

федеральное государственное автономное образовательное учреждение  
высшего образования  
«Национальный исследовательский Томский политехнический университет»

*На правах рукописи*

**Михалевич Сергей Сергеевич**

**ЧАСТОТНЫЙ МЕТОД ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА ПИД-  
РЕГУЛЯТОРА ДЛЯ СТАЦИОНАРНЫХ, ИНТЕРВАЛЬНЫХ И  
МНОГОСВЯЗНЫХ САУ**

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

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:  
канд. техн. наук С.А. Байдали

Томск – 2015 г.

## СОДЕРЖАНИЕ

|   |    |
|---|----|
| ВВЕДЕНИЕ.....   | 5  |
| 1 Анализ типовых объектов в химической промышленности, описание характеристик САУ и методов параметрического синтеза ПИД-регуляторов .. | 13 |
| 1.1 Анализ типовых объектов управления в химической промышленности..  | 13 |
| 1.1.1 Анализ блока центробежных экстракторов как объекта управления.....  | 14 |
| 1.1.2 Анализ лабораторной установки САУ уровнем воды в баке как объекта управления .....  | 18 |
| 1.1.3 Анализ трубчатого электрического нагревателя как объекта управления   | 20 |
| 1.1.4 Анализ ректификационного колонного аппарата как объекта управления .....  | 21 |
| 1.1.5 Обобщающие выводы по характеристикам объектов химических производств.....   | 23 |
| 1.2 Показатели качества, устойчивости и робастности систем автоматического управления .....   | 26 |
| 1.3 Оценка существующих методов анализа САУ .....   | 33 |
| 1.4 Обзор методов настройки ПИД-регуляторов в одноконтурных САУ .....   | 35 |
| 1.4.1 Графические методы.....   | 36 |
| 1.4.2 Аналитические методы.....   | 39 |
| 1.4.3 Методы, основанные на правилах.....   | 41 |
| 1.4.4 Оптимизационные методы.....   | 44 |
| 1.5 Выводы по главе.....  | 45 |
| 2 Параметрический синтез ПИД-регулятора .....   | 48 |
| 2.1 Постановка задачи синтеза ПИД-регулятора.....   | 48 |
| 2.2 Разработка критерия минимального значения перерегулирования в частотной области .....   | 49 |
| 2.3 Разработка методики параметрического синтеза ПИД-регулятора.....  | 51 |
| 2.4 Методика синтеза ПИД регулятора на основе задания частоты среза и запаса устойчивости по фазе.....                                  | 56 |

|       |   |     |
|-------|---|-----|
| 2.5   | Исследование разработанной методики .....   | 56  |
| 2.6   | Сравнительный анализ предложенной методики .....  | 62  |
| 2.7   | Разработка методики параметрического синтеза ПИД-регуляторов в интервальных системах .....                                  | 65  |
| 2.7.1 | Методы исследования интервальных систем.....  | 66  |
| 2.7.2 | Постановка задачи синтеза ПИД-регулятора в интервальных одноконтурных САУ .....   | 70  |
| 2.7.3 | Исследование взаимосвязей частотных характеристик САУ с областью в координатах время регулирования – перерегулирование..... | 71  |
| 2.7.4 | Методика синтеза ПИД-регулятора в интервальных системах .....   | 79  |
| 2.8   | Выводы по главе.....  | 80  |
| 3     | Разработка методики параметрического синтеза ПИД-регуляторов в многосвязных САУ .....                                       | 82  |
| 3.1   | Постановка задачи синтеза ПИД-регуляторов в многосвязных САУ .....  | 84  |
| 3.2   | Способы синтеза ПИД-регуляторов в многосвязных системах.....  | 85  |
| 3.2.1 | Метод введения компенсирующих устройств .....   | 88  |
| 3.2.2 | Метод, основанный на «эффективной передаточной функции разомкнутого контура» .....  | 90  |
| 3.3   | Методика параметрического синтеза ПИД-регуляторов для многосвязных САУ .....  | 94  |
| 3.4   | Сравнительный анализ методов параметрического синтеза ПИД-регуляторов для многосвязных САУ .....                            | 95  |
| 3.5   | Выводы по главе.....  | 100 |
| 4     | Проведение экспериментальных исследований .....   | 102 |
| 4.1   | Разработка программы структурного и параметрического синтеза систем автоматического управления .....                        | 103 |
| 4.2   | Параметрический синтез САУ уровнем воды в баке .....  | 105 |
| 4.3   | Параметрический синтез САУ температурой трубчатого электрического нагревателя.....  | 107 |
| 4.4   | Синтез системы управления блоком центробежных экстракторов .....  | 110 |

|  |     |
|--|-----|
| 4.4.1 Идентификация объекта управления .....           | 110 |
| 4.4.2 Синтез САУ концентрацией урана в экстракте ..... | 114 |
| 4.5 Выводы по главе.....                               | 119 |
| ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....                                       | 121 |
| СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ.....                  | 126 |
| ПРИЛОЖЕНИЕ А .....                                     | 143 |
| ПРИЛОЖЕНИЕ Б.....                                      | 146 |
| ПРИЛОЖЕНИЕ В .....                                     | 148 |
| ПРИЛОЖЕНИЕ Г .....                                     | 149 |

## ВВЕДЕНИЕ

**Актуальность работы.** В настоящее время теория автоматического управления охватывает широкий спектр задач, таких как структурный синтез систем автоматического управления (САУ), параметрический синтез регуляторов, идентификацию объектов управления, анализ качества и устойчивости систем.

Ввиду популяризации идеи оптимизации производств в целях минимизации промышленных затрат и повышения производительности, очевидным направлением решения является увеличение точности регулирования. В настоящее время существует целый ряд разнообразных законов управления (на основе нечеткой логики [1, 2], моделей с предсказанием [3, 4], классических законов управления [5–10] и др.). Несмотря на высокое качество управления, современные методы в большинстве случаев, не находят широкого применения в производстве в виду сложности процесса настройки регуляторов, необходимости более тщательного изучения объектов управления, построения более точных математических моделей и существенных производственных ограничений накладываемых на внедрение системы управления. Согласно исследованиям, представленным в работе [11], классические ПИ и ПИД-регуляторы составляют более 90 % всех промышленных регуляторов. По сравнению с другими типами регуляторов, ПИД-регуляторы обладают более широкими возможностями для настройки систем с большим транспортным запаздыванием, что характерно для производств атомной и химической промышленности в целом. На основании этого одним из актуальных направлений теории автоматического управления является параметрический синтез типовых ПИД-регуляторов.

С конца 40х годов прошлого века уделяется значительное внимание решению вопроса о поиске «золотой середины» между скоростью и точностью регулирования, а так же запасами устойчивости САУ. Первые работы, в частности метод Циглера-Никольса [12], были основаны на некоторых универсальных правилах определения параметров настройки ПИД-регуляторов.

В настоящее время такие методы получили широкую популярность при первоначальной настройке регуляторов, благодаря простоте и низким требованиям к точности идентификации обобщенного объекта управления. Но, несмотря на видимые преимущества данных методов, получаемые с их помощью переходные процессы в системах автоматического управления, не являются оптимальными с точки зрения типовых прямых и косвенных показателей качества.

В действительности, задача параметрического синтеза ПИД-регуляторов не имеет единственно верного решения, и сопряжена с требованиями, предъявляемыми к конкретному производству. Так, например, для большого числа обобщенных объектов управления характерно проявление нелинейных свойств, обусловленных изменениями окружающих условий, действиями возмущений, технологическими факторами, погрешностью измерений и т.д. Все это затрудняет использование линейных законов управления такими объектами. Задача описания объекта управления, обладающего нелинейными свойствами, может быть решена путем задания интервальных коэффициентов передаточной функции, в связи с этим синтезируемая система должна не только обеспечивать устойчивость во всем диапазоне варьирования параметров объекта управления, но и обеспечивать соответствие САУ технологическому регламенту.

Помимо представленных выше задач, зачастую объект управления имеет несколько входных и выходных величин, оказывающих влияние друг на друга. Решению проблемы управления такими объектами посвящено значительное количество как отечественных (наибольшее количество работ представлено Институтом проблем управления им. В.А. Трапезникова Российской академии наук), так и зарубежных работ [13–37], в большинстве из которых, предлагается нахождение собственных законов управления для каждого объекта. Ввиду того, что количество САУ на одном производстве может достигать нескольких тысяч, такой подход нецелесообразен, поэтому в последние десятилетия появились работы, предполагающие использование типовых законов управления для объектов с несколькими входами и выходами [29, 31–37].

В связи с этим, в современной теории автоматического управления определился ряд научных направлений для поиска параметров настройки ПИД-регуляторов. К ним относятся обеспечение заданных показателей качества и/или устойчивости САУ, в том числе с использованием оптимизационных подходов, поиска параметров ПИД-регуляторов для интервальных объектов управления и параметрический синтез типовых регуляторов для многосвязных САУ.

Диссертационные исследования были выполнены в рамках хоздоговора с ОАО «Высокотехнологическим научно-исследовательским институтом неорганических материалов имени академика А.А. Бочвара» по теме: «Разработка кода оптимизации и диагностики технологических процессов (КОД ТП)», а также поддержаны грантом на выполнение НИР с Фондом содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере в рамках конкурса «Участник молодежного научно-технического конкурса» («УМНИК») по теме: «Создание программного обеспечения для разработки и моделирования систем управления».

Диссертационная работа посвящена анализу типовых установок химических производств как объектов управления, существующих методов настройки ПИД-регуляторов, разработке частотного критерия для обеспечения минимального значения перерегулирования в системе и созданию на его основе методики параметрического синтеза ПИД-регулятора в стационарных САУ химическими установками, обеспечивающего в системе заданный запас устойчивости по фазе и позволяющего изменять вид переходного процесса за счет изменения частоты среза. В работе предложен способ нахождения оптимального значения запаса устойчивости по фазе и частоты среза для САУ с интервальными параметрами. Представленная в работе методика адаптирована для объектов с множеством входов/выходов (многосвязных объектов).

**Целью работы** является определение параметров настройки ПИД-регулятора для обеспечения минимального перерегулирования и времени регулирования в системе автоматического управления химическими установками.

Для достижения поставленной цели были решены **задачи**, а именно:

- проведен анализ типовых установок химических производств как технологических объектов управления;
- разработан частотный критерий, обеспечивающий минимальное значение перерегулирования в САУ для заданного запаса устойчивости по фазе на выбранной частоте среза;
- разработана методика настройки ПИД-регулятора для стационарной САУ химическими установками;
- определён оптимальный диапазон значений величин отношения постоянной времени обобщенного объекта управления к его запаздыванию;
- разработана методика поиска оптимальных значений (с точки зрения функции чувствительности и интегрального показателя качества) частоты среза и запаса устойчивости по фазе.
- разработана методика настройки ПИД-регуляторов для многосвязных САУ химическими установками.

**Методология и методы исследования.** Для достижения сформулированной цели и решения поставленных задач в работе использованы методы теории автоматического управления, численной оптимизации. Для экспериментальных исследований анализируемых и синтезируемых систем, моделей систем управления было использовано собственное, разработанное в ходе диссертационной работы, программное обеспечение, а также программное обеспечение в среде MATLAB.

**Научная новизна.** Диссертационная работа посвящена разработке методик настройки ПИД-регуляторов для стационарных, интервальных и многосвязных САУ, на основе частотного анализа. При этом получены следующие новые научные результаты:

- частотный критерий, выполнение которого обеспечивает минимальное значение перерегулирования в одноконтурной системе;
- методика параметрического синтеза ПИД-регулятора для стационарной САУ химическими установками, позволяющая обеспечить

заданный запас устойчивости по фазе и предоставляющая возможность изменять скорость переходных процессов за счет изменения частоты среза;

– функционал, обеспечивающий нахождение оптимальных значений запаса устойчивости по фазе и частоту среза для САУ с интервальными параметрами;

– методика параметрического синтеза ПИД-регуляторов для многосвязных САУ химическими установками.

**Теоретическая и практическая значимость.** Разработанные методики параметрического синтеза ПИД-регулятора могут быть использованы для получения настроек регуляторов в стационарных, интервальных и многосвязных САУ, обеспечивающих заданный запас устойчивости в системе. За счет изменения частоты среза инженер-проектировщик может добиться желаемых временных показателей качества. Разработанные методы синтеза ПИД-регуляторов реализованы в собственно разработанном программном обеспечении, предназначенном для структурного и параметрического синтеза САУ, а также в среде MATLAB.

Предлагаемые методики синтеза ПИД-регулятора в стационарных, интервальных и многосвязных САУ могут быть рекомендованы для применения научно-исследовательскими и проектными институтами, наладочными организациями.

**Внедрение работы.** Разработанные методики параметрического синтеза ПИД-регулятора встроены в успешно используемое в настоящее время программное средство для расчета значений параметров регуляторов в системах автоматического регулирования технологических процессов в ООО «НПП Кавитон», г. Томск. Помимо этого, программное средство было использовано организацией ОАО «Высокотехнологический научно-исследовательский институт неорганических материалов имени академика А.А. Бочвара» для параметрического синтеза САУ блоком центробежных экстракторов. Результаты исследований и разработок, представленных в диссертационной работе, использованы в учебном процессе кафедры «Электроники и автоматики физических установок (ЭАФУ)» Физико-

технического института Национального исследовательского Томского политехнического университета.

Практическое применение результатов диссертационных исследований подтверждается соответствующими актами о внедрении.

**Основные положения, выносимые на защиту:**

– анализ типовых установок химических производств как технологических объектов управления, результатом которого является заключение о возможности описания объектов химических производств, как линейными моделями, так и линейными моделями с интервальными параметрами;

– критерий минимального значения перерегулирования в САУ, обеспечивающей заданный запас устойчивости по фазе на выбранной частоте среза;

– методика параметрического синтеза ПИД-регулятора для стационарной САУ химическими установками, на основе задания желаемых значений частоты среза и запаса устойчивости в системе;

– функционал, обеспечивающий поиск оптимальных (с точки зрения функции чувствительности и интегрального показателя качества) значений частоты среза и запаса устойчивости по фазе в интервальных системах;

– методика расчета параметров настройки ПИД-регуляторов для многосвязных САУ химическими установками.

**Достоверность результатов** подтверждается корректностью исходных математических положений и обоснованностью принятых допущений, а также успешным внедрением в учебный, научный и технологический процессы.

**Апробация работы.** Основные положения и результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на следующих конференциях:

• VII Международная конференция «Автоматизированные информационные и управляющие системы 2012: от А до Я», г. Москва, 2012;

• XIX Международная научно-практическая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Современные техника и технологии», г. Томск, 2013;

- VIII Международная конференция «Автоматизированные информационные и управляющие системы 2012: от А до Я», г. Москва, 2013;
- Международная научно-практическая конференция «Перспективы развития науки и образования», г. Тамбов, 2013;
- XII International Conference on Chemical & Process Engineering (ICheaP12), г. Милан, Италия, 2015.

По теме диссертационной работы опубликовано 15 работ, в том числе 10 статей в изданиях, рекомендованных ВАК, одна статья в зарубежном журнале и одна в зарубежном высокорейтинговом журнале.

Автор диссертационной работы принимал непосредственное участие в общей постановке задач, в проведении аналитического обзора по теме диссертации, разработке и исследовании критериев и методов настройки ПИД регуляторов в стационарных, интервальных и многосвязных САУ, проведении экспериментальных исследований, анализе, интерпретации и обобщении полученных результатов, написании статей, докладов, формулировании научных положений, выносимых на защиту, и выводов. Личный вклад автора диссертации в получение результатов приведенных исследований и разработок составляет не менее 60 %.

В первой главе производится исследование нескольких типовых объектов химической промышленности как объектов управления, детальный анализ показателей качества, критериев и методов настройки ПИД-регуляторов применяемых в настоящее время. Рассматриваются достоинства и недостатки критериев и методов параметрического синтеза ПИД-регуляторов. Глава завершается выводами об общих характеристиках установок химической промышленности и о целесообразности использования частотных критериев для параметрического синтеза регуляторов. Вторая глава посвящена разработке частотного критерия, связывающего АФЧХ с одним из прямых показателей качества – коэффициентом перерегулирования. На основе этого критерия, а также известной методики поиска параметров ПИ-регулятора была предложена методика настройки ПИД-регулятора, варьируемыми параметрами которого

являются желаемые значения запаса устойчивости по фазе и частоты среза. Произведено исследование и сравнительный анализ предложенной методики. Описаны существующие методы анализа интервальных систем и предложена методика параметрического синтеза ПИД-регулятора в данных системах. В третьей главе ставится задача поиска параметров настройки ПИД-регуляторов в многосвязных системах. Производится сравнительный анализ и выбор оптимального способа представления аппроксимации многоканального объекта звеньями с одним входом и одним выходом. Представлена методика применения разработанного метода настройки ПИД-регулятора для многосвязных объектов управления. Проведены теоретические исследования на моделях двух ректификационных колонн, предназначенных для разделения смеси метанола и воды. Четвертая глава посвящена практическому применению предлагаемых методик параметрического синтеза в стационарных (на примере САУ уровнем воды в баке) и интервальных (на примере САУ температурой трубчатого электронагревателя) САУ. Представлено краткое описание разработанного программного средства для структурного и параметрического синтеза САУ. Проведена идентификация, разрабатываемой в настоящее время экстракционной установки, являющейся частью лабораторного аффинажного стенда, предназначенного для отработки экстракционно-кристаллизационной технологии переработки отработавшего ядерного топлива реакторной установки БРЕСТ-ОД-300. Проведен параметрический синтез ПИД-регулятора и произведено теоретическое испытание САУ.

## **1 Анализ типовых объектов в химической промышленности, описание характеристик САУ и методов параметрического синтеза ПИД-регуляторов**

В теории автоматического управления для оценки САУ принято использовать такие понятия как качество, устойчивость и робастность [13].

Качество системы управления определяется совокупностью свойств, обеспечивающих эффективное функционирование, как самого объекта управления, так и всей системы в целом. Свойства, составляющие эту совокупность, выраженные в количественных оценках, называют показателями качества системы управления [5, 6].

Робастность означает малое изменение выхода замкнутой системы управления при малом изменении параметров объекта управления [7].

В данной главе рассмотрен ряд типовых установок химической промышленности с целью определения общих характеристик. Приведены конструкции нескольких аппаратов, проведен их анализ как объектов управления. Помимо описания технологических схем функционирования установок, проведен анализ существующих критериев оценки качества и робастности САУ. Сделаны выводы о целесообразности использования различных подходов к оценке САУ, а также параметрическому синтезу ПИД-регуляторов.

### **1.1 Анализ типовых объектов управления в химической промышленности**

На сегодняшний день количество всевозможных аппаратов химической промышленности огромно. Поэтому было принято решение произвести анализ лишь несколько типовых установок как объектов управления. В перечень этих аппаратов входит: установка жидкостной экстракции – блок центробежных экстракторов, установка по перегонке жидкостей – два однотипных вида ректификационных колонн. На производстве, помимо автоматизации

непосредственно химических установок, необходимо производить параметрический синтез типовых локальных контуров, которые отвечают за поддержание заданных уровней жидкости, температуры, давления и т.п. По этой причине в число рассматриваемых типовых объектов вошли две лабораторные установки: «САУ уровнем воды в баке» и «САУ температурой трубчатого электрического нагревателя».

### 1.1.1 Анализ блока центробежных экстракторов как объекта управления

Согласно приказу Госкорпорации «Росатом» от 19.07.2011 г. № 1/619-П «О реализации задачи по разработке реакторов на быстрых нейтронах с замкнутым ядерным топливным циклом», Федеральной целевой программы «Ядерные энерготехнологии нового поколения на период до 2010 – 2015 годов и на перспективу до 2020 года», а также проекта «Новая технологическая платформа: замкнутый ядерно-топливный цикл с реакторами на быстрых нейтронах» в Российской Федерации в настоящее время активно выполняется проект «ПРОРЫВ». В рамках выполнения этого проекта на базе АО «Сибирский химический комбинат» г. Северск планируется разработка аффинажного стенда для отработки гидрометаллургической технологии переработки ОЯТ реакторов на быстрых нейтронах.

Экспериментальный стенд включает в себя следующие установки и вспомогательные (операционные) узлы:

- узел приготовления «теплого» имитатора смеси U-Pu-Np (Am, Tc и продукты деления);
- установку экстракции;
- установку подготовки U-Pu-Np лигатуры для кристаллизационного аффинажа;
- установку кристаллизации;
- установку получения смешанных оксидов из конечного очищенного U-Pu-Np продукта гидрометаллургической переработки.

В качестве объекта управления рассматривается блок центробежных экстракторов.

Каждый операционный узел должен иметь собственную локальную САУ, обеспечивающую выход установки на рабочий режим и компенсацию внешних возмущающих воздействий (изменение концентраций целевых компонентов в исходном перерабатываемом растворе и др.) [14].

Целью экстракционных установок является извлечение урана и плутония из исходного раствора. Их аппаратное оформление представлено малогабаритными экстракторами марки ЭЦР-33 (центробежный экстрактор радиохимического исполнения) [15].

Принцип работы аппарата основан на проведении двух основных технологических операций: перемешивания исходных жидкостей в смесительной камере для обеспечения массопереноса и разделения образовавшейся эмульсии в роторе для получения чистых фаз. Поэтому условно разделим данный аппарат на две части, одна – смесительная, вторая – разделительная (см. рисунок 1.1).

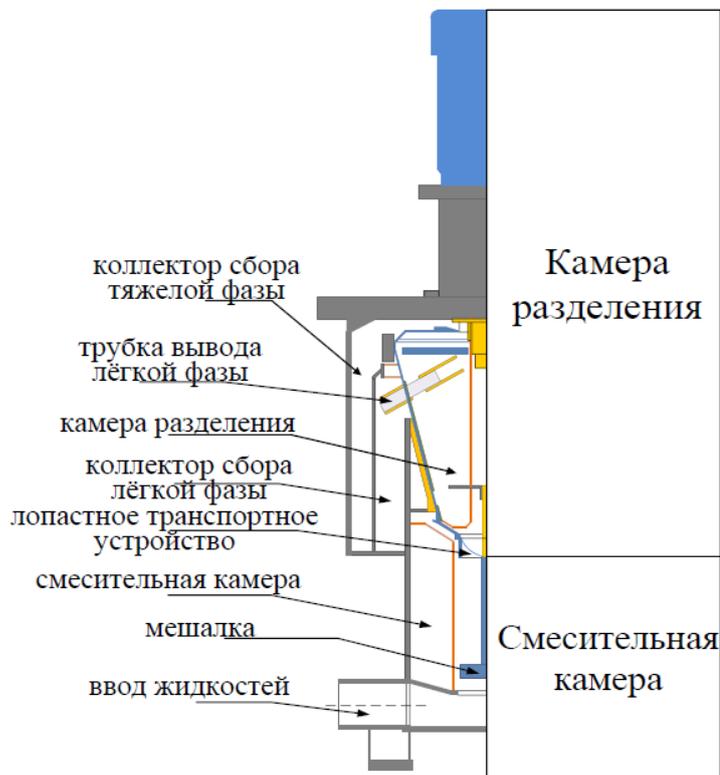


Рисунок 1.1 – Схема центробежного экстрактора

Уровень эмульсии в смесительной камере поддерживается с помощью лопастного транспортного устройства, который подает эмульсию в камеру разделения. Под действием центробежного поля происходит разделение эмульсии на тяжелую и легкую фазы. Тяжелая фаза через гидрозатвор выводится из ротора в коллектор сбора тяжелой фазы и далее через вертикальный канал и соответствующий патрубок из аппарата. Легкая фаза выводится через трубки вывода легкой фазы в коллектор сброса легкой фазы и далее аналогично из аппарата. Для регулировки положения поверхности раздела фаз в камере разделения трубки вывода легкой фазы имеют регулировку радиуса перелива легкой фазы.

После запуска привода аппарата исходные жидкости подаются в смесительную камеру, где перемешиваются мешалкой, при этом образуется эмульсия и происходит процесс массопереноса.

Схема блока, состоящего из 12 ступеней экстракции, представлена на рисунке 1.2.

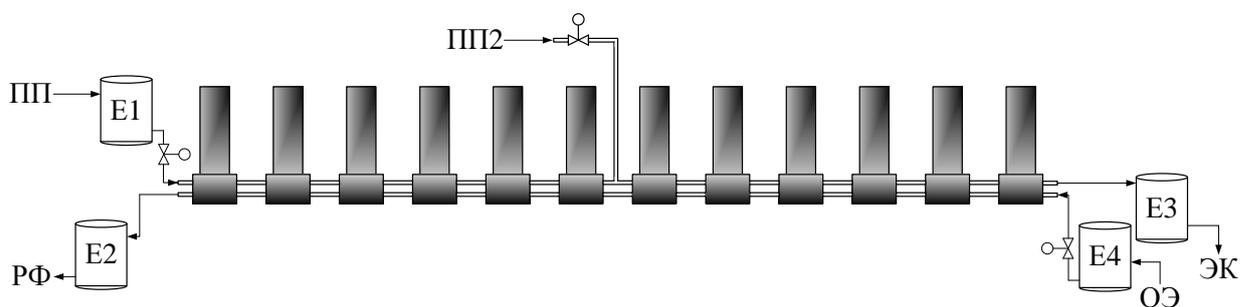


Рисунок 1.2 – Экстракционный блок

Перерабатываемый продукт (ПП) подается на вход установки из питательной емкости E1 при помощи насоса обеспечивающего заданный расход раствора. Одновременно с этим, из емкости E4 в последнюю ступень каскада подается оборотный экстрагент (ОЭ). Экстракция урана осуществляется в противотоке. Экстракт (ЭК) из емкости E3 передается на узел жидкостной хроматографии. Для организации экстракционного процесса переработки в качестве экстрагента используется 30 % раствор трибутилфосфата в

углеводородном разбавителе. Также предусмотрена возможность подачи в 7 ступень блока дополнительного перерабатываемого продукта (ПП2).

Входными потоками установки являются ПП, ПП2 и ОЭ. Выходными потоками – экстракт, содержащий извлеченные уран и плутоний из ПП, и рафинат (РФ), в котором содержатся нецелевые компоненты и неэкстрагированные уран и плутоний. Согласно техническому заданию [15] максимальные концентрации урана и плутония не должны превышать  $4 \cdot 10^{-6}$  % и  $4 \cdot 10^{-5}$  % от соответствующих концентраций в ПП.

Управляющим воздействием, согласно работе [16], выступает расход ПП. Возмущающими воздействиями являются концентрация U и Pu в ПП, а также расход и концентрация U и Pu в ПП2.

В работе [16] приведено обоснование того, что в статическом режиме равны расходы ПП и РФ, а также расходы ОЭ и ЭК между собой, поэтому во избежание опустошения емкости с ЭК на выходе экстракционной установки было решено производить управление потоком ПП. При этом поток ОЭ считается постоянным.

В диссертационной работе [16] показано, что центробежный экстрактор может быть описан передаточной функцией не выше третьего порядка с запаздыванием, причем постоянная времени как минимум на порядок больше времени запаздывания (в окрестности рабочей точки).

Если же рассматривать весь допустимый диапазон работы экстрактора, то он может быть представлен передаточной функцией первого или второго порядка с запаздыванием с интервальными параметрами [16–18].

Процедура идентификации рассматриваемого в диссертационной работе экстракционного блока представлена в пункте 4.4.1.

### 1.1.2 Анализ лабораторной установки САУ уровнем воды в баке как объекта управления

Лабораторная установка предназначена для отработки технологии водоочистки с применением съемных фильтров и для отладки САУ уровнем воды в баке. Она состоит из двух баков, соединенных двумя трубопроводами в каждый из которых установлены клапан и насос. Упрощенная схема лабораторной установки представлена на рисунке 1.3. Целью регулирования является поддержание заданного уровня воды в верхнем баке.

Лабораторный комплекс «САУ уровнем воды в баке» реализован на контроллере Siemens серии S7-300. Для реализации процесса ввода/вывода информации предусмотрена рабочая станция с пакетом WinCC 6.2. рабочая станция предназначена для контроля состояния системы, дистанционного управления оборудованием.

Во встроенные к CPU 314-2DP аналоговые каналы подключены датчики следующих параметров:

- Расход на подаче;
- Уровень в верхнем баке.

С помощью встроенных выходных аналоговых каналов к CPU 314-2DP осуществляется управление насосом на подаче и клапаном на подаче, а с помощью выходных дискретных каналов – включение и выключение всех исполнительных механизмов комплекса:

- Насос на подаче;
- Насос на сливе.

Через выходной аналоговый модуль SM 322 осуществляется управление насосом на сливе, клапаном на сливе.

Связь с рабочей станцией осуществляется через модуль CP 343-1 LEAN по Ethernet.

