4.16)$$

коэффициенты которой представлены в таблице 17.

Таблица 17 – Коэффициенты ПФ (4.16)

i	a_i	b_i
0	1,000000	0,000000
1	$5,028040 \cdot 10^{-2}$	$4,870899 \cdot 10^{-2}$
2	$1,361558 \cdot 10^{-3}$	$4,011185 \cdot 10^{-4}$
3	$3,691684 \cdot 10^{-5}$	—
4	$3,030978 \cdot 10^{-7}$	—
5	$3,354588 \cdot 10^{-9}$	—
6	$2,489455 \cdot 10^{-12}$	—
7	$1,477562 \cdot 10^{-15}$	—

Характеристики реальной САУ $\Delta T(t)$ и модели $\Delta T_M(t)$ представлены на рисунке 4.22.

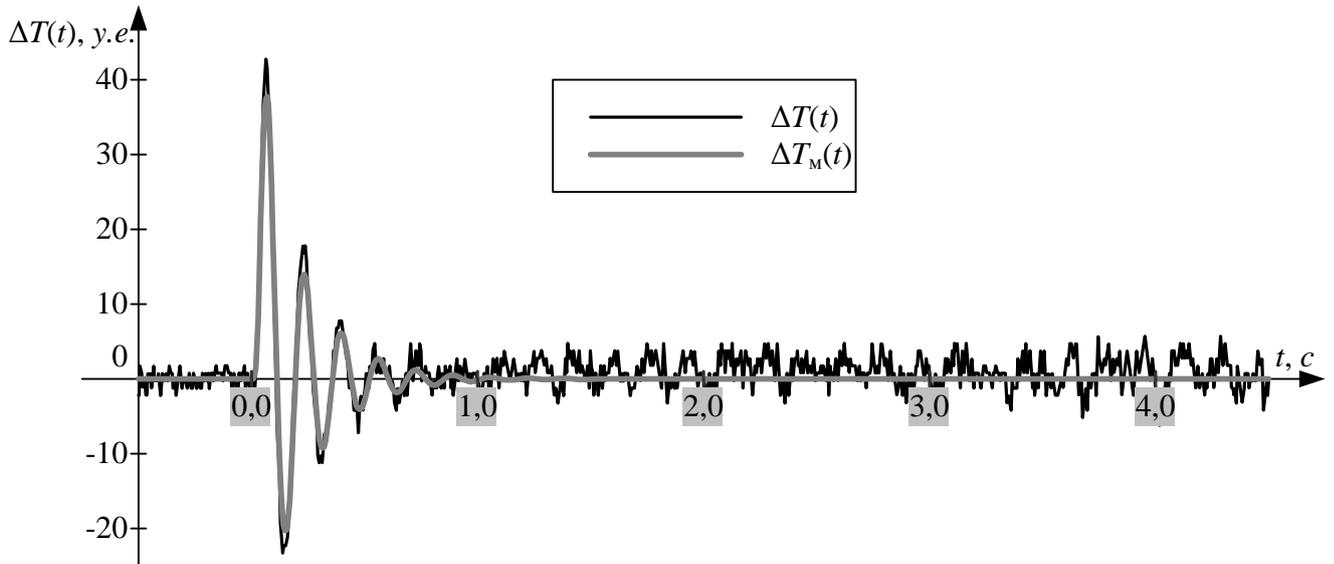


Рисунок 4.22 – Результаты идентификации

Синтез регулятора

На основе (4.13) и ПФ ОУ $W_{\Delta Ti}(s)$ рассчитывается ПФ КУ

$$W'_{\text{ку}}(s) = \frac{\sum_{i=0}^8 b'_i s^i}{\sum_{i=0}^3 a'_i s^i},$$

коэффициенты которой представлены в таблице 18.

Понизим порядок ПФ $W'_{\text{ку}}(s)$, используя подход, изложенный в п. 3.4.2:

$$W'_{\text{ку}}(s) \approx W''_{\text{ку}}(s) = \frac{\sum_{i=0}^7 b''_i s^i}{\sum_{i=0}^2 a''_i s^i},$$

где a''_i и b''_i представлены в таблице 18.

Приведём ПФ $W''_{\text{ку}}(s)$ к физически реализуемому виду. Для этого воспользуемся подходом, изложенным в п. 3.4.3. В результате получаем ПФ $W'''_{\text{ку}}(s)$

$$W''_{\text{ку}}(s) \approx W'''_{\text{ку}}(s) = \frac{\sum_{i=0}^2 b'''_i s^i}{\sum_{i=0}^2 a'''_i s^i},$$

коэффициенты которой представлены в таблице 18.

Далее следует аппроксимация ПФ КУ на базе подхода, изложенного в п.3.4.4.

Период дискретизации 0,005 с. Количество точек характеристики $N = 1000$. Необходимо найти ПФ $W_{\text{ку}}(s)$ на основе критерия $\Delta y < 5$.

Таблица 18 – Значения коэффициентов ПФ регулятора

i	a'_i	b'_i	a''_i	b''_i	a'_i	b'_i
0	1,000000	1,026504	1,000000	1,0265042	1,000000	1,026504
1	1,293468	$7,369243 \cdot 10^{-1}$	$6,049912 \cdot 10^{-1}$	$5,181017 \cdot 10^{-2}$	$6,049912 \cdot 10^{-1}$	$4,225338 \cdot 10^{-1}$
2	$4,229147 \cdot 10^{-1}$	$3,585537 \cdot 10^{-2}$	$4,914287 \cdot 10^{-3}$	$1,402850 \cdot 10^{-3}$	$4,914287 \cdot 10^{-3}$	$-4,363124 \cdot 10^{-1}$
3	$3,395544 \cdot 10^{-3}$	$9,709865 \cdot 10^{-4}$	–	$3,804969 \cdot 10^{-5}$	–	–
4	–	$2,561066 \cdot 10^{-5}$	–	$3,123824 \cdot 10^{-7}$	–	–
5	–	$2,111598 \cdot 10^{-7}$	–	$3,457330 \cdot 10^{-9}$	–	–
6	–	$2,301492 \cdot 10^{-9}$	–	$2,565700 \cdot 10^{-12}$	–	–
7	–	$1,707568 \cdot 10^{-12}$	–	$1,522815 \cdot 10^{-15}$	–	–
8	–	$1,012590 \cdot 10^{-15}$	–		–	–

В результате получаем

$$W_{\text{кy}}(s) = \frac{4,225338 \cdot 10^{-2} s + 1,026504}{4,914299 \cdot 10^{-3} s^2 + 6,049928 \cdot 10^{-1} s + 1,000000}. \quad (4.17)$$

Натурный эксперимент

Регулятор (4.17) преобразуется в дискретную форму на основе (2.13) для $T_d = 0,005 \text{ с}$, измеряется сила натяжения объекта находящегося в покое (T_0) и программно задаётся $\Delta T_3 = 30 \cdot 1(t)$. Характеристики $\Delta T(t)$ и $u_i(t)$ представлены соответственно на рисунках 4.23 и 4.24. На основе полученных данных о $\Delta T(t)$ (рисунок 4.23) и закономерности (4.11) получен график изменения скорости перемещения объекта (рисунок 4.25).

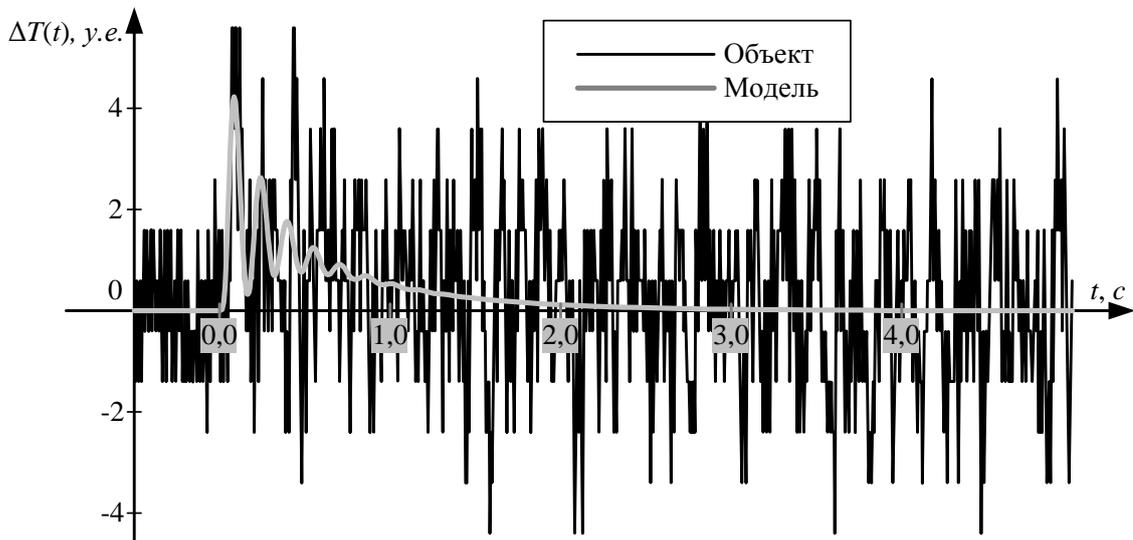


Рисунок 4.23 – График изменения ΔT

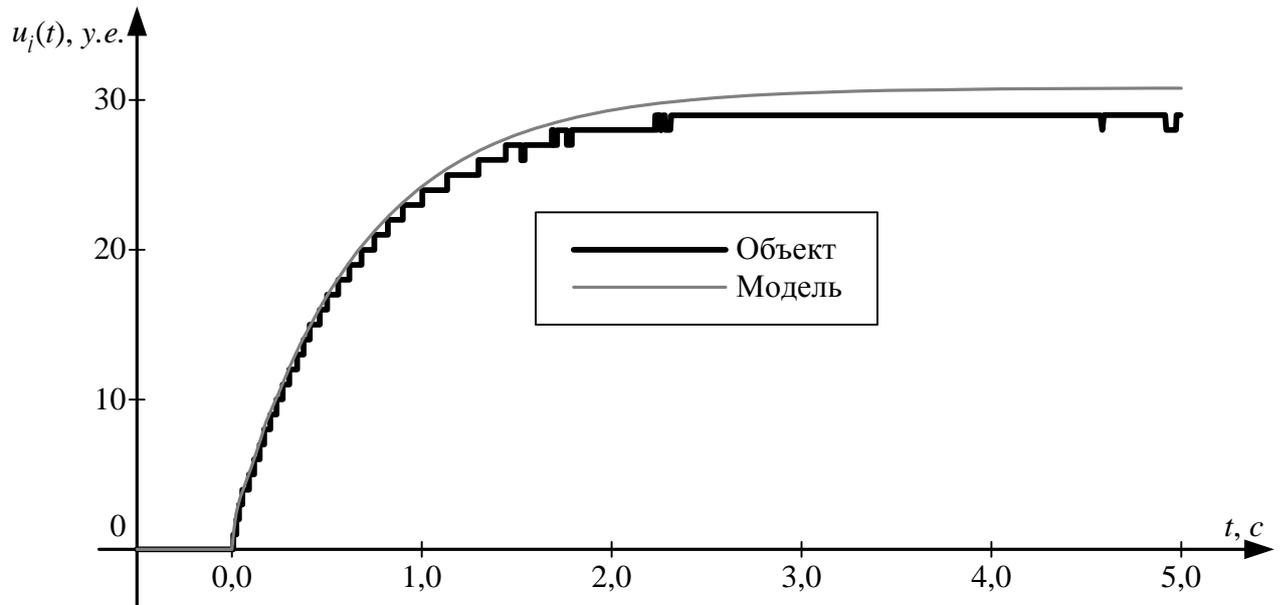
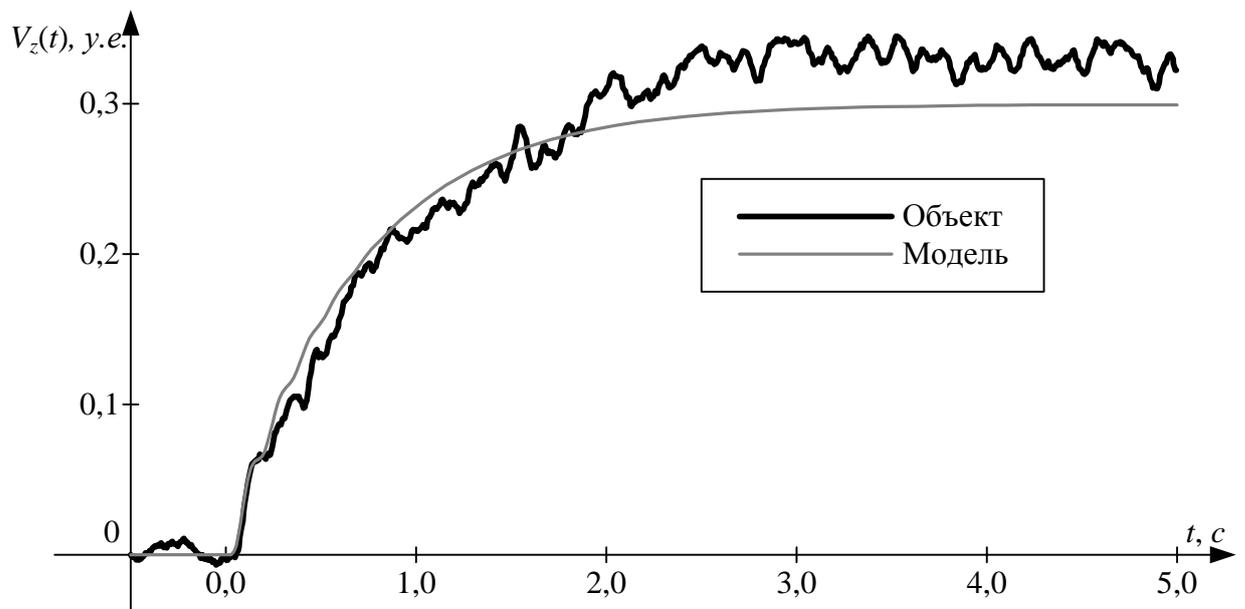


Рисунок 4.24 – Управляющий сигнал в системе

Рисунок 4.25 – Расчётная скорость перемещения объекта V_z

Вывод

Результаты эксперимента подтверждают, что ММ (4.16) удовлетворительно описывает реальный объект (рисунок 4.22). Анализируя характеристику реального объекта (рисунок 4.25), можно утверждать, что реальная САУ устойчива и синтезированный регулятор (4.17) выполняет основную функцию – стабилизация управляемой величины. СКО, рассчитанное для управляемой величины V_z (рисунок 4.25) равняется $2,589593 \cdot 10^{-2}$.

4.2.2.3 Эксперимент 3

Математическая модель объекта управления

На рисунке 4.26 представлен график реакции объекта $\Delta T(t)$ на входной сигнал $u_i(t) = 30 \cdot 1(t)$ для объекта массой $m = 10$ кг.

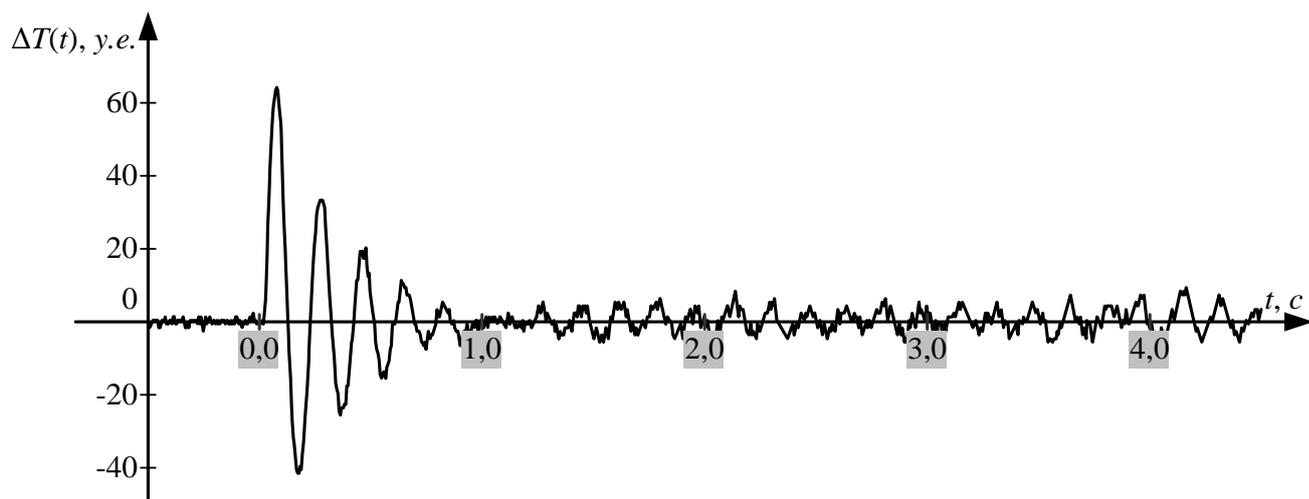


Рисунок 4.26 – Реакция объекта на тестовый входной сигнал

В результате идентификации на основе алгоритма, разработанного в п. 2.3.2, получена ПФ

$$W_{\Delta T i}(s) = \frac{\sum_{i=0}^2 b_i s^i}{\sum_{i=0}^5 a_i s^i}, \quad (4.18)$$

коэффициенты которой представлены в таблице 19.