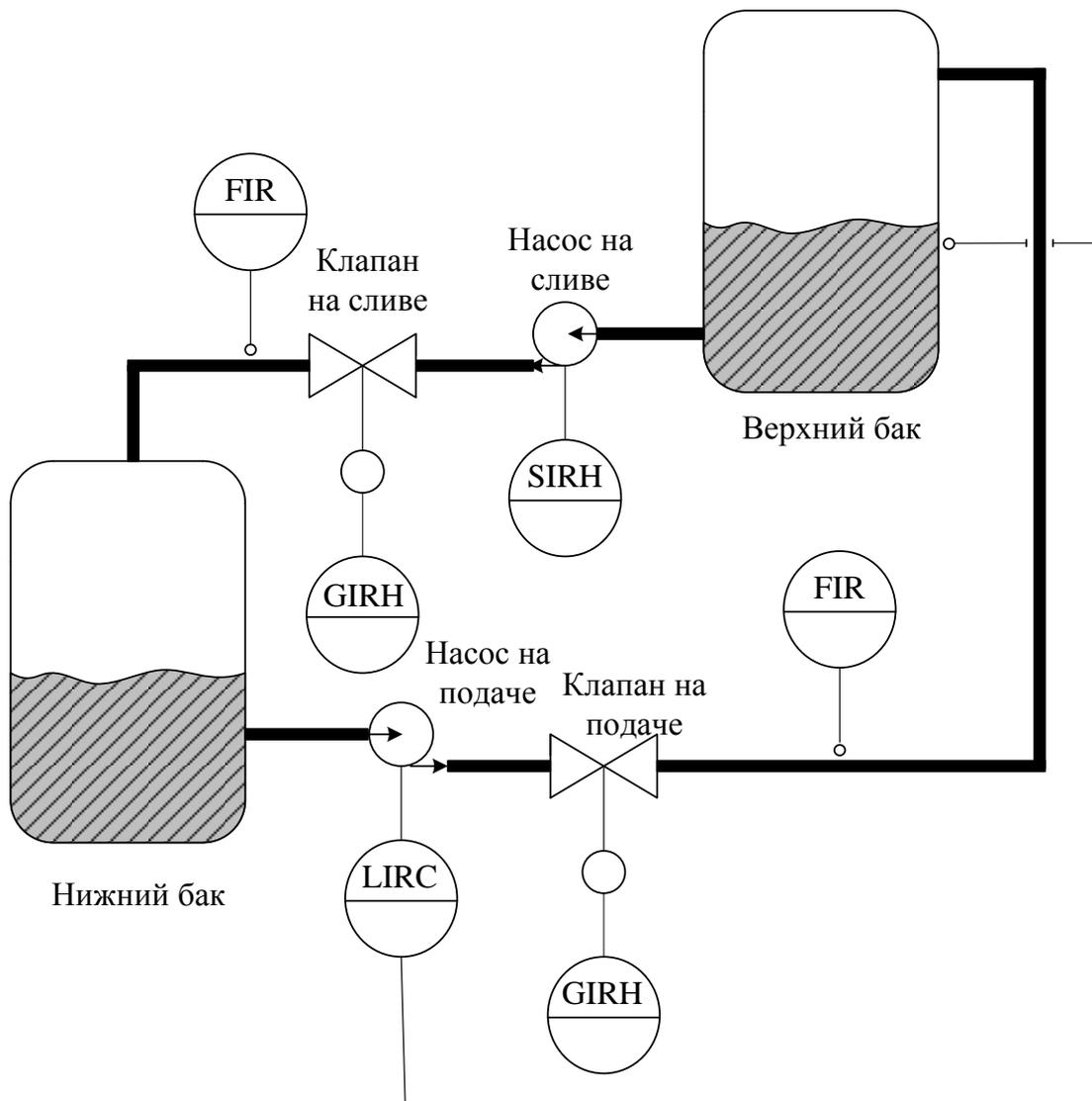


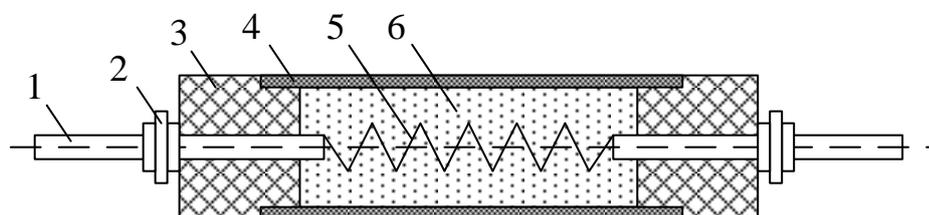
Рисунок 1.3 – Упрощенная схема лабораторной установки «САУ уровнем воды в баке»

В качестве управляющего воздействия для системы управления уровнем жидкости в верхнем баке была выбрана частота работы насоса на подаче. Тогда к возмущающим воздействиям можно отнести степень открытия клапана на подаче, частоту работы насоса на сливе, степень открытия клапана на сливе.

Обобщенный объект управления может быть представлен интегрирующим звеном с запаздыванием, где постоянная времени интегрирования много больше времени запаздывания ввиду большого объема верхнего бака.

### 1.1.3 Анализ трубчатого электрического нагревателя как объекта управления

Трубчатый электрический нагреватель (ТЭН) в настоящее время является типовым объектом управления в химической промышленности. Они предназначены для нагрева различных сред путем конвекции, теплопроводности и излучения посредством преобразования электрической энергии в тепловую. ТЭНы применяются в теплообменниках, дистилляторах, плавления легкоплавких материалов и т.д. Конструкция типового ТЭНа представлена на рисунке 1.4.



1 – контактный стержень, 2 – контактные гайки и шайбы, 3 – изолятор, 4 – трубчатая оболочка, 5 – нагревательная спираль, 6 – наполнитель

Рисунок 1.4 – Упрощенная конструкция типового ТЭНа

Согласно физическим принципам функционирования и конструкции ТЭНа, управляющей координатой является напряжение, подаваемое на нагреватель. Возмущающим воздействием принято считать изменение температуры среды, в которой работает ТЭН. Целью управления является поддержание заданной температуры.

В работе [38] показано, что трубчатый электрический нагреватель может быть с высокой точностью описан передаточной функцией первого порядка. Он также обладает значительной инерционностью, а также обладает нелинейной характеристикой напряжение – температура ТЭНа.

В работе [39] показано, что некоторые нелинейные объекты могут быть описаны передаточными функциями с интервальными параметрами. К этим объектам можно отнести ТЭН, работающий в заданном диапазоне, при условии,

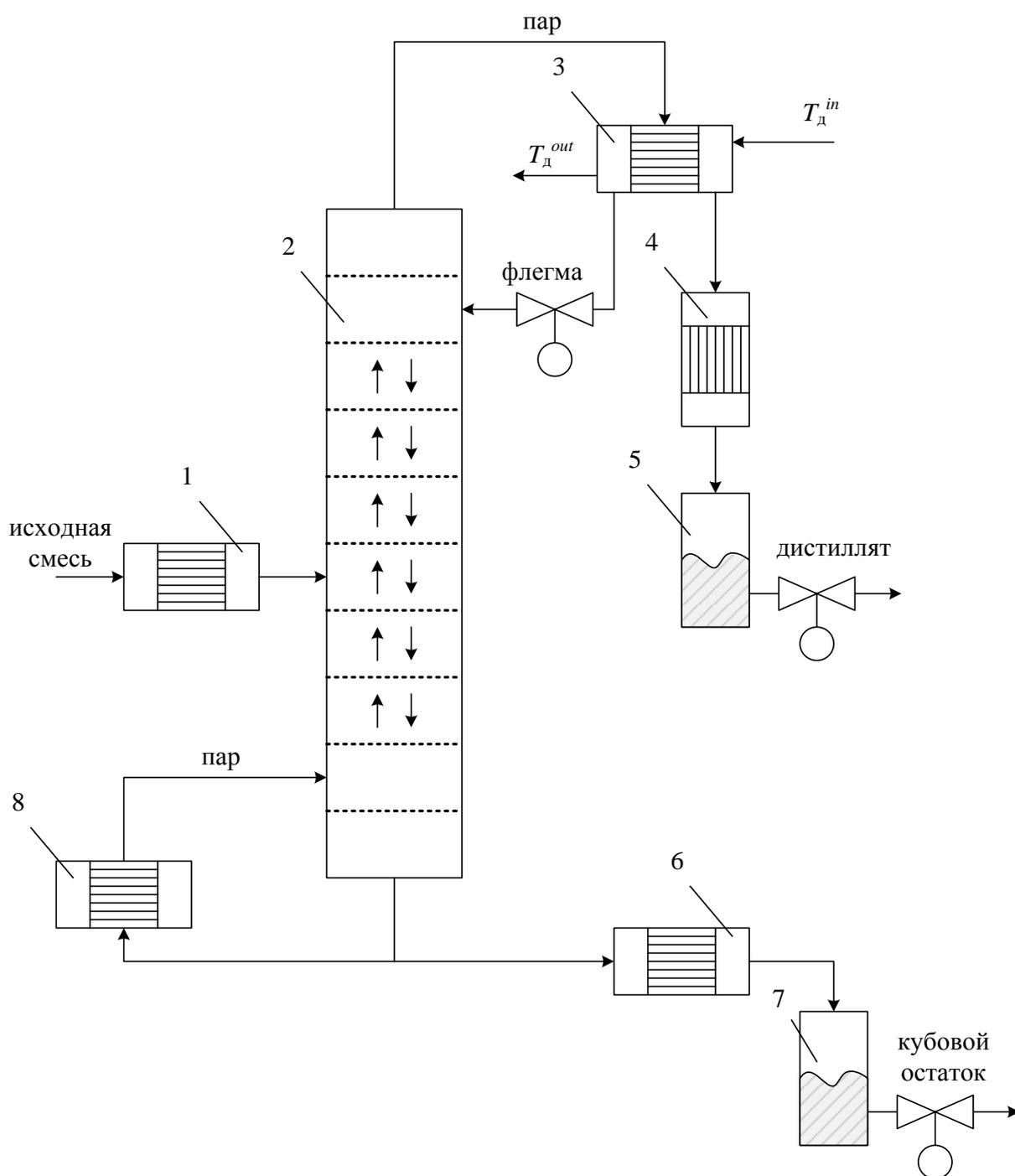
что его статический коэффициент усиления не меняет свой знак на этом диапазоне.

#### 1.1.4 Анализ ректификационного колонного аппарата как объекта управления

Дистилляция, как частный случай ректификации, является одним из самых распространенных технологических процессов в химической, нефтяной и других отраслях промышленности. Поэтому анализ установок производящих разделение смеси путем перегонки (дистилляции) необходим для определения общих свойств объектов химической технологии.

Процесс промышленной дистилляции производится с помощью вертикально расположенных ректификационных колонн. Типовая схема процесса ректификации представлена на рисунке 1.5.

Условно ректификационная колонна состоит из двух частей: концентрационной (укрепляющей части колонны) и отгонной секции. В тарелку питания подается исходная смесь. Из концентрационной части пар (насыщенный низкокипящим компонентом) передается в конденсатор (дефлегматор), после которого флегма поступает обратно в верхнюю часть колонны (для более качественного разделения на фракции), а дистиллят охлаждается и поступает в специальную емкость. Жидкость, выходящая из нижней части колонны, близкая по составу к высококипящему компоненту также делится на две части. Одна часть направляется в кипятильник, а другая – кубовый остаток, после охлаждения водой в холодильнике, направляется в сборник кубового остатка. На практике, возможны различные вариации этой схемы, исключаящие холодильные установки, подогреватели исходной смеси и т.д.



1 – подогреватель исходной смеси, 2 – колонна, 3 – конденсатор (дефлегматор), 4, 6 – холодильные установки, 5, 7 – сборники, 8 – кипятильник

Рисунок 1.5 – Принципиальная схема ректификационного аппарата

В большинстве работ зарубежных исследователей для синтеза систем автоматического управления используют два вида ректификационных колонн: 24 тарельчатый колонный аппарат (VL) разделения смеси метанола и воды [40],

описываемый матрицей передаточных функций (1.1) и ректификационный 8 тарельчатый колонный аппарат (*WB*) для разделения смеси метанола и воды [41], описываемый матрицей передаточных функций (1.2).

$$G_{VL}(s) = \begin{pmatrix} \frac{-2,2e^{-s}}{7s+1} & \frac{1,3e^{-0,3s}}{7s+1} \\ \frac{-2,8e^{-1,8s}}{9,5s+1} & \frac{4,3e^{-0,35s}}{9,2s+1} \end{pmatrix}. \quad (1.1)$$

$$G_{WB}(s) = \begin{pmatrix} \frac{12,8e^{-s}}{16,7s+1} & \frac{-18,9e^{-3s}}{21s+1} \\ \frac{-6,6e^{-7s}}{10,9s+1} & \frac{-19,4e^{-3s}}{14,4s+1} \end{pmatrix}. \quad (1.2)$$

Оба колонных аппарата имеют по две управляемых и управляющих координаты. В качестве управляемых координат выступают концентрации метанола и воды на выходе аппарата, в качестве управляющих воздействий – температура кипятильника и температура стенок дефлегматора. За возмущающее воздействие может быть принята температура исходной смеси.

#### 1.1.5 Обобщающие выводы по характеристикам объектов химических производств

На основании приведенной выше информации можно сделать вывод о том, что объектами управления на химическом производстве служат совершенно разные, с точки зрения физических принципов функционирования, объекты. Но с точки зрения теории автоматического управления, их можно разделить всего на два крупных класса: объекты, проявляющие линейные свойства, и объекты, их не проявляющие (обладающие нелинейной характеристикой по каналу управления). И те, и другие зачастую можно представить в виде передаточной функции. Первые – стационарной передаточной функцией, последние – передаточной функцией с интервально-заданными параметрами, при условии постоянства знака статического коэффициента усиления. Это требование

возникает из-за того, что при смене знака статического коэффициента передачи объекта в системе с ПИД-регулятором, отрицательная обратная связь станет положительной, что приведет к неустойчивости САУ.

Дополнительно, к приведенным в пунктах 1.1.1 – 1.1.4 установок, были рассмотрены работы, посвященные математическому моделированию, синтезу САУ объектами химических производств (среднетемпературным электролизером производства фтора, экстракционными и реэкстракционными колоннами, а также установкой водородного восстановления кремния) [16–18, 42–44].

В частности, в работе, посвященной разработке математической модели среднетемпературным электролизером на основе анализа баланса напряжения и зависимости удельной проводимости от концентрации электролита определенная по экспериментальным данным, получена статическая математическая модель для канала по концентрации фтороводорода [42]. Из статической модели были получены коэффициенты для динамической модели, составленной на основе уравнений электростатики, гидродинамики и электрохимии [43]. Произведена аппроксимация динамической модели звеном первого порядка с запаздыванием. Произведен последующий синтез систем автоматического управления среднетемпературным электролизером [42].

Экстракционные процессы, реализуемые на экстракционных и реэкстракционных колоннах, были рассмотрены в диссертационных исследованиях [17, 18]. В них были составлены динамические модели экстракционных процессов на основе уравнения материального баланса и диффузионной кинетики. Проведена линеаризация процесса. Результатом явилась усредненное значение коэффициентов апериодического звена второго порядка. Проведен структурный и параметрический синтез САУ. Доказана работоспособность предложенной САУ.

В работе [44] предложена математическая модель установки водородного восстановления кремния (УВВ) и произведен расчет радиального распределения температуры в кремниевых стержнях при их резистивном нагреве переменным

током высокой частоты. Математическая модель УВВ основана на уравнении кинетики химической реакции водородного восстановления трихлорсилана, а также уравнении материального баланса. Расчет распределения температура в кремниевых стержнях был выполнен с учетом диффузии молекул к поверхности стержня на основе нестационарного уравнения теплопроводности. Линеаризация по каналу «ток-сопротивление» была выполнена для нескольких рабочих точек. Результатом линеаризации стала возможность описания процесса стационарной или интервальной передаточной функцией первого порядка без запаздывания. Для управления данной установкой была предложена адаптивная САУ с переменными параметрами регулятора.

Таким образом, исходя из анализа рассмотренных в пунктах 1.1.1 – 1.1.4 установок и проведенного литературного обзора посвященного анализу, разработке математических моделей установок химических производств и синтезу САУ [16–18, 42–44], можно заключить, что типовые объекты химической промышленности могут быть описаны звеньями не выше третьего порядка, а также могут характеризоваться наличием запаздывания [38]. Запаздывание может быть как непосредственно в самом объекте управления, так и проявляться за счет аппроксимации переходного процесса динамическим звеном низкого порядка. В случае проявления нелинейных свойств объектом управления, их наличие может быть учтено при синтезе регулятора за счет задания интервальной передаточной функции объекта управления.

В свою очередь при синтезе современных САУ химическими установками инженер-проектировщик должен руководствоваться показателями качества, устойчивости и робастности, которые бы удовлетворяли производственному регламенту.

## 1.2 Показатели качества, устойчивости и робастности систем автоматического управления

Показатели качества систем управления можно условно разделить на прямые и косвенные.

Оценки всех прямых показателей качества производятся по графику переходного процесса, вызванного, как правило [9], ступенчатым изменением входного воздействия.

В свою очередь, наибольшее распространение среди прямых показателей качества получили:

- время нарастания  $T_r$ ;
- перерегулирование  $\sigma$ ;
- степень затухания  $\psi$ ;
- колебательность  $f$ ;
- время регулирования  $T_s$ .

Время нарастания – это время необходимое для изменения переходной функции от 10 % до 90 % от ее установившегося значения.

Перерегулирование – это отношение разницы между максимальным и установившимся значением переходной функции к установившемуся значению, выраженное в процентах. Математическая формулировка данного показателя имеет следующий вид:

$$\sigma = \frac{A_1 - c_{ss}}{c_{ss}} \cdot 100\% , \quad (1.3)$$

где  $A_1$  – максимальное значение переходной функции,  $c_{ss}$  – установившееся значение переходной функции.

Время регулирования – это время от момента подачи входного воздействия до момента, когда отклонение от установившегося значения станет меньше определенной величины  $\delta$ . В отечественной литературе при анализе качества систем управления принято брать  $\delta=5\%$  [8, 9]. В зарубежной литературе  $\delta$

обычно принимается равной 2 % [10]. Для определенности, далее по всей работе будем считать  $\delta$  равным 5 %.

Прямым показателем качества является также степень затухания (для колебательных переходных процессов), которая равна отношению разности двух соседних амплитуд колебаний, направленных в одну сторону к первой из них:

$$\psi = \frac{A_1 - A_2}{A_1} = 1 - \frac{A_2}{A_1}, \quad (1.4)$$

где  $A_2$  – амплитуда второго колебания.

Колебательность системы можно оценивать числом переходов управляемой координаты через ее установившееся значение на интервале  $T_s$ . Обычно приемлемым числом колебаний считается  $f = 1, 2$  (допускается до 3, 4 колебаний).

Среди косвенных показателей качества наиболее широко распространенными являются [9]:

- корневые показатели качества;
- интегральные показатели;
- частотные: запас устойчивости по фазе и амплитуде, частота среза, максимальные значения функций чувствительности.

Для анализа качества системы управления на основе корневых показателей находят нули и полюса передаточной функции замкнутой САУ. Полученные корни располагают на комплексной плоскости. Минимальное расстояние ( $\eta$ ) полюсов от мнимой оси характеризует степень устойчивости системы и скорость системы. Приблизительное значение времени регулирования можно оценить по формуле [9]:

$$T_s \approx \frac{3}{\eta}. \quad (1.5)$$

Колебательные свойства системы управления предопределяет  $k$ -ая пара комплексных корней  $\lambda_k = \alpha_k \pm j\beta_k$ , для которой наибольшее отношение  $\mu = \frac{|\beta_k|}{|\alpha_k|}$ .

Максимальное отношение корней называют степенью колебательности. Оно

позволяет приближенно определить верхний предел перерегулирования по соотношению:

$$\sigma < e^{-\frac{\pi}{\mu}}. \quad (1.6)$$

Колебательность и степень затухания (1.4) связаны следующими соотношениями:

$$\psi = 1 - e^{-\frac{2\pi}{\mu}}; \quad \mu = \frac{2\pi}{\ln \frac{1}{1-\psi}}. \quad (1.7)$$

Интегральные показатели не дают возможности непосредственной оценки прямых показателей, но они позволяют сравнивать системы управления между собой.

Наибольшее распространение получили следующие интегральные показатели:

– интеграл от сигнала рассогласования  $IE$ :

$$IE = \int_{t_0}^{\infty} e(t) dt; \quad (1.8)$$

– интеграл от модуля сигнала рассогласования  $IAE$ :

$$IAE = \int_{t_0}^{\infty} |e(t)| dt; \quad (1.9)$$

– интеграл от квадрата сигнала рассогласования  $ISE$ :

$$ISE = \int_{t_0}^{\infty} e^2(t) dt; \quad (1.10)$$

– интеграл от взвешенного по времени абсолютного значения сигнала рассогласования  $ITAE$ :

$$ITAE = \int_{t_0}^{\infty} t |e(t)| dt. \quad (1.11)$$

Частотные показатели качества оценивают по графикам ее частотных характеристик (АФЧХ, АЧХ, ФЧХ, ЛАЧХ, ЛФЧХ) [8, 9].

Для оценки качества систем управления по АЧХ замкнутой САУ используют:

– показатель колебательности  $M$  – это отношение максимального значения амплитудно-частотной характеристики замкнутой системы к ее значению на частоте  $\omega=0$ ;

– частота среза  $\omega_{cp}$  – частота, при которой амплитудно-частотная характеристика системы ( $A_s(j\omega)$ ) принимает значение, равное  $A_s(0)$  [9] или наименьшая частота, где передаточная функция разомкнутой САУ  $G_l(s)$  имеет единичное усиление [10, 45]. Данная частота косвенно характеризует длительность переходного процесса. Например, для объектов управления первого порядка справедливо приближенное выражение:

$$T_s \approx (1 \div 2) \frac{2\pi}{\omega_{cp}}. \quad (1.12)$$

По АФЧХ разомкнутой САУ находят (см. рисунок 1.6):

– запас устойчивости по амплитуде ( $g_m$ ) – это минимальное расстояние от пересечения кривой разомкнутой САУ оси абсцисс до точки с координатами  $(-1; j0)$ . Эта величина показывает, на какую величину можно увеличить коэффициент передачи системы до достижения границы устойчивости. Математическая формулировка выглядит следующим образом:

$$g_m = \frac{1}{|G(j\omega_{180})|}, \quad (1.13)$$

где  $G(j\omega)$  – передаточная функция разомкнутой САУ,  $\omega_{180}$  – частота, при которой фаза равна  $180^\circ$ ;

– запас устойчивости по фазе определяют как величину угла  $\varphi_m$ . Аналитически значение данного угла можно найти по следующей формуле:

$$\varphi_m = \pi - \arg G_l(j\omega_{cp}). \quad (1.14)$$

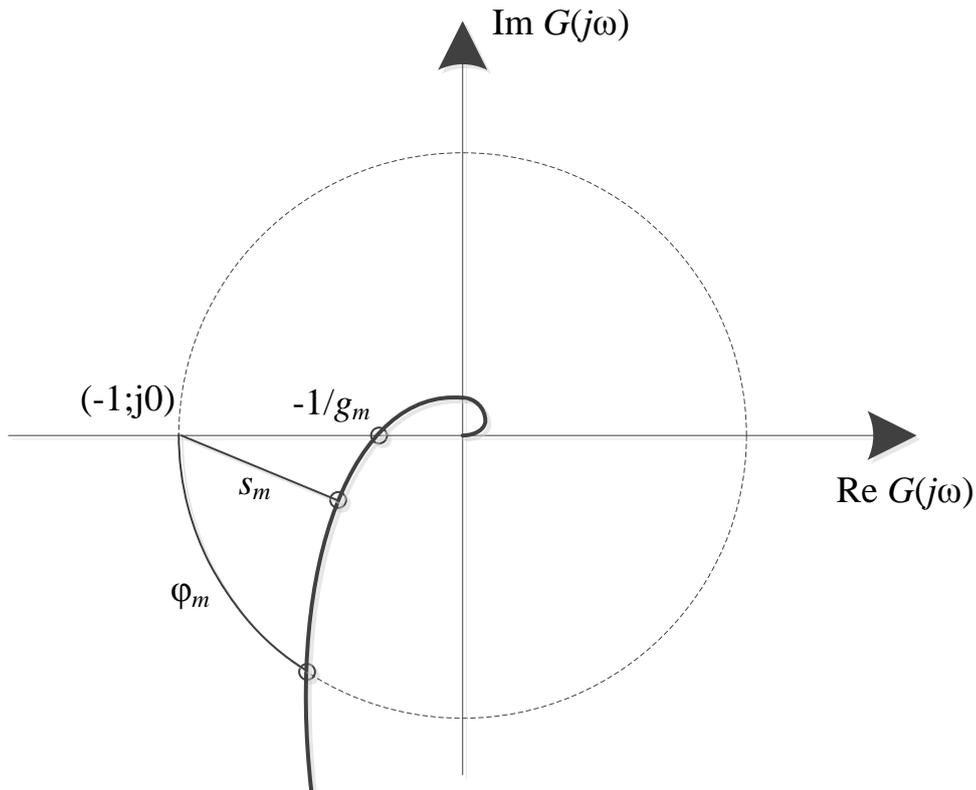


Рисунок 1.6 – АФЧХ разомкнутой САУ

Запас по амплитуде и по фазе являются классическими показателями устойчивости САУ. Эти две характеристики предполагают «простой» вид АФЧХ, т.е. когда АФЧХ пересекает окружность единичного радиуса с центром в точке  $(0; j0)$  и ось абсцисс один раз. Но, во многих случаях, таких пересечений может быть несколько. В таких ситуациях применяется так называемый запас устойчивости по запаздыванию. Он показывает, какое дополнительное запаздывание в прямой связи САУ способно привести систему на границу устойчивости.

В современной литературе [10, 46–49] наибольшее распространение получили функции чувствительности. Данные функции описываются следующими выражениями:

$$S = \frac{1}{1 + P(s)C(s)} = \frac{1}{1 + G_l(s)}, \quad (1.15)$$

$$T = \frac{P(s)C(s)}{1 + P(s)C(s)} = \frac{G_l(s)}{1 + G_l(s)}, \quad (1.16)$$

где  $P(s)$ ,  $C(s)$  – передаточные функции объекта управления и регулятора;  $S$  – функция чувствительности;  $T$  – дополнительная функция чувствительности;  $G_l(s)$  – передаточная функция разомкнутой САУ.

Наибольший практический интерес несет функция чувствительности  $S$ . В работе [10] показано, что возмущения с частотой  $\omega_1$ , для которой  $|S(j\omega_1)| < 1$  ослабляются обратной связью, в то время как возмущения с частотой  $\omega_2$  при которой  $|S(j\omega_2)| > 1$  – усиливаются.

Графически, функция чувствительности характеризует расстояние АФЧХ разомкнутой САУ от критической точки  $(-1; j0)$ . Максимальная чувствительность (см. рисунок 1.6), характеризующая наибольшее усиление возмущающего воздействия, может быть математически сформулирована следующим образом [10]:

$$M_s = \max_{\omega} |S(j\omega)| = \max_{\omega} \left| \frac{1}{1 + P(j\omega)C(j\omega)} \right| = \max_{\omega} \left| \frac{1}{1 + G_l(j\omega)} \right|, \quad (1.17)$$

$$s_m = \frac{1}{M_s}. \quad (1.18)$$

Таким образом, на основании максимальной чувствительности САУ, можно оценить запас и по амплитуде и по фазе:

$$g_m \geq \frac{M_s}{M_s - 1}, \quad (1.19)$$

$$\varphi_m \geq 2 \arcsin \left( \frac{1}{2M_s} \right). \quad (1.20)$$

Максимальное значение дополнительной функции чувствительности может быть выражено:

$$M_t = \max_{\omega} |T(j\omega)| = \max_{\omega} \left| \frac{P(j\omega)C(j\omega)}{1 + P(j\omega)C(j\omega)} \right| = \max_{\omega} \left| \frac{G_l(j\omega)}{1 + G_l(j\omega)} \right|. \quad (1.21)$$

Влияние дополнительной функции чувствительности на переходные процессы в системе весьма неоднозначно, но она вполне может быть использована для характеристики робастности (грубости) САУ [47].

Согласно работам [10, 46], максимальные значения функций чувствительности  $M_s$  и  $M_t$ , определяемые формулами (1.17), (1.21), можно изобразить графически в плоскости АФЧХ разомкнутой системы в виде окружностей с параметрами, представленными в таблице 1.1 (см. рисунок 1.7). Функция чувствительности  $M_s$  представляет собой окружность с центром в точке (-1;0).

Таблица 1.1 – Параметры окружностей функций чувствительности на АФЧХ системы

| <b>Окружность</b> | <b>Центр</b>                                     | <b>Радиус</b>                         |
|-------------------|--|---------------------------------------|
| $M_s$             | -1   | $1 / M_s$                             |
| $M_t$             | $-\frac{M_t^2}{M_t^2 - 1}$                       | $-\frac{M_t}{M_t^2 - 1}$              |
| $M_s, M_t$        | $-\frac{M_s(2M_t - 1) - M_t + 1}{2M_s(M_t - 1)}$ | $\frac{M_s + M_t - 1}{2M_s(M_t - 1)}$ |
| $M = M_s = M_t$   | $-\frac{2M^2 - 2M + 1}{2M(M - 1)}$               | $\frac{2M - 1}{2M(M - 1)}$            |

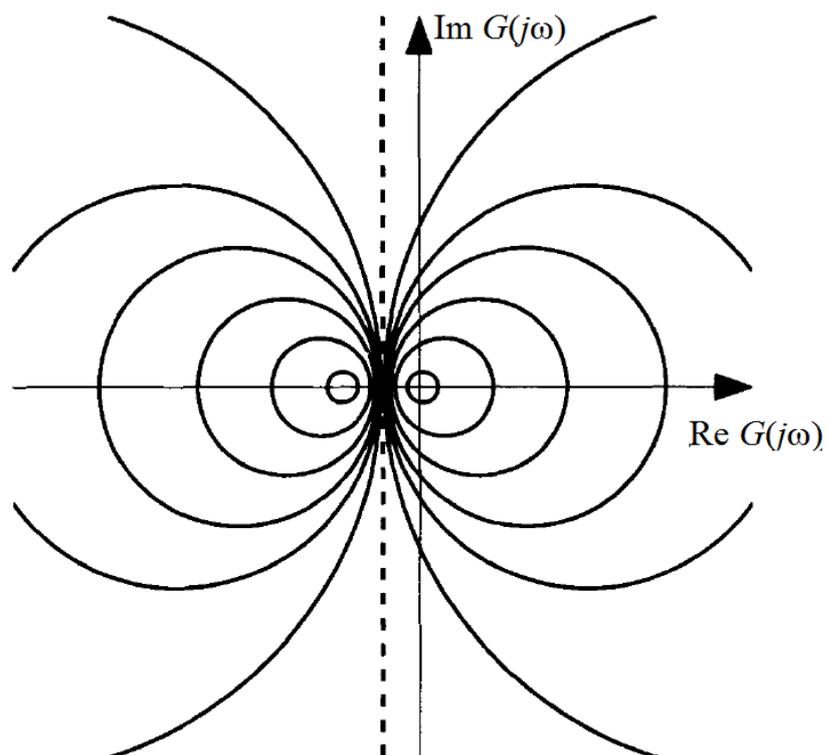


Рисунок 1.7 – Графическая интерпретация дополнительной функции чувствительности

### 1.3 Оценка существующих методов анализа САУ

Рассмотренные характеристики САУ широко применяются в первую очередь при оценке качества параметрического синтеза систем автоматического управления.