Таблица 19 – Коэффициенты ПФ (4.18)

i	a_i	b_i
0	1,000000	0,000000
1	$8,040294 \cdot 10^{-2}$	$1,063971 \cdot 10^{-1}$
2	$2,316776 \cdot 10^{-3}$	$2,960324 \cdot 10^{-3}$
3	$8,332613 \cdot 10^{-5}$	–
4	$8,661152 \cdot 10^{-7}$	–
5	$5,087768 \cdot 10^{-9}$	–

Характеристики реальной САУ $\Delta T(t)$ и модели $\Delta T_M(t)$ представлены на рисунке 4.27.

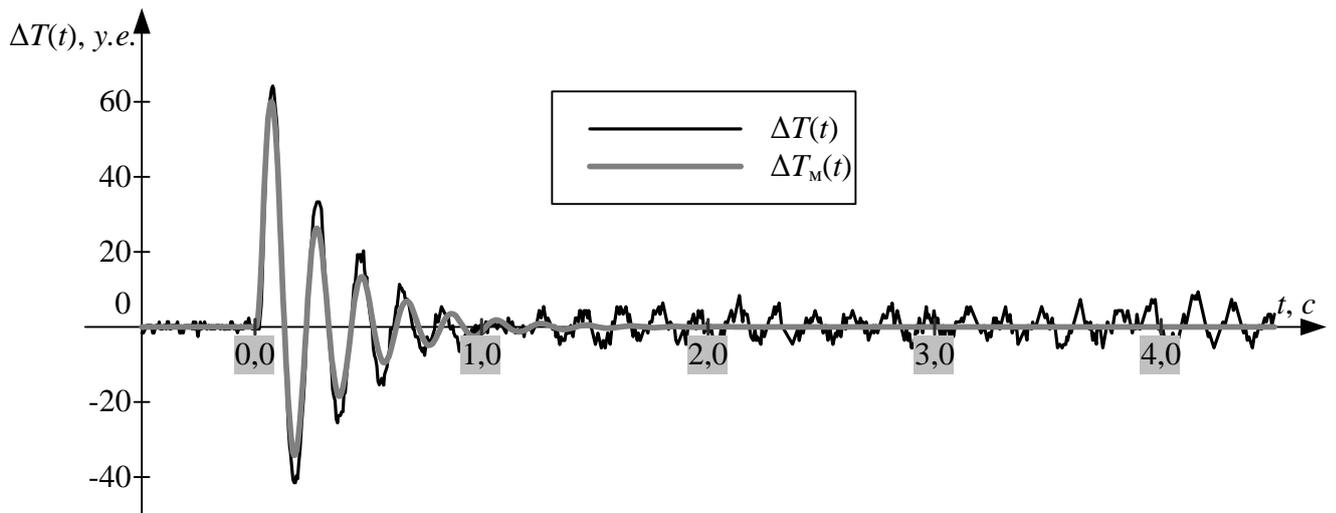


Рисунок 4.27 – Результаты идентификации

Синтез регулятора

На основе (4.13) и ПФ ОУ $W_{\Delta T}(s)$ рассчитывается ПФ КУ

$$W'_{\text{ку}}(s) = \frac{\sum_{i=0}^6 b'_i s^i}{\sum_{i=0}^3 a'_i s^i},$$

коэффициенты которой представлены в таблице 20.

Понизим порядок ПФ $W'_{\text{ку}}(s)$, используя подход, изложенный в п. 3.4.2:

$$W'_{\text{ку}}(s) \approx W''_{\text{ку}}(s) = \frac{\sum_{i=0}^5 b''_i s^i}{\sum_{i=0}^2 a''_i s^i},$$

где a''_i и b''_i представлены в таблице 20.

Таблица 20 – Значения коэффициентов ПФ регулятора

i	a'_i	b'_i	a''_i	b''_i	a'_i	b'_i
0	1,000000	$9,398748 \cdot 10^{-1}$	1,000000	$9,398748 \cdot 10^{-1}$	1,000000	$9,398748 \cdot 10^{-1}$
1	1,263056	$7,030446 \cdot 10^{-1}$	$5,852844 \cdot 10^{-4}$	$7,575720 \cdot 10^{-4}$	$5,852844 \cdot 10^{-4}$	$7,226024 \cdot 10^{-2}$
2	$4,133183 \cdot 10^{-1}$	$5,262838 \cdot 10^{-2}$	$1,551043 \cdot 10^{-2}$	$2,183145 \cdot 10^{-4}$	$1,551043 \cdot 10^{-2}$	$9,547001 \cdot 10^{-5}$
3	$1,054365 \cdot 10^{-2}$	$1,532037 \cdot 10^{-3}$	–	$7,851836 \cdot 10^{-4}$	–	–
4	–	$5,309917 \cdot 10^{-5}$	–	$8,161202 \cdot 10^{-4}$	–	–
5	–	$5,482482 \cdot 10^{-7}$	–	$4,794086 \cdot 10^{-4}$	–	–
6	–	$3,192452 \cdot 10^{-9}$	–	–	–	–

Приведём ПФ $W_{\text{ку}}''(s)$ к физически реализуемому виду. Для этого воспользуемся подходом, изложенным в п. 3.4.3. В результате получаем ПФ $W_{\text{ку}}'''(s)$

$$W_{\text{ку}}''(s) \approx W_{\text{ку}}'''(s) = \frac{\sum_{i=0}^2 b_i''' s^i}{\sum_{i=0}^2 a_i''' s^i},$$

коэффициенты которой представлены в таблице 20.

Далее следует аппроксимация ПФ КУ на базе подхода, изложенного в п.3.4.4.

Период дискретизации $0,005 \text{ с}$. Количество точек характеристики $N = 1000$.

Необходимо найти ПФ $W_{\text{ку}}(s)$ на основе критерия $\Delta y < 5$.

В результате получаем

$$W_{\text{ку}}(s) = \frac{9,547052 \cdot 10^{-5} s^2 + 7,226063 \cdot 10^{-2} s + 9,398748 \cdot 10^{-1}}{1,551052 \cdot 10^{-2} s^2 + 5,852877 \cdot 10^{-1} s + 1,000000}. \quad (4.19)$$

Натурный эксперимент

Регулятор (4.19) преобразуется в дискретную форму на основе (2.13) для $T_d = 0,005 \text{ с}$, измеряется сила натяжения объекта находящегося в покое (T_0) и программно задаётся $\Delta T_3 = 30 \cdot 1(t)$. Характеристики $\Delta T(t)$ и $u_i(t)$ представлены соответственно на рисунках 4.28 и 4.29. На основе полученных данных о $\Delta T(t)$ (рисунок 4.28) и закономерности (4.11) получен график изменения скорости перемещения объекта (рисунок 4.30).

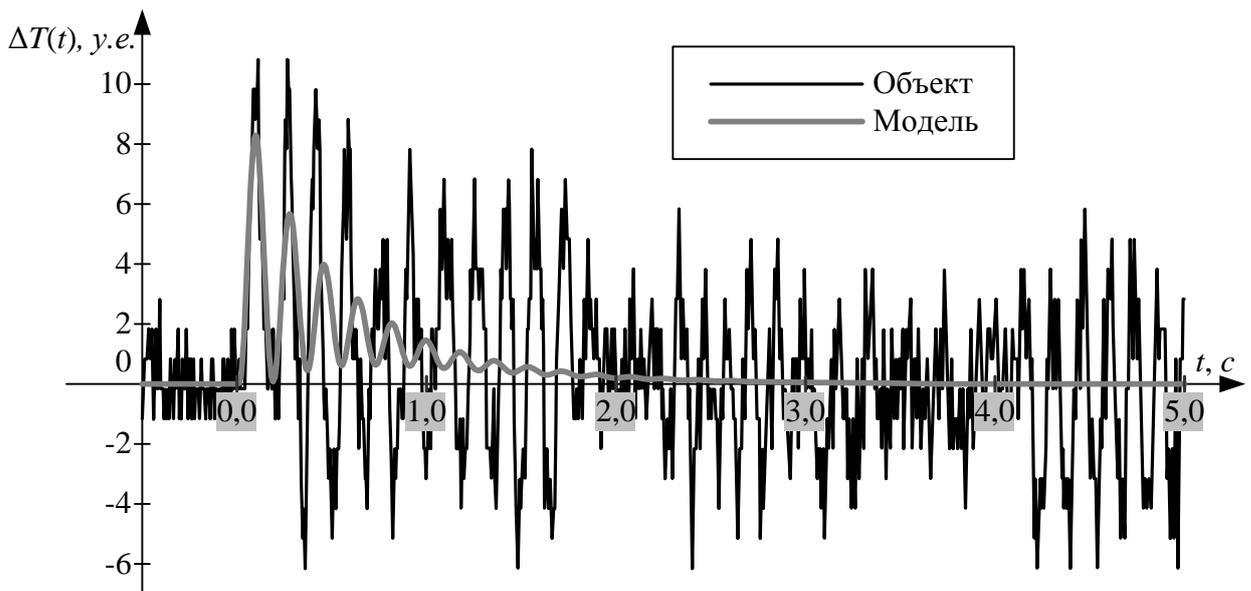


Рисунок 4.28 – График изменения ΔT

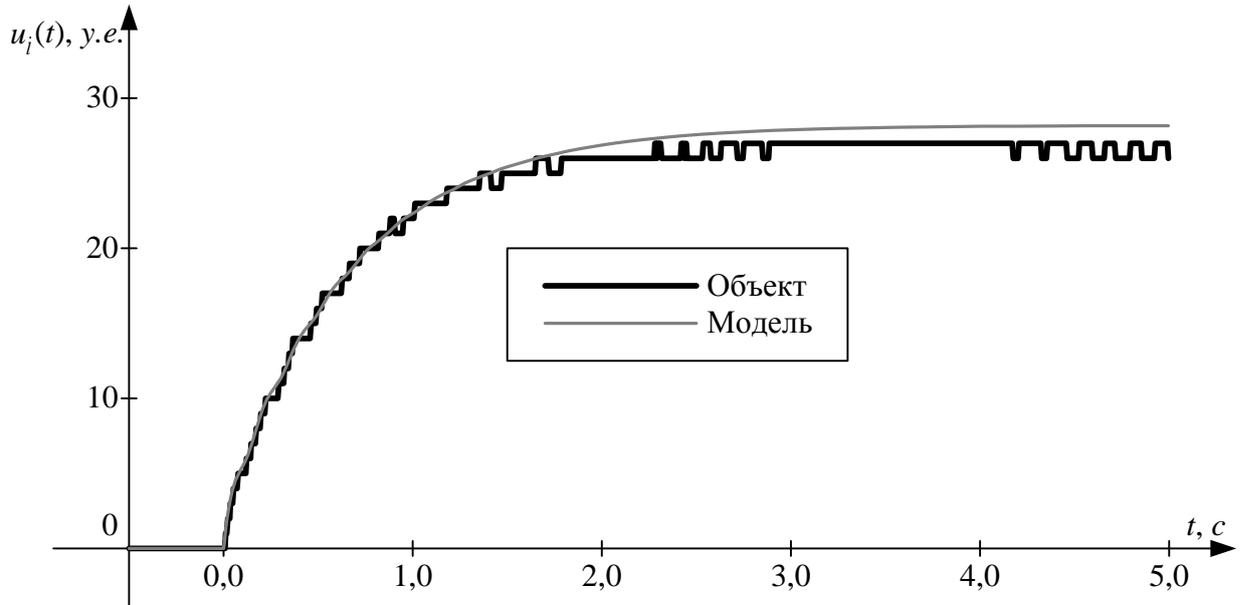
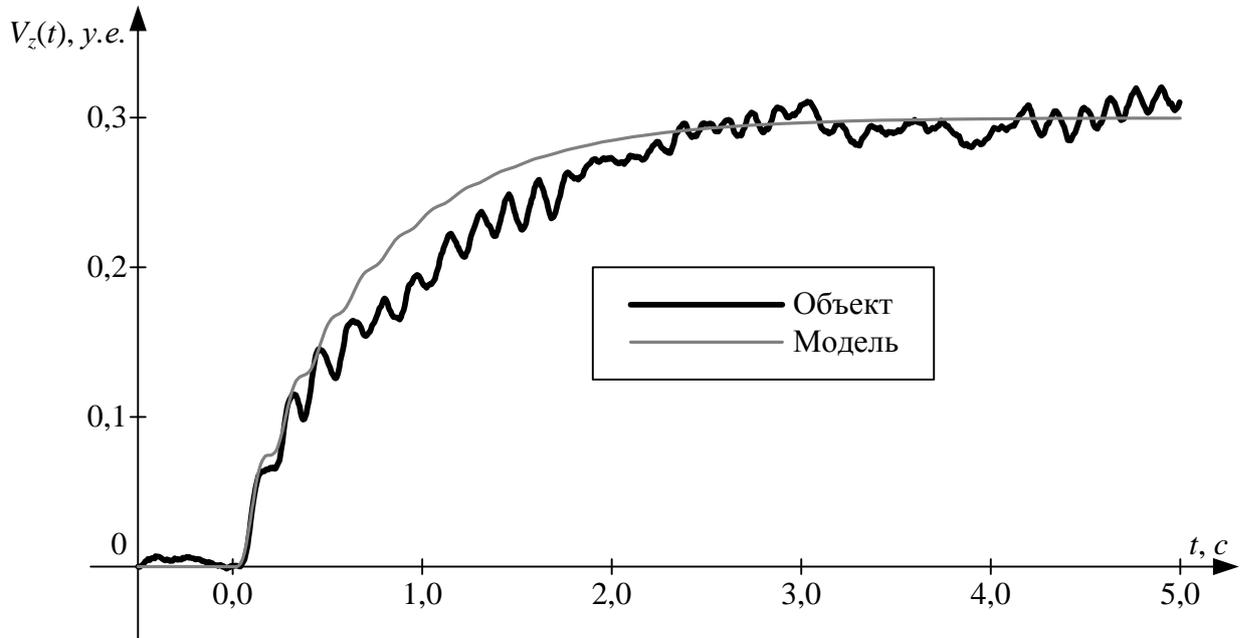


Рисунок 4.29 – Управляющий сигнал в системе

Рисунок 4.30 – Расчётная скорость перемещения объекта V_z

Вывод

Результаты эксперимента подтверждают, что ММ (4.18) удовлетворительно описывает реальный объект (рисунок 4.27). Анализируя характеристику реального объекта (рисунок 4.30), можно утверждать, что реальная САУ устойчива и синтезированный регулятор (4.19) выполняет основную функцию – стабилизация управляемой величины. СКО, рассчитанное для управляемой величины V_z (рисунок 4.30) равняется $1,870468 \cdot 10^{-2}$.

4.2.2.4 Эксперимент 4

Математическая модель объекта управления

На рисунке 4.31 представлен график реакции объекта $\Delta T(t)$ на входной сигнал $u_i(t) = 30 \cdot 1(t)$ для объекта с массой равной $m = 20$ кг.