Выбор тех или иных методов оценки показателей качества функционирования зависит от предпочтений инженера-проектировщика и вида доступной информации об объекте управления.

Перед выбором предпочтительного подхода для параметрического синтеза регулятора следует отметить достоинства и недостатки приведённых выше характеристик САУ.

Несомненно, что наиболее наглядными и понятными являются прямые показатели качества. Зачастую именно данные показатели указывают при

составлении технического задания на разработку систем автоматического управления. Однако синтез регуляторов во временной области связан с обратным преобразованием Лапласа, сложность которого значительно возрастает с увеличением порядка передаточной функции объекта управления. Поэтому кривую переходного процесса используют только для оценки динамики системы по ее прямым показателям качества.

Корневые показатели качества позволяют оценить запас устойчивости САУ, найти приближенные значения прямых показателей качества (см. формулы (1.5) – (1.7)). Правда, эти приближенные значения во многих случаях довольно грубые, а в некоторых случаях просто неверные, ввиду их справедливости для систем, описываемых передаточными функциями низкого порядка. Более того, для корректного расчета корневых показателей качества необходимо вести учет не только полюсов, но и нулей передаточной функции, которые не однозначно влияют на процесс в каждом отдельном случае, что ведет к дополнительным и неоправданным вычислениям. Основной недостаток корневого подхода к анализу систем заключается в усложнении исследования систем с запаздыванием. Разложение запаздывающей составляющей в ряд (например, Паде [50]) с последующим поиском нулей и полюсов передаточной функции, ведет во многих случаях к некорректному результату. Это обстоятельство в значительной степени ограничивает использование данного подхода при анализе систем.

В современных работах, посвященных анализу и синтезу систем управления, широкое распространение получили интегральные оценки качества САУ (см. формулы (1.8) – (1.11)) [9, 10, 51]. Благодаря тому, что они сочетают в себе отклонения переходного процесса от идеального за счет влияния перерегулирования и времени установления. Минимальное значение интегрального показателя качества позволяет утверждать о наличии некоторого оптимального переходного процесса в смысле заданного функционала (интегрального показателя). Но интегральные показатели не дают информацию о степени устойчивости или времени регулирования, перерегулировании.

Поэтому, системы с лучшими интегральными показателями качества могут давать неудовлетворительные результаты или даже оказаться неустойчивыми при возмущающих воздействиях, изменении параметров объекта управления.

С другой стороны, довольно широкое распространение получили частотные методы оценки качества системы управления [10, 46, 52]. Из недостатков стоит отметить, прежде всего, отсутствие четкой взаимосвязи между временными и частотными характеристиками. Существующие приближенные формулы связи прямых и косвенных частотных характеристик справедливы только для моделей не выше второго порядка. Но в отличие от остальных методов, данный подход позволяет вычислять запасы устойчивости, которые напрямую влияют на устойчивость и робастность системы управления. А при наличии априорной информации о существующих шумовых составляющих системы, их влияние на переходные процессы можно практически полностью исключить за счет задания полосы пропускания системы.

На основании вышеперечисленных достоинств и недостатков можно определить, что для анализа систем с запаздыванием, преобладающих в атомной и химической промышленности, корневые показатели качества являются не подходящими. Интегральные показатели позволяют численно сравнить несколько систем, но ввиду отсутствия информации об их устойчивости, они могут быть использованы только в качестве вспомогательных показателей. Таким образом, предпочтительным подходом к синтезу параметров настройки ПИД-регулятора является метод, основанный на оценке частотных характеристик САУ. Выбор метода обоснован возможностью точной оценки запасов устойчивости и ясному физическому смыслу всех получаемых характеристик САУ.

#### **1.4 Обзор методов настройки ПИД-регуляторов в одноконтурных САУ**

В настоящее время большинство систем во всем мире работает под управлением ПИ и ПИД-регуляторов [11]. Данные законы управления получили

широкое распространение благодаря их простоте, легкой технической реализации. В связи с этим, учеными всего мира, в последние 50-70 лет, ведутся работы по поиску методов настройки и оптимизации параметров регуляторов [10, 45–55] с целью обеспечения наилучшего переходного процесса по управляющему и возмущающему воздействиям, и в то же время, обеспечения в синтезируемых системах как можно больших запасов устойчивости, чтобы гарантировать их надежную работу.

На основании анализа характеристик САУ, рассмотренных в подразделе 1.2, существует большое количество методов настройки регуляторов: аналитические [56–60], графические [10, 61], на основе определенных правил [53, 62, 63], оптимизационные [48, 51, 64, 65].

#### 1.4.1 Графические методы

Обычно, суть графических методов заключается в построении области устойчивости в координатах параметров регуляторов. Затем производят построение в этих координатах новой области параметров, рассчитанных по определенному (заранее заданному) критерию и, основываясь на дополнительных правилах, тем или иным образом выбирают оптимальные параметры настройки регуляторов. Самым распространенным правилом выбора оптимальных параметров для данного подхода является рекомендация Астрема и Хаглунда [10] о том, что интегральная составляющая должна быть максимальной, так как это обеспечивает минимальное время установления при подаче возмущающего воздействия.

Наглядным примером данного подхода к синтезу параметров могут служить работы [61, 66], в которых предполагается задание желаемого запаса по фазе и амплитуде.

Объект управления и регулятор предлагается представить в виде:

$$P(s) = \tilde{P}(s)e^{-\tau s} = \frac{N(s)}{D(s)}e^{-\tau s}, \quad (1.22)$$

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s = \frac{k_p s + k_i + k_d s^2}{s}. \quad (1.23)$$

Далее необходимо произвести выделение действительной и мнимой частей числителя  $N(s)$  и знаменателя  $D(s)$ :

$$P(j\omega) = \frac{N_e(-\omega^2) + j\omega N_o(-\omega^2)}{D_e(-\omega^2) + j\omega D_o(-\omega^2)}. \quad (1.24)$$

Таким образом, знаменатель передаточной функции замкнутой САУ, представленной на рисунке 1.8 приобретает вид:

$$\begin{aligned} & \left[ (k_i N_e - \omega^2 k_d - \omega^2 k_p N_o) \cos(\omega\tau) + (\omega^3 k_d N_o - \omega k_p N_e - \omega k_i N_o) \sin(\omega\tau) - \right. \\ & \left. - \omega^2 D_o \right] + j \left[ (\omega k_p N_e + \omega k_i N_e - \omega^3 k_d N_o) \cos(\omega\tau) + (\omega^2 k_d - k_i N_e + \right. \\ & \left. + \omega^2 k_p N_o) \sin(\omega\tau) + \omega D_e \right] = R_D + jI_D = 0. \end{aligned} \quad (1.25)$$

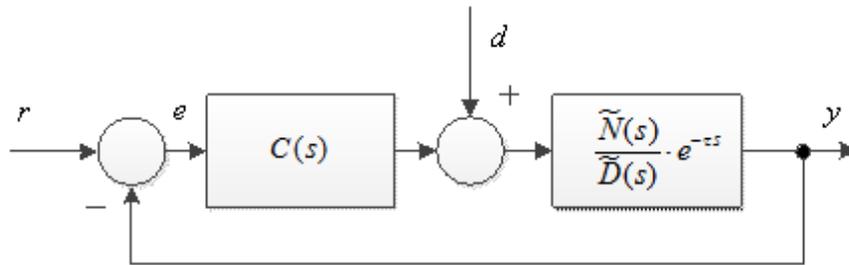


Рисунок 1.8 – Обобщенная структурная схема САУ

Выражая параметры  $k_p$  и  $k_i$  через  $k_d$  находят:

$$k_p = \frac{(N_e D_e + D_o N_o \omega^2) \cos(\omega\tau) + \omega(N_e D_o - N_o D_e) \sin(\omega\tau)}{(N_e^2 + \omega^2 N_o^2) \cos^2(\omega\tau) + (N_e^2 + 2\omega^2 N_o^2) \sin^2(\omega\tau) - N_e \omega \cos(\omega\tau) \sin(\omega\tau)}, \quad (1.26)$$

$$\begin{aligned} k_i = & \frac{\omega \sin(\omega\tau) \left[ D_o \omega^2 + D_e N_e + D_e N_e \omega^2 - k_d N_e \omega^2 \cos(\omega\tau) \right]}{N_e^2 + N_o^2 \omega^2 + N_o \omega^2 \sin^2(\omega\tau) - N_e \omega \cos(\omega\tau) \sin(\omega\tau)} + \\ & + \frac{\omega^2 \sin^2(\omega\tau) \left[ k_d N_e^2 + 2k_d N_o^2 \omega^2 \right]}{N_e^2 + N_o^2 \omega^2 + N_o \omega^2 \sin^2(\omega\tau) - N_e \omega \cos(\omega\tau) \sin(\omega\tau)} + \\ & + \frac{\omega^2 \cos(\omega\tau) \left[ D_e N_e - D_o N_e \right] + \omega^2 \cos^2(\omega\tau) \left[ k_d N_e^2 + k_d N_o^2 \omega^2 \right]}{N_e^2 + N_o^2 \omega^2 + N_o \omega^2 \sin^2(\omega\tau) - N_e \omega \cos(\omega\tau) \sin(\omega\tau)}. \end{aligned} \quad (1.27)$$

Для обеспечения заданных запасов по фазе и амплитуде в прямой участок цепи вводится звено запаздывания с передаточной функцией вида:

$$G_c(s) = Ae^{-j\varphi}. \quad (1.28)$$

Аналогично, находят параметры  $k_p$  и  $k_i$ :

$$k_p = \frac{[D_e N_e + D_o N_o \omega^2] \cos(\omega\tau + \varphi) + \omega [D_o N_e - D_e N_o] \sin(\omega\tau + \varphi)}{A [N_e^2 + \omega N_o^2]}, \quad (1.29)$$

$$k_i = \frac{\omega [D_e N_o - D_o N_e \omega] \cos(\omega\tau + \varphi) + \omega [D_e N_e + D_o N_o] \sin(\omega\tau + \varphi)}{A [N_e^2 + \omega N_o^2]} + k_d. \quad (1.30)$$

Для нахождения параметра  $k_d$  можно воспользоваться критерием Гурвица [8, 9], позволяющим определить границы параметра  $k_d$ , обеспечивающего устойчивое состояние системы [66].

Таким образом, находят сначала глобальную область устойчивости системы в координатах параметров настройки регулятора (см. рисунок 1.9), а затем объединяют ее с областью, гарантирующей заданные запасы устойчивости по амплитуде и по фазе (см. рисунок 1.10). Из полученного графика можно выбрать параметры настройки ПИД-регулятора, обеспечивающие заданные запасы устойчивости и при этом гарантировать устойчивость системы.

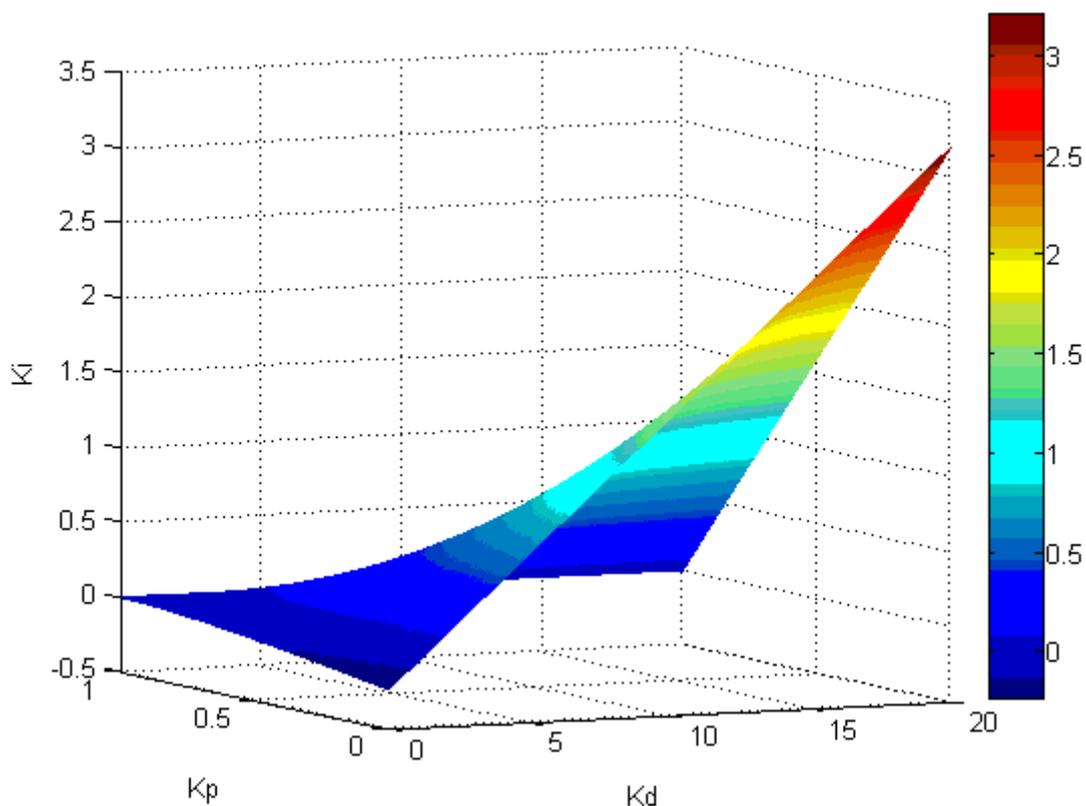


Рисунок 1.9 – Глобальная область устойчивости системы с ПИД регулятором

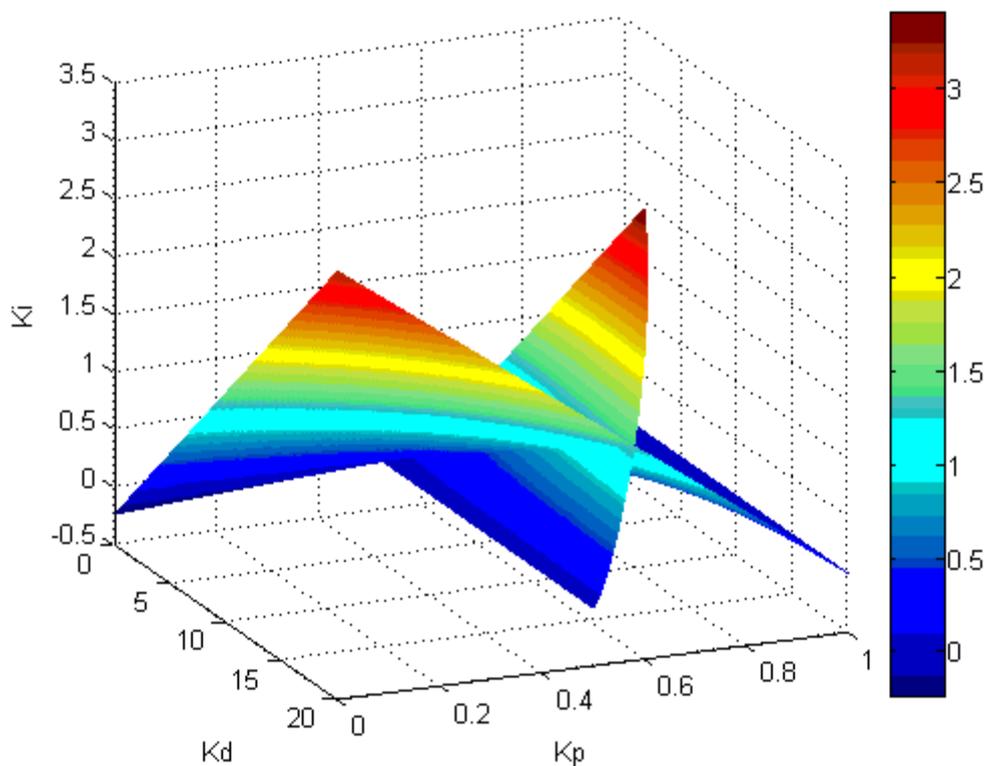


Рисунок 1.10 – Области устойчивости системы с ПИД регулятором

Существенным недостатком графических методов является трудоемкий процесс построения областей, а также, лишь приблизительное определение совокупности параметров настройки регулятора.

#### 1.4.2 Аналитические методы

Аналитические методы основаны на обеспечении определенных критериев в настраиваемой системе, таких как заданный показатель управляемости, заданные запасы устойчивости по фазе и амплитуде, заданное расположение доминантных корней характеристического уравнения замкнутой САУ, обеспечение максимальной степени устойчивости САУ [67], критерии оптимального модуля и др. [10].

Одним из самых распространенных аналитических методов параметрического синтеза промышленных ПИД-регуляторов является метод оптимального модуля [68]. Так как он обеспечивает быстрый переходный

процесс и малое перерегулирование при довольно больших запасах устойчивости по амплитуде и по фазе. Наиболее полно данный метод раскрыт в работах [54, 56, 69, 70].

Критерий оптимального модуля можно сформулировать в виде двух требований:

а) полоса пропускания системы для полезного сигнала должна быть как можно более широкой;

б) амплитудная характеристика не должна иметь резонансного пика, а быть по возможности монотонной, убывающей. Условия этого требования могут быть математически записаны в виде:

$$\frac{d^k}{d\omega^k} \left[ \left| \frac{G(j\omega)}{1+G(j\omega)} \right| \right]_{\omega=0} = 0, \quad (1.31)$$

где  $G(j\omega)$  – передаточная функция разомкнутой САУ,  $k=1, 2, \dots, l$ ,  $l$  – число настраиваемых параметров регулятора.

Таким образом, если передаточная функция обобщенного объекта управления представлена в виде:

$$P(j\omega) = \frac{L(j\omega)}{M(j\omega)}, \quad (1.32)$$

то, дифференцируя зависимость  $|L(j\omega)|^2 = -L(j\omega)L(-j\omega)$ , и, используя формулу Лейбница, получим:

$$\frac{d^m}{d\omega^m} \left[ |L(j\omega)|^2 \right] = \sum_{k=0}^m C_k^m L^{(m-k)}(j\omega)L^{(k)}(-j\omega), \quad (1.33)$$

где  $C_k^m$  – биномиальный коэффициент.

Разложив в степенной ряд  $L(j\omega)$  и  $L(-j\omega)$ , можно убедиться, что:

$$\frac{d^m}{d\omega^m} [L(j\omega)] = (-1)^m \frac{d^m}{d\omega^m} [L(-j\omega)]. \quad (1.34)$$

Аналогично можно представить  $|M(j\omega)|^2$ , тогда:

$$\begin{cases} \frac{d^m}{d\omega^m} \left[ |L(j\omega)|^2 \right] = \sum_{k=0}^m (-1)^k C_k^m L^{(m-k)}(j\omega) L^{(k)}(-j\omega), \\ \frac{d^m}{d\omega^m} \left[ |M(j\omega)|^2 \right] = \sum_{k=0}^m (-1)^k C_k^m M^{(m-k)}(j\omega) M^{(k)}(-j\omega). \end{cases} \quad (1.35)$$

Условия (1.31) в силу выражения (1.35) принимают следующий вид:

$$\left[ \frac{|L(j\omega)|^2}{|M(j\omega)|^2} \right]_{\omega=0} = \left[ \frac{\sum_{k=0}^m (-1)^k C_k^m L^{(m-k)}(j\omega) L^{(k)}(j\omega)}{\sum_{k=0}^m (-1)^k C_k^m M^{(m-k)}(j\omega) M^{(k)}(j\omega)} \right]_{\omega=0} = 0, \quad (1.36)$$

где  $m = 2, 4, \dots, 2l$ .

При всех достоинствах данного метода, его использование ограничивается невозможностью задания каких-либо желаемых характеристик системы.

### 1.4.3 Методы, основанные на правилах

Существует огромное количество методов настройки регуляторов на основе определенных правил [10, 53, 62, 63, 71–74]. Это обстоятельство объясняется простотой настройки, в связи с чем, эти методы являются самыми используемыми при настройке регуляторов в промышленности.

Одним из первых подобных методов, является наиболее известный метод Циглера-Никольса [1], для применения которого используется реакция объекта управления на ступенчатое воздействие. Объекты управления, имеющие аperiodическую кривую разгона, аппроксимируются последовательным соединением аperiodического и запаздывающего звеньев.

В этом случае передаточная функция объекта имеет вид:

$$W_o(s) = \frac{k}{Ts + 1} e^{-\tau s}, \quad (1.37)$$

где  $k$  – коэффициент передачи,  $T$  – постоянная времени,  $\tau$  – время запаздывания.

Правила настройки ПИ и ПИД-регуляторов с использованием данного метода представлены в таблице 1.2. К сожалению, данный метод обеспечивает

высокое перерегулирование и большое время регулирования [61]. Метод дает удовлетворительные результаты, при  $0,15 < \tau/T < 0,6$  [10, 75].

Таблица 1.2 – Параметры настройки регулятора по методу Циглера-Никольса

| Регулятор     | $k_p$        | $k_i$          | $k_d$    |
|---------------|--------------|----------------|----------|
| П-регулятор   | $T/k\tau$    |                |          |
| ПИ-регулятор  | $0,9T/k\tau$ | $0,3T/k\tau^2$ |          |
| ПИД-регулятор | $1,2T/k\tau$ | $0,6T/k\tau^2$ | $0,6T/k$ |

В зарубежной литературе наибольшей популярностью пользуется метод Астрема и Хаглунда [48, 75, 76] именуемый AMIGO. Метод основан на задании функции чувствительности  $M_s = 1,4$  и дополнительного ограничения  $\partial k_i / \partial k_p = 0$  для САУ с объектом управления, представляющим собой инерционное звено первого порядка или интегрирующее звено с запаздыванием.

Правила настройки ПИ и ПИД-регуляторов с использованием данного метода представлены в таблице 1.3.

Таблица 1.3 – Параметры настройки ПИД-регулятора по методу AMIGO

| Обобщенный объект управления  | $k_p$  | $k_i$  | $k_d$                               |
|-------------------------------|--|--|-------------------------------------|
| $\frac{ke^{-\tau s}}{Ts + 1}$ | $\frac{1}{k} \left( 0,2 + 0,45 \frac{T}{\tau} \right)$ | $\frac{\tau + 0,1T}{0,4\tau^2 + 0,8T\tau} k_p$ | $\frac{0,5\tau T}{0,3\tau + T} k_p$ |
| $\frac{ke^{-\tau s}}{s}$      | $\frac{0,45}{k}$                                       | $\frac{k_p}{8\tau}$                            | $0,5\tau k_p$                       |

Сравнительно новым, но довольно эффективным является метод Скогестада [62, 74]. Метод основан на задании желаемого вида переходной характеристики замкнутой САУ (желаемый вид описывается инерционным

звеном первого порядка) путем выбора постоянной времени ( $T_c$ ). ПИД-регулятор для использования метода должен иметь последовательный вид:

$$C(s) = k_p' \left( \frac{k_i' s + 1}{k_i' s} \right) (k_d' s + 1) = \frac{k_p'}{k_i' s} (k_i' k_d' s^2 + (k_i' + k_d') s + 1), \quad (1.38)$$

где  $k_p'$  – пропорциональная составляющая,  $k_i'$  – время интегрирования,  $k_d'$  – время дифференцирования.

Для перехода к стандартному виду ПИД-регулятора (1.23), используются формулы:

$$k_p = \frac{k_p' (k_i' + k_d')}{k_i'}; \quad k_i = \frac{k_p'}{k_i'}; \quad k_d = k_p' k_d'. \quad (1.39)$$

Правила настройки типовых промышленных регуляторов по данному методу представлены в таблице 1.4.

Таблица 1.4 – Параметры настройки регулятора по методу Скогестада

| <b>Обобщенный объект управления</b>           | $k_p'$                      | $k_i'$                     | $k_d'$ |
|---|-----------------------------|----------------------------|--------|
| $\frac{ke^{-\tau s}}{T_1 s + 1}$              | $\frac{T_1}{k(T_c + \tau)}$ | $\min[T_1, 4(T_c + \tau)]$ | –      |
| $\frac{ke^{-\tau s}}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}$ | $\frac{T_1}{k(T_c + \tau)}$ | $\min[T_1, 4(T_c + \tau)]$ | $T_2$  |
| $\frac{ke^{-\tau s}}{s}$                      | $\frac{1}{k(T_c + \tau)}$   | $4(T_c + \tau)$            | –      |
| $\frac{k' e^{-\tau s}}{s(T_2 s + 1)}$         | $\frac{1}{k(T_c + \tau)}$   | $4(T_c + \tau)$            | $T_2$  |

Недостатком всех методов, основанных на правилах, служит необходимость предварительного уменьшения порядка модели, что ведет к ошибке, которая влияет на качество настройки системы.

#### 1.4.4 Оптимизационные методы

Не смотря на то, что интегральные показатели качества представляют собой функционал, позволяющий судить о некоторой оптимальности процесса, эти функционалы не позволяют напрямую искать параметры настройки ПИД-регуляторов. Данное обстоятельство связано с тем, что исследуемое пространство в координатах « $k_p$ - $k_i$ - $k_d$ -Интегральный показатель качества» содержит большое число локальных минимумов [66].

В литературе есть примеры подходов к настройке регуляторов лишь на основе интегральных показателей [51, 77, 78]. Но данные методы сильно зависят от начальных условий, которые выбираются путем расчета параметров настройки каким-либо другим методом, и, по сути, являются лишь уточняющими средствами.

Гораздо более широкое распространение получили методы, основанные на задании показателей устойчивости. Наибольший интерес в научном сообществе проявляется к заданию значения функции чувствительности.

В работе Хаглунда и Гарпингера [49] предлагается обобщенный критерий для поиска параметров настройки регулятора на основе задания значений функции чувствительности и дополнительной функции чувствительности (1.17), а также функционала:

$$\min_{k_p, k_i, k_d \in \mathbb{R}^+} \int_0^{\infty} |e(t)| dt = IAE_{load}, \quad (1.40)$$

где  $e(t)$  – сигнал рассогласования,  $IAE_{load}$  – интеграл от модуля сигнала рассогласования при подаче возмущающего воздействия.

В качестве начального значения для расчета функционала (1.40) используется метод AMIGO и итерационный расчет компьютерной модели САУ.

Таким образом, целью данного метода поиска параметров настройки ПИД-регуляторов является обеспечение заданных максимальных значений функций чувствительности (см. рисунки 1.6 и 1.7) при наименьшем влиянии возмущающих воздействий на переходный процесс.

К недостаткам данного метода стоит отметить требование к точному начальному приближению и поиск минимума функционала по трем параметрам ПИД-регулятора, что увеличивает длительность расчета.

### **1.5 Выводы по главе**

Начало главы 1 посвящено описанию работы нескольких типовых установок химической промышленности. Проведен анализ аппаратов и лабораторных стендов как объектов управления. Согласно проведенному анализу и работам [16–18, 42–44], был сделан вывод о том, что переходные процессы, полученные на математических моделях объектов химической промышленности, составленных на основе электрохимической и диффузионной кинетики, массообмена и других физико-химических законов, могут быть аппроксимированы, с достаточной для синтеза САУ точностью, передаточными функциями не выше третьего порядка с запаздыванием и интервально заданными параметрами.

Следующая часть главы посвящена критериям оценки качества управления и оценке запасов устойчивости системы, а также существующим методам настройки ПИД-регуляторов. Выявлены достоинства и недостатки существующих подходов к параметрическому синтезу ПИД-регуляторов.

Рассмотрены основные подходы к анализу САУ:

- по переходным характеристикам;
- по частотным характеристикам;
- по расположению нулей и полюсов передаточной функции замкнутой САУ;
- по интегральным показателям.

Результатом анализа существующих характеристик САУ стало заключение, что частотные характеристики позволяют одновременно косвенно характеризовать переходные процессы и оценить устойчивость САУ. Прямые показатели качества не позволяют оценить степень устойчивости системы

(возможна только косвенная приближенная оценка через колебательность системы и перерегулирование, связанная с корневыми и частотными показателями). Корневые показатели не способны в полной мере решать задачи оценки САУ ввиду невозможности их применения в случаях наличия запаздывающих звеньев в системе. Интегральные показатели позволяют одним числом характеризовать отклонение переходного процесса от идеального, но в них ничем не ограничивается форма кривой переходного процесса, а также отсутствует учет близости системы к колебательной границе устойчивости.

Рассмотрены существующие методы синтеза параметров ПИД-регулятора:

- графические методы;
- аналитические методы;
- методы, основанные на правилах;
- оптимизационные методы.

В результате проведенного литературного обзора был сделан вывод о том, что аналитические методы не требуют понижения порядка передаточной функции обобщенного объекта управления, позволяют охватить широкий класс систем. Недостатком существующих аналитических методов является невозможность задания желаемых показателей устойчивости и качества желаемого переходного процесса. Графические методы требуют построения сложных поверхностей, что затрудняет их широкое практическое применение. Оптимизационные методы позволяют осуществить параметрический синтез, гарантирующий оптимальность параметров в смысле заданного функционала, но практическое применение затруднено большими временными затратами на расчет параметров и необходимостью использовать численные методы для поиска экстремума функции. Методы, основанные на правилах, требуют понижения порядка передаточной функции объекта управления, но благодаря своей простоте нашли широкое применение в промышленности [71–74].

Таким образом, был сделан вывод о необходимости разработки нового аналитического метода, обеспечивающего требуемые показатели качества и устойчивости в САУ, имеющего простое и ясное аналитическое решение,

которое будет способно обеспечить широкое распространение в промышленности и охватить широкий класс объектов управления.

В качестве показателя устойчивости целесообразно выбрать запас устойчивости по фазе, ввиду того, что данный показатель является классическим в теории автоматического управления, имеет ясный физический смысл (показывает, какую дополнительную фазу на частоте среза следует внести в контур с тем, чтобы САУ оказалась на границе устойчивости [52]). Ввиду того, что запас устойчивости по фазе неразрывно связан с частотой среза, которая косвенно характеризует быстродействие системы, то для задания желаемого вида переходного процесса был выбран этот показатель.

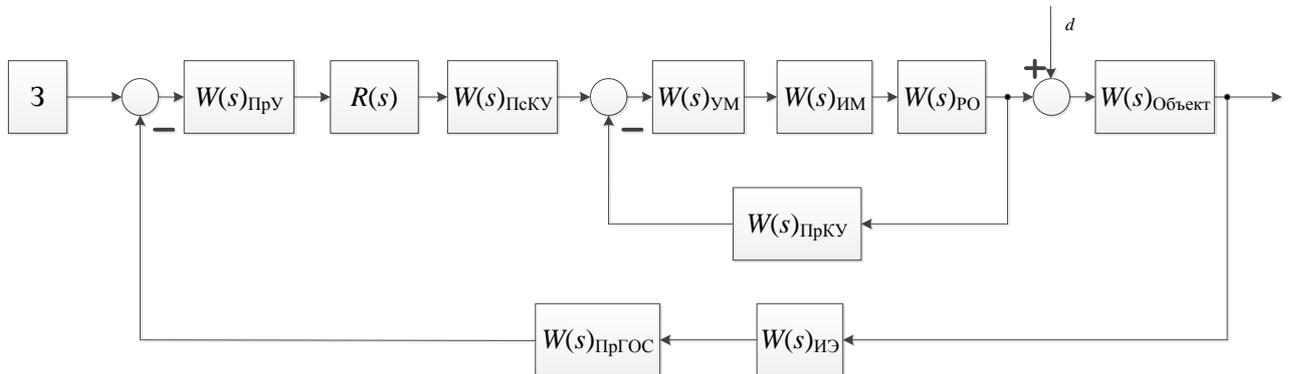
## 2 Параметрический синтез ПИД-регулятора

### 2.1 Постановка задачи синтеза ПИД-регулятора

Известно, что априорной информацией для синтеза регулятора в теории автоматического управления принято считать передаточную функцию обобщенного объекта управления [69]:

$$P(s) = \tilde{P}(s)e^{-\tau s} = \frac{N(s)}{D(s)}e^{-\tau s}. \quad (2.1)$$

Как правило, при параметрическом синтезе регулятора стараются перейти от структурной схемы реальной САУ (рисунок 2.1) к типовой обобщенной структурной схеме (рисунок 1.8) [9]. Поэтому при дальнейшей разработке нового метода параметрического синтеза ПИД-регулятора будем рассматривать САУ со структурной схемой, представленной на рисунке 1.8.



ПрУ – преобразующее устройство; ПсКУ – последовательное корректирующее устройство; УМ – усилитель мощности управляющего сигнала; ИМ – исполнительный механизм; РО – регулирующий орган; ПрКУ – параллельное корректирующее устройство; ИЭ – измерительный элемент; ПрГОС – преобразователь сигнала главной обратной связи

Рисунок 2.1 – Структурная схема реальной САУ

Передаточная функция ПИД-регулятора задана в параллельной форме:

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s = \frac{k_p s + k_i + k_d s^2}{s}. \quad (2.2)$$

Система автоматического управления должна обеспечивать устойчивость и наилучшее качество быстродействия, определяемое показателями качества, представленными выше (подраздел 1.2). Наиболее наглядно характеризуют качество переходного процесса время регулирования и перерегулирование, показатель колебательности. Устойчивость наиболее полно характеризуется запасами устойчивости по фазе, амплитуде и функциями чувствительности.

На основании информации, представленной в разделе 1, в качестве задаваемых конечным пользователем параметров (априорной информацией для расчета параметров настроек ПИД-регулятора) были выбраны следующие показатели качества и устойчивости:

- частота среза;
- запас устойчивости по фазе.

Таким образом, для синтезируемой системы задается один из показателей устойчивости и один из показателей, косвенно характеризующий быстродействие САУ. Ставится задача определить значения коэффициентов ПИД-регулятора, обеспечивающих заданные показатели качества и устойчивости.

## **2.2 Разработка критерия минимального значения перерегулирования в частотной области**

Рассмотрим типовую систему управления, представленную на рисунке 1.8. Пусть эта система обладает типовой АФЧХ, представленной на рисунке 1.6.

Согласно критерию оптимального модуля (см. пункт 1.4.2), для того, чтобы перерегулирование отсутствовало, необходимо чтобы модуль передаточной функции замкнутой системы управления не имел резонансного пика (рисунок 2.2). Но метод оптимального модуля не применим для поставленной задачи, так как он не обеспечивает задание запаса по фазе и частоты среза.

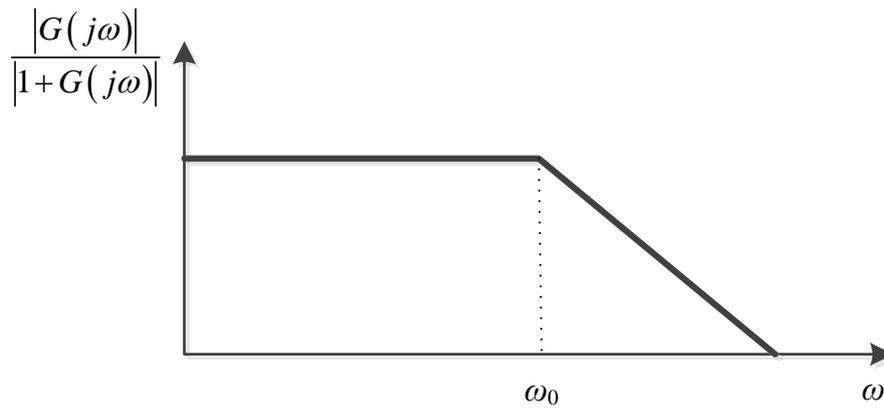


Рисунок 2.2 – Амплитудно-частотная характеристика системы без перерегулирования

Для решения этой проблемы необходимо переформулировать математическую составляющую метода.

Известно, что частотную передаточную функцию разомкнутой системы можно представить в виде суммы действительной и мнимой частей:

$$G(j\omega) = R(\omega) + jI(\omega). \quad (2.3)$$

где  $G(j\omega)$  – частотная передаточная функция разомкнутой САУ;  $R(\omega)$  и  $I(\omega)$  – действительная и мнимая части частотной передаточной функции разомкнутой САУ соответственно.

Согласно определению запаса устойчивости по фазе, на частоте среза справедливо равенство вида:

$$R^2(\omega_c) + I^2(\omega_c) = 1. \quad (2.4)$$

На основании выражения (2.4) частотная передаточная функция замкнутой САУ приобретает вид:

$$W_{з.с.}(j\omega_c) = \frac{G(j\omega_c)}{1+G(j\omega_c)} = \frac{R(\omega_c) + jI(\omega_c)}{1 + R(\omega_c) + jI(\omega_c)} = \frac{R(\omega_c) + 1 + jI(\omega_c)}{2 + 2R(\omega_c)}. \quad (2.5)$$

Опираясь на выражение (2.4), модуль частотной передаточной функции замкнутой САУ можно записать в виде:

$$|W_{з.с.}(j\omega_c)| = \sqrt{\frac{1}{2(1+R(\omega_c))}}. \quad (2.6)$$

Согласно критерию оптимального модуля, на всех частотах, меньше частоты пропускания системы ( $\omega_0$ ), должно выполняться равенство:

$$\frac{d|W_{з.с.}(j\omega_c)|}{d\omega_c} = 0. \quad (2.7)$$

Подставив (2.6) в выражение (2.7) и, возведя результат в квадрат, получим:

$$\frac{\left[\frac{dR(\omega_c)}{d\omega_c}\right]^2}{(2R(\omega_c) + 2)^3} = 0. \quad (2.8)$$

Таким образом, согласно критерию оптимального модуля, для того, чтобы амплитудно-частотная характеристика замкнутой САУ не изменялась с увеличением частоты от нуля до частоты пропускания системы, необходимо, чтобы выполнялось условие:

$$\frac{d\operatorname{Re}[G(j\omega)]}{d\omega_c} = 0. \quad (2.9)$$

### 2.3 Разработка методики параметрического синтеза ПИД-регулятора

Согласно поставленной в подразделе 2.1 задаче, структурная схема исследуемой системы представлена на рисунке 1.8. Рассматриваемая система состоит из регулятора  $C(s)$  и объекта управления с запаздыванием, охваченных контуром единичной отрицательной обратной связи. Уставка обозначена символом  $r$ , выход системы –  $y$ , возмущающее воздействие –  $d$ .

Исходными данными являются:

- передаточная функция обобщенного объекта управления;
- запас устойчивости по фазе;
- частота среза.

Представим объект управления в общем виде:

$$P = \frac{N(s)}{D(s)}. \quad (2.10)$$

ПИД-регулятор представим в параллельной форме [10]:

$$C = \left(k_p + \frac{k_i}{s} + k_d \cdot s\right). \quad (2.11)$$

Согласно принципу аргумента, представленному в работах [8, 9], справедлива замена  $s = j\omega$ , позволяющая осуществить переход от изображения Лапласа к частотной форме. Таким образом, обобщенный объект управления можно записать в виде:

$$P(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \Big|_{s=j\omega} = \frac{N_e(\omega) + j\omega N_o(\omega)}{D_e(\omega) + j\omega D_o(\omega)}, \quad (2.12)$$

где  $N_e(\omega)$  и  $D_e(\omega)$  – действительные части полиномов числителя и знаменателя передаточной функции;  $N_o(\omega)$  и  $D_o(\omega)$  – мнимые части полиномов числителя и знаменателя передаточной функции обобщенного объекта управления.

Производя аналогичную замену в передаточной функции регулятора, имеем:

$$C(j\omega) = \left(k_p + \frac{k_i}{j\omega} + k_d \cdot j\omega\right). \quad (2.13)$$

Согласно определению АФЧХ разомкнутой САУ, на частоте среза  $\omega_c$  проходит через точку  $e^{j(-180^\circ + \varphi_m)}$ , где  $\varphi_m$  – запас по фазе. Иначе говоря,

$$C(j\omega_c)P(j\omega_c) = e^{j(-180^\circ + \varphi_m)}. \quad (2.14)$$

Если аргумент функции  $C(j\omega_c)$  обозначить через  $\Theta$ , то согласно (2.14):

$$\Theta = \arg C(j\omega_c) = -180^\circ + \varphi_m - \arg P(j\omega_c). \quad (2.15)$$

Из (2.13) и (2.14) имеем:

$$k_p + j \left( k_d \omega_c - \frac{k_i}{\omega_c} \right) = |C(j\omega_c)| (\cos \Theta + j \sin \Theta), \quad (2.16)$$

где

$$|C(j\omega_c)| = \frac{1}{|P(j\omega_c)|}. \quad (2.17)$$

Таким образом, задавая частоту среза и желаемый запас устойчивости по фазе, приравняв действительные и мнимые части слева и справа от знака равенства, можно получить систему из двух уравнений с тремя неизвестными:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}G(j\omega_c) &= -\cos(\varphi_m), \\ \operatorname{Im}G(j\omega_c) &= -\sin(\varphi_m), \end{aligned} \quad (2.18)$$

где  $G(j\omega_c)$  – передаточная функция разомкнутой САУ.

Применяя критерий минимального перерегулирования в САУ (2.9) можно записать окончательный вид системы уравнений:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}G(j\omega_c) &= -\cos(\varphi_m), \\ \operatorname{Im}G(j\omega_c) &= -\sin(\varphi_m), \\ \frac{d \operatorname{Re}[G(j\omega_c)]}{d\omega_c} &= 0. \end{aligned} \quad (2.19)$$

Для аналитического решения системы уравнений (2.19) запишем в общем виде передаточную функцию разомкнутой САУ в частотной форме с учетом передаточной функции обобщенного объекта (2.12):

$$G = \frac{\omega^2 N_o k_p - k_i N_e + \omega^2 k_d N_e}{\omega^2 D_o - j\omega D_e} - j \frac{(\omega k_p N_e + \omega N_o k_i - \omega^3 k_d N_o)}{\omega^2 D_o - j\omega D_e}. \quad (2.20)$$

При подстановке (2.20) в (2.19) получим систему алгебраических уравнений относительно искомых параметров настройки ПИД-регулятора:

$$\begin{aligned} k_p a_{11} + k_i a_{12} + k_d a_{13} &= b_1, \\ k_p a_{21} + k_i a_{22} + k_d a_{23} &= b_2, \\ k_p a_{31} + k_i a_{32} + k_d a_{33} &= 0. \end{aligned} \quad (2.21)$$

где коэффициенты уравнений представлены в виде:

$$a_{11} = \omega^4 N_o D_o + \omega^2 N_e D_e; \quad (2.22)$$

$$a_{12} = \omega^2 N_o D_e + \omega^2 N_e D_o; \quad (2.23)$$

$$a_{13} = \omega^4 N_e D_o + \omega^4 N_o D_e; \quad (2.24)$$

$$a_{21} = \omega^3 N_o D_e + \omega^3 N_e D_o; \quad (2.25)$$

$$a_{22} = -\omega N_e D_e + \omega^3 N_o D_o; \quad (2.26)$$

$$a_{23} = \omega^3 N_e D_e + \omega^5 N_o D_o; \quad (2.27)$$

$$\begin{aligned}
a_{31} = & \omega^8(N_o'D_o^3 - N_oD_o'D_o^2) + \omega^6(N_o'D_e^2D_o + N_oD_e^2D_o' + N_e'D_eD_o^2 + \\
& + N_eD_e'D_o^2 - 2N_oD_e'D_eD_o - 2N_eD_eD_o'D_o) + \omega^5(2N_oD_e^2D_o - 2N_eD_eD_o^2) + \\
& + \omega^4(N_e'D_e^3 - N_eD_e'D_e^2);
\end{aligned} \tag{2.28}$$

$$\begin{aligned}
a_{32} = & \omega^6(N_o'D_eD_o^2 - N_e'D_o^3 + N_eD_o'D_o^2 + N_oD_e'D_o^2 - 2N_oD_eD_o'D_o) + \\
& + \omega^5(2N_eD_o^3 - 2N_oD_eD_o^2) + \omega^4(N_o'D_e^3 - N_e'D_e^2D_o - N_eD_e^2D_o' + \\
& + 2N_eD_e'D_eD_o - N_oD_e'D_e^2);
\end{aligned} \tag{2.29}$$

$$\begin{aligned}
a_{33} = & \omega^8(N_e'D_o^3 - N_eD_o'D_o^2 - N_o'D_eD_o^2 - N_oD_e'D_o^2 + 2N_oD_eD_o'D_o) + \\
& + \omega^6(N_e'D_e^2D_o + N_eD_e^2D_o' - N_o'D_e^3 + N_oD_e'D_e^2 - 2N_eD_e'D_eD_o) + \\
& + \omega^5(2N_eD_e^2D_o - 2N_oD_e^3);
\end{aligned} \tag{2.30}$$

$$b_1 = -\cos(\varphi_m) [\omega^2 D_e^2 + \omega^4 D_o^2]; \tag{2.31}$$

$$b_2 = -\sin(\varphi_m) [\omega^2 D_e^2 + \omega^4 D_o^2], \tag{2.32}$$

где  $N_e' = \frac{dN_e}{d\omega_c}$ ,  $N_o' = \frac{dN_o}{d\omega_c}$ ,  $D_e' = \frac{dD_e}{d\omega_c}$ ,  $D_o' = \frac{dD_o}{d\omega_c}$ ,  $\omega = \omega_c$ .

Решив полученную систему уравнений методом Крамера [50], получим следующие уравнения для искомым параметров настройки ПИД-регулятора  $k_p$ ,  $k_i$ ,  $k_d$ :

$$k_p(\omega_c) = \frac{a_{13}a_{32}b_2 + a_{22}a_{33}b_1 - a_{12}a_{33}b_2 - a_{23}a_{32}b_1}{\Delta}, \tag{2.33}$$

$$k_i(\omega_c) = \frac{a_{11}a_{33}b_2 - a_{13}a_{31}b_2 - a_{21}a_{33}b_1 + a_{23}a_{31}b_1}{\Delta}, \tag{2.34}$$

$$k_d(\omega_c) = \frac{a_{12}a_{31}b_2 - a_{11}a_{32}b_2 + a_{21}a_{32}b_1 - a_{22}a_{31}b_1}{\Delta}, \tag{2.35}$$

где  $\Delta = a_{11}a_{22}a_{33} - a_{11}a_{23}a_{32} - a_{12}a_{21}a_{33} + a_{12}a_{23}a_{31} + a_{13}a_{21}a_{32} - a_{13}a_{22}a_{31}$ .

Таким образом, были получены аналитические выражения для расчета параметров настройки ПИД-регулятора в одноконтурной САУ для заданной частоты среза  $\omega_c$  и запаса устойчивости по фазе  $\varphi_m$ .

Следует упомянуть, что в случае, если обобщенный объект управления содержит транспортное запаздывание, представляемое звеном  $e^{-\tau s}$ , где  $\tau$  – время

запаздывания (с), то аналитическое решение системы уравнений (2.21) не представляется возможным ввиду наличия трансцендентных уравнений. Для решения этой проблемы целесообразно разложить передаточную функцию запаздывания в ряд Паде [50] и представить в виде:

$$e^{-\tau s} = \frac{L(s)}{M(s)}. \quad (2.36)$$

В результате чего обобщенный объект управления в общем виде можно представить как:

$$P = \frac{N(s)}{D(s)} \cdot e^{-\tau s} = \frac{N(s)}{D(s)} \cdot \frac{L(s)}{M(s)} = \frac{N(s)}{D(s)}. \quad (2.37)$$

Произведя предложенную замену, можно воспользоваться формулами (2.33) – (2.35) для расчета параметров настройки ПИД-регулятора в системах управления, содержащих запаздывание.

Известно, что идеальное дифференцирование неосуществимо в реальных системах, поэтому для настройки промышленных регуляторов предлагается использовать методику, рассмотренную в [10].

ПИД-регулятор представляется в виде:

$$C(s) = \left( k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s \right) \frac{1}{1 + sT_f + (sT_f)^2 / 2}, \quad (2.38)$$

где  $T_f$  – постоянная времени фильтра, которая зачастую выбирается равной  $k_d/N$ , а  $N$ , в свою очередь, лежит в интервале от 2 до 20.

Как следует из выражения (2.38), коэффициент усиления регулятора равен нулю на высоких частотах. Это свойство гарантирует отсутствие большого управляющего сигнала на высокочастотные шумы.

Помимо реализации дифференциальной составляющей, как известно, для применения аналоговых методик синтеза ПИД-регуляторов в современных цифровых регуляторах [79], необходимо правильно выбрать такт квантования. В общем случае, эта задача не является тривиальной, поэтому в литературе имеется множество рекомендаций относительно выбора такта квантования [12, 80]. Данное обстоятельство обусловлено тем, что увеличение такта ведет к

потере качества регулирования, а уменьшение – к возрастанию времени вычисления управляющего воздействия. Поэтому оптимальным является поиск такта квантования индивидуально для каждой системы.

В свою очередь, для учета такта квантования при расчете параметров настройки ПИД-регулятора, рекомендуется использовать известный подход: добавить запаздывание равное половине такта квантования к передаточной функции обобщенного объекта управления [10].

#### **2.4 Методика синтеза ПИД регулятора на основе задания частоты среза и запаса устойчивости по фазе**

Представим разработанный подход к синтезу параметров ПИД-регулятора в виде следующей методики [81]:

1. Задание исходных данных: запаса устойчивости по фазе, частоты среза, передаточную функцию обобщенного объекта управления.
2. Представление передаточной функции обобщенного объекта управления в виде уравнения (2.12).
3. Вычисление вспомогательных коэффициентов по формулам (2.22) – (2.32).
4. Вычисление параметров настройки регулятора по формулам (2.33) – (2.35).
5. Проверка полученных результатов.

#### **2.5 Исследование разработанной методики**

Для оценки области применимости методов настройки ПИД-регуляторов в линейных системах принято исследовать отношение инерционности обобщенного объекта управления к его запаздыванию [69]. В этом случае передаточную функцию аппроксимируют звеном первого порядка с запаздыванием.

Запишем обобщенный объект управления в общем виде:

$$P(s) = \frac{ke^{-\tau s}}{Ts + 1}, \quad (2.39)$$

где  $k$  – коэффициент усиления,  $T$  – постоянная времени,  $\tau$  – запаздывание.

Регулятор имеет вид, приведенный в формуле (2.13).

Тогда передаточная функция замкнутой САУ (структура исследуемой системы представлена на рисунке 1.8) приобретает вид:

$$G_{cl}(s) = \frac{P(s)C(s)}{1 + P(s)C(s)} = \frac{(kk_p s + kk_i + kk_d s^2)e^{-\tau s}}{Ts^2 + s + (kk_p s + kk_i + kk_d s^2)e^{-\tau s}}. \quad (2.40)$$

Для нахождения зависимости условий устойчивости от параметров настройки ПИД-регулятора для представляемой методики воспользуемся известным соотношением представления запаздывания в виде передаточной функции [10, 46]:

$$e^{-\tau s} \approx \frac{1 - s\frac{\tau}{2}}{1 + s\frac{\tau}{2}}. \quad (2.41)$$

Таким образом, характеристический полином замкнутой САУ принимает вид:

$$Den(s) = (T\tau - kk_d\tau)s^3 + (2T + \tau - kk_p\tau + 2kk_d)s^2 + (2 + 2kk_p - kk_i\tau)s + 2kk_i. \quad (2.42)$$

Согласно критерию Гурвица [8], условия устойчивости системы имеют вид:

$$T\tau - kk_d\tau > 0; \quad 2T + \tau - kk_p\tau + 2kk_d > 0;$$

$$\Delta_2 = \begin{pmatrix} 2T + \tau - kk_p\tau + 2kk_d & 2kk_i \\ T\tau - kk_d\tau & 2 + 2kk_p - kk_i\tau \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} b_1 & b_3 \\ b_0 & b_2 \end{pmatrix} = b_1b_2 - b_0b_3 > 0, \quad (2.43)$$

$$\Delta_3 = b_3\Delta_2 > 0.$$

Последнее неравенство с учетом условия  $\Delta_2 > 0$  сводится к требованию  $b_3 > 0$ . Таким образом, в целом эти условия устойчивости заключаются в положительности всех коэффициентов и предпоследнего минора  $\Delta_2$ . Необходимость положительности  $b_2$  вытекает из условия  $\Delta_2 > 0$  и положительности всех остальных коэффициентов.

Представленные ограничения являются приблизительными, поскольку при выводе условий устойчивости была использована приближенная формула (2.41).

В качестве примера рассмотрим обобщенный объект управления первого порядка с запаздыванием и варьируемой постоянной времени:

$$P(s) = \frac{e^{-5s}}{Ts + 1}. \quad (2.44)$$

Результаты исследования при различных соотношениях постоянной времени к запаздыванию обобщенного объекта управления представлены в таблице 2.1.

Таблица 2.1 – Исследование САУ при различных отношениях постоянной времени к запаздыванию

| $T/\tau, c$ | $b_0$  | $b_1$   | $b_2$  | $b_3$  | $\Delta_2$ | $\varphi, ^\circ$ | $\omega_c, \text{рад/с}$ | Устойчивость |
|-------------|--------|---------|--------|--------|------------|-------------------|--------------------------|--------------|
| 0,02        | 0,25   | 5,12    | 2,05   | 0,02   | 10,5       | 90                | 0,01                     | Да           |
| 0,02        | 0,57   | 4,32    | 1,5    | 0,19   | 6,35       | 60                | 0,1                      | Нет          |
| 0,02        | 2,78   | 5,08    | 1,05   | 0,02   | 5,26       | 60                | 0,01                     | Нет          |
| 0,2         | 0,08   | 6,32    | 2,56   | 0,57   | 16,15      | 60                | 0,3                      | Нет          |
| 0.2         | 1,82   | 5,38    | 2,32   | 0,38   | 11,79      | 60                | 0,2                      | Да           |
| 2           | 45,12  | 18,97   | 3,47   | 0,19   | 57,07      | 60                | 0,1                      | Да           |
| 2           | 38,82  | 24,53   | 5,43   | 0,47   | 117        | 60                | 0,2                      | Да           |
| 2           | 37,46  | 49,43   | 1,59   | 2,17   | -2,95      | 60                | 0,3                      | Нет          |
| 4           | 90,12  | 33,14   | 5,48   | 0,19   | 164,45     | 60                | 0,1                      | Да           |
| 4           | 79,93  | 46,62   | 8,8    | 0,49   | 371,32     | 60                | 0,2                      | Да           |
| 4           | 79,06  | 121,42  | -4,91  | 6,12   | -1080,1    | 60                | 0,3                      | Да           |
| 4           | 80,85  | 8,85    | 9,83   | -0,07  | 92,59      | 25                | 0,2                      | Нет          |
| 40          | 819,98 | 450,57  | 68,9   | 2,04   | 29372      | 60                | 0,2                      | Да           |
| 40          | 827,86 | 2259,81 | -311,5 | 152,94 | -830502,3  | 60                | 0,3                      | Нет          |
| 40          | 900,15 | 285,41  | 41,7   | 0,1    | 11814,22   | 60                | 0,1                      | Да           |

Как видно из таблицы 2.1, предложенная в работе методика работоспособна на широком интервале отношения постоянной времени обобщенного объекта к его запаздыванию. Для того чтобы система имела высокое быстродействие необходимо увеличить частоту среза системы. С другой стороны, чрезмерное увеличение частоты среза ведет к появлению колебаний в переходном процессе. Увеличить скорость системы, одновременно сохранив приемлемый уровень и частоту колебаний, возможно путем увеличения запаса устойчивости по фазе. Исходя из таблицы 2.1, верно и обратное утверждение, что уменьшение запаса устойчивости по фазе ведет к уменьшению верхнего предела частоты среза, после которой параметры настройки ПИД-регулятора предложенной методикой не обеспечивают устойчивость системы.

Не смотря на широкий диапазон варьирования отношения постоянной времени обобщенного объекта к его запаздыванию, каждый случай настройки САУ следует рассматривать отдельно ввиду низкого качества проектируемой системы с ПИД-регулятором при малых значениях постоянной времени обобщенного объекта управления по сравнению с его запаздыванием. Данная методика не претендует на оптимальное качество управления на всем диапазоне возможных значений отношения постоянной времени обобщенного объекта к его запаздыванию и, возможно, для синтеза САУ такими объектами следует использовать другие современные техники управления (адаптивные системы [82–84], регуляторы с нейро-нечеткой логикой [85–87] и др.).

Применение условий (2.43) ограничивается соотношением постоянной времени обобщенного объекта передаточной функции к его запаздыванию. Чтобы определить численные значения отношения при которых можно рекомендовать предлагаемую методику к использованию, выберем передаточную функцию обобщенного объекта управления в виде (2.39) и зафиксируем коэффициент передачи (равен 1) и запаздывание (равно 5 с).

Согласно графику, приведенному на рисунке 2.3 и таблице 2.2, чем меньше соотношение постоянной времени обобщенного объекта к его запаздыванию,

тем больше среднеквадратическое отклонение аппроксимированной передаточной функции от исходной.

Таблица 2.2 – Исследование зависимости среднеквадратического отклонения от отношения постоянной времени обобщенного объекта управления к его запаздыванию

| Отношение постоянной времени $T$ к запаздыванию $\tau$ | Среднеквадратическое отклонение аппроксимированной передаточной функции от исходной, % |
|--|--|
| 0,02   | 48,17  |
| 0,2  | 30,98  |
| 2  | 4,85   |
| 4  | 2,52   |
| 40   | 0,26   |

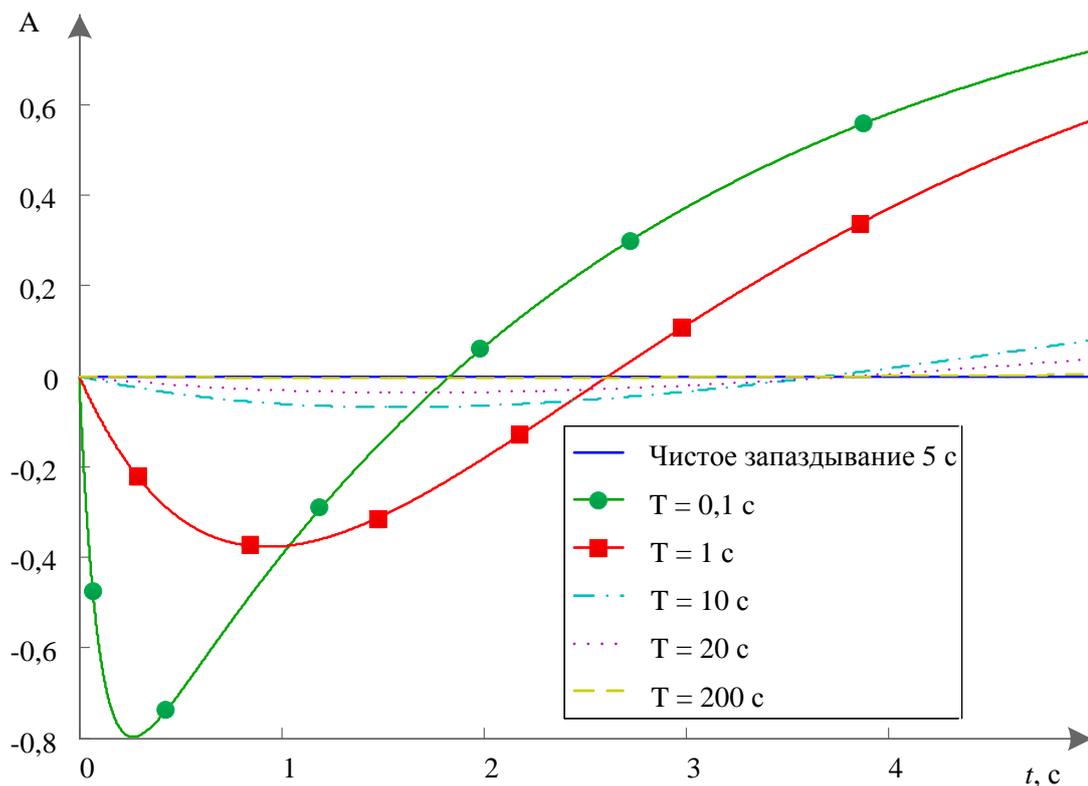


Рисунок 2.3 – График переходных характеристик аппроксимированной и исходной передаточных функций

Исходя из рисунка 2.3 и таблицы 2.2, можно сделать вывод, что формула (2.41) справедлива при значении отношении постоянной времени обобщенного объекта к его запаздыванию более двух. Таким образом,

условия (2.43) для проверки устойчивости системы справедливы на интервале от 2 и более.