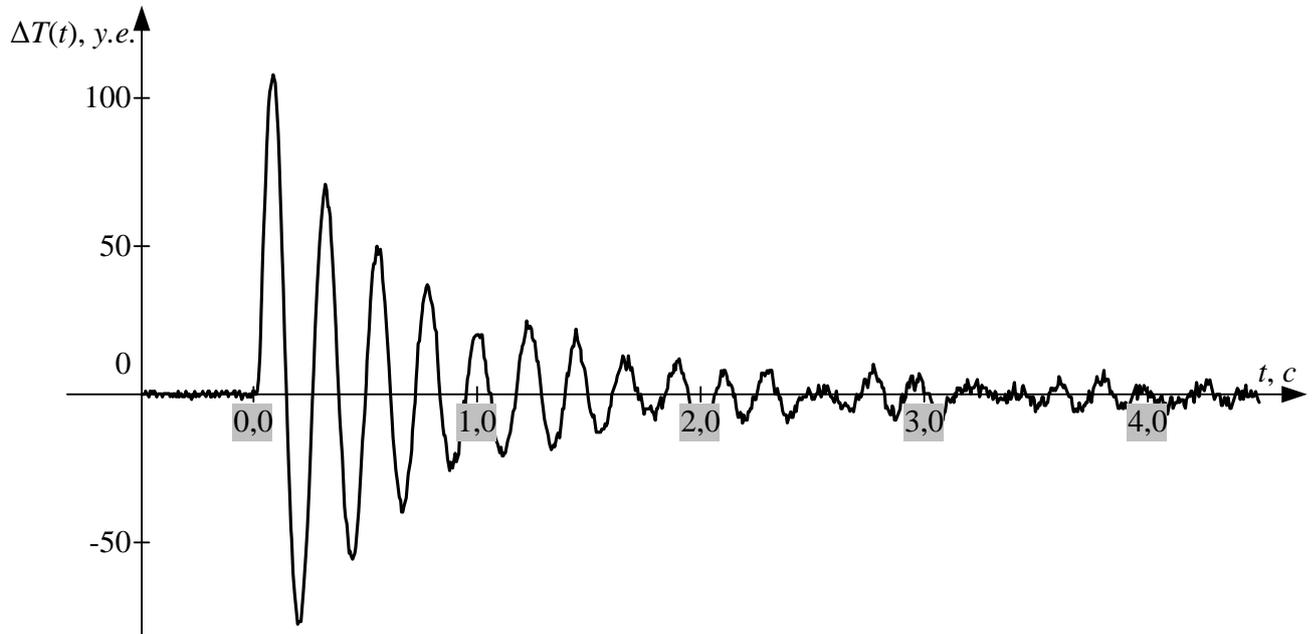


Рисунок 4.31 – Реакция объекта на тестовый входной сигнал

В результате идентификации на основе алгоритма, разработанного в п. 2.3.2, получена ПФ

$$W_{\Delta T}(s) = \frac{\sum_{i=0}^1 b_i s^i}{\sum_{i=0}^3 a_i s^i}, \quad (4.20)$$

коэффициенты которой представлены в таблице 21.

Таблица 21 – Коэффициенты ПФ (4.20)

i	a_i	b_i
0	1,000000	0,000000
1	$2,179096 \cdot 10^{-2}$	$1,699046 \cdot 10^{-1}$
2	$1,474461 \cdot 10^{-3}$	–
3	$2,222290 \cdot 10^{-5}$	–

Характеристики реальной САУ $\Delta T(t)$ и модели $\Delta T_M(t)$ представлены на рисунке 4.32.

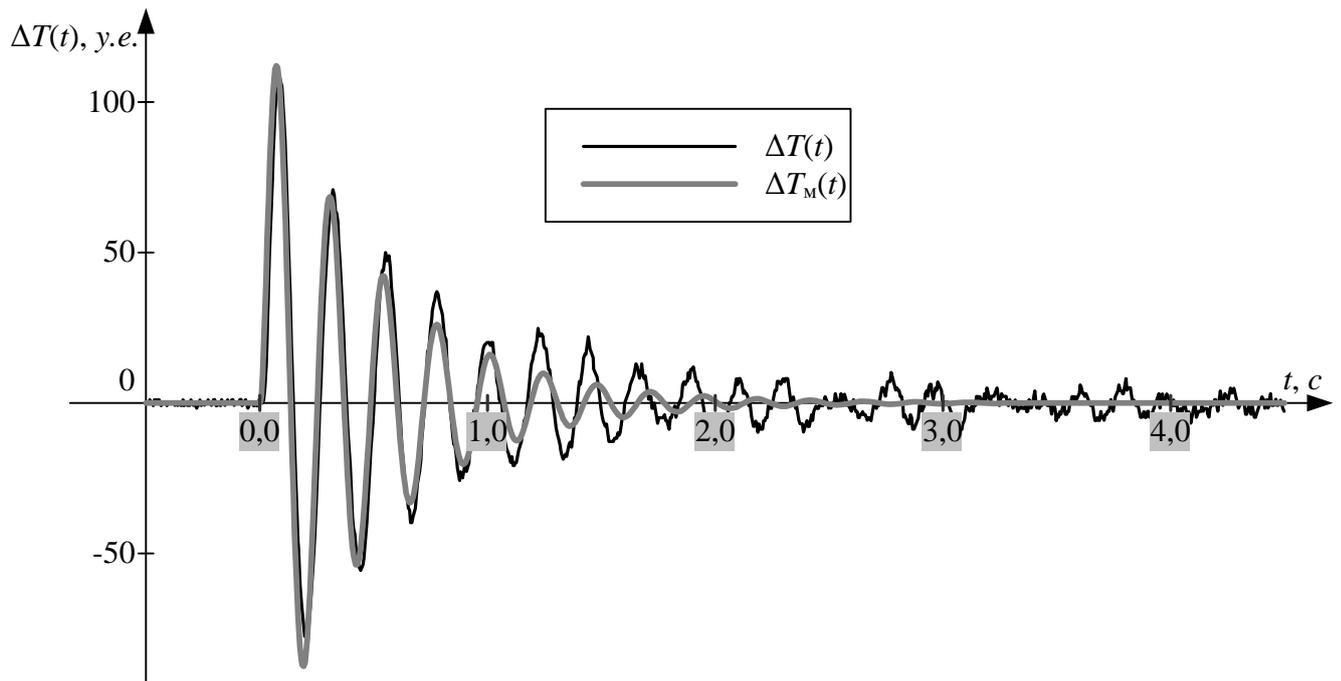


Рисунок 4.32 – Результаты идентификации

Синтез регулятора

На основе (4.13) и ПФ ОУ $W_{\Delta T}(s)$ рассчитывается ПФ КУ

$$W'_{\text{ку}}(s) = \frac{\sum_{i=0}^4 b'_i s^i}{\sum_{i=0}^2 a'_i s^i},$$

коэффициенты которой представлены в таблице 22.

Понизим порядок ПФ $W'_{\text{ку}}(s)$, используя подход, изложенный в п. 3.4.2:

$$W'_{\text{ку}}(s) \approx W''_{\text{ку}}(s) = \frac{\sum_{i=0}^3 b''_i s^i}{\sum_{i=0}^1 a''_i s^i},$$

где a''_i и b''_i представлены в таблице 22.

Таблица 22 – Значения коэффициентов ПФ регуляторов

i	a'_i	b'_i	a''_i	b''_i	a'_i	b'_i
0	1,000000	1,177131	1,000000	1,177131	1,000000	1,177131
1	1,135233	$8,115228 \cdot 10^{-1}$	$4,645696 \cdot 10^{-4}$	$2,551989 \cdot 10^{-2}$	$4,645696 \cdot 10^{-4}$	$2,191561 \cdot 10^{-2}$
2	$3,121884 \cdot 10^{-1}$	$1,886054 \cdot 10^{-2}$	–	$1,730583 \cdot 10^{-3}$	–	–
3	–	$1,184897 \cdot 10^{-3}$	–	$2,608315 \cdot 10^{-4}$	–	–
4	–	$1,746436 \cdot 10^{-5}$	–	–	–	–

Приведём ПФ $W_{\text{кy}}''(s)$ к физически реализуемому виду. Для этого воспользуемся подходом, изложенным в п. 3.4.3. В результате получаем ПФ $W_{\text{кy}}'''(s)$

$$W_{\text{кy}}''(s) \approx W_{\text{кy}}'''(s) = \frac{\sum_{i=0}^1 b_i''' s^i}{\sum_{i=0}^1 a_i''' s^i},$$

коэффициенты которой представлены в таблице 22.

Далее следует аппроксимация ПФ КУ на базе подхода, изложенного в п.3.4.4.

Период дискретизации $0,005 \text{ с}$. Количество точек характеристики $N = 1000$.

Необходимо найти ПФ $W_{\text{кy}}(s)$ на основе критерия $\Delta y < 5$.

В результате получаем

$$W_{\text{кy}}(s) = \frac{2,191561 \cdot 10^{-2} s + 1,177131}{4,644119 \cdot 10^{-1} s + 1,000000}. \quad (4.21)$$

Натурный эксперимент

Регулятор (4.21) преобразуется в дискретную форму на основе (2.13) для $T_d = 0,005 \text{ с}$, измеряется сила натяжения объекта находящегося в покое (T_0) и программно задаётся $\Delta T_3 = 30 \cdot 1(t)$. Характеристики $\Delta T(t)$ и $u_i(t)$ представлены соответственно на рисунках 4.33 и 4.34. На основе полученных данных о $\Delta T(t)$ (рисунок 4.33) и закономерности (4.11) получен график изменения скорости перемещения объекта (рисунок 4.35).

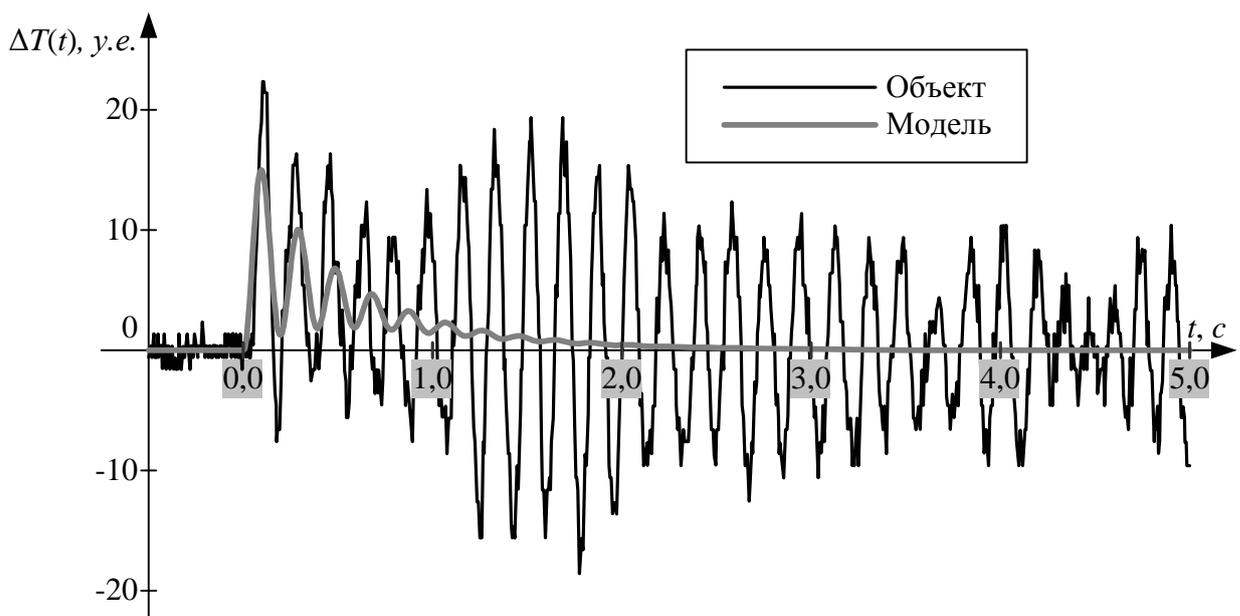


Рисунок 4.33 – График изменения ΔT

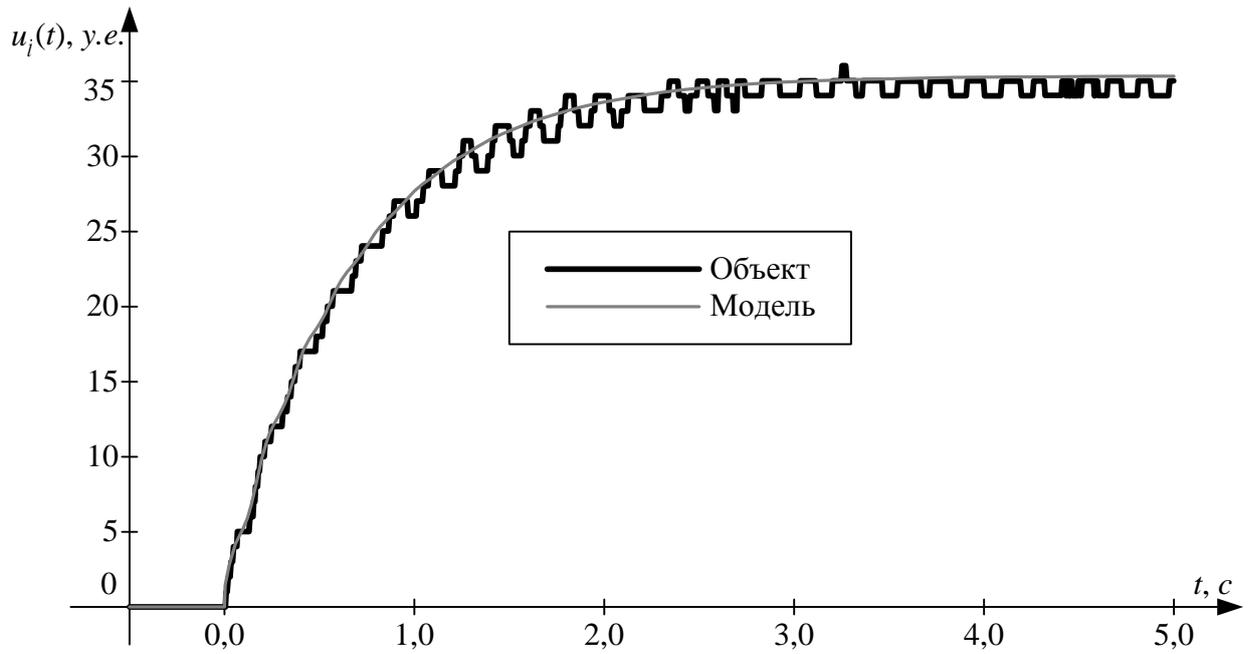
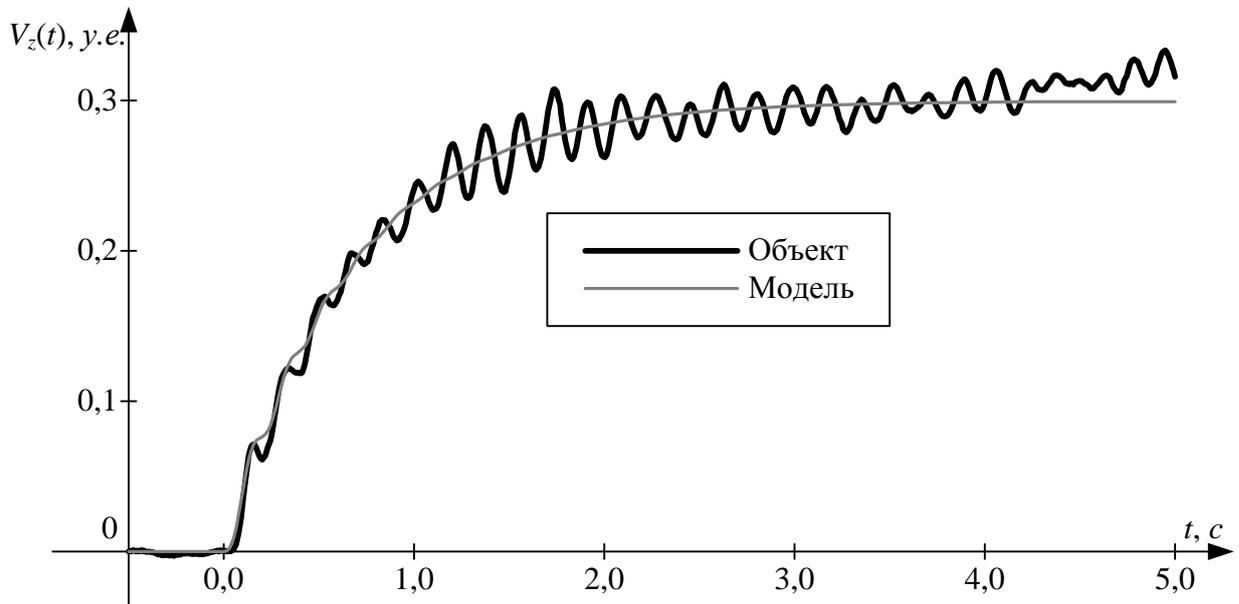


Рисунок 4.34 – Управляющий сигнал в системе

Рисунок 4.35 – Расчётная скорость перемещения объекта V_z

Вывод

Результаты эксперимента подтверждают, что ММ (4.20) удовлетворительно описывает реальный объект (рисунок 4.32). Анализируя характеристику реального объекта (рисунок 4.35), можно утверждать, что реальная САУ устойчива и синтезированный регулятор (4.21) выполняет основную функцию – стабилизация управляемой величины. СКО, рассчитанное для управляемой величины V_z (рисунок 4.35) равняется $1,164088 \cdot 10^{-2}$.

4.2.2.5 Анализ результатов экспериментов

Проведённые эксперименты с объектами с массами 1 кг, 5 кг, 10 кг и 20 кг свидетельствуют о работоспособности разработанных алгоритмов идентификации объекта управления (п. 2.3.2) и синтеза регулятора (п. 3.5).

Модели, полученные с помощью разработанных алгоритмов идентификации, позволяют удовлетворительно описать реальный объект. Во всех случаях получены устойчивые САУ. На основании экспериментов можно сделать вывод, что чем выше масса объекта, тем меньше влияние шумов на работу САУ, а качество управления повышается.