При отношении менее 2, следует применять либо методы моделирования, построения годографов Найквиста и/или Михайлова, а также использовать другие известные методы проверки устойчивости САУ [8].

Для увеличения диапазона работы предлагаемой в работе методикой был проведен сравнительный анализ среднеквадратического отклонения аппроксимированной передаточной функции от исходной в зависимости от порядка аппроксимации и постоянной времени обобщенного объекта при фиксированных значениях коэффициента передачи и запаздывания. Результаты сравнительного анализа представлены в таблице 2.3.

Таблица 2.3 – Поиск оптимального порядка аппроксимации звена запаздывания

| Отношение<br>постоянной<br>времени $T$ к<br>запаздыванию<br>$\tau$ | Среднеквадратическое отклонение аппроксимированной<br>передаточной функции от исходной, % |                          |                          |                          |
|--|---|--------------------------|--------------------------|--------------------------|
|  | 1-й порядок<br>ряда Паде  | 3-й порядок<br>ряда Паде | 5-й порядок<br>ряда Паде | 7-й порядок<br>ряда Паде |
| 0,02   | 48,17   | 21                       | 15,51                    | 12,36                    |
| 0,2  | 30,98   | 9,11                     | 4,86                     | 3,08                     |
| 2  | 4,85  | 1,06                     | 0,52                     | 0,32                     |
| 4  | 2,52  | 0,53                     | 0,26                     | 0,16                     |
| 40   | 0,26  | 0,05                     | 0,03                     | 0,02                     |

Из таблицы 2.3 видно, что наименьшего отношения постоянной времени обобщенного объекта к его запаздыванию равному 0,2 (погрешность аппроксимации менее 5 %) достигается при использовании ряда Паде 5-го порядка. Таким образом, хотя предлагаемая в работе методика параметрического синтеза ПИД-регулятора не имеет явных ограничений, его рекомендуется

применять в случаях, когда отношение постоянной времени обобщенного объекта к его запаздыванию составляет не менее 0,2.

## 2.6 Сравнительный анализ предложенной методики

Для подтверждения работоспособности и эффективности, представленной методики настройки ПИД-регулятора необходимо сравнить с существующими методами. Согласно последним работам, посвященным настройке ПИД-регуляторов, наибольшее распространение в теоретических и практических работах приобрели методы AMIGO [10, 48, 76], SIMC (Skogestad *internal model control*) [62, 72–74], метод оптимального модуля [54, 56, 68], метод Циглера-Никольса [12, 75]. Именно с этими методами целесообразно сравнивать новую методику настройки ПИД-регулятора.

Результаты сравнительного анализа представлены в таблице 2.4 и на рисунках 2.4, 2.5.

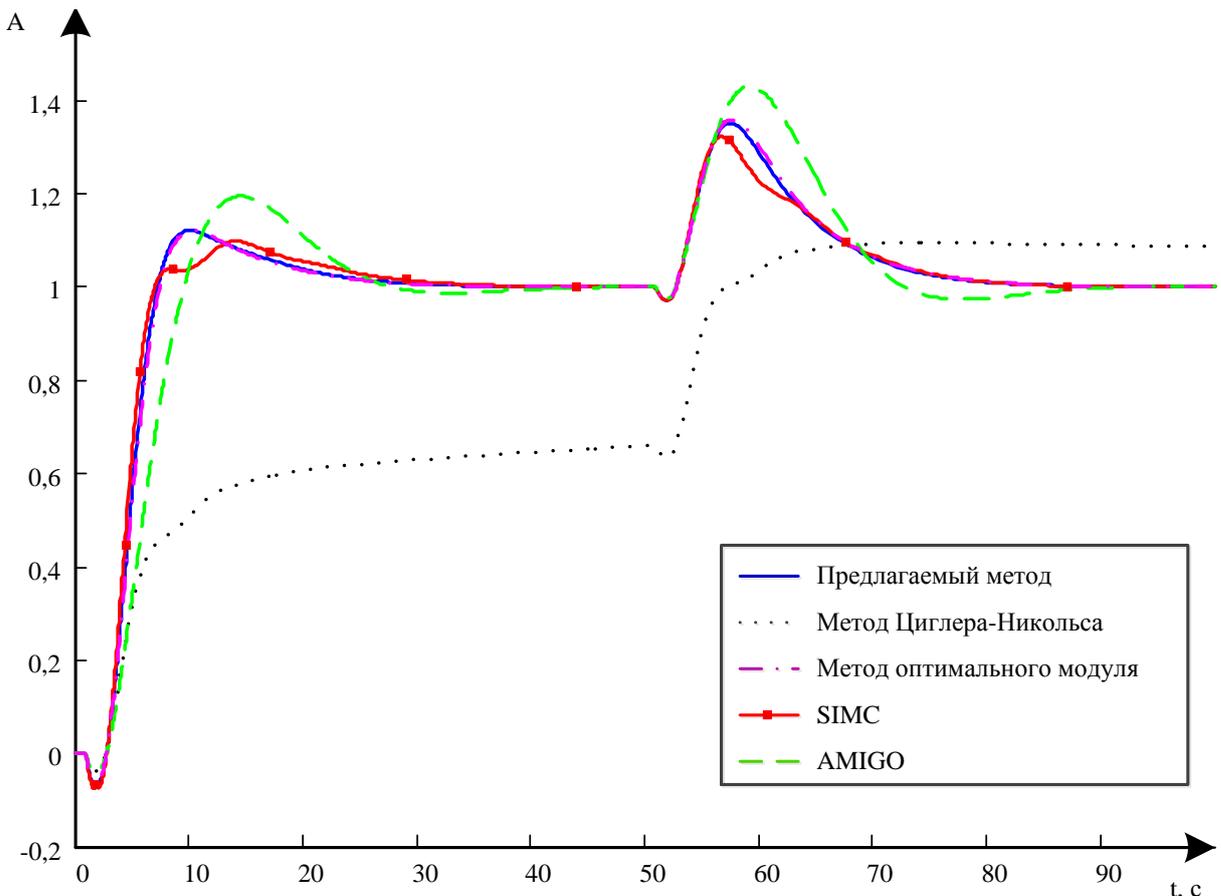


Рисунок 2.4 – Переходные процессы систем, настроенных различными методами (пример 1)

Таблица 2.4 – Сравнительные характеристики систем

| Номер п/п | Обобщенный объект управления        | Метод                     | $k_p$  | $k_i$  | $k_d$  | Запас по фазе, ° | $M_s$  |
|-----------|-------------------------------------|---------------------------|--------|--------|--------|------------------|--------|
| 1         | $\frac{(-s+1)e^{-s}}{(6s+1)(2s+1)}$ | Предлагаемый метод        | 2,175  | 0,27   | 3,499  | 60               | 1,269  |
|           |                                     | Метод Циглера-Никольса    | 1,361  | 0,097  | 4,762  | 107,1            | 1      |
|           |                                     | SIMC                      | 2,429  | 0,286  | 4,999  | 63,59            | 1,335  |
|           |                                     | Метод оптимального модуля | 2,101  | 0,261  | 3,24   | 60,1             | 1,265  |
|           |                                     | AMIGO                     | 1,314  | 0,23   | 1,73   | 54,4             | 1,1868 |
| 2         | $\frac{e^{-0.1s}}{s^2+1.5s+1}$      | Предлагаемый метод        | 1,5033 | 0,9558 | 0,5916 | 70               | 1,6878 |
|           |                                     | Метод Циглера-Никольса    | 6,724  | 7,926  | 1,426  | 24,71            | 1,31   |
|           |                                     | SIMC                      | 1,138  | 0,666  | 0,212  | 69,97            | 1,697  |
|           |                                     | Метод оптимального модуля | 7,5    | 5,01   | 5,01   | 61,3             | 1,5913 |
|           |                                     | AMIGO                     | 1,789  | 1,77   | 0,35   | 36,7             | 1,8393 |

Метод SIMC, позволяющий осуществлять дополнительную корректировку переходного процесса за счет дополнительного параметра, был настроен таким образом, чтобы обеспечить по возможности наиболее близкие показатели устойчивости (запас по фазе) к исследуемой методике.

Как видно из таблицы, предлагаемый метод обладает малым значением  $M_s$ , что свидетельствует о высокой устойчивости систем управления, настраиваемых с использованием предлагаемого метода.

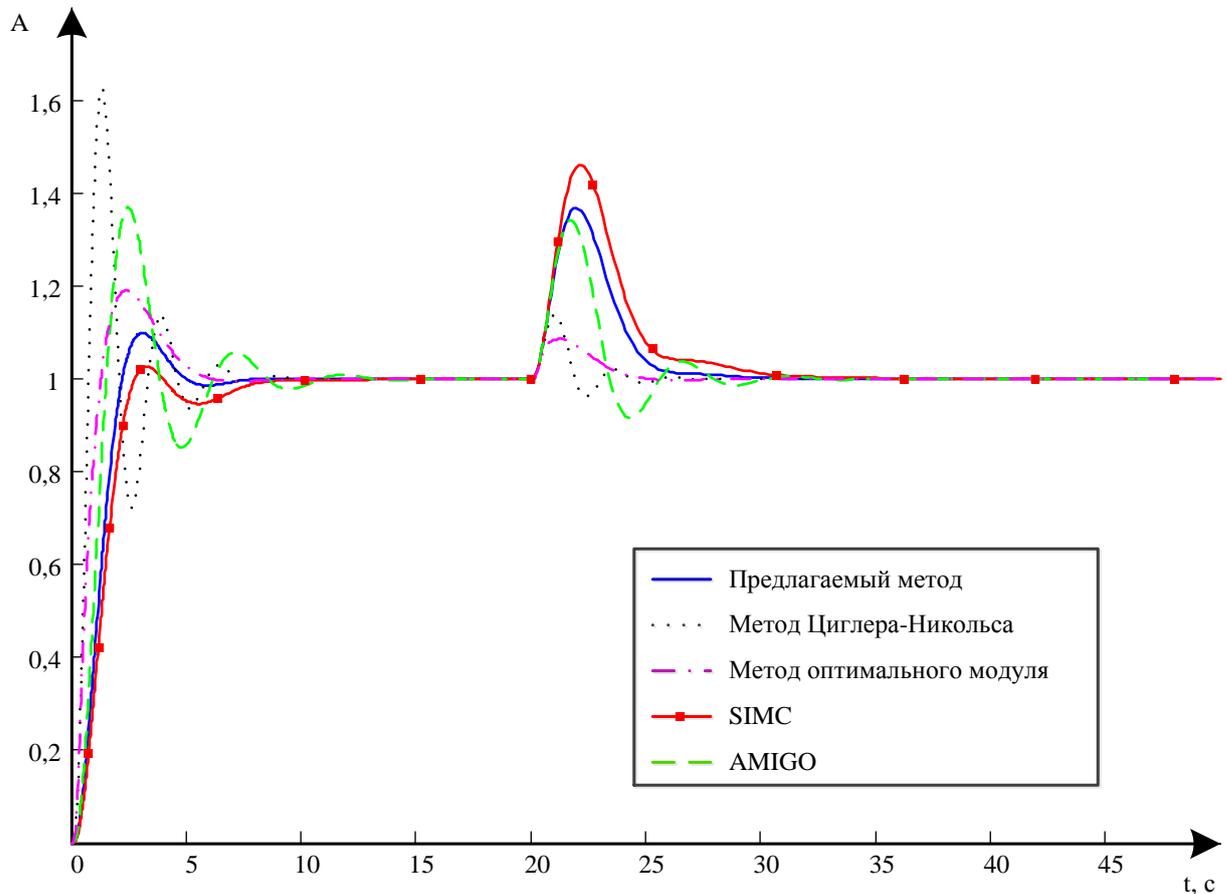


Рисунок 2.5 – Переходные процессы систем, настроенных различными методами (пример 2)

В таблице 2.5 приведены сравнительные значения показателей качества САУ, настроенных различными методами. Из таблицы видно, что по качеству разработанный метод не уступает методу оптимального модуля, обеспечивает в системе малое перерегулирование, время регулирования и колебательность [88]. Безусловно, предлагаемый метод, как и метод SIMC, можно настроить иначе, обеспечив тем самым более быстрый или же более долгий переходный процесс.

Таблица 2.5 – Показатели качества одноконтурных САУ

| Обобщенный объект управления        | Метод                     | По управляющему воздействию |              |     | По возмущающему воздействию |              |     |
|-------------------------------------|---------------------------|-----------------------------|--------------|-----|-----------------------------|--------------|-----|
|                                     |                           | $T_s, c$                    | $\sigma, \%$ | $f$ | $T_s, c$                    | $\sigma, \%$ | $f$ |
| $\frac{(-s+1)e^{-s}}{(6s+1)(2s+1)}$ | Предлагаемый метод        | 18,5                        | 12           | 0   | 21,6                        | 35,3         | 0   |
|                                     | Метод Циглера-Никольса    | 504                         | 0            | 0   | 519                         | 40           | 0   |
|                                     | SIMC                      | 21,2                        | 9,9          | 0   | 21,6                        | 32           | 0   |
|                                     | Метод оптимального модуля | 18,5                        | 12           | 0   | 22                          | 36           | 0   |
|                                     | AMIGO                     | 23,2                        | 19,5         | 1   | 25                          | 43           | 0   |
| $\frac{e^{-0.1s}}{s^2 + 1.5s + 1}$  | Предлагаемый метод        | 4,1                         | 10           | 1   | 4,8                         | 36,8         | 0   |
|                                     | Метод Циглера-Никольса    | 6,8                         | 71,5         | 3   | 3,5                         | 16           | 1   |
|                                     | SIMC                      | 6                           | 2,6          | 1   | 5,7                         | 46           | 0   |
|                                     | Метод оптимального модуля | 4,5                         | 19           | 1   | 2,7                         | 9,4          | 1   |
|                                     | AMIGO                     | 7,5                         | 36,8         | 2   | 4,3                         | 34           | 1   |

## 2.7 Разработка методики параметрического синтеза ПИД-регуляторов в интервальных системах

Ранее было рассмотрено применение метода параметрического синтеза ПИД-регулятора стационарных систем при задании желаемого запаса устойчивости по фазе и частоты среза. Однако в САУ, параметры объекта управления могут меняться в процессе эксплуатации системы по различным неизвестным законам. В то же время в большинстве случаев можно определить диапазон варьирования параметров объекта управления. Для этого можно использовать известные методики идентификации [8, 9, 69], например, на ступенчатое изменение входного сигнала разомкнутой САУ при различных начальных параметрах, а также в различных режимах работы технологической

установки. Тогда, полученные параметры можно отнести к классу интервально-неопределенных [89–91]. Системы, имеющие интервально-неопределенные параметры, получили название интервальных систем [92–95].

Для случая интервально-заданных параметров объекта управления необходимо, чтобы параметры регулятора обеспечивали требуемое качество управления на всем диапазоне изменения параметров. Таким образом, задача синтеза параметров ПИД-регулятора сводится к нахождению такой комбинации коэффициентов, которая бы гарантировала требуемое качество управления для любых вариаций параметров объекта управления в заданных интервалах.

### 2.7.1 Методы исследования интервальных систем

Предположим, что линейная интервальная система описывается передаточной функцией вида:

$$P(s) = \frac{N(s, v)}{D(s, v)}. \quad (2.45)$$

где коэффициенты полиномов  $N(s, v)$  и  $D(s, v)$  зависят от интервальных параметров, образующих вектор  $v$ .

Согласно работам [89–91] существует несколько видов неопределенностей:

- Аффинная неопределенность;
- Интервальная неопределенность;
- Полилинейная неопределенность;
- Полиномиальная неопределенность.

Для простоты изложения ограничимся полиномом второго порядка.

Аффинной неопределенностью называется неопределенность параметров полинома, образованных разностью или суммой интервальных параметров. Пример:  $v_1 s^2 + (5v_2 - v_1 + v_3)s + (4v_3 + v_1)$ ,  $v_i \in [v_{i \min}, v_{i \max}]$ .

Интервальной неопределенностью является случай, когда коэффициенты полинома никак не связаны между собой, и просто лежат в некотором интервале.

Пример:  $v_1 s^2 + v_2 s + v_3$ ,  $v_i \in [v_{i \min}, v_{i \max}]$ .

Полилинейная неопределенность является обобщением аффинной неопределенности и означает, что коэффициенты исследуемого полинома линейно зависят от других параметров.

Пример:  $s^2 + (5v_2 v_1 + v_3)s + (4v_3 v_2 + v_1)$ ,  $v_i \in [v_{i \min}, v_{i \max}]$ .

Полилинейная неопределенность – случай, когда хотя бы один коэффициент исследуемого полинома является полиномом от параметров объекта.

Существует большое количество работ, посвященных методам анализа интервальных систем [96–104]. Огромный интерес в научном сообществе привлекла работа В.Л. Харитонова, которым были получены необходимые и достаточные условия устойчивости интервальных полиномов [104]. Большое количество работ посвящено анализу интервальных систем на основе корневого подхода [102, 105–110], в том числе с применением свойств корневого годографа [111–114]. Анализу интервальных систем в частотной области посвящены работы Я.З. Цыпкина и Ю.И. Неймарка [115–121]. Классической теорией автоматического управления для анализа запаса устойчивости используются запасы устойчивости по амплитуде, по фазе, функции чувствительности [10, 46]. Одним из показателей робастности и качества настройки регулятора может служить график области изменения времени регулирования и перерегулирования [122]. Вид одного из таких графиков изображен на рисунке 2.6.

Наибольшее распространение получили работы, посвященные интервальной неопределенности. Это объясняется тем, что классическими методами идентификации легко выявить, именно интервалы варьирования, коэффициентов передаточной функции объекта управления. Поэтому в дальнейшем, будем рассматривать именно такой вид неопределенности.

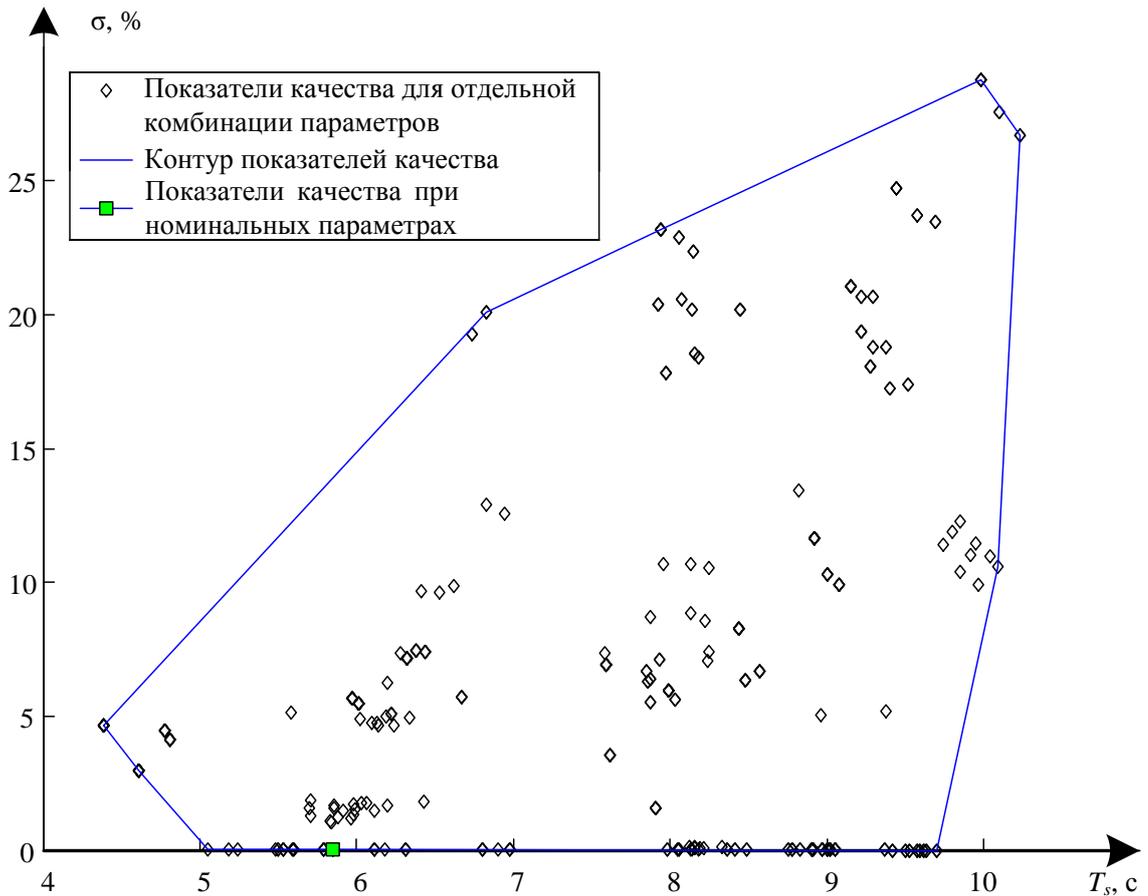


Рисунок 2.6 – График показателей качества в интервальных системах

Рассмотрим некоторые существующие методы анализа робастной устойчивости.

Как было упомянуто выше, наибольшее распространение в отечественной и зарубежной литературе получила теорема Харитонова [104]:

*Непрерывный интервальный полином является робастно устойчивым, если устойчивы четыре особым образом составленных полинома – полинома Харитонова.*

Пусть задан интервальный полином:

$$A(s) = a_0 + a_1s + \dots + a_n s^n, \underline{a}_i \leq a_i \leq \bar{a}_i, i = 0, \dots, n.. \quad (2.46)$$

Таким образом, согласно теореме Харитонова, для обеспечения робастной устойчивости необходимо чтобы четыре полинома, были полиномами Гурвица, то есть были устойчивыми:

$$\begin{aligned}
 A_1(s) &= \underline{a}_0 + \underline{a}_1s + \bar{a}_2s^2 + \bar{a}_3s^3 + \dots, \\
 A_2(s) &= \bar{a}_0 + \underline{a}_1s + \underline{a}_2s^2 + \bar{a}_3s^3 + \dots, \\
 A_3(s) &= \bar{a}_0 + \bar{a}_1s + \underline{a}_2s^2 + \underline{a}_3s^3 + \dots, \\
 A_4(s) &= \underline{a}_0 + \bar{a}_1s + \bar{a}_2s^2 + \underline{a}_3s^3 + \dots
 \end{aligned}
 \tag{2.47}$$

Недостатком данного метода является отсутствие прямого показателя, уменьшая или увеличивая который можно было бы добиться большей или меньшей робастной устойчивости.

Количественный показатель может быть найден методами корневого анализа и корневого годографа [105–110], но этот подход для систем, содержащих запаздывание, является приблизительным (так как наличие запаздывания ведет к бесконечному числу нулей и полюсов передаточной функции объекта управления), а также сопряжен с трудоемкими вычислениями.

В этом случае классические методы анализа устойчивости (см. подраздел 1.2) являются наиболее предпочтительными: их легко вычислить, они дают точное численное значение, однозначно определяющее степень устойчивости САУ. Единственным недостатком запасов устойчивости по фазе и амплитуде, а также функций чувствительности является то, что они не приспособлены для расчета интервальных систем.

Метод, основанный на построение области показателей качества (см. рисунок 2.6) при варьировании параметров объекта идеально подходит для анализа интервальных систем с точки зрения оценки качества. Конечно, он не дает единственной количественной оценки, но позволяет точно определить максимальные прямые показатели качества САУ при всех возможных значениях коэффициентов передаточной функции объекта управления.

Критерием оптимальности системы является минимальная область, построенная путем соединения крайних точек прямыми линиями, а также максимальная близость точки с номинальными параметрами, равно как и вся область, к точке с координатами (0;0).

Таким образом, в результате проведенного обзора можно сделать вывод о необходимости разработки методики параметрического синтеза ПИД-регулятора

в интервальных САУ. Также необходимо обеспечить ясную взаимосвязь между методом оценки качества интервальных систем и запасом по фазе и частотой среза, на которых основан представляемый метод, путем построения области в координатах  $T_s - \sigma$ .

### 2.7.2 Постановка задачи синтеза ПИД-регулятора в интервальных одноконтурных САУ

Пусть обобщенный объект управления задан в виде:

$$P(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{\sum_{i=0}^k n_i s^i}{\sum_{j=0}^l d_j s^j}, \quad (2.48)$$

где  $\underline{n}_i \leq n_i \leq \bar{n}_i$ ,  $\underline{d}_j \leq d_j \leq \bar{d}_j$ ;  $\underline{n}_i$  и  $\underline{d}_j$  – минимальные значения коэффициентов  $n_i$  и  $d_j$ , а  $\bar{n}_i$  и  $\bar{d}_j$  – максимальные значения коэффициентов  $n_i$  и  $d_j$ , соответственно;  $l$  и  $k$  – степени полиномов  $N(s)$  и  $D(s)$ .

Структурная схема рассматриваемой САУ представлена на рисунке 1.8.

Предлагаемый в подразделе 2.4 метод основан на задании желаемого запаса устойчивости по фазе и частоты среза САУ. Но эти параметры напрямую не связаны с интервальными системами.

Исходными данными для синтеза параметров настройки ПИД-регулятора являются:

- значение запаса устойчивости по фазе;
- значение частоты среза;
- передаточная функция обобщенного объекта управления с указанием диапазона изменения каждого коэффициента полиномов числителя и знаменателя.

При этом, заданные значения частоты среза и запаса устойчивости по фазе должны обеспечивать устойчивость замкнутой системы при номинальных параметрах обобщенного объекта управления.

Требуется рассчитать параметры настройки ПИД-регулятора таким образом, чтобы обеспечить минимальное значение перерегулирования и времени регулирования при варьировании параметров обобщенного объекта управления.

### 2.7.3 Исследование взаимосвязей частотных характеристик САУ с областью в координатах время регулирования – перерегулирование

Выше было сказано, что область в координатах  $T_s - \sigma$  позволяет оценить качество интервальной системы. Чем меньше область образованная крайними точками и чем ближе она к началу координат, тем менее система управления подвержена влиянию изменения параметров объекта управления.

Известно, что чем устойчивее САУ, тем меньше перерегулирование в системе, а также что чем больше частота среза системы, тем она более быстродействующая [10–46]. Таким образом, для приближения рассматриваемой области к началу координат необходимо обеспечить минимальное перерегулирование в системе за счет задания максимально возможного показателя устойчивости и, в то же время, выбрать максимальную частоту среза, для обеспечения минимального времени регулирования.

Но с другой стороны, задание большого запаса устойчивости уменьшает скорость системы, а при слишком высокой частоте среза в системе могут наблюдаться колебания.

В качестве показателя устойчивости в данном разделе предлагается выбрать минимальное значение, которое приобретает функция чувствительности  $s_m$ . Данный показатель является более общим в сравнении с запасом устойчивости по фазе или по амплитуде [10, 46]. Это положение может быть легко проиллюстрировано возможной АФЧХ разомкнутой САУ (см. рисунок 2.7).

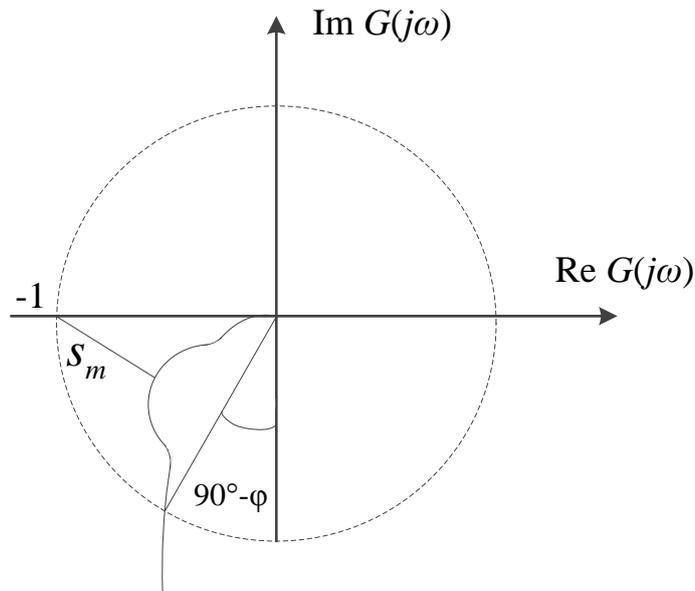


Рисунок 2.7 – Особый случай АФЧХ САУ

Согласно вышеизложенному, можно обозначить следующие тезисы:

- функция чувствительности определяет минимальные запасы по амплитуде и фазе, согласно формулам (1.19), (1.20);
- увеличение частоты среза уменьшает время регулирования в системе, но затем начинают появляться колебания, которые при дальнейшем ее увеличении приводят систему к неустойчивому состоянию [123].