4.2.3 Корректирование задающего воздействия для канала управления вертикальным перемещением

При синтезе САУ сделано допущение, что канал $\Delta T \rightarrow \dot{l}$ «развязан». Однако для более качественного процесса управления необходимо учесть, что если оператор задаёт перемещение в горизонтальной плоскости с помощью собственного усилия F , то за счёт этого воздействия он отклоняет трос от вертикали, тем самым изменяя силу натяжения T (рисунок 4.36). Поэтому в процессе автоматического управления необходимо сделать поправку $\Delta T \rightarrow \Delta T'$.

Согласно схеме (рисунок 4.36):

$$T = \sqrt{T_x^2 + T_y^2 + T_0^2},$$

где $T_x = T_0 \cdot \operatorname{tg} \varphi$, $T_y = T_0 \cdot \operatorname{tg} \psi$, что эквивалентно

$$T = T_0 \sqrt{\operatorname{tg}^2 \varphi + \operatorname{tg}^2 \psi + 1}.$$

Следовательно, необходимо сделать поправку

$$\Delta T \rightarrow \Delta T' = T - T_0 \sqrt{\operatorname{tg}^2 \varphi + \operatorname{tg}^2 \psi + 1}. \quad (4.22)$$

Если говорить о реализации выражения (4.22) в МК, то это нерационально с той точки зрения, что вычисления математических функций $\operatorname{tg}(x)$ и \sqrt{x} занимает много машинного времени. А т.к. эти функции вычисляются на каждом такте работы регулятора, то велика вероятность, что система станет неработоспособной из-за того, что не будет успевать вычислять управляющее воздействие регулятора. Чтобы этого избежать, воспользуемся приближенной формулой для расчёта функции $f(\varphi, \psi) = \sqrt{\operatorname{tg}^2 \varphi + \operatorname{tg}^2 \psi + 1}$.

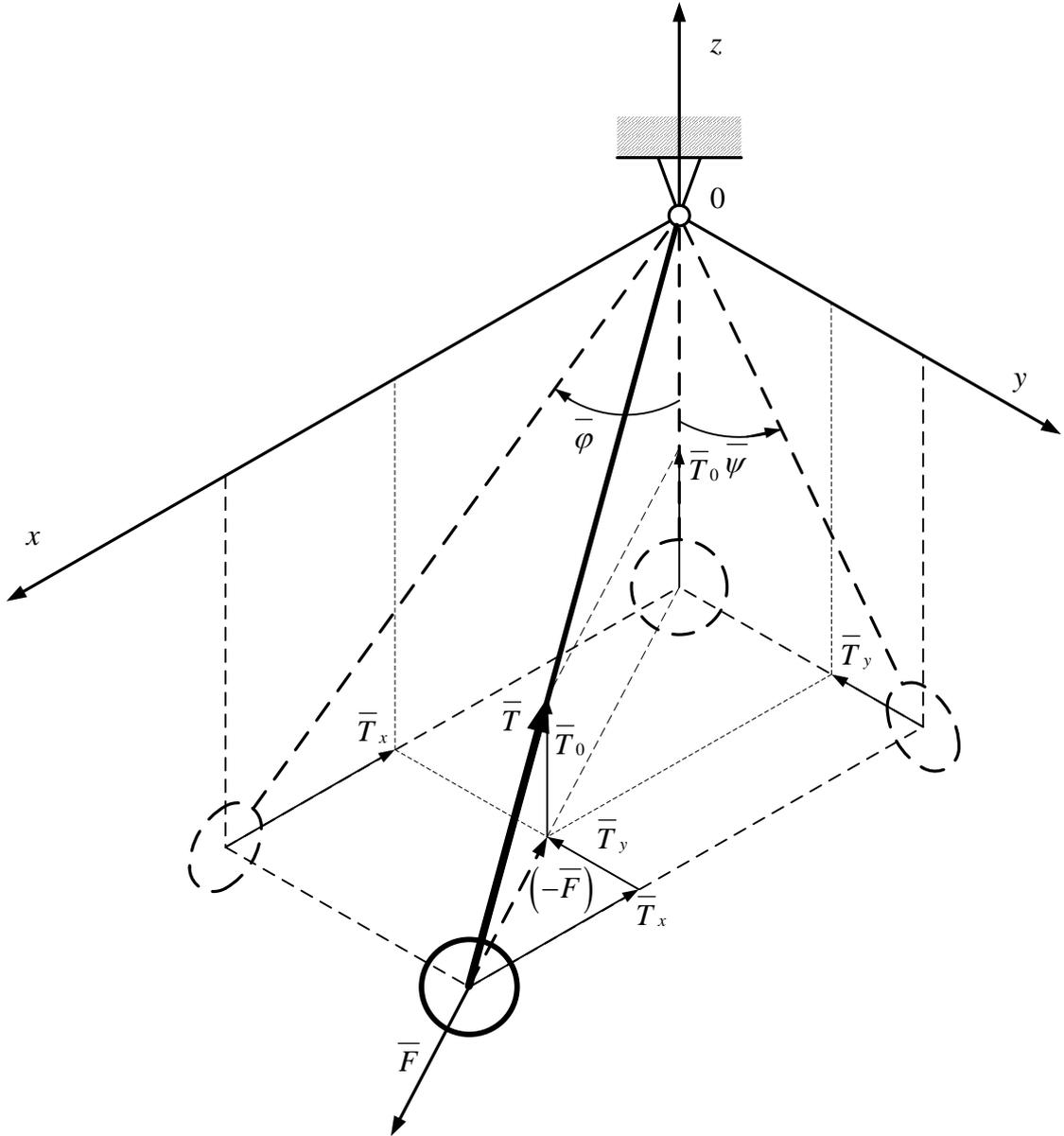


Рисунок 4.36 – Схема разложения силы натяжения троса

Обозначим дифференциальный оператор $D = \varphi \frac{\partial}{\partial \varphi} + \psi \frac{\partial}{\partial \psi}$ и разложим $f(\varphi, \psi)$ в ряд Маклорена

$$f(\varphi, \psi) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{D^i \cdot f(0, 0)}{i!}. \quad (4.23)$$

Для приближённого вычисления функции $f(\varphi, \psi)$ воспользуемся первыми тремя членами ряда

$$f(\varphi, \psi) \approx f(0, 0) + D \cdot f(0, 0) + \frac{D^2 \cdot f(0, 0)}{2}. \quad (4.24)$$

Найдем производные первого и второго порядков функции $f(\varphi, \psi)$:

– производные первого порядка

$$\left. \frac{\partial f(0,0)}{\partial \varphi} = \frac{\operatorname{tg}^3 \varphi + \operatorname{tg} \varphi}{\sqrt{\operatorname{tg}^2 \varphi + \operatorname{tg}^2 \psi + 1}} \right|_{\varphi=0, \psi=0} = 0;$$

$$\left. \frac{\partial f(0,0)}{\partial \psi} = \frac{\operatorname{tg}^3 \psi + \operatorname{tg} \psi}{\sqrt{\operatorname{tg}^2 \varphi + \operatorname{tg}^2 \psi + 1}} \right|_{\varphi=0, \psi=0} = 0;$$

– производные второго порядка

$$\left. \frac{\partial^2 f(0,0)}{\partial \varphi^2} = \frac{\operatorname{tg}^2 \varphi + 1}{\sqrt{\operatorname{tg}^2 \varphi + \operatorname{tg}^2 \psi + 1}} \left(1 + 3 \cdot \operatorname{tg}^2 \varphi - \frac{\operatorname{tg}^4 \varphi + \operatorname{tg}^2 \varphi}{\operatorname{tg}^2 \varphi + \operatorname{tg}^2 \psi + 1} \right) \right|_{\varphi=0, \psi=0} = 1;$$

$$\left. \frac{\partial^2 f(0,0)}{\partial \psi^2} = \frac{\operatorname{tg}^2 \psi + 1}{\sqrt{\operatorname{tg}^2 \varphi + \operatorname{tg}^2 \psi + 1}} \left(1 + 3 \cdot \operatorname{tg}^2 \psi - \frac{\operatorname{tg}^4 \psi + \operatorname{tg}^2 \psi}{\operatorname{tg}^2 \varphi + \operatorname{tg}^2 \psi + 1} \right) \right|_{\varphi=0, \psi=0} = 1;$$

$$\left. \frac{\partial^2 f(0,0)}{\partial \varphi \cdot \partial \psi} = \frac{-(\operatorname{tg}^2 \varphi + 1)(\operatorname{tg}^2 \psi + 1) \cdot \operatorname{tg} \varphi \cdot \operatorname{tg} \psi}{(\operatorname{tg}^2 \varphi + \operatorname{tg}^2 \psi + 1)^{\frac{3}{2}}} \right|_{\varphi=0, \psi=0} = 0.$$

Следовательно, согласно (4.24) и найденным производным получаем для малых φ и ψ

$$f(\varphi, \psi) = \sqrt{\operatorname{tg}^2 \varphi + \operatorname{tg}^2 \psi + 1} \approx 1 + 0,5 \cdot (\varphi^2 + \psi^2).$$

Поправка (4.22) принимает вид

$$\Delta T \rightarrow \Delta T' = T - T_0 \left[1 + 0,5 \cdot (\varphi^2 + \psi^2) \right]. \quad (4.25)$$

4.2.4 Натурный эксперимент

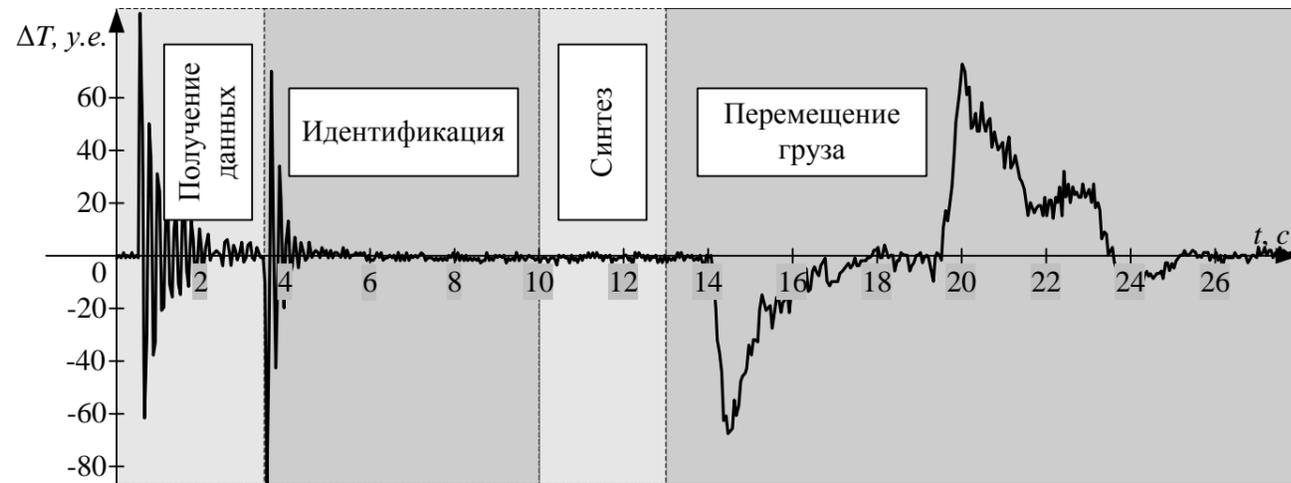
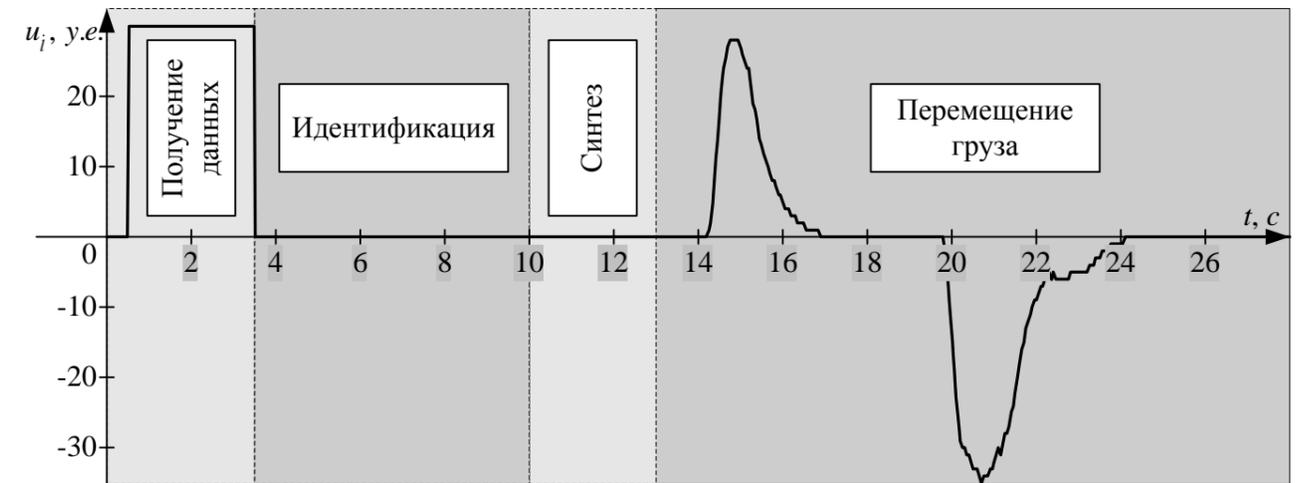
Для оценки работоспособности разработанного способа управления перемещением объектов и устройства для его реализации проведён натурный эксперимент. В эксперименте используется объект массой 10 кг, который согласно процедуре позиционирования (п. 1.3), перемещён оператором в заданную точку пространства. На рисунке 4.37 представлены графики сигналов с датчиков и формируемых САУ. В разработанной системе нет технических средств, позволяющих измерить реальное положение и скорость перемещения объекта; однако для лучшего представления происходящих в системе процессов следует отметить, что в системе используются сервопривода, которые имеют жесткую зависимость управляющего сигнала и скорости вращения вала, и, следовательно, можно полагать, что $\dot{x} \sim u_x$, $\dot{y} \sim u_y$ и $\dot{l} \sim u_l$, а графики, представленные на рисунках 4.37 б), з) и е) дают представление об изменении скорости движения объекта в декартовых координатах.

Пояснения к рисунку 4.37:

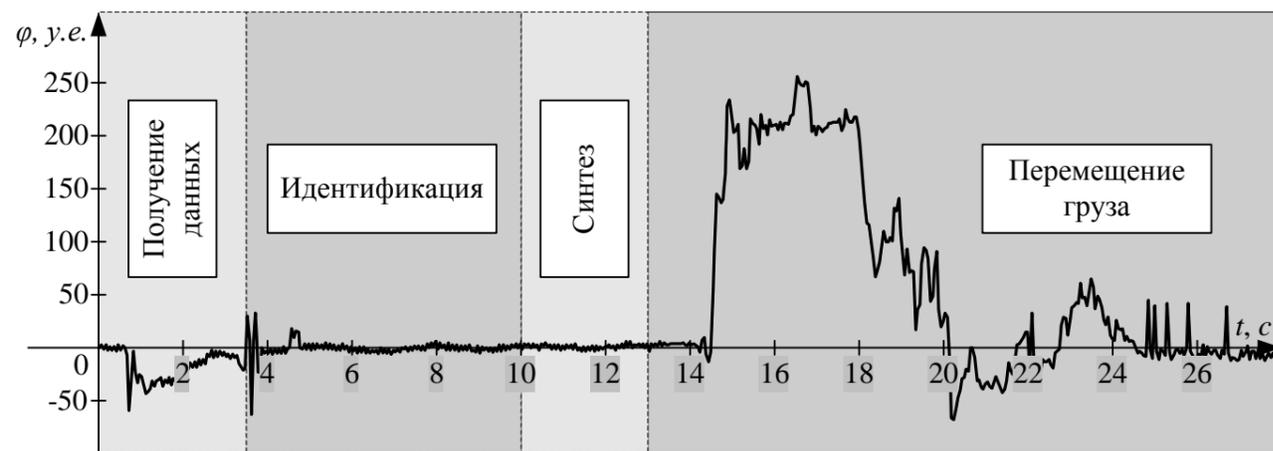
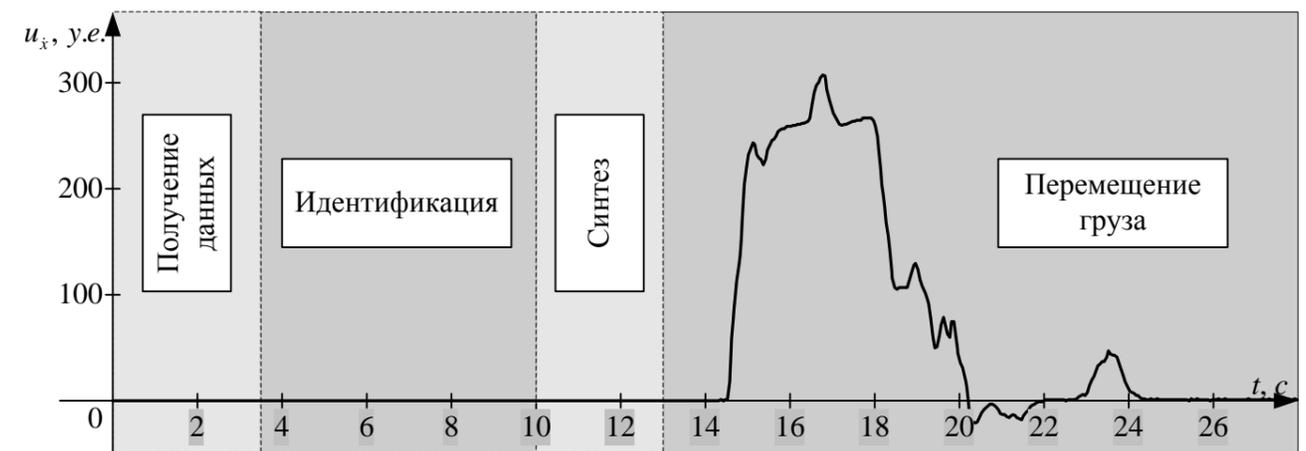
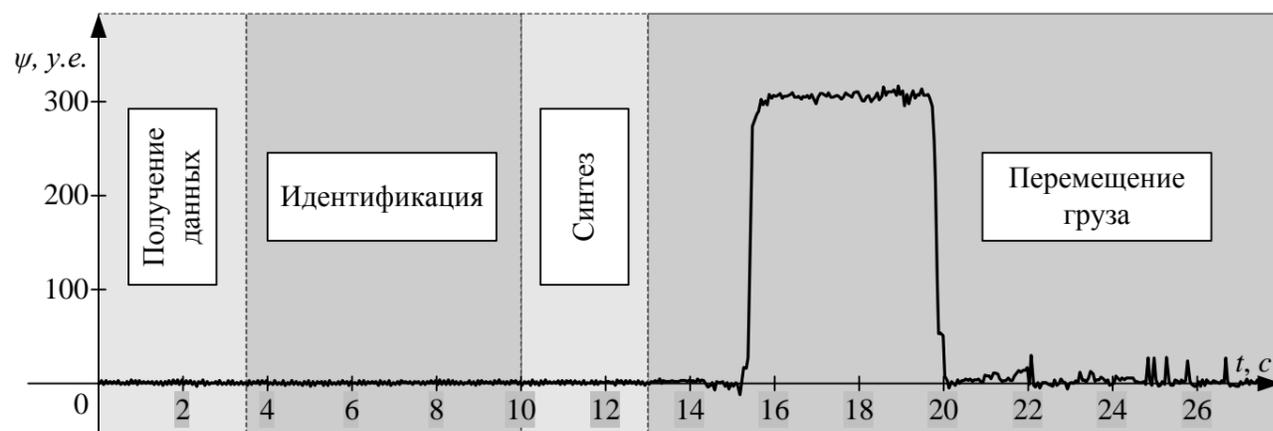
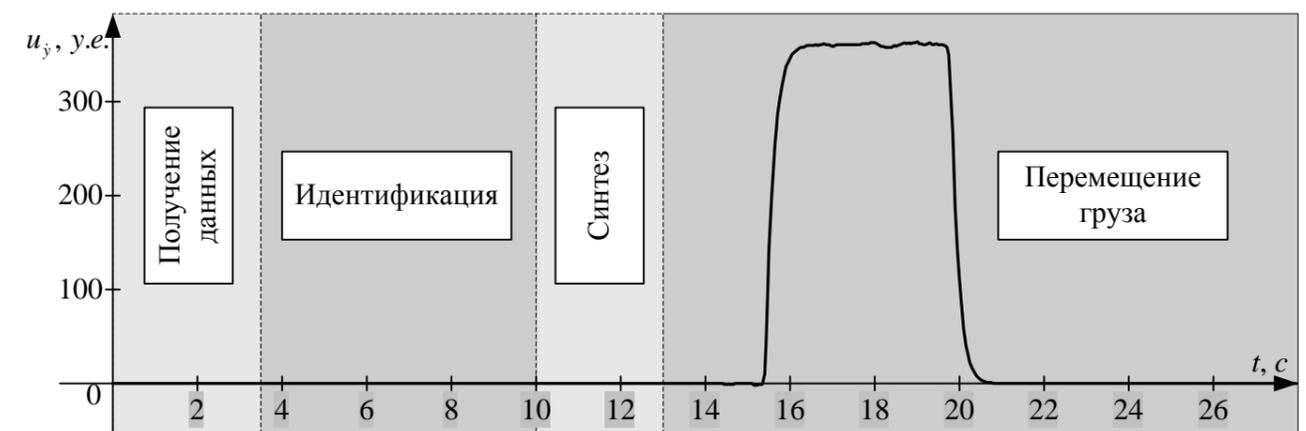
- $0 \leq t < 3,5$ – перемещение объекта блоком управления в рабочую зону оператора (согласно рисунку 1.4 в), формирование массивов входных и выходных данных для процедуры идентификации;
- $3,5 \leq t < 10$ – процедура идентификация (п. 2.3.2);
- $10 \leq t < 13$ – процедура синтеза регулятора САУ (п. 3.5);
- $13 \leq t < 28$ – функционирование САУ: программно задаётся $\Delta T_3 = 0$, $\varphi_3 = 0$, $\psi_3 = 0$ и оператор при помощи собственного усилия приложенного непосредственно к объекту (рисунок 1.4 з) позиционирует последний в заданную точку пространства (рисунок 1.4 д).

Анализ графиков показал, что разработанное математическое и программное обеспечение САУ устройства позиционирования объекта позволяет:

- получить ММ ОУ,
- провести синтез регуляторов,
- сформировать управляющие сигналы необходимые для позиционирования объекта в заданную точку пространства.

а) Сила натяжения ΔT троса

б) Управляющий сигнал для изменения длины троса

в) Угол отклонения φ троса от вертикалиг) Управляющий сигнал для перемещения объекта в направлении O_x д) Угол отклонения ψ троса от вертикалие) Управляющий сигнал для перемещения объекта в направлении O_y

4.3 Синтез системы управления для имитации невесомости объекта

В качестве возможной области применения разработанного способа управления можно выделить системы имитации невесомости для создания тренажёров подготовки космонавтов [33]. Разработка и создание специальных тренажёров со стендами обезвешивания, позволяющих в земных условиях имитировать движения в невесомости и в условиях пониженной гравитации, являются важной и актуальной задачей.

Математическая модель объекта управления

ОУ имеет ПФ $W_{\Delta Ti}(s)$ вида (4.18).

Синтез регулятора

Структурная схема САУ для имитации невесомости представлена на рисунке 4.38.

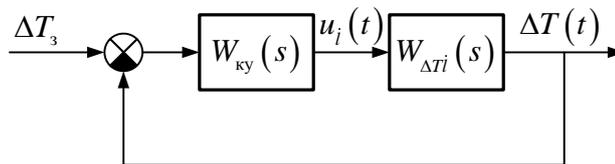


Рисунок 4.38 – Структурная схема САУ

Заданы желаемые показатели качества системы:

$$\begin{cases} k_3 = 1,000000; \\ t_3 = 1,000000 \text{ (с)}; \\ \sigma_3 = 10,00000 \text{ (\%)} \end{cases}$$

Синтез регулятора для заданных исходных данных приведён п. 3.6. В результате имеем

$$W_{\text{ку}}(s) = \frac{1,479388 \cdot 10^{-2} \cdot s^2 + 8,087411 \cdot s + 4,165425 \cdot 10^1}{1,691807 \cdot 10^{-2} \cdot s^2 + 3,257572 \cdot 10^{-1} \cdot s + 1,000000} \cdot \frac{1}{s^2}. \quad (4.26)$$

Натурный эксперимент

Регулятор (4.26) преобразуется в дискретную форму на основе (2.13) для $T_d = 0,005$ с, измеряется сила натяжения объекта находящегося в покое (T_0) и программно задаётся $\Delta T_s = 2 \cdot 1(t)$. Характеристики $\Delta T(t)$ и $u(t)$ представлены на рисунках 4.39 и 4.40. На основе полученных данных о $\Delta T(t)$ (рисунок 4.39) и закономерности (4.11) получен график изменения скорости перемещения объекта (рисунок 4.41)

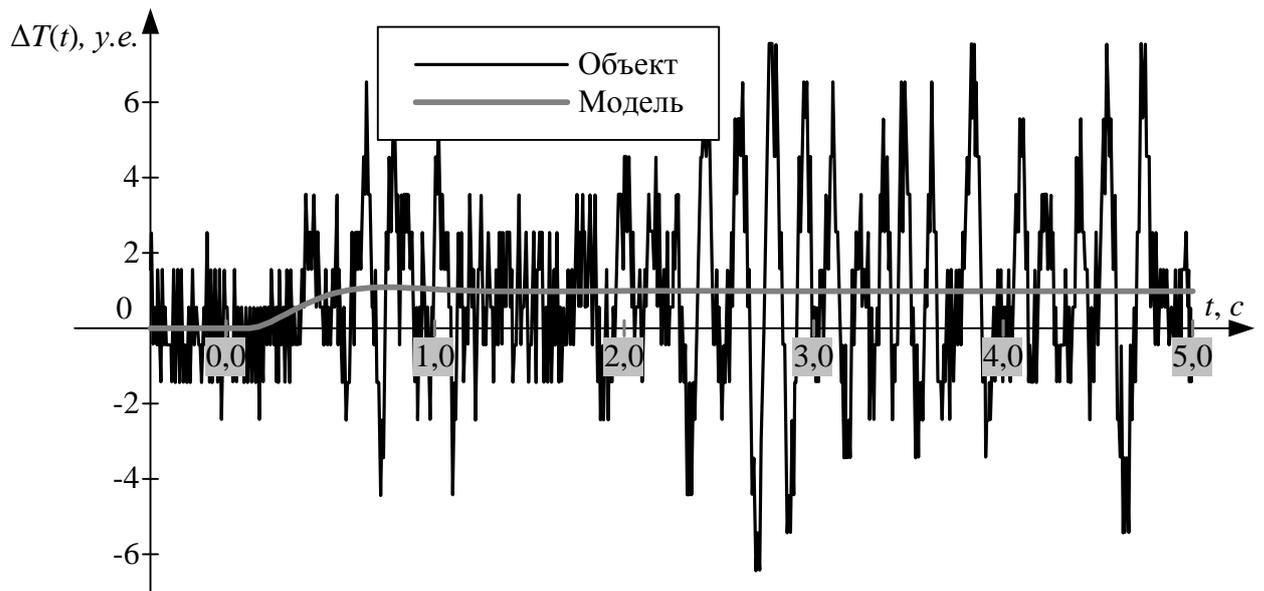


Рисунок 4.39 – График изменения ΔT

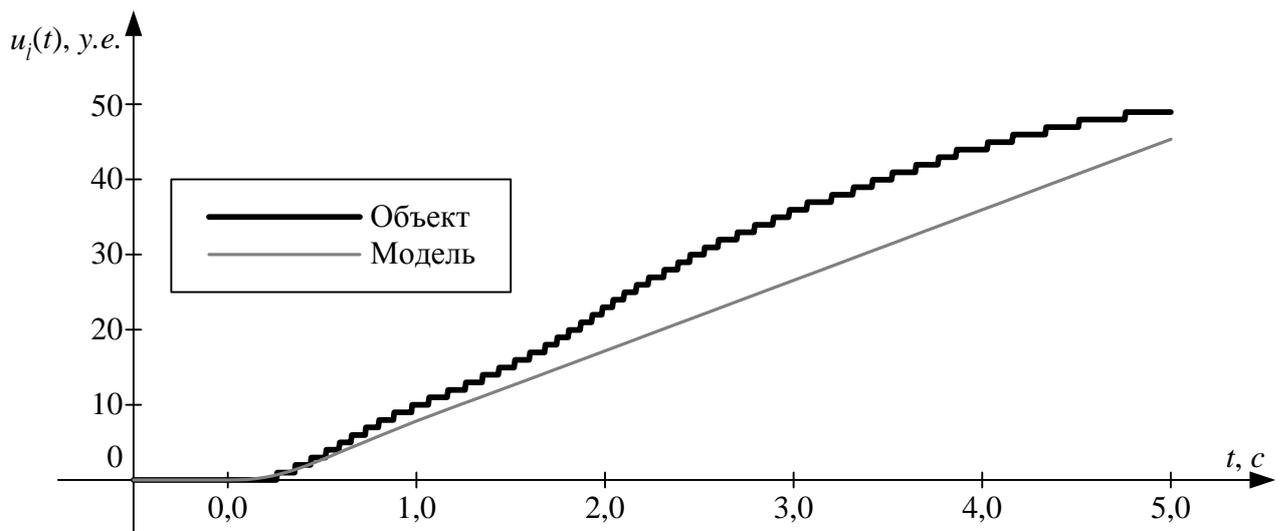


Рисунок 4.40 – Управляющий сигнал в системе

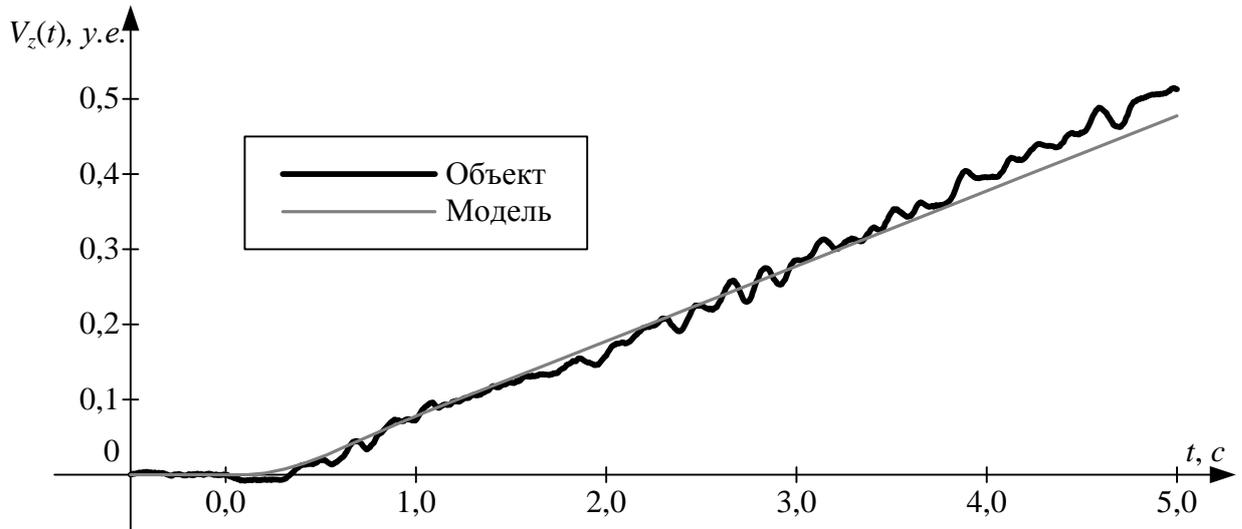


Рисунок 4.41 – Расчётная скорость перемещения объекта V_z

Анализ полученных кривых показал, что разработанное устройство перемещения объектов, а также математическое и программное обеспечение САУ позволяют решать задачу имитации невесомости для создания тренажёров подготовки космонавтов.

Основные результаты

Предложена практическая реализация грузоподъёмного устройства, реализованного на базе разработанного способа управления системой позиционирования объекта, а также получена математическая модель разработанного устройства и синтеза регуляторов для него.

Проведены экспериментальные исследования разработанных алгоритмов идентификации и синтеза регуляторов для грузоподъёмного устройства.

Продемонстрирована работоспособность разработанного устройства на базе способа управления перемещением объекта.

Показана возможность имитации обезвешивания объекта с помощью разработанного устройства. Проведены экспериментальные исследования.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основные результаты диссертационной работы.

1. Разработан новый способ управления системой позиционирования объекта, отличающийся от существующих тем, что управляющие сигналы формируются на основе опроса датчиков натяжения и отклонения троса от вертикали при непосредственном воздействии оператора на объект. Применение такого способа управления позволит повысить точность позиционирования объекта за счёт непосредственного контроля человеком выполнения операции и улучшит комфортность условий труда.
2. Разработана принципиальная схема системы позиционирования объекта, отличием которой от существующих является наличие датчика натяжения троса и датчиков отклонения троса от вертикали. Это позволит реализовать предложенный в п. 1 способ управления.
3. На основе вещественного интерполяционного метода разработан алгоритм идентификации линейных непрерывных объектов, полюсы и нули передаточных функций которых находятся слева от мнимой оси комплексной плоскости. Алгоритм требует минимального участия проектировщика систем автоматического управления, что позволяет реализовать автоматический режим его функционирования.
4. Разработан подход к идентификации линейных непрерывных неустойчивых объектов. Подход может быть применён для идентификации устойчивых объектов со статическим коэффициентом передачи равным нулю.
5. Разработан алгоритм синтеза регуляторов, который ориентирован для применения во встраиваемых системах. В качестве исходных данных для синтеза выступают прямые показатели качества переходного процесса и структурная схема системы управления. Алгоритм может выполняться в автоматическом режиме, вследствие чего применение разработанных алгоритмов идентификации и синтеза предоставляет возможность создания на базе встраиваемой системы самонастраивающегося регулятора.

6. Сконструировано грузоподъемное устройство на основе разработанного способа управления системой позиционирования объектов, а также алгоритмах идентификации объекта управления и синтеза регуляторов.
7. Проведены экспериментальные исследования разработанных алгоритмов идентификации и синтеза регуляторов для системы позиционирования объектов. Показана работоспособность этих алгоритмов.
8. Проведен натурный эксперимент с устройством позиционирования объектов. Показана работоспособность нового способа управления позиционированием и разработанного устройства.
9. Рассмотрена возможность имитации обезвешивания объекта с помощью системы позиционирования. Представлены результаты экспериментальных исследований.

ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ

- АЦП – аналого-цифровой преобразователь
ВИМ – вещественный интерполяционный метод
ВС – встраиваемая система
КУ – корректирующее устройство (регулятор)
МК – микроконтроллер
ММ – математическая модель
МНК – метод наименьших квадратов
ОУ – объект управления
ПДК – принцип динамической компенсации
ПИД – пропорционально-интегрально-дифференциальный (регулятор)
ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема
ПФ – передаточная функция
ПХ – переходная характеристика
САУ – система автоматического управления
СЛАУ – система линейных алгебраических уравнений
СКО – среднеквадратичное отклонение
СУ – система управления
ТАУ – теория автоматического управления
ЧХ – численная характеристика

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Автоматизированный электропривод промышленных установок/ Под ред. Г.Б. Онищенко. – М.: РАСХН, 2001.
2. Алалыкин С.С., Алалыкин А.С., Крылов П.Н. Встраиваемые микроэлектронные системы управления для рентгеновских дифрактометров // Вестник Удмуртского университета. – 2012. – №4-4. С. 9–13.
3. Алексеев А.С. Самонастройка регуляторов исполнительных подсистем мехатронных устройств: автореф. дис. ... канд. техн. наук. – Томск, 2010. – 20 с.
4. Алексеев А.А., Имаев Д.Х., Кузьмин Н.Н., Яковлев В. Б. Теория управления: Учебник. – СПб.: Изд-во СПбГЭТУ ЛЭТИ, 1999. – 435 с.
5. Алексеев А.С., Антропов А.А., Гончаров В.И., Замятин С.В., Рудницкий В.А. Вещественный интерполяционный метод в задачах автоматического управления. – Томск: Издво ТПУ, 2008. – 217 с.
6. Анализ и оптимальный синтез на ЭВМ систем управления / Под ред. А.А. Воронова и И.А. Огурка. – М.: Наука, 1984. – 343 с.
7. Андык В.С. Теория автоматического управления: Учебное пособие. – Томск: Изд-во ТПУ, 2005. – 108 с.
8. Бадейкин А. В., Геппенер В. В., Корнеев И. А. Синтез цифровых фильтров с использованием пакета программ MATLAB: Учеб. пособие. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ ЛЭТИ, 2001. 72 с.
9. Бахвалов Н.С., Жидков Н.П., Кобельков Г.М. Численные методы. – М.: Изд-во Бинوم. Лаборатория знаний, 2003. – 632 с.
10. Белихмайер М.Я., Гончаров В.И. Синтез корректирующих устройств систем автоматического управления на основе равномерного приближения // Автоматика и телемеханика. – 1997. – № 5. – С. 3–11.
11. Белодедов М.В. Методы проектирования цифровых фильтров: Учебное пособие. – Волгоград: Издательство Волгоградского государственного университета, 2004. – 60 с.
12. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического управления / В.А. Бесекерский, Е.П. Попов. – СПб, Изд-во «Профессия», 2004. – 632 с.
13. Боровиков, В. STATISTICA. Искусство анализа данных на компьютере: Для профессионалов / В. Боровиков. – СПб.: Питер, 2003. – 688 с.

14. Веретельников Ю.А. Об одном подходе к построению программного обеспечения для встраиваемых систем реального времени // Известия Южного федерального университета. Технические науки. – 2008. – Т. 79. – №2. – С. 159–164.
15. Гайдамака В.Ф. Грузоподъемные машины: Учебник. – К.: Выща шк. Головное изд-во, 1989. – 328 с.
16. Гончаров В.И. Вещественный интерполяционный метод синтеза систем автоматического управления. – Томск: Изд-во ТПУ, 1995. – 107 с.
17. Гончаров В.И., Петерс Д.П., Вадутова Ф.А. Проектирование исполнительных систем роботов. Учебное пособие по курсовому проектированию Томск, изд. ТПИ им. С.М.Кирова, 1989. – 96 с.
18. Гроп Д. Методы идентификации систем: пер. с англ. – М.: Мир, 1979. – 304 с.
19. Дейч А.М. Методы идентификации динамических объектов. – М.: Энергия, 1997. – 240 с.
20. Додонов Б.П., Лифанов В.А. Грузоподъемные и транспортные устройства: Учебник для средних специальных учебных заведений. – 2-е изд. перераб. и доп. – М.: Машиностроение, 1990. – 248 с.
21. Елисеева А.А., Малышенко А.М. Анализ методов настройки ПИД-регулятора // Молодежь и современные информационные технологии: Сборник трудов VII Всероссийской научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых – Томск – 2009. – С. 30–31.
22. Ефимов С.В. Анализ и синтез стационарных и интервальных систем управления на основе зависимости расположения их полюсов и нулей от прямых показателей качества: автореф. дис. ... канд. техн. наук. – Томск, 2011. – 18 с.
23. Ефимов С.В., Гайворонский С.А., Замятин С.В. Анализ прямых показателей качества систем автоматического управления на основе расположения их корней // Материаловедение, технологии и экология в 3-м тысячелетии: Материалы IV Всероссийской конференции молодых ученых – Томск, 2009. – С. 133–136.
24. Ефимов С.В., Гайворонский С.А., Замятин С.В. Задачи корневого анализа и синтеза систем автоматического управления // Известия Томского политехнического университета. – 2010. – Т. 316. – № 5. – С. 16–20.
25. Ефимов С.В., Гайворонский С.А., Замятин С.В. Структурно-параметрическая идентификация объекта управления на основе характеристик переходного процесса // Известия Томского политехнического университета. – 2010. – Т. 317. – №5. – С. 107–112.
26. Ефимов С. В., Пушкарев М. И. Определение прямых показателей качества на основе расположения нулей и полюсов передаточной функции // Автометрия. – 2011 – Т. 47 – №. 3 – С. 113–119

27. Ерофеев А.А. Теория автоматического управления: Учебник для вузов. – 3-е изд., стереотип. – СПб.: Политехника, 2008. – 302 с.
28. Замятин С.В., Плотников Д.А., Алексеев А.С. Влияние расположения узлов интерполирования на результаты идентификации и синтеза САУ вещественным интерполяционным методом // Известия Томского политехнического университета. – 2009. – Т. 314. -№5. – С. 62–65.
29. Каверин С.В., Тетенькин Ю.Г. Анализ применимости микроконтроллеров во встраиваемых системах контроля и управления // Вестник Волжского университета им. В.Н. Татищева. – 2009. – №14. – С. 82–86.
30. Ким Д.П. Теория автоматического управления. Т.1. Линейные системы. – 2-е изд., испр. и доп. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2010. – 312 с.
31. Ключев А.С., Карпов В.С. Синтез быстродействующих регуляторов для объектов с запаздыванием. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 176 с.
32. Коновалов В.И. Идентификация и диагностика систем. – Томск: Изд-во ТПУ, 2010. – 156 с.
33. Кравченко О.А. Теория и практика создания электромеханических силокомпенсирующих систем тренажеров для подготовки космонавтов: автореф. дис. ... д-ра. техн. наук. – Новочеркасск, 2013. – 34 с.
34. Крутько П.Д. Обратные задачи динамики управляемых систем: Линейные модели. – М.: Наука. 1987.
35. Курганкин В.В., Замятин С.В., Алексеев А.С. Применение встраиваемых систем управления для решения задачи идентификации // Известия Томского политехнического университета. – 2011. – Т. 319. – №5. – С. 39–42.
36. Курганкин В.В., Замятин С.В., Замятин В.М., Пушкарёв М.И. Синтез встраиваемой одноконтурной системы автоматического управления с самонастраивающимся регулятором и оценка ее робастности // Известия Томского политехнического университета. – 2013. – Т. 322. – №5. – С. 46–49.
37. Льюнг Л. Идентификация систем: пер. с англ./ под ред. Я. З. Цыпкина. – М.: Наука, 1991. – 432 с.
38. Машины и оборудование машиностроительных предприятий / В.А. Салтыков, В.П. Семенов, В.Г.Семин, В.К. Федюкин: учебник. – СПб.: БХВ-Петербург, 2012. – 288 с.
39. Методы классической и современной теории автоматического управления: Учебник в 5-и тт.; 2-е изд., перераб. и доп. Т.2: Статистическая динамика и идентификация систем автоматического управления / Под ред. К.А. Пупкова и Н.Д. Егупова. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – 640 с.

40. Методы классической и современной теории автоматического управления: Учебник в 5-и тт.; 2-е изд., перераб. и доп. Т.3: Синтез регуляторов систем автоматического управления / Под ред. К.А. Пупкова и Н.Д. Егупова. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – 616 с.
41. Мирошник И.В. Теория автоматического управления. Линейные системы. – СПб.: Питер, 2005. – 336 с.
42. Пат. 2321534 Россия. МПК В66С23/88, В66С13/56. Способ управления приводом грузоподъёмной машины / В.А. Коровин, К.В. Коровин. Заявлено 24.04.2006; опубл. 20.11.2007.
43. Пат. 2325317 Россия. МПК7 В66С 13/18. Способ управления грузоподъёмным краном и устройство для его осуществления / М.И. Затравкин, Л.С. Каминский, Д.М. Маш, И.А. Пятницкий, И.Г. Фёдоров, А.П. Червяков. Заявлено 03.10.2006; опубл. 27.05.2008.
44. Пат. 2334970 Россия. МПК В66С13/18, В66С23/88, В66С15/00. Устройство имитации невесомости механизмов с гибкой конструкцией элементов / А.Р. Ушаков, М.М. Михнев, С.В. Агашкин, А.А. Дроздов. Заявлено 19.07.2006; опубл. 27.01.2008.
45. Пат. 2343104 Россия. МПК В66С13/18, В66С23/88, В66С15/00. Система управления грузоподъёмного крана (варианты) / В.А. Коровин, К.В. Коровин. Заявлено 23.01.2007; опубл. 10.01.2009.
46. Пат. 2483997 Россия. МПК В65G 9/00 Способ управления перемещением грузов и устройство для его реализации / С.В. Замятин, В.В. Курганкин, В.М. Замятин. Заявлено 16.11.2011; опубл. 10.06.2013.
47. Первозванский А.А. Курс теории автоматического управления. – М.: Наука, 1986. – 616с.
48. Подчукаев В.А. Теория автоматического управления (аналитические методы): Учеб. для вузов. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2005. – 392 с.
49. Пугачёв В.С., Казаков И.Е., Евланов Л.Г. Основы статистической теории автоматических систем. – М.: Машиностроение, 1974. – 560 с.
50. Райбман Н.С. Что такое идентификация? – М.: Наука, 1970. – 119 с.
51. Райбман Н.С., Чадеев В. М. Построение моделей процессов производства. – М.: Энергия, 1975. – 376 с.
52. Расстригин Л.А., Маджаров Н.Е. Введение в идентификацию объектов управления. Изд-во “Энергия”. М. – 1977. – 216 с.
53. Ромащев А.А. Разработка алгоритмов и синтез процедур идентификации объектов методом тестовых сигналов. // Труды 2ой международной конференции “Идентификация систем и задачи управления” (SICPRO). М. – 2003. – С. 1841–1911.
54. Рудницкий В.А., Алексеев А.С., Курганкин В.В. Идентификация объектов управления в форме дискретных передаточных функции на основе вещественного интерполяционного

- метода // Известия Томского политехнического университета. – 2012. – Т. 320. – №5. – С. 89–94.
55. Семенов А.Д., Артамонов Д.В., Брюхачев А.В. Идентификация объектов управления: Учебн. Пособие. – Пенза: Изд-во Пенз. гос. ун-та, 2003. – 211 с.
 56. Справочник по кранам: В 2-х т. Т. 1. Характеристики материалов и нагрузок. Основы расчёта кранов их приводов и металлических конструкций / Под общей ред. М.М. Гохберга. – Л.: Машиностроение. Ленингр. отд-ние, 1988. – 536 с.
 57. Справочник по теории автоматического управления / Под. Ред. А.А. Красовского. – М.:Наука, 1987. – 712 с.
 58. Стародубцев Д.О. Билинейное преобразование // Википедия – свободная энциклопедия. 2006 URL: http://ru.wikipedia.org/wiki/Билинейное_преобразование (дата обращения: 26.11.2012)
 59. Степыгин В.И., Чертов Е.Д., Елфимов С.А. Проектирование подъёмно-транспортных установок: Учебное пособие. – М.: Машиностроение, 2005. – 288 с.
 60. Солодовников В.В., Бирюков В.Ф., Пилишкин В.Н. Синтез регулятора для многомерного объекта по ограничениям на вектор состояния // Труды МВТУ. Системы автом. управ. 1979. №314. Вып. 7. – С. 42–59.
 61. Солодовников В.В., Плотников В.Н., Яковлев А.В. Основы теории и элементы систем автоматического регулирования. Учебное пособие для вузов. – М.: Машиностроение, 1985. – 536 с., ил.
 62. Солодовников В.В., Плотников В.Н., Яковлев А.В. Теория автоматического управления техническими системами: Учеб. Пособие. – М.: Изд-во МГТУ, 1993. – 492 с., ил.
 63. Теория и практика цифровой обработки сигналов. 2013. URL: <http://www.dsplib.ru/content/filters/ch3/ch3.html> (дата обращения: 30.09.2013).
 64. Теория автоматического управления: Учеб. для вузов / Под ред. В.Б. Яковлева. – 3-е изд., стер. – М.: Высш. шк., 2009. – 567 с.
 65. Тихонов А. Н., Арсенин В. Я. Методы решения некорректных задач. – М.: Наука, 1974. – 224 с.
 66. Толочко О.И. Конструирование передаточных функций по заданному перерегулированию с учетом характера затухания переходных процессов // Вісник Національного технічного університету “Харківський політехнічний інститут”. Збірка наукових праць. Тематичний випуск. – Харків: НТУ ХПІ. – 2003. – Т.2. – №10. – С. 315–319.
 67. Толчеев В.О., Ягодина Т.В. Методы идентификации линейных одномерных динамических систем. Изд-во МЭИ. М. 1997. – 108 с.

68. Фельдбаум А.А., Бутковский А.Г. Методы теории автоматического управления. – М.: Наука, 1971. – 744 с.
69. Хорьков К.А., Хорьков А.К. Электромеханические системы. Элементы канала управления: Учебное пособие. – Томск: Изд. ТГУ, 2001. – 396 с.
70. Шестопалов К.К. Подъёмно-транспортные, строительные и дорожные машины и оборудование: учеб. пособие для студ. учреждений сред. проф. образования. – 3-е изд., стер. – М.: Издательский центр «Академия», 2008. – 320 с.
71. Шильникова И.О., Богомолов Е.Н., Николаева Н.С., Шильникова А.А. Вещественный интерполяционный метод идентификации объектов // Автоматика. Информатика. – 2010. – №1-2. – С. 57–60.
72. Штейнберг Ш.Е., Серёжин Л.П., Залуцкий И.Е., Варламов И.Г. Проблемы создания и эксплуатации эффективных систем регулирования // Промышленные АСУ и контроллеры. – 2004. – № 7. – С. 1–7.
73. Юсупов Р. М. Элементы теории идентификации технических объектов. – Л.: Изд-во Минва обороны, 1974. – 202 с.
74. Ягодина Т.В., Толчеев В.О., Барышников С.А. Лабораторные работы по курсу “Идентификация динамических систем”. Изд-во МЭИ. М. 2001. – 45 с.
75. A. Lj. Juloski, S. Weiland, and W. P. M. H. Heemels A Bayesian Approach to Identification of Hybrid Systems // Transactions On Automatic Control. – 2005. – V. 50, No 10. – P. 1520–1533.
76. Alexeev A., Zamyatin S., Pushkarev M. Structure and parametric definition of linear dynamic object via identification based on real interpolation method // Proc. 18th Intern. Conf. on Process Contr. – Tatransk < Lomnica, 2011. – P. 216–220.
77. Bhattacharyya S.P. Robust stabilization against structured perturbations. Lect. Notes Control Inf. Sci., V. 99, Berlin: Springer, 1987.
78. Bhattacharyya S.P., Chapellat H., Keel L. Robust control: the parametric approach. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1995.
79. Boyd S., El Ghaoui L., Feron E., Balakrishnan V. Linear matrix inequalities in system and control theory. Philadelphia: SIAM, 1994.
80. Doyle J.C., Francis B.A. Tannenbaum A.R. Feedback control theory. New York: Macmillan, 1992.
81. Efimov S.V., Zamyatin S.V, Gayvoronskiy S.A. Direct quality indices analysis of automation system based on their roots location // Automation, Control, and Information Technology – Control, Diagnostics, and Automation (ACIT-CDA 2010) – Novosibirsk, – 2010. – P. 78–80.
82. Francis B. A course in H^∞ control theory. Lect. Notes Control Inf. Sci., V. 88, Berlin: Springer, 1987.