Последний тезис легко проиллюстрировать на следующем примере.

Пусть передаточная функция обобщенного объекта управления имеет вид:

$$P(s) = \frac{1}{(s+1)(s^2+s+5)} e^{-2s}. \quad (2.49)$$

Найдя параметры настройки ПИД-регулятора, и произведя моделирование САУ, был получен график, показывающий влияние частоты среза на переходную характеристику системы (см. рисунок 2.8). Запас устойчивости по фазе для данной САУ был выбран максимальным из рекомендуемых в литературе [8–10] –  $60^\circ$ .

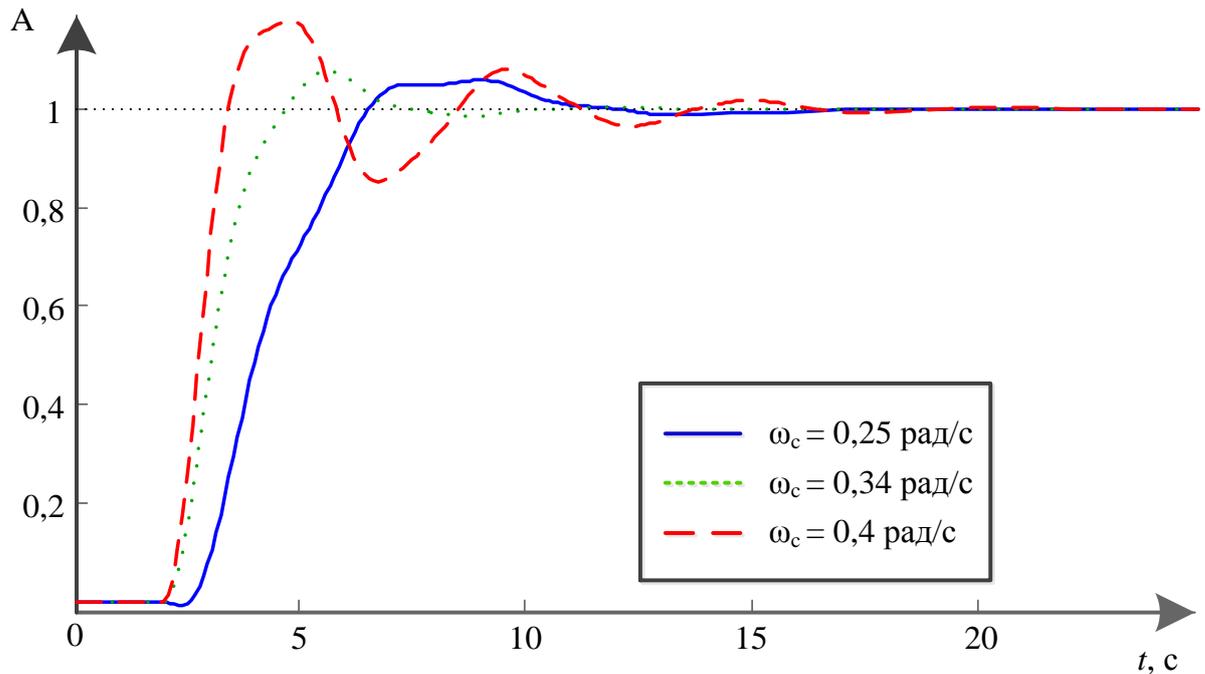


Рисунок 2.8 – Влияние частоты среза на переходную характеристику САУ по управлению

Произведем построение области в координатах  $s_m$  – запас по фазе – частота среза. Это позволит нам определить, обладает ли данная функция  $s_m(\varphi_m, \omega_c)$  глобальным минимумом. Общий вид функции позволит оценить, является ли данный показатель подходящим для последующей оптимизации с целью поиска оптимальных значений запаса устойчивости по фазе и частоты среза САУ. Результат построения области представлен на рисунке 2.9. В качестве обобщенного объекта управления была выбрана передаточная функция (2.49) с вариацией параметров  $\pm 15\%$ . «Пустоты» в представленной области свидетельствуют о том, что при данных параметрах настройки ПИД-регулятора система неустойчива.

Как видно из рисунка 2.9, область обладает ярко выраженным глобальным максимумом.

Согласно подразделу 1.2 возможной комплексной оценкой может быть выбран один из интегральных показателей качества. Наиболее полно качество системы, с точки зрения минимальности перерегулирования и времени регулирования, характеризует интеграл от модуля сигнала рассогласования

$IAE$  (1.9). Он позволяет учесть как положительное, так и отрицательное перерегулирование. Минимальность наибольшего значения сигнала рассогласования при варьировании параметров объекта управления является признаком минимальности области в координатах  $T_s - \sigma$ .

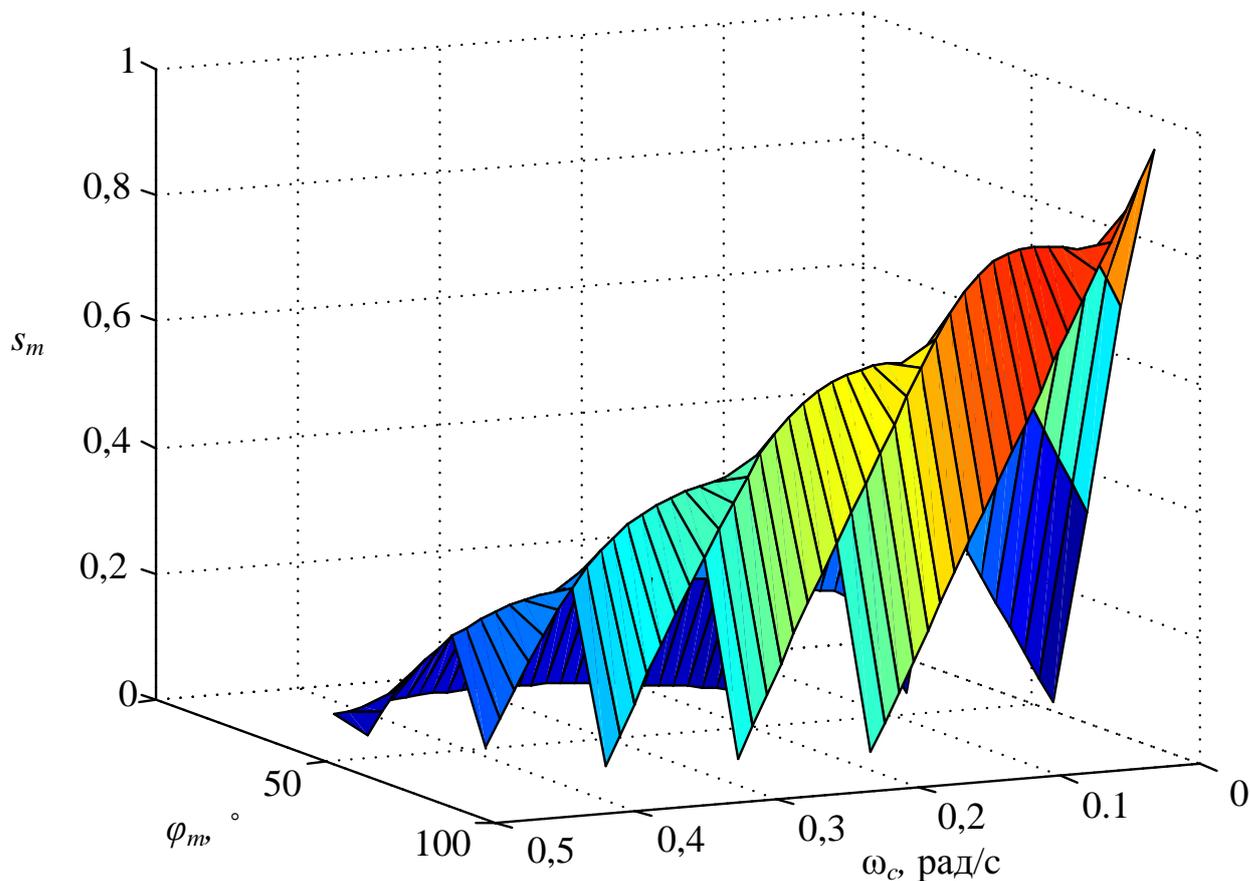


Рисунок 2.9 – Область изменения значения функции чувствительности в зависимости от запаса устойчивости по фазе и частоты среза

К сожалению, прямое сравнение интегрального показателя с функцией чувствительности  $s_m$  не представляется возможным. Так как последняя, для типовой САУ, лежит в интервале от 0 до 1, в то время как  $IAE$  может приобретать значения от 0 до бесконечности (в общем случае). В связи с этим, для приведения данного показателя к значению от 0 до 1, его текущее значение можно поделить на максимально возможное. Таким образом, порядок построения приведенного графика следует производить следующим образом:

1. Задать передаточную функцию обобщенного объекта управления;
2. Задать значения частоты среза и запаса по фазе;

3. Рассчитать параметры настройки регулятора;
4. Найти переходную характеристику замкнутой САУ;
5. Рассчитать критерий  $IAE$ .

Ввиду возможного изменения параметров передаточной функции объекта управления, пункты 4 и 5 необходимо выполнить  $3^n$  раз, где  $n$  – количество изменяемых параметров передаточной функции. Таким образом, при единичном выполнении пунктов 1–5 можно определить значение интегрального критерия  $IAE_0$ . Затем при изменении частоты среза и запаса по фазе необходимо найти частное от деления рассчитанного значения текущего интегрального показателя  $IAE_i$  к начальному значению  $IAE_0$ . Область, полученная представленным способом при передаточной функции обобщенного объекта управления (2.49) и вариации параметров  $\pm 15\%$ , а также изменении запаса устойчивости по фазе и частоты среза приведена на рисунках 2.10 и 2.11.

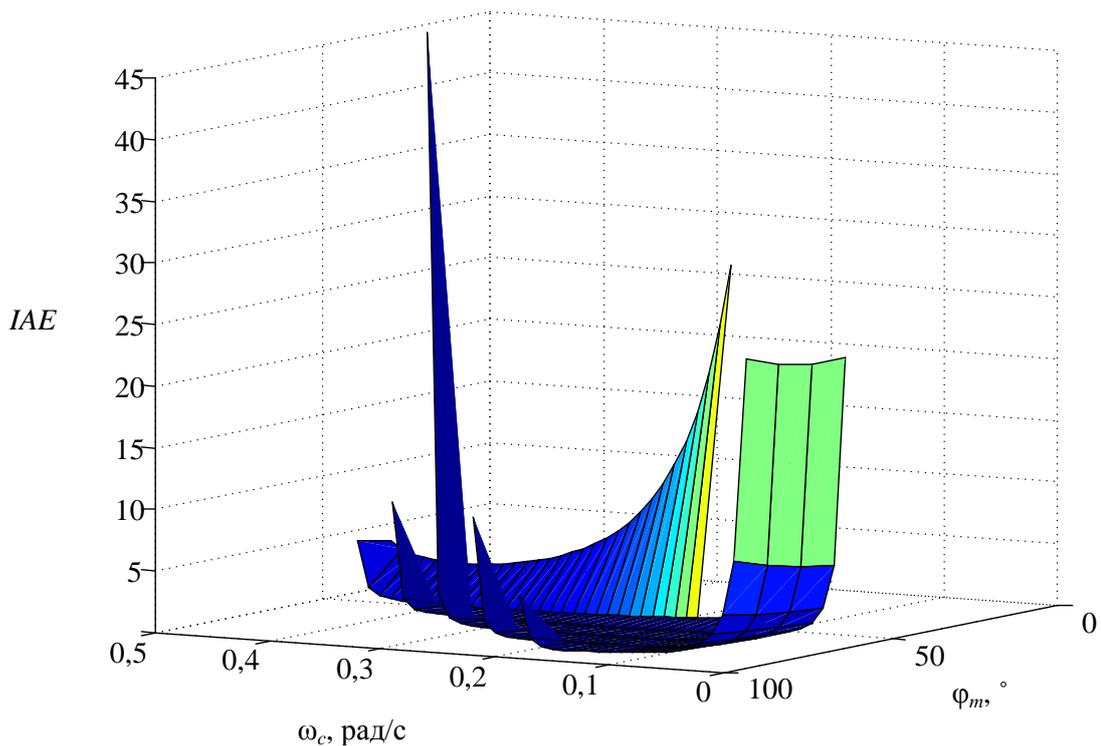


Рисунок 2.10 – Область изменения значения интегрального показателя  $IAE$  в зависимости от запаса устойчивости по фазе и частоты среза

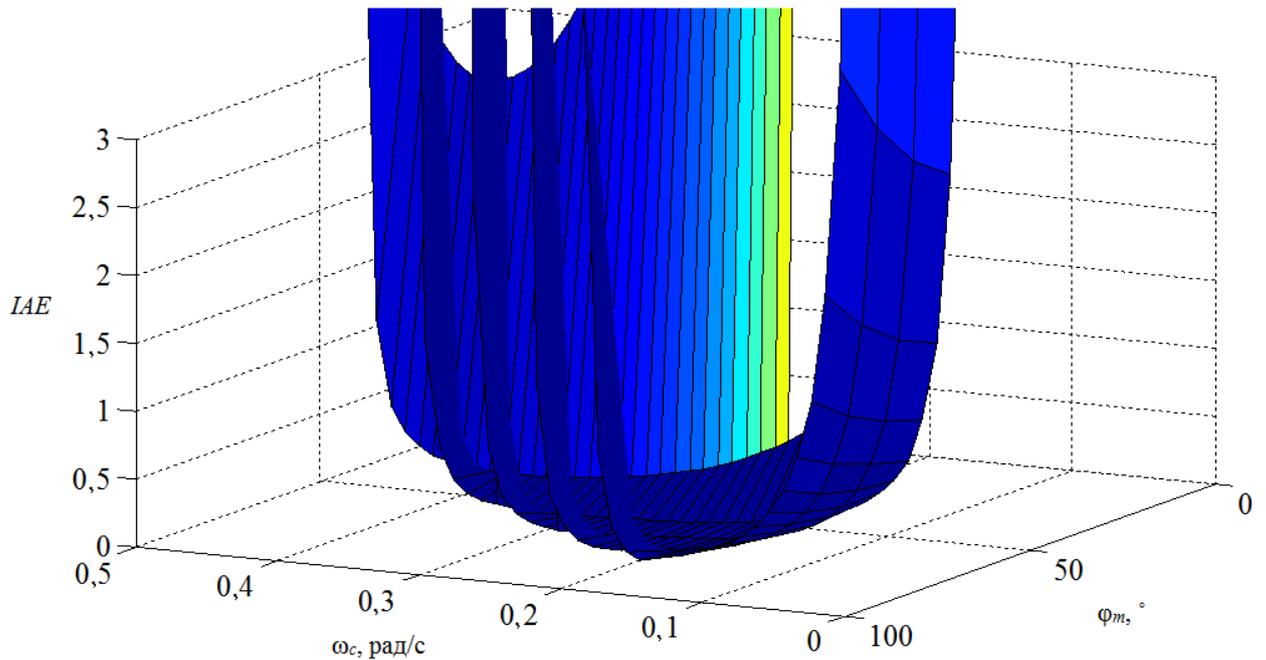


Рисунок 2.11 – Демонстрация наличия глобального минимума функции интегрального показателя качества  $IAE$

Чтобы поставить однозначную задачу минимизации или максимизации необходимо привести значение функции чувствительности и интегральный показатель качества  $IAE$  к одному виду. Для этого можно взять один из параметров с обратным знаком. Если этот параметр – функция чувствительности, то задача является задачей поиска минимума, иначе – задачей поиска максимума. Конечный функционал, позволяющий найти оптимальные значения частоты среза и запаса устойчивости по фазе в интервальной системе, имеет вид:

$$V[\varphi_m, \omega_c] = -\min(s_m^i) + \frac{\max(IAE_i)}{IAE_0} \rightarrow \min, \quad (2.50)$$

где  $\max(IAE_i)$  – максимальное значение интегрального показателя качества  $IAE$  при вариации параметров обобщенного объекта управления,  $i = 1 \dots 3^n$ .

Таким образом, был получен функционал вида (2.50), позволяющий найти оптимальные значения запаса устойчивости по фазе и частоту среза системы, обеспечивающие минимальность области в координатах  $T_s - \sigma$ . Сравнительные результаты (для обобщенного объекта управления имеющего вид (2.49)) с известными методами (настроенными на номинальные значения параметров

передаточной функции обобщенного объекта управления) представлены на рисунках 2.12, 2.13 и таблице 2.6. Метод Циглера-Никольса был исключен из рассмотрения ввиду большого времени регулирования и существенно большей колебательности, а также неустойчивости при изменении параметров объекта в пределах  $\pm 15\%$ . Для поиска минимального значения функционала был использован симплекс метод [124], реализованный в пакете MATLAB и его расширении *Optimization toolbox* [125].

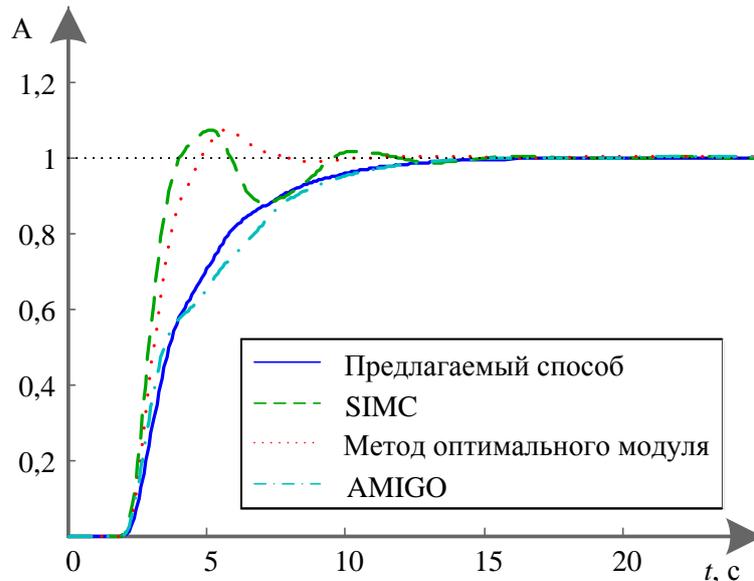


Рисунок 2.12 – Переходные характеристики САУ при номинальных параметрах объекта управления

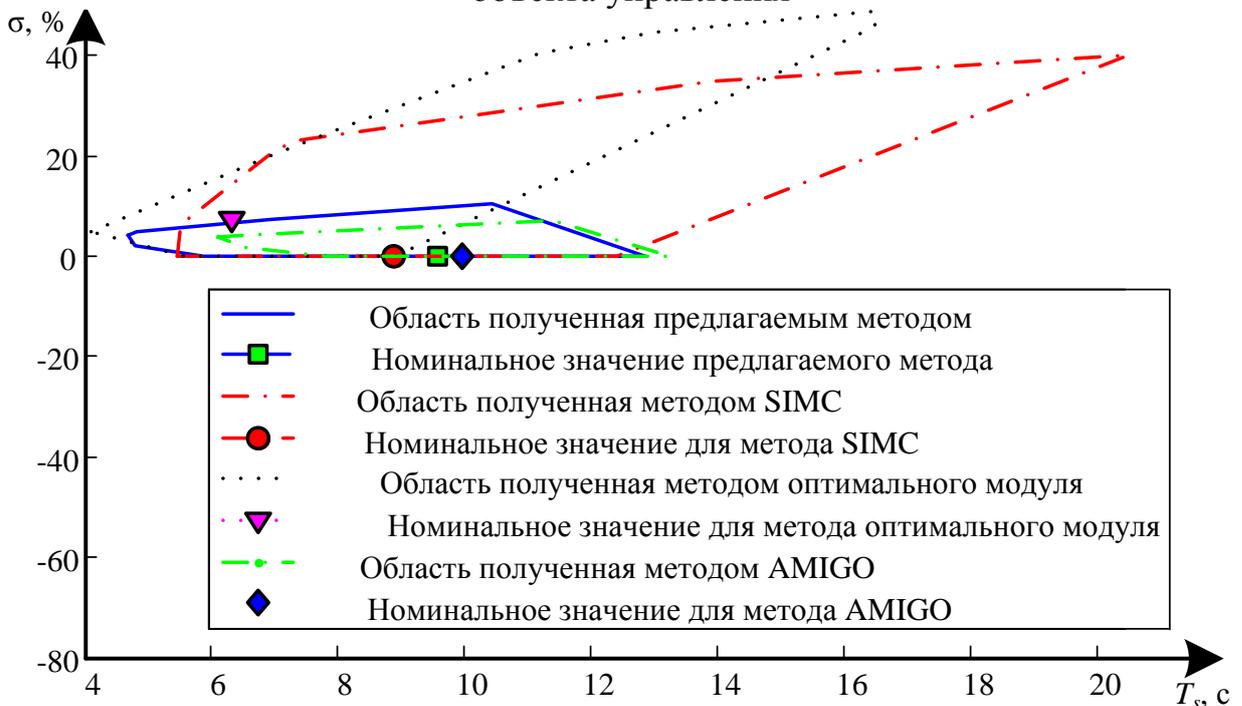


Рисунок 2.13 – Оценка показателей качества САУ, настроенных различными методами

Таблица 2.6 – Сравнительные характеристики систем

| Обобщенный объект управления      | Метод                     | $k_p$ | $k_i$ | $k_d$ | Запас по фазе, ° | Частота среза $\omega_c$ , рад/с | $M_s$ |
|-----------------------------------|---------------------------|-------|-------|-------|------------------|----------------------------------|-------|
| $\frac{1}{(s+1)(s^2+s+5)}e^{-2s}$ | Предлагаемый способ       | 1,724 | 1,095 | 0,599 | 69,15            | 0,223                            | 1,49  |
|                                   | SIMC                      | 2,84  | 1,4   | 1,348 | 69,05            | 0,2997                           | 1,94  |
|                                   | Метод оптимального модуля | 2,644 | 1,607 | 1,088 | 60,01            | 0,335                            | 1,9   |
|                                   | AMIGO                     | 1,678 | 1,068 | 1,062 | 70,42            | 0,213                            | 1,4   |

Как видно из переходных характеристик системы (рисунок 2.12), предлагаемый метод, как и метод AMIGO, обеспечивают гораздо более медленные переходные процессы, чем методы оптимального модуля и метод SIMC. Но это обстоятельство компенсируется гораздо меньшей областью изменения показателей качества. Таким образом, при сравнительно малом проигрыше в показателях качества при номинальных параметрах объекта управления достигается большее преимущество в случае изменения этих параметров объекта управления в заданном интервале.

К сожалению, полученный функционал не может быть использован для систем управления, не содержащих запаздывание. Это объясняется тем фактом, что в данном случае минимальным значением первого слагаемого является значение равное -1. Это возможно лишь тогда, когда АФЧХ разомкнутой САУ является прямой вертикальной линией совпадающей с осью ординат, а второе слагаемое принимает наименьшее значение при частоте среза системы равной  $+\infty$ . Естественно, полученные таким образом параметры настройки ПИД-регулятора не будут обеспечивать желаемые показатели качества и устойчивости, так как даже небольшое возмущение приведет к неустойчивости системы, ввиду усиления этого возмущения контуром отрицательной обратной связи.

#### 2.7.4 Методика синтеза ПИД-регулятора в интервальных системах

Представим разработанный подход к синтезу параметров ПИД-регулятора в виде следующей методики:

1. Задать исходных данных: начального запаса устойчивости по фазе  $\varphi_m$  и начальной частоты среза  $\omega_c$ , передаточную функцию обобщенного объекта управления  $P(s)$ . В качестве начальных значений рекомендуется брать максимально возможный запас устойчивости по фазе ( $90^\circ$ ) и наименьшую частоту среза;

2. Представить передаточную функцию обобщенного объекта управления в виде уравнения (2.12);

3. Вычислить вспомогательные коэффициенты по формулам (2.22) – (2.32);

4. Вычислить параметры настройки регулятора по формулам (2.33) – (2.35);

5. Произвести моделирование и найти значения  $s_{m0}=1/M_{s0}$ , а также значение интегрального критерия от модуля сигнала рассогласования  $IAE$ ;

6. Произвести моделирование САУ при всех возможных комбинациях значений полиномов числителя и знаменателя передаточной функции обобщенного объекта управления;

7. Найти минимальное значение параметра  $s_m$  и максимальное значение интегрального критерия  $IAE$ ;

8. Рассчитать значение функционала (2.50);

9. Используя один из известных методов поиска минимального значения функционала [124, 126, 127], найти минимум функционала (2.50) и частоту среза  $\omega_c$  и запас устойчивости по фазе  $\varphi_m$ , доставляющие минимум функционалу;

10. Рассчитать параметры настройки ПИД-регулятора в заданной системе, предлагаемым методом, согласно пунктам 2–4;

11. Произвести моделирование САУ и произвести построение области в координатах  $T_s - \sigma$ . Оценить работоспособность и качество синтезируемой системы.

## 2.8 Выводы по главе

Вторая глава посвящена вопросам параметрического синтеза ПИД-регуляторов в одноконтурных САУ.

В главе поставлена задача поиска параметров настройки ПИД-регулятора, обеспечивающих в синтезируемой САУ заданные показатели запаса устойчивости по фазе и частоты среза. Для решения поставленной задачи был введен критерий, построенный на основе критерия оптимального модуля [54, 56, 69], обеспечивающий минимальное перерегулирование в переходных процессах.

На основе полученной математической формулировки критерия была произведена разработка новой методики параметрического синтеза ПИД-регулятора.

Произведена проверка работоспособности предлагаемой в работе методики синтеза ПИД-регулятора. Показано, что предлагаемый подход обеспечивает устойчивость системы при отношении постоянной времени обобщенного объекта управления к его запаздыванию в диапазоне от 0,02 до 40. Но для обеспечения работы на столь широком интервале требует задания высоких запасов устойчивости по фазе и малых значений частоты среза, что ведет к уменьшению быстродействия САУ. При малых отношениях постоянной времени обобщенного объекта к его запаздыванию, возможно, следует отказаться от ПИД-регулятора и перейти к использованию оптимальных регуляторов или адаптивных САУ.

Для предлагаемой в работе методики был получен критерий устойчивости САУ на основе критерия Гурвица [9]. Приведенная оценка справедлива при значении отношения постоянной времени обобщенного объекта к его запаздыванию более двух. В свою очередь, при аппроксимации звена запаздывания рядом Паде пятого порядка методика может быть рекомендована к использованию для значении отношения постоянной времени обобщенного объекта управления к его запаздыванию равном 0,2 и более.

Рассмотрены существующие работы, посвященные вопросам робастной устойчивости и анализа интервальных САУ. Выбран графический критерий определения грубости САУ. Проведено исследование взаимосвязей частотных характеристик САУ с областью в координатах время регулирования ( $T_s$ ) – перерегулирование ( $\sigma$ ).

Разработан функционал, позволяющий найти оптимальные значения запаса устойчивости по фазе  $\varphi_m$  и частоту среза  $\omega_c$ , применение которых в предлагаемой в диссертационной работе методике, способно обеспечить минимальную область в координатах  $T_s$  –  $\sigma$ . Показано, что каждая часть функционала при изменении частоты среза и запаса устойчивости по фазе в системе обладает ярко выраженным глобальным минимумом. Следовательно, сумма всех частей функционала также обладает глобальным минимумом, что позволяет использовать стандартные методы поиска экстремума [124–127].

Показаны достоинства и недостатки разработанного подхода к синтезу параметров ПИД-регулятора интервальной САУ.

Работоспособность представленного подхода была продемонстрирована на примере.

### **3 Разработка методики параметрического синтеза ПИД-регуляторов в многосвязных САУ**

Несмотря на широкое распространение методов анализа качества и устойчивости одноконтурных систем, большинство промышленных объектов являются многосвязными. Это связано с тем, что современные технологии предусматривают наличие нескольких компонент исходного сырья, а также требуют обеспечения заданной комбинации условий (будь то поддержание заданной температуры и/или уровня в баке и/или частоты работы смешивающего устройства и так далее) для получения целевого продукта.

Таким образом, многомерными (или многосвязными) системами принято называть такие системы, которые имеют две или несколько входных задающих величин и выходных регулируемых величин. При этом может иметься также любое число возмущающих воздействий.

Взаимосвязи, образующие многомерность системы, могут быть различными. Обычно их делят на внутренние и внешние связи (по отношению к объекту управления) [128]. Последние, имеют характер перекрестных связей в САУ.

Внутренние связи – это связи, физически существующие между выходными величинами в самом объекте. Как правило, математически эти связи закладывают в уравнениях динамики объекта.

Внешние связи – это связи, организуемые в системе управления (перекрестные связи между регуляторами).

В зависимости от направления передачи сигналов перекрестные связи делятся на прямые и обратные. Прямой перекрестной связью называется такая связь, через которую сигнал с выхода или входа одной группы звеньев передается на выходы или входа другой группы звеньев, находящихся впереди по направлению прохождения сигналов. Обратной перекрестной связью называется связь, с помощью которой сигнал с выхода или входа одной группы

звеньев передается на выходы или входы другой группы звеньев, находящихся позади пути прохождения сигналов.

Перекрестные связи могут быть положительными и отрицательными. При расчетах многосвязных САУ знак перекрестной связи удобно относить к ее передаточной функции, тем самым избегая конкретизации используемых методов только лишь для какой-либо одной структуры. Типовая упрощенная структура многосвязной САУ представлена на рисунке 3.1.