83. HristuVarsakelis D., Levine W. Handbook of networking and embedded control systems // Springer. 2008. URL: <http://www.springer.com/birkhauser/engineering/book/978-0-8176-3239-7> (дата обращения: 10.08.2011).
84. Jan F. Broenink, Marcel A. Grootuis, Peter M. Visser, Bojan Orlic A Model-Driven Approach to Embedded Control System Implementation In: Western Multiconference on Computer Simulation, WMC 2007, 14-17 Jan 2007, San Diego, California, USA.
85. Keel L., Bhattacharyya S.P. A linear programming approach to controller design // Proceedings 36th CDC, San-Diego, CA, 1997, P. 2139–2148.
86. Longhua M., Feng X., Zhe P. Integrated Design and Implementation of Embedded Control Systems with Scilab // Sensors. – 2008. – V. 8. – № 9. – P. 5501–5515.
87. MATLAB 5.0 User's guide. The Math Works, Inc., 1997.
88. Marek Hicar, Juraj Ritok Robust Control of real experimental bridge crane // Journal of ELECTRICAL ENGINEERING. – 2005. – V. 56, № 3-4. – P. 78–83.
89. Marek Hicar, Juraj Ritok Robust Crane Control // Acta Polytechnica Hungarica. – 2006. – V. 3, № 2.
90. Nuapett Sarasiri, Arthit Srikaew, Sarawut Sujitjorn. Dynamic Compensation of Hard-Disk R/W Head and Head-Stack // WSEAS Transactions on Systems. – 2010. – V. 9. – Iss. 7. – P. 764–773.
91. Siljak D. Analysis and synthesis of feedback control systems in the parameter plane // IEEE Trans. Appl. Industry. 1964. V. 83. P. 449–473.
92. STM32F103 datasheet // STM32F103 datasheet and application note, data sheet, circuit, pdf, cross. 2011. URL: <http://datasheetarchive.com/STM32F103datasheet.html> (дата обращения: 12.08.2011).
93. STMicroelectronics – официальный сайт компании. 2013. URL: http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/application_note/DM00050879.pdf (дата обращения: 30.09.2013).
94. Zamyatin S.V., Kurgankin V.V., Rudnicki V.A. Embedded control system development for the solution of self-adjusted regulator design problem and its robustness properties estimation // Bulletin of The Polish Academy of Sciences: Technical sciences. – 2014. – V. 62. – No 2. – P. 341–347.
95. Zhou K., Doyle J.C., Glover K. Robust and optimal control. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1996.

ПРИЛОЖЕНИЯ

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

Таблица П. 1 – Основные технические характеристики серводвигателей SM60 и СПС-80.025.120

	SM60	СПС-80.025.120
Мощность, Вт	400	1200
Номинальное напряжение, В	220	310
Номинальный ток, А	2,8	4,9
Максимальный ток, А	7	15
Максимальная скорость, об/мин	3000	4500
Крутящий момент, Н·м	1,3	2,5
Максимальный момент, Н·м	3,9	7,5
Масса, кг	1,4	3,3

Таблица П. 2 – Технические характеристики датчика растяжения и сжатия UU

Номинальный диапазон (н.д.)	200 кгс
Номинальный выходной канал (н.с.)	2 мВ/В±1%
Нелинейность (от н.с.)	0,03%
Гистерезис (от н.с.)	0,03%
Повторяемость (от н.с.)	0,03%
Баланс ноля (от н.с.)	±2%
Температурный диапазон, компенсированный, °С	-10 ... +60
Температурный диапазон, °С	-20 ... +80
Входное сопротивление, Ом	350±50
Выходное сопротивление, Ом	350±2
Рекомендованное питание, В	10
Допустимая перегрузка (от н.д.)	150%

Таблица П. 3 – Технические характеристики датчика перемещения модели DLH-A

Номинальный диапазон, мм	50
Номинальный выходной сигнал	5 мВ/В ± 0,5%;
Нелинейность (от н.с.)	0,10%
Гистерезис (от н.с.)	0,10%
Повторяемость (от н.с.)	0,10%
Входное сопротивление, Ом	350 ± 3,5
Выходное сопротивление, Ом	350 ± 3,5
Компенсированный температурный диапазон, °С	-10 ...+70
Безопасный температурный диапазон, °С	0 ...+60
Рекомендованное питание, В	5