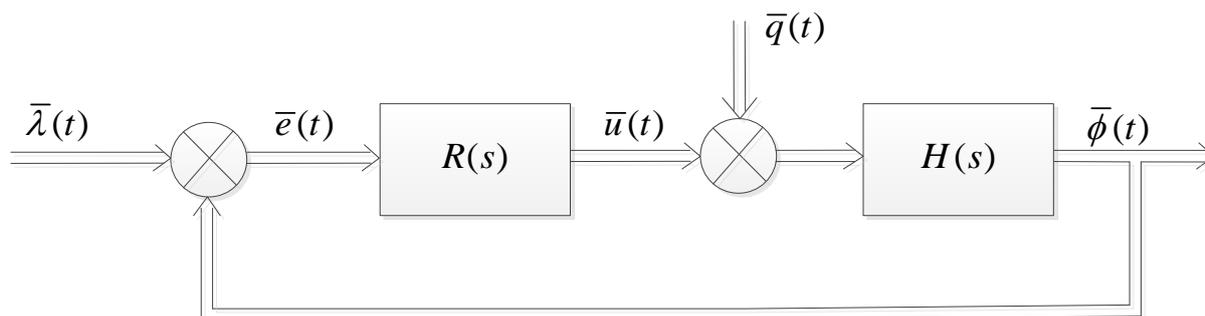


Рисунок 3.1 – Общий вид структурной схемы многосвязной САУ

Характеристическое уравнение замкнутой многосвязной САУ имеет вид:

$$|E + H(s)R(s)| = 0, \quad (3.1)$$

где  $E$  – единичная матрица;  $H(s)$  и  $R(s)$  – матрицы объекта управления и регулятора, соответственно.

Естественно, что в случае настройки ПИД-регуляторов в такой системе, нельзя использовать методы настройки, применяемые в одноконтурных САУ [10]. В отечественной литературе работы посвященные синтезу многосвязных систем управления проводили Я.З. Цыпкин [13], М.В. Мееров [19–22], Б.Н. Петров [23, 24] и другие [25–28]. В их работах детально описаны условия автономности и инвариантности. Но, к сожалению, большинство работ ориентировано на структурный и параметрический синтез оптимальных регуляторов [21, 22, 28]. Представленные методы, основанные на матричных вычислениях, позволяют получить матрицу передаточных функций и их параметров. Но, синтезированные данными способами регуляторы не

обладают высокой грубостью, что ограничивает их применение в промышленности [110].

Для обеспечения широкого распространения предлагаемого в работе метода настройки ПИД-регулятора в промышленности необходимо разработать методику его использования для многосвязных САУ.

### 3.1 Постановка задачи синтеза ПИД-регуляторов в многосвязных САУ

Пусть рассматриваемая система управления имеет вид, представленный на рисунке 3.1.

Объект управления представляет собой квадратную матрицу передаточных функций, имеющий вид:

$$H(s) = \begin{pmatrix} H_{11}(s) & \dots & H_{1n}(s) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{n1}(s) & \dots & H_{nn}(s) \end{pmatrix}, \quad (3.2)$$

где  $n$  – порядок объекта управления.

В общем случае, регулятор также представляет собой матрицу размерности  $n \times n$ . Но на практике, регулятор зачастую реализуется на контроллерах, которые уже содержат микропрограммы, реализующие ПИД закон. Поэтому целесообразно рассмотреть именно такой тип регулятора.

Таким образом, регулятор представляет собой многоканальный ПИД-регулятор, который может быть описан диагональной матрицей передаточных функций вида

$$R(s) = \begin{pmatrix} R_{11}(s) & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & R_{nn}(s) \end{pmatrix}. \quad (3.3)$$

Для оценки устойчивости такой системы, как было сказано выше, нельзя использовать стандартные подходы, ввиду перехода в многосвязных САУ от одномерных уравнений к матричным (многомерным) вычислениям. Данное обстоятельство не позволяет напрямую использовать стандартные методики

настройки, основанные на задании запасов устойчивости [10, 30–36], нулей и полюсов передаточной функции замкнутой САУ [10, 46, 29, 37].

Идентификация многосвязных объектов может быть осуществлена с применением стандартных методик теории автоматического управления, разработанных для объектов один вход – один выход [69], а также специальных методик идентификации многосвязных объектов [37].

Таким образом, полагаем, что нам известна структура, а так же матрица передаточных функций объекта управления. Ставится задача определения параметров настройки ПИД-регуляторов в многосвязной САУ, обеспечивающих устойчивость замкнутой САУ.

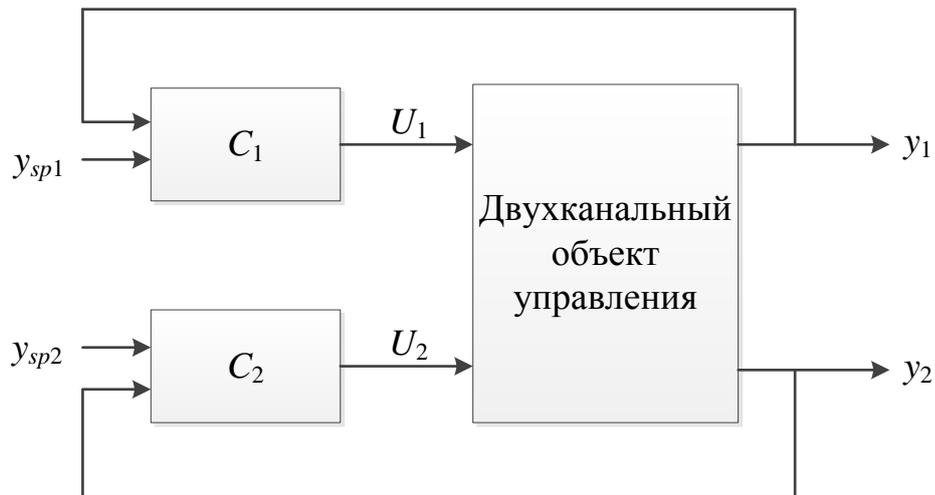
### **3.2 Способы синтеза ПИД-регуляторов в многосвязных системах**

Начиная с 80-х годов XX века, в теории управления начал активно развиваться метод  $H^\infty$ -теории [129]. Этот метод используется в программном средстве MATLAB (расширение *Robust Control toolbox* [129–133]). Метод приобрел популярность в научном сообществе, благодаря возможности задания различных критериев качества, а также работе именно с матричными вычислениями, позволяя тем самым синтезировать оптимальные регуляторы, как для одномерных, так и многомерных объектов управления. Однако, этот метод до сих пор не нашел широкого применения на практике. Объяснить данный разрыв между теоретическими исследованиями и практическими приложениями можно несколькими явными причинами. Применение оптимизационных алгоритмов поиска структуры и параметров настройки регулятора приводит к тому, что, зачастую, полученные регуляторы имеют высокий порядок [110]. Но, как известно, регуляторы высокого порядка повышают порядок всей САУ, делая ее менее инвариантной к возмущающим воздействиям, а также уменьшая робастность системы. Помимо этого, наличие большого числа вычислений, а также применение различных оптимизационных алгоритмов (для каждого

конкретного случая) делают данный метод синтеза регуляторов непривлекательным для повседневного использования.

Именно поэтому большинство научных работ в данной тематике посвящено «развязыванию» внутренних связей объекта управления, получая тем самым совокупность одноканальных объектов. Далее, синтез регуляторов производят по известным методикам.

При синтезе регуляторов в многосвязных САУ обычно оценивают влияние каналов объекта управления друг на друга. Продемонстрируем элементарный метод оценки взаимосвязи каналов объекта управления на примере двухканальной системы. Для этого представим многосвязную САУ в виде структурной схемы, представленной на рисунке 3.2.



$y_{spi}$ ,  $U_i$ ,  $y_i$  – уставка, управляющее воздействие и выход  $i$ -го канала, соответственно

Рисунок 3.2 – Структурная схема двухканальной САУ

Представленная система описывается следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} Y_1(s) = h_{11}(s)U_1(s) + h_{12}U_2(s), \\ Y_2(s) = h_{21}(s)U_1(s) + h_{22}U_2(s), \end{cases} \quad (3.4)$$

где  $h_{ij}(s)$  – передаточная функция от  $j$ -го входа к  $i$ -му выходу.

Американским ученым Е.Н. Бристолом было предложено ввести некий коэффициент в 1966 году [134], который впоследствии был назван в его честь. Метод, предложенный Бристолом, позволяет исследовать влияние статического

коэффициента усиления одного канала на другие. Для исключения возмущений с других контуров, было сделано допущение, что во всех контурах, кроме исследуемого, осуществляется идеальное управление. Таким образом, система (3.4) приобретает вид:

$$\begin{cases} Y_1(s) = h_{11}(s)U_1(s) + h_{12}U_2(s), \\ 0 = h_{21}(s)U_1(s) + h_{22}U_2(s). \end{cases} \quad (3.5)$$

Исключая  $U_2(s)$  из первого уравнения имеем:

$$Y_1(s) = \frac{h_{11}(s)h_{22}(s) - h_{12}(s)h_{21}(s)}{h_{22}(s)}U_1(s). \quad (3.6)$$

Таким образом, статический коэффициент влияния одного канала на другой выражается формулой:

$$\lambda = \frac{h_{11}(0)h_{22}(0)}{h_{11}(0)h_{22}(0) - h_{12}(0)h_{21}(0)}. \quad (3.7)$$

Как видно из формулы (3.7) использование коэффициента Бристоля  $\lambda$  удобно в случае малой размерности матрицы объекта управления (обычно 2 x 2).

На основании данного коэффициента можно предположить (ввиду того, что рассматриваемый коэффициент – статический), возможно ли пренебречь внутренними связями в объекте управления. Влияние одного контура на другой отсутствует, в случае  $h_{12}(0)h_{21}(0) = 0$ , что означает  $\lambda = 1$ . Малое или отрицательное значение коэффициента Бристоля означает значительное влияние одного канала на другой и невозможность пренебречь взаимным влиянием каналов объекта.

Получение идеальных одноканальных объектов, с высокой точностью описывающих реальный многосвязный объект, и по сей день, является сложной задачей. Существует несколько известных методик, позволяющих отыскать приближенные соотношения.

### 3.2.1 Метод введения компенсирующих устройств

Очевидным решением проблемы взаимного влияния каналов объекта управления друг на друга является создание некоторого компенсирующего устройства [23–27,32–34], способного уменьшить влияние этого эффекта до значения, которым можно пренебречь при расчете САУ. В идеальном случае, синтезируемое компенсирующее устройство должно обеспечивать полную автономность каналов управления. Для простоты, рассмотрим метод синтеза компенсирующего устройства для двухканальной САУ.

Пусть объект управления размерностью  $2 \times 2$  представлен в виде (3.2) и матрица  $H(0)$  не является особой.

Для начала введем статический компенсатор  $u = D\tilde{y}$ , где  $\tilde{y}$  – сигнал (вектор) с регулятора,  $D$  – постоянная матрица вида

$$D = \begin{pmatrix} d_{11} & d_{12} \\ d_{21} & d_{22} \end{pmatrix}. \quad (3.8)$$

Передаточная функция от сигнала  $\tilde{y}$  до  $y$  определяется произведением  $H(s)D$ . Для того, чтобы сделать это произведение единичным (единичной матрицей) необходимо выбрать:

$$D = H^{-1}(0) = \frac{1}{\det H(0)} \begin{pmatrix} h_{22}(0) & -h_{12}(0) \\ -h_{21}(0) & h_{11}(0) \end{pmatrix}. \quad (3.9)$$

Таким образом, произведение  $H(0)D$  – есть единичная матрица, что свидетельствует о том, что в статическом режиме влияние каналов друг на друга отсутствует и, оно мало для низких частот. Малость влияния каналов на низких частотах означает, что многосвязная САУ, синтезированная на основе статических компенсирующих устройств, будет обладать малой шириной полосы частот каждого контура управления [10].

Согласно работе Астрема [10], матрица передаточных функций объекта управления с учетом компенсатора на малых частотах имеет вид

$$Q(s) = H(s)D, \quad (3.10)$$

где

$$q_{11}(s) = \frac{h_{11}(s)h_{22}(0) - h_{12}(s)h_{21}(0)}{\det H(0)}, \quad q_{12}(s) = \frac{h_{12}(s)h_{11}(0) - h_{12}(s)h_{11}(0)}{\det H(0)},$$

$$q_{21}(s) = \frac{h_{21}(s)h_{22}(0) - h_{21}(s)h_{22}(0)}{\det H(0)}, \quad q_{22}(s) = \frac{h_{22}(s)h_{11}(0) - h_{21}(s)h_{12}(0)}{\det H(0)}.$$

Из конструкции матрицы  $Q(s)$  следует, что она единичная при нулевой частоте. Разложение матрицы  $Q(s)$  в ряд Тейлора для малых  $|s|$  дает результат

$$Q(s) \approx \begin{pmatrix} 1 & \kappa_{12}s \\ \kappa_{21}s & 1 \end{pmatrix}, \quad (3.11)$$

где  $\kappa_{12}$  и  $\kappa_{21}$  – коэффициенты пропорциональности.

Таким образом, для малых частот  $\omega$  диагональные элементы матрицы  $Q(s)$  равны единице, в то время как недиагональные элементы пропорциональны значению  $s$ . Если полоса частот системы с ПИД-регулятором, построенной на основе компенсирующего устройства мала, то малы недиагональные элементы, и систему можно считать приближенно скомпенсированной. Следовательно, замкнутая система может быть описана уравнением вида:

$$\begin{pmatrix} 1 + q_{11}(s)c_1(s) & q_{12}(s)c_2(s) \\ q_{21}(s)c_1(s) & 1 + q_{22}(s)c_2(s) \end{pmatrix} Y(s) = \begin{pmatrix} q_{11}(s) & q_{12}(s) \\ q_{21}(s) & q_{22}(s) \end{pmatrix} Y_{sp}(s), \quad (3.12)$$

где  $c_j(s) = k_{pj} + \frac{k_{ij}}{s} + k_{dj}s$ ,  $j$  – количество каналов в системе.

В упрощенном виде выражение (3.12) можно записать как:

$$Y(s) = \bar{H}(s)Y_{sp}(s), \quad (3.13)$$

где элементы матрицы  $\bar{H}(s)$  находятся по следующим формулам

$$\bar{h}_{11}(s) = \frac{q_{11}(s)(1 + q_{22}(s)c_2(s)) - q_{12}(s)q_{21}(s)c_2(s)}{(1 + q_{11}(s)c_1(s))(1 + q_{22}(s)c_2(s)) - q_{12}(s)q_{21}(s)c_1(s)c_2(s)},$$

$$\bar{h}_{12}(s) = \frac{q_{12}(s)(1 + q_{22}(s)c_2(s)) - q_{12}(s)q_{22}(s)c_2(s)}{(1 + q_{11}(s)c_1(s))(1 + q_{22}(s)c_2(s)) - q_{12}(s)q_{21}(s)c_1(s)c_2(s)},$$

$$\bar{h}_{21}(s) = \frac{q_{21}(s)(1 + c_1(s)q_{11}(s)) - q_{11}(s)q_{21}(s)c_1(s)}{(1 + q_{11}(s)c_1(s))(1 + q_{22}(s)c_2(s)) - q_{12}(s)q_{21}(s)c_1(s)c_2(s)},$$

$$\bar{h}_{22}(s) = \frac{q_{22}(s)(1 + q_{11}(s)c_1(s)) - q_{12}(s)q_{21}(s)c_1(s)}{(1 + q_{11}(s)c_1(s))(1 + q_{22}(s)c_2(s)) - q_{12}(s)q_{21}(s)c_1(s)c_2(s)}.$$

Ввиду малого влияния каналов системы друг на друга справедливо неравенство  $q_{12}(s)q_{21}(s) < q_{11}(s)q_{22}(s)$ , следовательно, матрицу  $\bar{H}(s)$  можно приближенно представить в следующем виде:

$$\bar{H}(s) \approx H^*(s) = \begin{pmatrix} \frac{q_{11}(s)}{1 + q_{11}(s)c_1(s)} & \frac{q_{12}(s)}{1 + q_{11}(s)c_1(s)} \\ \frac{q_{21}(s)}{1 + q_{22}(s)c_2(s)} & \frac{q_{22}(s)}{1 + q_{22}(s)c_2(s)} \end{pmatrix}. \quad (3.14)$$

Таким образом введением компенсирующего звена в многосвязную САУ способно обеспечить «развязывание» каналов управления на низких частотах работы системы.

### 3.2.2 Метод, основанный на «эффективной передаточной функции разомкнутого контура»

Понятие «эффективной передаточной функции разомкнутого контура» (*effective open-loop transfer function – EOTF*) было впервые введено учеными М.–J. He, W.–J. Cai, B.–F. Wu, M. He [135]. В данной работе предполагалось использование метода массива относительных коэффициентов усиления (*relative gain array – RGA*).

Матрица RGA является обобщением коэффициента Бристоля для случая, когда количество входов и выходов системы более двух. Идея метода состоит в сравнении статических коэффициентов усиления для одного выхода. При этом делается допущение, что другие контура разомкнуты и все значения других выходов равны нулю. Таким образом, RGA метод можно математически представить в виде [10]:

$$RGA = H(0) .* H^{-T}(0), \quad (3.15)$$

где  $H(0)$  – матрица статических коэффициентов объекта,  $H^{-T}(0)$  – инверсная транспонированная матрица  $H(0)$ , а знак «.\*» означает поэлементное произведение матриц.

Элемент  $RGA_{i,j}$  означает соотношение между статическим коэффициентом усиления разомкнутого контура к статическим коэффициентом усиления замкнутого контура между входным сигналом  $u_j$  и выходным сигналом  $y_i$ . Таким образом, для системы, представленной на рисунке 3.2, матрица RGA будет выглядеть следующим образом:

$$RGA = \begin{pmatrix} \lambda & 1-\lambda \\ 1-\lambda & \lambda \end{pmatrix}, \quad (3.16)$$

где  $\lambda$  – коэффициент Бристоля.

Влияние одного канала на другой отсутствует, когда  $\lambda=1$ . Это означает, что второй канал не влияет на первый, и наоборот. Если коэффициент Бристоля лежит в интервале от 0 до 1 – это значит, что коэффициент усиления замкнутой системы больше коэффициента усиления разомкнутой. Этот эффект имеет максимальное значение в случае  $\lambda=0,5$ . Если коэффициент Бристоля больше единицы – это означает, что коэффициент усиления замкнутой системы меньше коэффициента усиления разомкнутой. Если  $\lambda<0$ , то это значит, что коэффициент усиления первого канала меняет знак при замыкании второго канала.

Позже, появились работы, основанные на динамическом массиве относительных коэффициентов усиления (DRGA) [136–139]. Матрица передаточных функций DRGA имеет вид:

$$DRGA = H(s) .* H(s)^{-T}. \quad (3.17)$$

На основании матрицы DRGA в работах [136–139] была найдена формула, позволяющая вычислить эффективную передаточную функцию разомкнутого контура, которая имеет следующий вид:

$$g_{ii}^{eff} = \frac{h_{ii}(s)}{DRGA_{ii}}. \quad (3.18)$$

Для выбора наиболее подходящего метода для представления многосвязного объекта в виде совокупности одноканальных объектов, проведем сравнение. Для этого, выберем в качестве объекта управления 24 тарельчатый колонный аппарат разделения смеси метанола и воды [40]. Представленный аппарат описывается матрицей передаточных функций вида (1.1).

Вычислив коэффициент Бристоля (3.7), равный 0,72, можно сделать вывод о значительном влиянии каналов управления друг на друга, что ведет к необходимости компенсации этого влияния. Статический вид компенсатора для данной системы приобретает вид:

$$D = \begin{pmatrix} -0,74 & 0,22 \\ -0,48 & 0,38 \end{pmatrix}. \quad (3.19)$$

Тогда матрица передаточных функций объекта с учетом компенсатора будет иметь вид:

$$Q_{VL}(s) = \begin{pmatrix} \frac{1,63e^{-s} - 0,62e^{-0,3s}}{7s + 1} & \frac{2,07e^{-1,8s}}{9,5s + 1} - \frac{2,06e^{-0,35s}}{9,2s + 1} \\ \frac{0,49e^{-0,3s} - 0,48e^{-s}}{7s + 1} & \frac{1,63e^{-0,35s}}{9,2s + 1} - \frac{0,62e^{-1,8s}}{9,5s + 1} \end{pmatrix}. \quad (3.20)$$

В то же время эффективные передаточные функции первого и второго каналов приобретает вид:

$$g_{VL11}^{eff}(s) = \frac{-2,2e^{-s}}{7s + 1} + \frac{0,85(9,2s + 1)e^{-1,75s}}{(7s + 1)(9,5s + 1)}, \quad (3.21)$$

$$g_{VL22}^{eff}(s) = \frac{4,3e^{-0,35s}}{9,2s + 1} - \frac{1,65e^{-1,1s}}{9,5s + 1}. \quad (3.22)$$

АЧХ и ФЧХ исходного объекта управления, с компенсатором внутренних перекрестных связей и эффективных передаточных функций по двум каналам представлены на рисунке 3.3. Как видно из АФЧХ, наиболее точно многоканальный объект описывается при помощи эффективной передаточной функции (*EOTF*). Поэтому для дальнейшего применения методов настройки ПИД-регуляторов для одноконтурных систем был выбран этот способ. Дополнительно следует указать, что использование компенсирующих устройств

ведет к усложнению схемы (ввиду наличия вспомогательного оборудования для реализации компенсационного устройства).

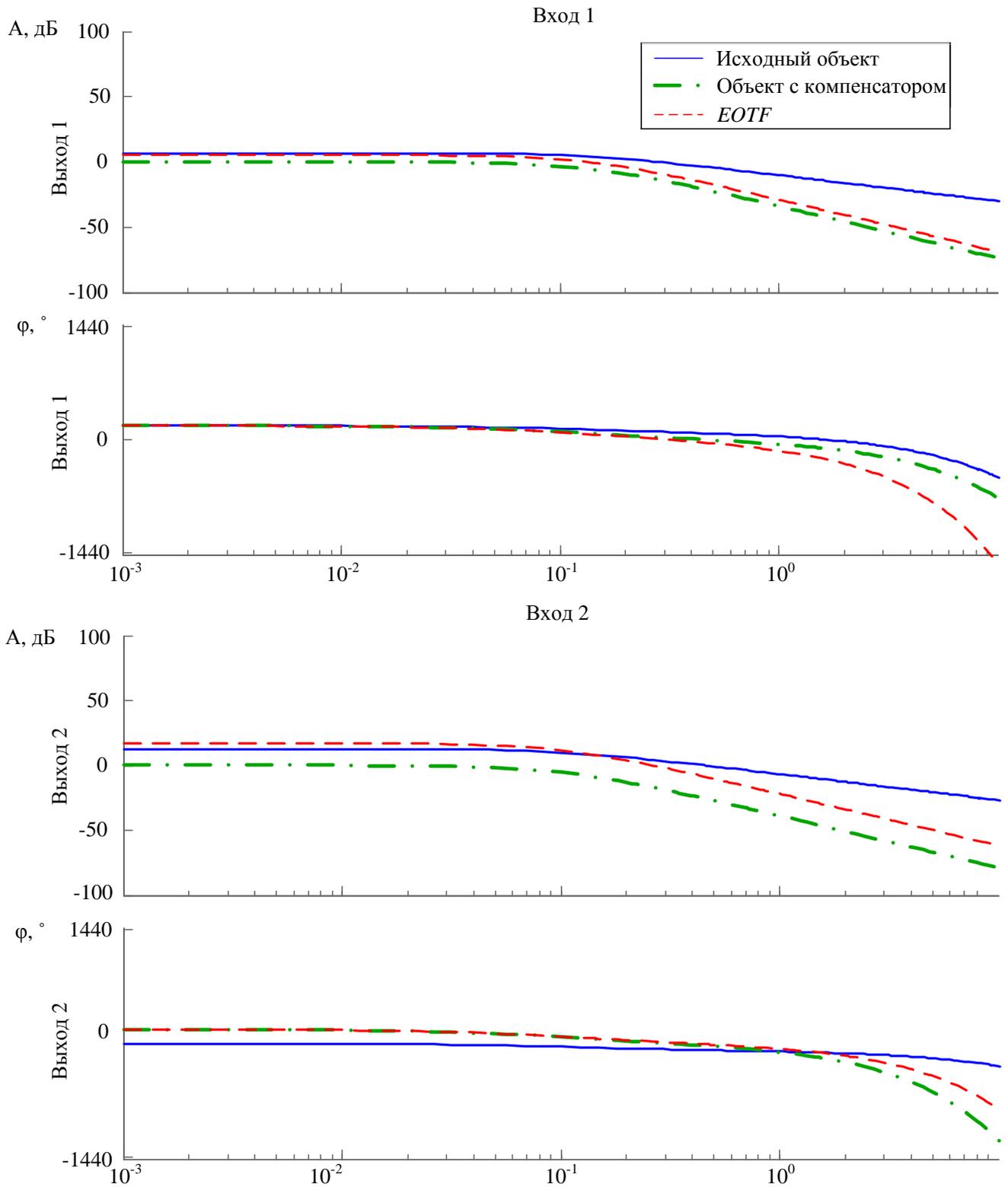


Рисунок 3.3 – Сравнительные АФЧХ объекта управления

### 3.3 Методика параметрического синтеза ПИД-регуляторов для многосвязных САУ

В работах М. Lee и других [140–142], метод настройки ПИД-регуляторов на основе эффективной передаточной функции подразумевает использование дополнительной аппроксимации *EOTF* передаточными функциями более низкого порядка (первого и второго порядков с запаздыванием), что ведет к дополнительной погрешности (возникающей за счет аппроксимации передаточной матрицы исходного объекта управления).

Покажем, что предлагаемый в данной работе метод настройки ПИД-регулятора может быть использован без дополнительной аппроксимации звеньями низших порядков.

В вышеприведённом примере видно, что объединению эффективных передаточных функций в одну препятствует наличие различных запаздывающих составляющих. Но ввиду того, что разработанный метод предполагает разложение запаздывания в ряд Паде, этот недостаток относительно легко устраняется. Естественно, при разложении запаздывания с последующим объединением звеньев в одну передаточную функцию ведет к появлению одной передаточной функции высокого порядка (не менее чем степень разложения в ряд Паде). Далее, необходимо произвести действия указанные в подразделе 2.4 для каждой эффективной передаточной функции.

Предлагаемое решение отличается от рассмотренных ранее [140–142], исключением из алгоритма параметрического синтеза ПИД-регулятора пункта об аппроксимации *EOTF* звеном низкого порядка.

К сожалению, из-за наличия внутренних перекрестных связей в объекте управления, каждый канал объекта подвержен влиянию переходных процессов других каналов, т.е. система управления не является автономной. Обеспечить условия автономности [128] в системах управления на основе ПИД-регуляторов (заданных в общем виде) без использования дополнительных средств не представляется возможным.

Таким образом, методика параметрического синтеза ПИД-регуляторов для многосвязных систем управления может быть представлена следующим образом [143]:

1. Задать исходные данные: запас устойчивости по фазе  $\varphi_m$  и начальную частоту среза  $\omega_c$  для каждого управляемого канала, матрицу передаточных функций обобщенного объекта управления;

2. Найти динамический массив относительных коэффициентов усиления по формуле (3.17);

3. Рассчитать эффективные передаточные функции разомкнутого контура по каждому из управляемых каналов по формуле (3.18);

4. Представить передаточную функцию каждого из каналов объекта управления в виде уравнения (2.12). В случае наличия запаздывающих элементов в эффективных передаточных функциях каналов управления их необходимо представить в виде ряда Паде;

5. Вычислить вспомогательные коэффициенты по формулам (2.22) – (2.32);

6. Вычислить параметры настройки регулятора по формулам (2.33) – (2.35);

7. Произвести моделирование и оценить качество регулирования в системе.

В случае недостаточной скорости переходного процесса в каком-либо канале необходимо увеличить частоту среза и повторить пункты 2–7. Если увеличение частоты среза ведет к неустойчивости многосвязной САУ, то необходимо увеличить запас по фазе в настраиваемом канале.

### **3.4 Сравнительный анализ методов параметрического синтеза ПИД-регуляторов для многосвязных САУ**

В последние несколько десятилетий актуальной остается проблема применения разработанных методов синтеза ПИД-регуляторов для одноконтурных САУ в многосвязных САУ. К сожалению, ввиду значительной погрешности, вносимой в аппроксимированную обобщенную передаточную функцию каждого канала (при наличии сильных внутренних перекрестных

связей в объекте управления), большинство методов настройки ПИД-регуляторов не способны обеспечить приемлемое качество регулирования.

Для демонстрации работоспособности предлагаемого в диссертационной работе методики настройки ПИД-регулятора в многосвязных САУ произведем сравнительный анализ. Для этого воспользуемся моделями ректификационных аппаратов (*VL* и *WB*), описанных в разделе 1.1.4.

Эффективные передаточные функции разомкнутого контура по каждому из каналов объекта *VL* представлены формулами (3.21), (3.22), в то время как для объекта *WB* они имеют вид:

$$g_{WB11}^{eff}(s) = \frac{12,8e^{-s}}{16,7s+1} - \frac{6,36(14,4s+1)e^{-7s}}{(7s+1)(9,5s+1)}, \quad (3.23)$$

$$g_{VL22}^{eff}(s) = \frac{-19,4e^{-3s}}{14,4s+1} + \frac{9,75(16,7s+1)e^{-9s}}{(21s+1)(10,9s+1)}. \quad (3.24)$$

Для использования известных методов настройки ПИД-регулятора (кроме разработанного метода и метода оптимального модуля) имеющиеся эффективные передаточные функции необходимо представить в виде звеньев низкого порядка:

$$g_{VL11}^{r-eff}(s) = \frac{-1,354e^{-0,682s}}{6,661s+1}, \quad (3.25)$$

$$g_{VL22}^{r-eff}(s) = \frac{2,646e^{-0,052s}}{8,841s+1}, \quad (3.26)$$

$$g_{WB11}^{r-eff}(s) = \frac{6,37e^{-0,308s}}{10,529s+1}, \quad (3.27)$$

$$g_{VL22}^{r-eff}(s) = \frac{-9,655e^{-4,265s}}{6,271s+1}. \quad (3.28)$$

Параметры настроек регуляторов для сравнительного анализа представлены в таблице 3.1. Переходные процессы по каждому из каналов управления приведены на рисунках 3.4–3.7 (изображены переходные процессы только устойчивых систем). Показатели качества для всех систем, настроенных различными методами приведены в таблице 3.2.