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

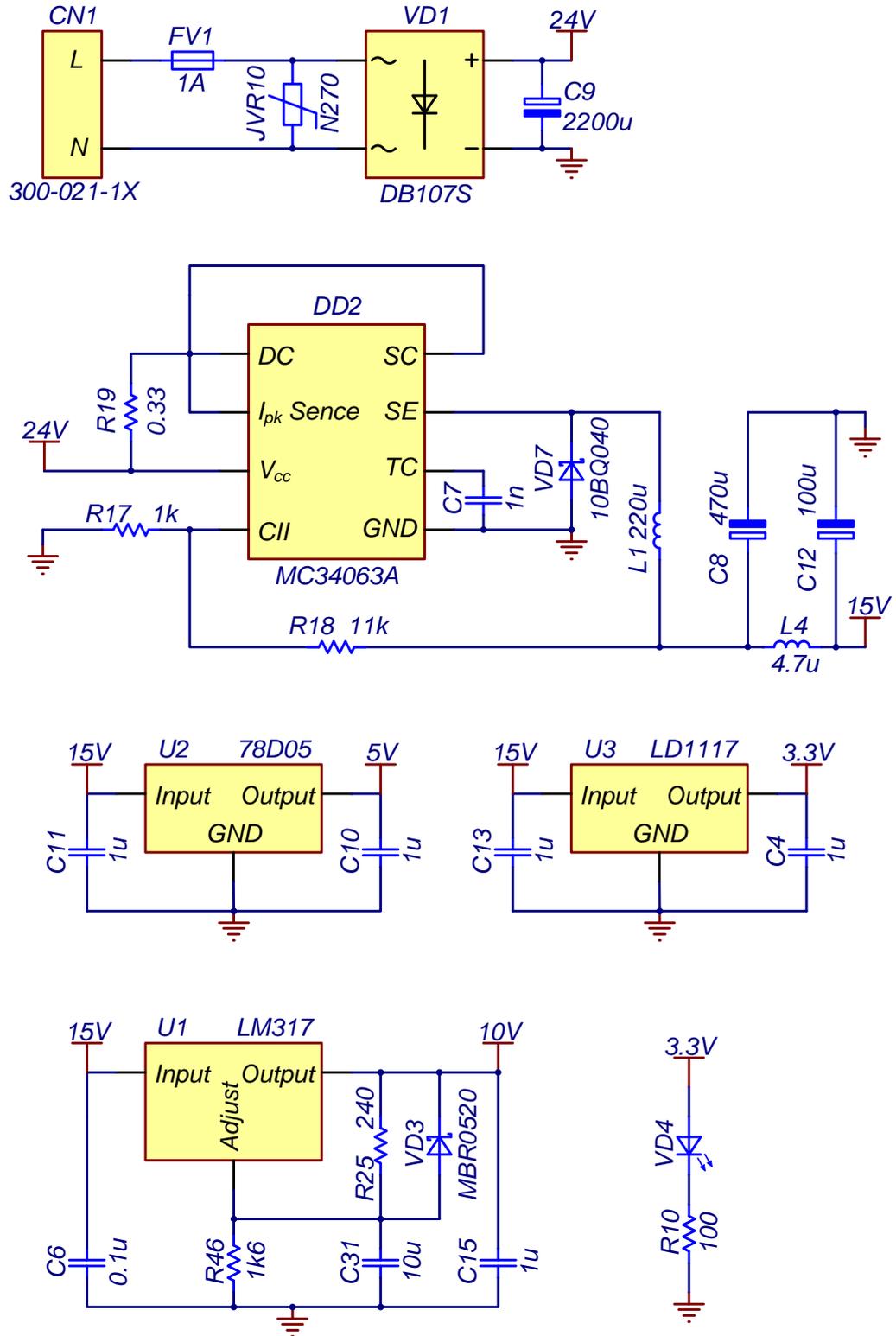


Рисунок П. 1 – Питание электронной части устройства

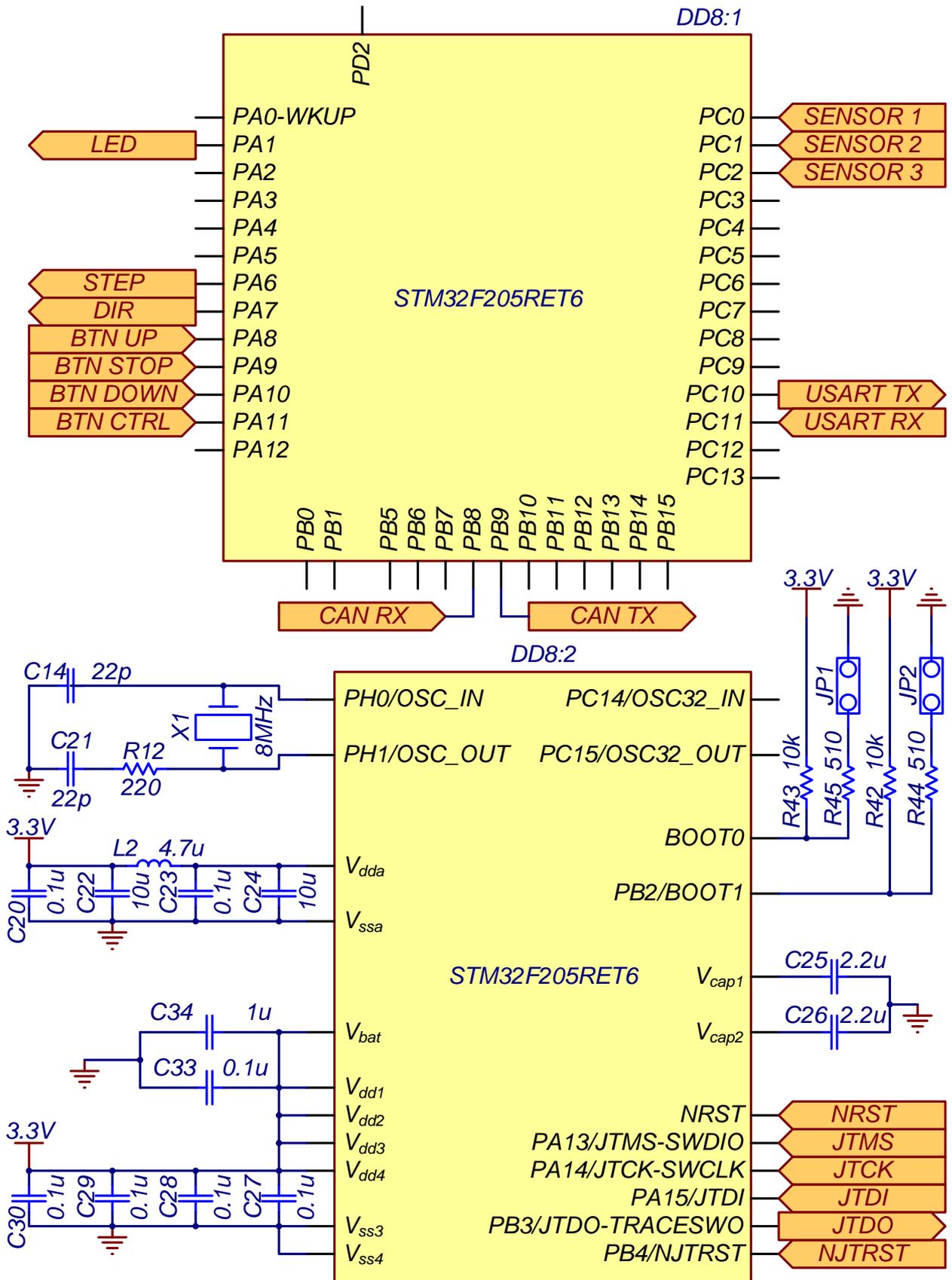


Рисунок П. 2 – Подключение периферии к МК

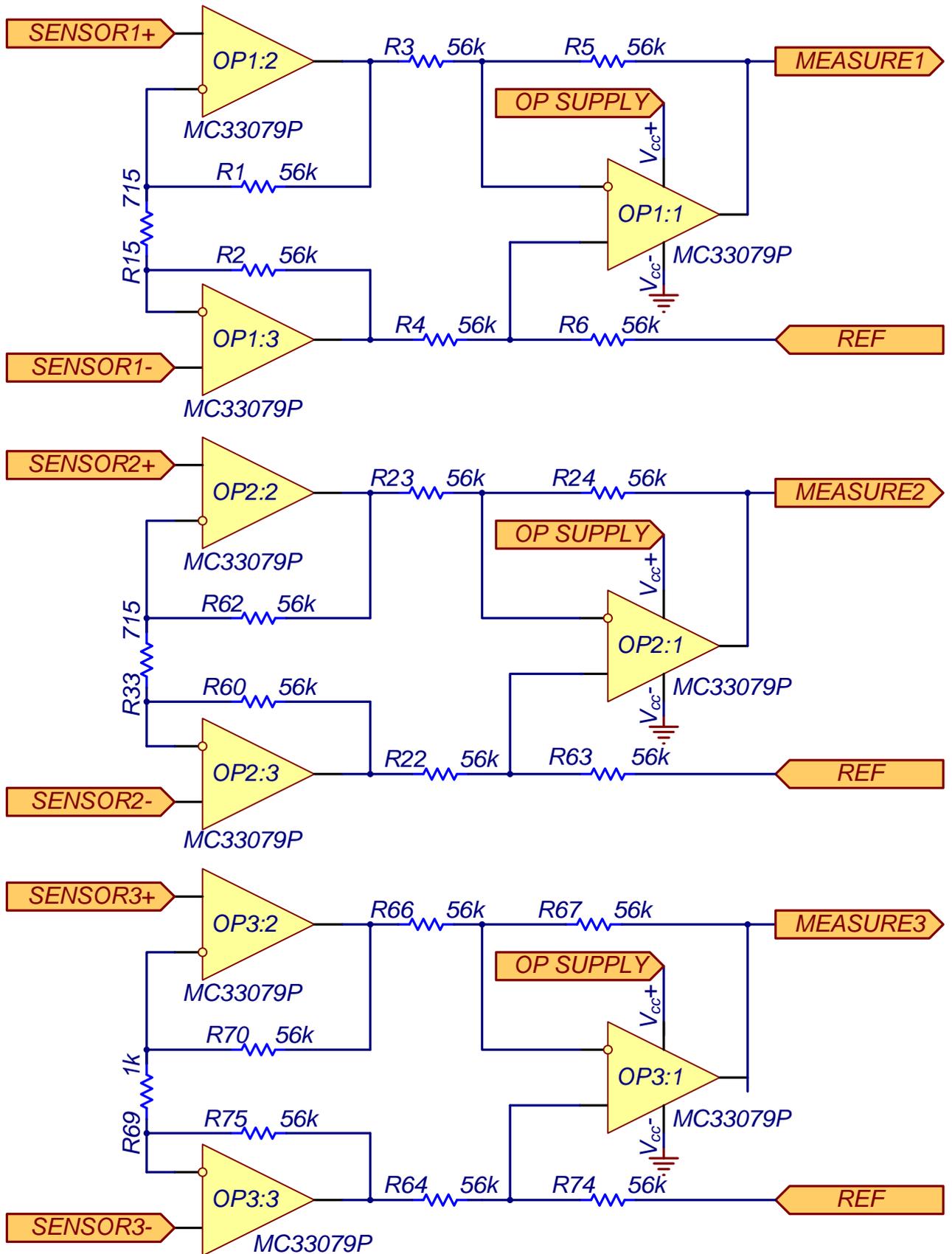


Рисунок П. 3 – Измерение сигналов

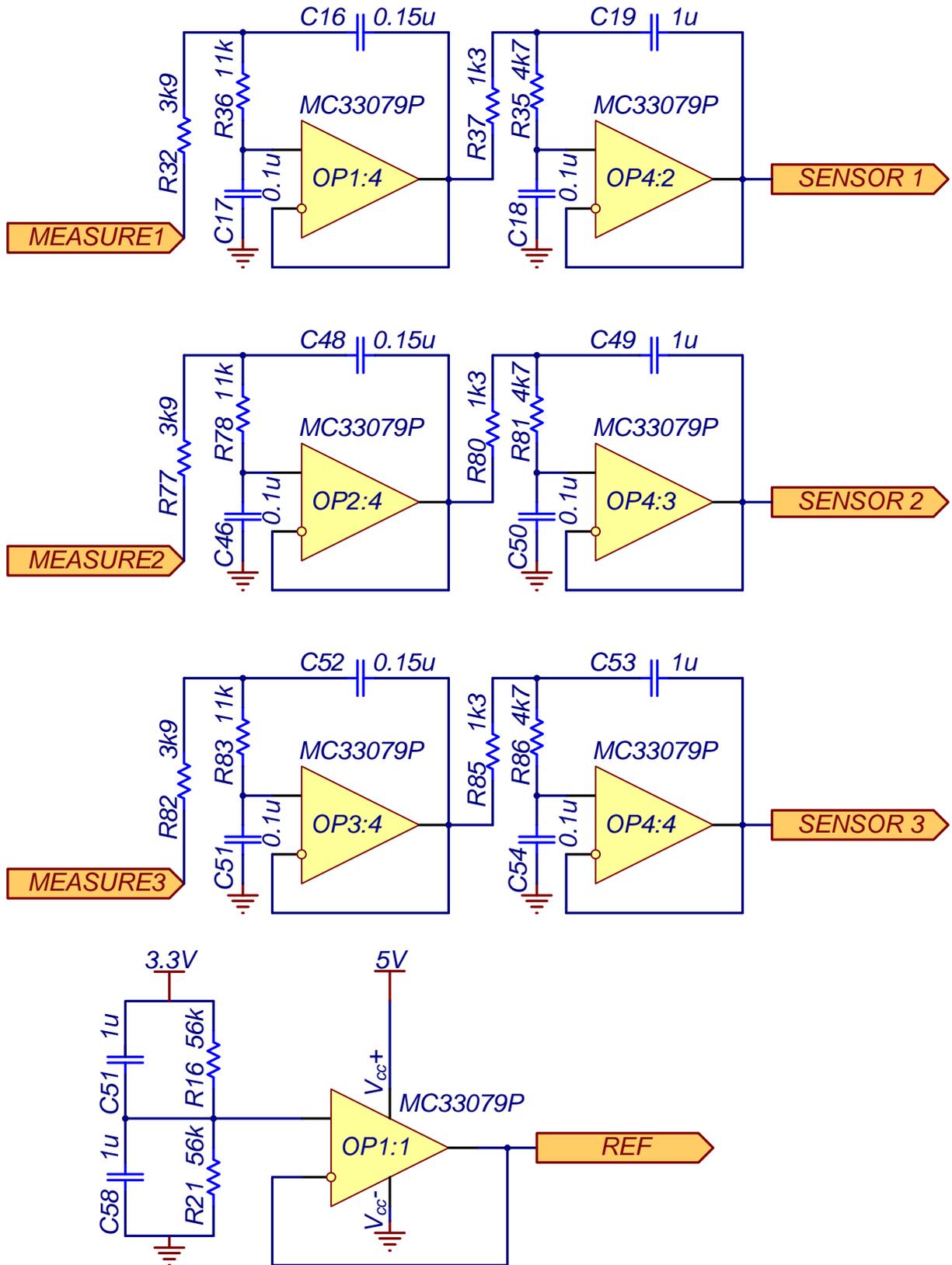


Рисунок П. 4 – Фильтрация сигналов

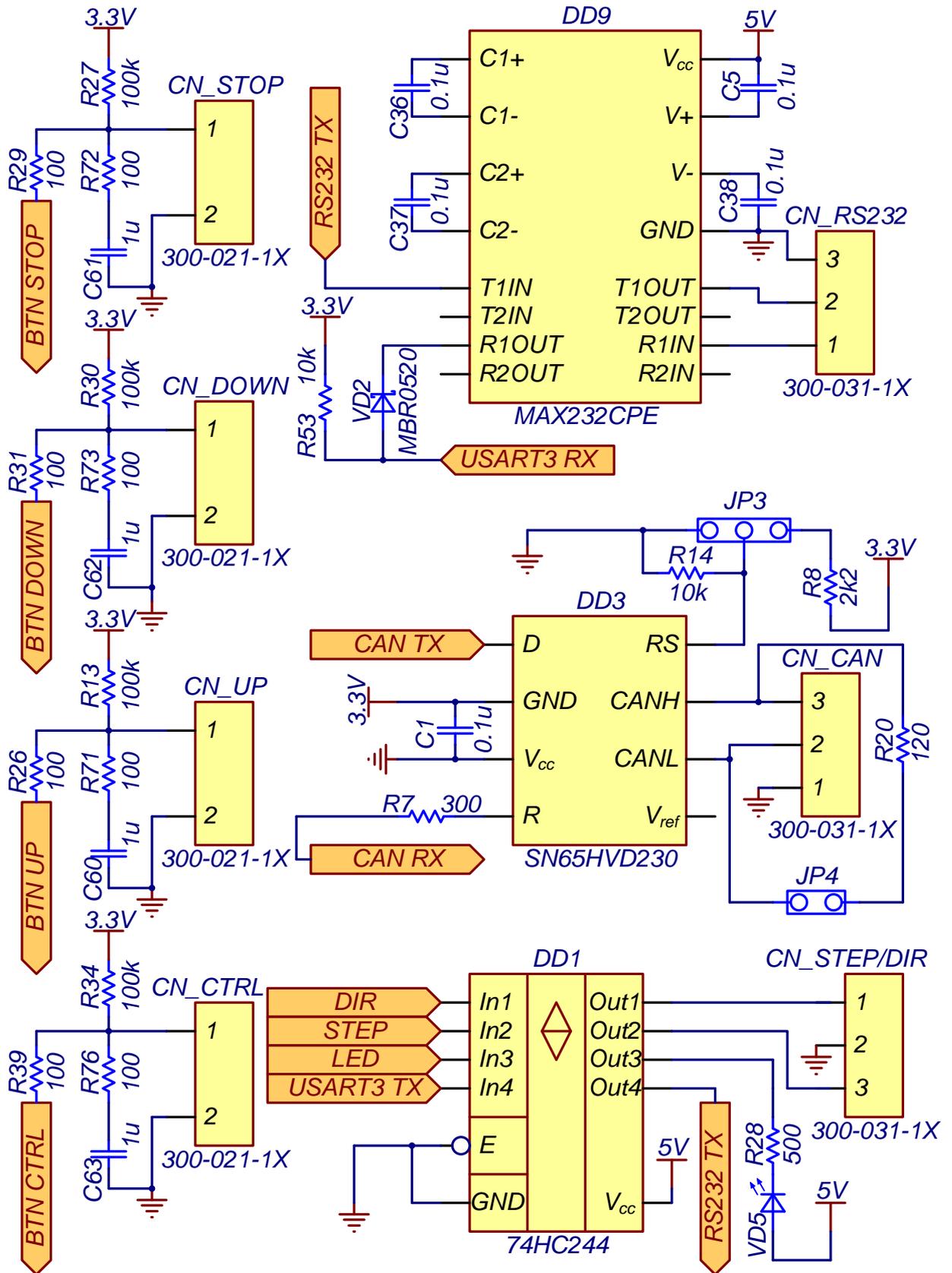


Рисунок П. 5 – Интерфейсы

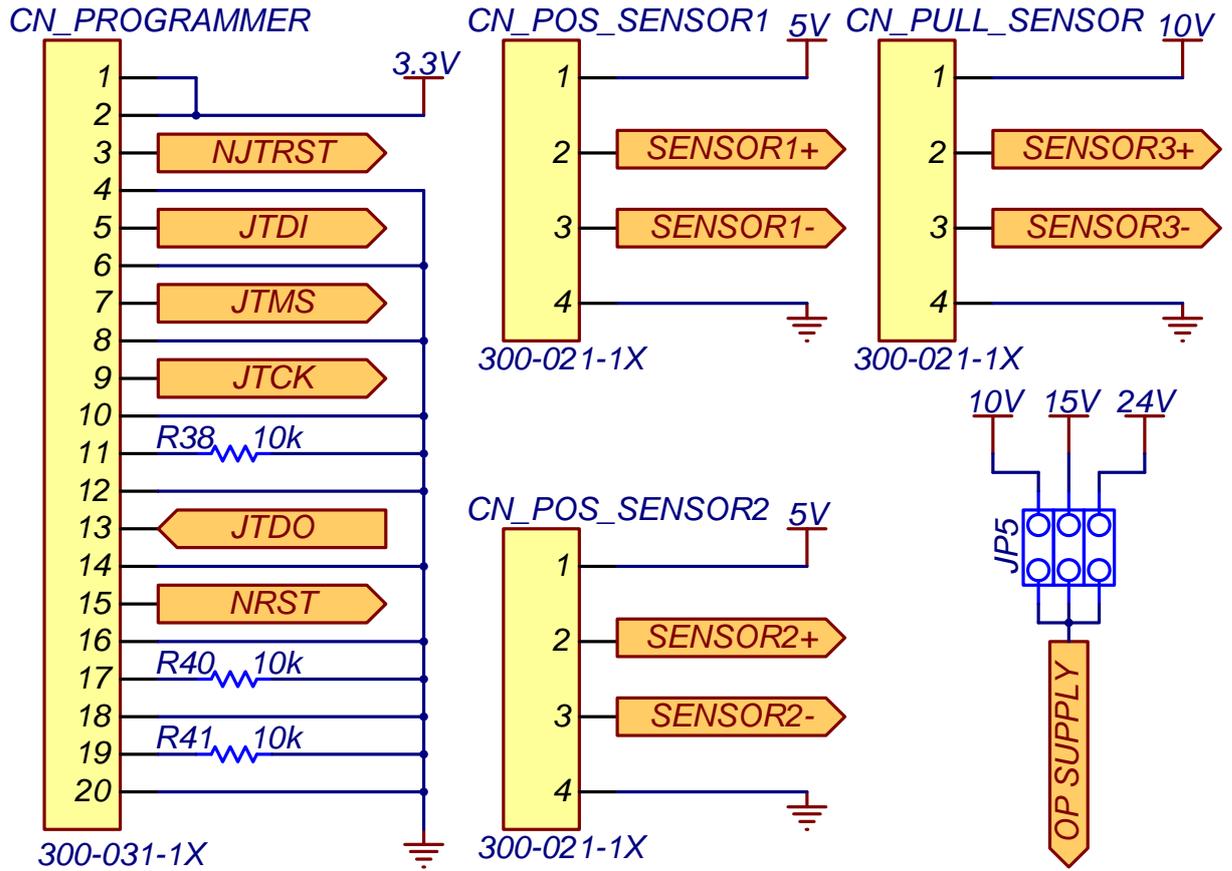


Рисунок П. 6 – Разъёмы

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

FAS Technology Co., Ltd

Rm # 1403, Bucheon Technopark 401 Dong Yakdae-dond,
Wonmi-gu, Bucheon-si Gyeonggi-do (420-734),
Republic of Korea
Tel: 82-32-234-6300~9
Fax: 82-32-234-6302
E-mail: fastech@empal.com
www.fastech.co.kr

FAS Technology Co., Ltd

Rm # 1403, Bucheon Technopark 401 Dong Yakdae-dond,
Wonmi-gu, Bucheon-si Gyeonggi-do (420-734),
Republic of Korea
Tel: 82-32-234-6300~9
Fax: 82-32-234-6302
E-mail: fastech@empal.com
www.fastech.co.kr

АКТ

В период прохождения стажировки с 25 сентября 2013 года по 16 октября 2013 года в компании FAS Technology Co (г. Бучон, Республика Корея) аспирант кафедры Теоретической и прикладной механики института Физики высоких технологий Томского политехнического университета разработал, а компания FAS Technology. Co приняла для использования следующую научно-техническую продукцию:

- алгоритм параметрической идентификации линейных стационарных объектов с сосредоточенными параметрами;
- алгоритм структурно-параметрической идентификации линейных стационарных объектов с сосредоточенными параметрами;
- алгоритм формирования желаемой передаточной функции при синтезе одноконтурных систем управления;
- алгоритм синтеза одноконтурных систем управления;
- программная реализация алгоритмов параметрической и структурно-параметрической идентификации линейных стационарных объектов с сосредоточенными параметрами;
- программная реализация алгоритма синтеза одноконтурных систем управления.

Тексты акта на русском и английском языках аутентичны.

Директор FAS Technology Co

Сонг Д.И.

FORMAL NOTE

During scientific probation in period September, 25th 2013 – October 16th 2013 in FAS Technology Co (Republic of Korea) post-graduate student of Department of Theoretical and Applied Mechanics of Institute of High Technology Physics of National Research Tomsk Polytechnic University Kurgankin Viktor developed and FAS Technology Co accepted for use following scientific and technical production:

- algorithm of parametric identity of linear stationary objects with lumped parameters;
- algorithm of structural and parametric identity of linear stationary objects with lumped parameters;
- algorithm of desired transfer function design for synthesis one-loop control systems;
- algorithm of synthesis one-loop control systems;
- software implementation of parametric identity and structural and parametric identity of linear stationary objects with lumped parameters;
- software implementation of one-loop control systems synthesis.

130-86-76921
Texts are written in Russian and English languages and they are authentic.

Director FAS Technology Co

JIN-IL SONG

송진일

ПРИЛОЖЕНИЕ 4



**Открытое акционерное общество
«Томский электромеханический завод
им. В.В.Вахрушева»**

Россия, 634050, г.Томск, пр. Ленина, 28

Тел. (3822) 42-08-56, 42-08-60, 42-08-25, 42-08-53, Факс 42-40-56

E-mail: pushkarev@temz.ru

Internet: <http://www.temz.tomsk.ru>



АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы аспиранта Томского политехнического университета Курганкина Виктора Витальевича на тему «Управление системой позиционирования объекта с использованием информации о непосредственном воздействии на него оператором» в ОАО «Томский электромеханический завод им. В.В. Вахрушева».

Результаты диссертационной работы:

- алгоритм идентификации линейных непрерывных объектов, все полюса и нули передаточных функций которых находятся в левой полуплоскости комплексной плоскости, основанный на вещественном интерполяционном методе, работающий в автоматическом режиме и реализуемый во встраиваемых микроконтроллерных системах управления;
- подход к идентификации на основе экспериментальных характеристик линейных непрерывных неустойчивых объектов, относящийся к классу одномерных, стационарных, детерминированных, а так же устойчивых с высоким уровнем помех в выходном канале,

полученные при непосредственном участии Курганкина В.В., использованы при разработке монтажного робота. После внедрения подхода и алгоритма идентификации объекта управления была получена математическая модель монтажного робота для дальнейшего синтеза системы автоматического управления. Внедренный подход и алгоритм идентификации сократили сроки разработки монтажного робота при доведении его до промышленного образца за счет автоматического выполнения процедуры идентификации и минимизации участия разработчика в этом процессе.

Начальник конструкторского отдела

И.С. Ильченко

Начальник отдела АСУ

Д.В. Моисеев

ПРИЛОЖЕНИЕ 5

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ



федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования

**«НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
ТОМСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»**

Ленина пр., 30, Томск, 634050, тел. (3822) 60-63-33, (3822) 70-17-79, факс (3822) 56-38-65,
E-mail: tpu@tpu.ru ОКПО 02069303, ОГРН 1027000890168, ИНН/КПП 7018007264/701701001, БИК
046902001

№ _____
На № _____ от _____



«УТВЕРЖДАЮ»

И.о. проректора по научной
работе и инновациям Томского
политехнического университета

Байдали С.А.

« » _____ 2014 г.

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы аспиранта Томского политехнического университета Курганкина Виктора Витальевича на тему «Управление системой позиционирования объекта с использованием информации о непосредственном воздействии на него оператором» в учебном процессе.

Результаты диссертационной работы:

- способ управления перемещением грузов подъемно-транспортным оборудованием на основе принципа обезвешивания;
- подход к идентификации на основе экспериментальных характеристик линейных непрерывных неустойчивых объектов, относящийся к классу одномерных, стационарных, детерминированных, а так же устойчивых с высоким уровнем помех в выходном канале,

полученные при непосредственном участии Курганкина В.В., использованы в учебном процессе кафедры теоретической и прикладной механики Томского политехнического университета при выполнении студентами научно-исследовательской работы, курсовых проектов и выпускных квалификационных работ.

Директор Института физики высоких технологий

А.Н. Яковлев

Зав. кафедрой теоретической и прикладной механики

Ф.А. Симанкин