Таблица 3.1 – Параметры ПИД-регуляторов в двухканальных САУ

| Объект управления | Метод настройки регулятора | $k_p^1$ | $k_i^1$ | $k_d^1$ | $k_p^2$ | $k_i^2$ | $k_d^2$ | Устойчивость |
|-------------------|----------------------------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|--------------|
| VL                | Предлагаемый метод         | -1,784  | -0,27   | 0,017   | 3,744   | 1,818   | 0,769   | да           |
|                   | Метод Циглера-Никольса     | -13,739 | -10,07  | -4,685  | 122,4   | 1176,8  | 3,182   | нет          |
|                   | SIMC                       | -1,83   | -0,273  | -0,165  | 5,54    | 0,627   | 0,011   | да           |
|                   | Метод оптимального модуля  | 0,655   | 0,039   | 2,674   | -0,178  | 0,001   | -1,685  | нет          |
|                   | AMIGO                      | -3,394  | -1,198  | -1,123  | 28,99   | 73,571  | 0,752   | нет          |
| WB                | Предлагаемый метод         | 0,67    | 0,064   | 0,679   | -0,065  | -0,01   | 0,001   | да           |
|                   | Метод Циглера-Никольса     | 10,222  | 16,59   | 1,574   | -0,29   | -0,034  | -0,619  | нет          |
|                   | SIMC                       | 0,66    | 0,063   | 0,013   | -0,11   | -0,015  | 0,114   | да           |
|                   | Метод оптимального модуля  | 0,822   | 0,035   | 4,344   | 0,073   | 0,002   | 0,598   | нет          |
|                   | AMIGO                      | 2,446   | 1,265   | 0,374   | -0,089  | -0,015  | -0,158  | нет          |

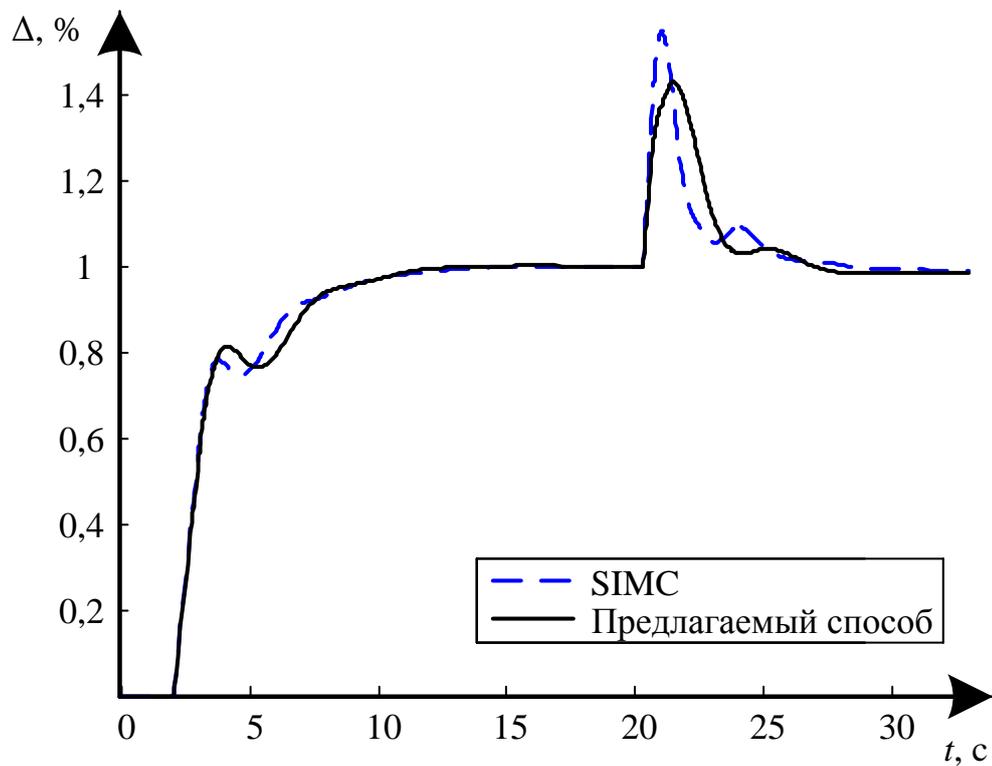


Рисунок 3.4 – Переходные процессы в первом канале объекта VL

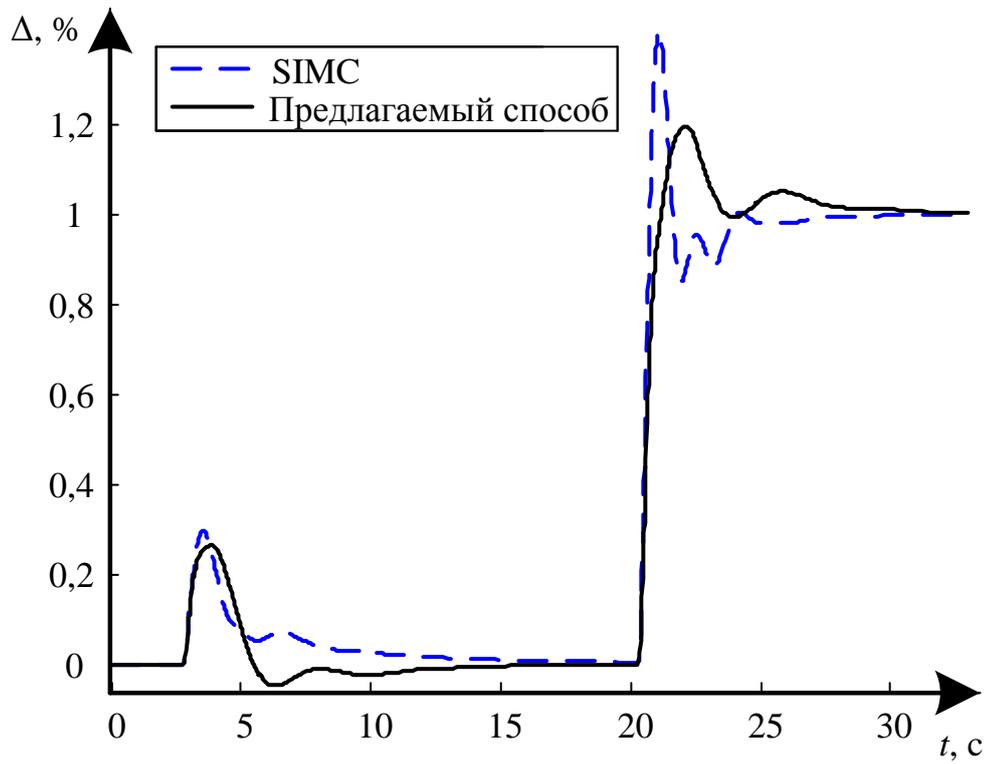


Рисунок 3.5 – Переходные процессы во втором канале объекта VL

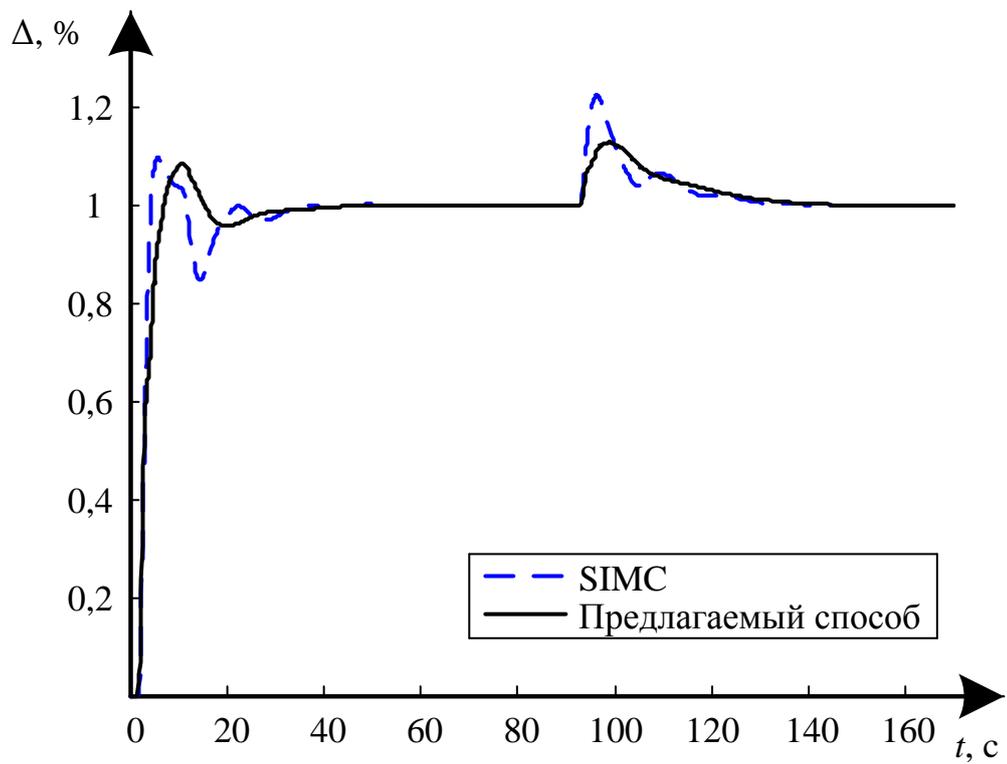


Рисунок 3.6 – Переходные процессы в первом канале объекта WB

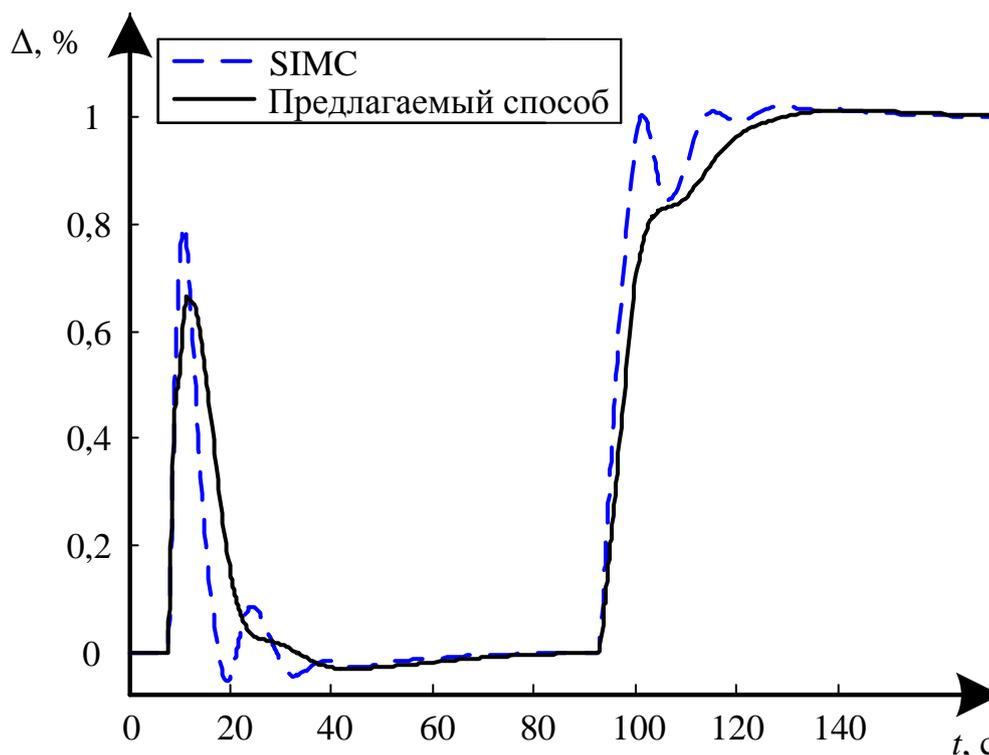


Рисунок 3.7 – Переходные процессы во втором канале объекта  $WB$

Как видно из графиков и таблицы 3.2 показателей качества переходных процессов исследуемых систем, предлагаемый в работе метод может быть использован при расчете многосвязных объектов управления. Он обеспечивает меньшую колебательность ( $f$ ) и перерегулирование ( $\sigma$ ) в системе, чем метод SIMC, при сравнимом времени регулирования ( $T_s$ ) во всех каналах управления.

Из недостатков метода стоит отметить отсутствие обеспечения автономности каналов управления, что может привести к неустойчивости многосвязной САУ, в то время как системы управления с эффективными передаточными функциями каждого из каналов управления устойчивы. Таким образом, при использовании метода  $EOTF$  и предлагаемого способа настройки ПИД-регулятора в многосвязных САУ всегда необходимо проверять полученные параметры на модели многосвязного объекта управления.

Таблица 3.2 – Показатели качества многосвязных САУ

| Объект | Метод              | Показатели качества                          |              |     |  |              |     |
|--------|--------------------|--|--------------|-----|--|--------------|-----|
|        |                    | первый канал                                 |              |     | второй канал                                 |              |     |
|        |                    | по управляющему воздействию в первом канале  |              |     | по управляющему воздействию во втором канале |              |     |
|        |                    | $T_s, c$                                     | $\sigma, \%$ | $f$ | $T_s, c$                                     | $\sigma, \%$ | $f$ |
| VL     | Предлагаемый метод | 7,7  | 0            | 0   | 6  | 19,5         | 1   |
|        | SIMC               | 7,3  | 0            | 0   | 3,7  | 40           | 2   |
|        |                    | по управляющему воздействию во втором канале |              |     | по управляющему воздействию в первом канале  |              |     |
|        |                    | $T_s, c$                                     | $\sigma, \%$ | $f$ | $T_s, c$                                     | $\sigma, \%$ | $f$ |
|        | Предлагаемый метод | 4,3  | 43,2         | 1   | 4,2  | 26,5         | 1   |
|        | SIMC               | 5  | 55           | 0   | 6,5  | 30           | 0   |
| WB     |                    | по управляющему воздействию в первом канале  |              |     | по управляющему воздействию во втором канале |              |     |
|        |                    | $T_s, c$                                     | $\sigma, \%$ | $f$ | $T_s, c$                                     | $\sigma, \%$ | $f$ |
|        | Предлагаемый метод | 12   | 8,6          | 1   | 28,5   | 1            | 1   |
|        | SIMC               | 17,2   | 10           | 2   | 21,5   | 2            | 2   |
|        |                    | по управляющему воздействию во втором канале |              |     | по управляющему воздействию в первом канале  |              |     |
|        |                    | $T_s, c$                                     | $\sigma, \%$ | $f$ | $T_s, c$                                     | $\sigma, \%$ | $f$ |
|        | Предлагаемый метод | 22,5   | 13           | 0   | 22,3   | 66,5         | 1   |
|        | SIMC               | 23   | 23           | 0   | 26,1   | 80           | 2   |

### 3.5 Выводы по главе

Третья глава посвящена вопросам синтеза ПИД-регуляторов в многосвязных САУ. Кратко представлены существующие подходы к синтезу многосвязных систем. Поставлена задача разработки методики синтеза параметров настройки ПИД-регулятора в многосвязных САУ.

Рассмотрены два основных подхода представления многосвязного объекта в виде совокупности одноканальных объектов:

- На основе введения компенсирующих звеньев;
- На основе эффективной передаточной функции разомкнутого контура.

На основании проведенного сравнительного анализа методов аппроксимации многоканального объекта было показано, что наиболее точная аппроксимация достигается при использовании эффективной передаточной функции разомкнутого контура.

Приведена методика синтеза ПИД-регуляторов в многосвязных САУ, отличающаяся от существующей отсутствием необходимости аппроксимации эффективной передаточной функции звеньями низкого порядка.

Работоспособность предлагаемого подхода была подтверждена на двух моделях ректификационных колонн. Проведены сравнительные эксперименты с известными методами поиска параметров настройки ПИД-регулятора.

Благодаря критерию минимальности перерегулирования в переходных процессах САУ, на которых основаны предлагаемые в работе методики, рассчитанные параметры настройки ПИД-регулятора обеспечивают малую колебательность и перерегулирование в переходных процессах, как по управляющим, так и по возмущающим воздействиям.

Недостатком представляемой методики является отсутствие автономности по управляющим воздействиям в многосвязной САУ, что ведет к требованию обязательной проверки полученных значений параметров настройки ПИД-регулятора.

Так же стоит отметить, что предлагаемую методику параметрического синтеза возможно использовать только для объектов управления с одинаковым количеством входных и выходных параметров.

#### 4 Проведение экспериментальных исследований

В главах 2, 3 диссертационной работы было сделано предположение о полной линейности системы, структурная схема которой представлена на рисунке 2.1, а также об известности передаточной функции обобщенного объекта управления. При этом возможные нелинейные звенья предлагалось аппроксимировать интервальными передаточными функциями. В данной главе наглядно продемонстрирована состоятельность данного подхода и возможность его применения в САУ, содержащих ПИД-регуляторы.

Помимо продолжения теоретических исследований предлагаемого в работе метода параметрического синтеза ПИД-регулятора, доказательство работоспособности метода невозможно без проведения экспериментальных исследований на реальных физических установках.

В настоящей главе представлен алгоритм параметрического синтеза САУ разрабатываемой в настоящее время экстракционной установки, являющейся частью лабораторного аффинажного стенда, предназначенного для отработки экстракционно-кристаллизационной технологии переработки отработавшего ядерного топлива реакторной установки БРЕСТ-ОД-300 [14].

В качестве физических экспериментальных установок был выбран учебно-лабораторный стенд кафедры «Электроники и автоматики физических установок» Физико-технического института Томского политехнического университета и лабораторный стенд ООО «НПП Кавитон». Объекты управления были выбраны так, чтобы обеспечить проверку предлагаемого метода для нелинейных объектов управления (которые впоследствии возможно представить в виде интервальных объектов), а также для объектов, представленных интегрирующими звеньями. Последние, зачастую работают в паре с П или ПД законом управления [10] и некоторые методы настройки ПИД-регуляторов не способны обеспечить устойчивый переходный процесс [45].

Для упрощения расчетов, а также внедрения разработанных методов в учебный и производственные процессы целесообразным является разработка программного средства для структурного и параметрического синтеза САУ.

#### **4.1 Разработка программы структурного и параметрического синтеза систем автоматического управления**

Для реализации предлагаемых в диссертационной работе методик параметрического синтеза ПИД-регулятора в стационарных, интервальных и многосвязных САУ на кафедре «Электроники и автоматики физических установок» Томского политехнического университета, было разработано программное средство [144, 145], обеспечивающее возможность:

- структурного синтеза САУ на основе библиотеки типовых блоков;
- математического моделирования систем управления;
- идентификации объектов управления;
- параметрического синтеза ПИ и ПИД-регуляторов;
- расчета показателей качества и области устойчивости САУ.

Для реализации математического моделирования составленных пользователем САУ необходимо было решить вопросы представления систем управления в пространстве состояний [146] и порядка обхода блоков. В работах [147–152] предложено использование метода пространства состояний для описания блоков САУ, их объединения при последовательном, параллельном и соединении с обратной связью.

В случае невозможности представления звеньев в виде совокупности единственных матриц пространства состояний ввиду сложности структуры САУ, составленной пользователем, было предложено ввести понятие блока с «прямым выходом». Это означает, что выход звена напрямую зависит от его входов. К таким блокам относятся сумматоры, усилители и др. Представленный алгоритм в работе [151] предполагает на этапе инициализации последовательное нахождение звеньев с «прямым выходом». Затем

проверяется, зависят ли входы первого найденного звена от выходов других аналогичных звеньев. Если зависимость найдена, то аналогично проверяется звено с «прямым выходом» от которого зависит первоначальное звено. Процесс останавливается если либо удастся напрямую посчитать какой-либо блок, являющийся звеном с «прямым выходом», либо мы возвращаемся к выходу первоначального блока. Таким образом, если мы вернулись к первоначальному блоку, то прежде чем рассчитать его, мы находим значения выходов всех влияющих на него звеньев системы.

Если же САУ содержит элементы, которые невозможно представить в виде матриц пространства состояний и не удастся разрешить систему путем только лишь нахождения звеньев с «прямым выходом», то для решения этой задачи необходимо определиться с начальными значениями в блоках (это положение не относится к блокам, заданными передаточными функциями). Для этого был применен итерационный метод, представленный в работе [153]. Метод предполагает использование алгоритма поиска минимального значения сигналов рассогласования в САУ методом Ньютона [50] для определения стационарного значения сигналов в системе. Данный случай может быть проиллюстрирован элементарной структурной схемой, представленной на рисунке 4.1.

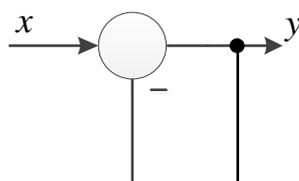


Рисунок 4.1 – Пример алгебраической петли

Идентификация объектов управления в разработанном программном средстве осуществляется двумя способами: методом Орманса [154], позволяющим описать объект управления в разомкнутой САУ при подаче на его вход ступенчатого сигнала в виде передаточной функции первого и второго порядка с запаздыванием, а также метод, предложенный в работе [68], который

позволяет идентифицировать объект управления по трендам замкнутого контура в виде передаточной функции первого порядка с запаздыванием.

Параметрический синтез ПИ и ПИД-регуляторов в программном средстве осуществляется по методу оптимального модуля [54, 69] и методу, предлагаемому в настоящей диссертационной работе.

Расчет показателей качества и области устойчивости производится путем задания пользователем интервала изменения для каждого параметра передаточной функции объекта управления в процентах и итерационном расчете системы управления для определения всей совокупности возможных значений  $T_s - \sigma$ , и последующем построении области устойчивости САУ в координатах  $T_s - \sigma$ .

## 4.2 Параметрический синтез САУ уровнем воды в баке

Описание установки приведено в пункте 1.1.2.

Перед настройкой ПИД-регулятора была проведена идентификация обобщенного объекта управления. Для этой цели были полностью открыты клапана на подаче и на сливе, а насос на подаче на 50 % мощности. Насос на сливе закрыт. Результатом идентификации явилась передаточная функция вида:

$$W(s) = \frac{e^{-2s}}{800s}. \quad (4.1)$$

Полученная передаточная функция (4.1) была преобразована к виду (2.12) и по формулам (2.33) – (2.35) рассчитаны параметры настройки ПИД-регулятора, представленные в таблице 4.1.

Таблица 4.1 – Параметры настройки ПИД-регулятора в САУ уровнем воды в баке

| Метод                       | $k_p$ | $k_i$                | $k_d$  |
|-----------------------------|-------|----------------------|--------|
| Предлагаемый метод          | 19,15 | 0,154                | 180,64 |
| Метод, использованный ранее | 7,9   | $1,85 \cdot 10^{-4}$ | 152,94 |

Переходные процессы по управлению и возмущению показаны на рисунках 4.2, 4.3.

Подача возмущающего воздействия осуществлялась закрытием клапана на входе на 30 % и включением насоса на выходе на постоянную величину – 50 % от максимального значения. Это обусловлено тем, что при подаче только одного из указанных воздействий, изменение уровня воды в баке происходит всего на несколько миллиметров, а график переходного процесса получается неинформативным.

Из графиков переходных процессов видно, что САУ уровнем воды в баке, настроенная по предлагаемому в диссертационной работе методу, увеличивает перерегулирование на 7 % по управляющему воздействию, но в то же время обеспечивает высокую скорость компенсации и малое перерегулирование по ступенчатому возмущающему воздействию, наиболее часто встречающемуся в САУ такого рода.

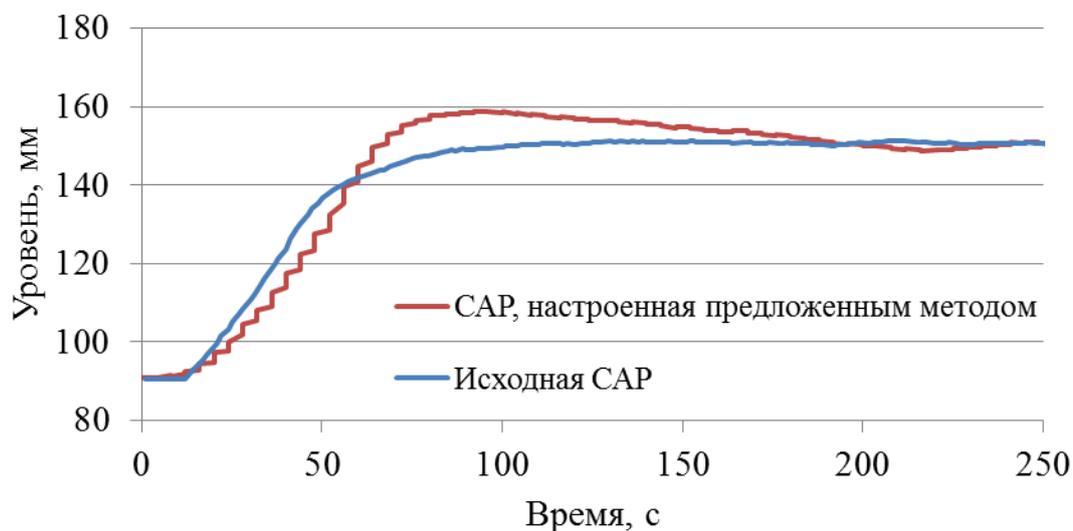


Рисунок 4.2 – Переходный процесс по управляющему воздействию в САУ  
уровнем воды в баке

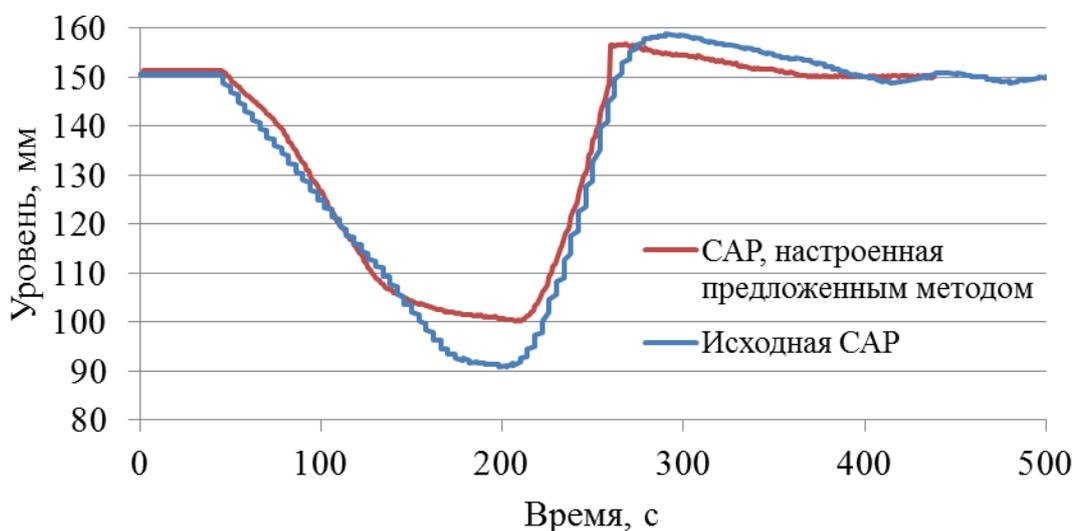


Рисунок 4.3 – Переходный процесс по возмущающему воздействию в САУ  
уровнем воды в баке

### 4.3 Параметрический синтез САУ температурой трубчатого электрического нагревателя

Трубчатый электрический нагреватель является типовым объектом управления в химической промышленности, поэтому в целях доказательства работоспособности предлагаемого метода настройки ПИД-регулятора было решено провести эксперимент на стенде кафедры ЭАФУ. Краткий анализ ТЭНа как объекта управления приведен в пункте 1.1.3.

Упрощенная структурная схема лабораторного стенда представлена на рисунке 4.4. ПИД закон реализован на контроллере ОВЕН. В качестве исполнительного устройства (ИУ) выступает контроллер, реализующий широтно-импульсную модуляцию, в паре с реле.

В качестве возмущающего воздействия на объект управления выступает вентилятор с фиксированным числом оборотом в минуту.

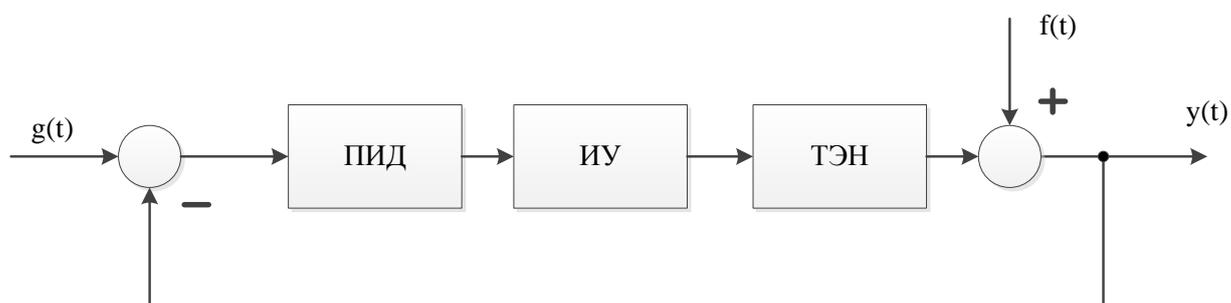


Рисунок 4.4 – Упрощенная структурная схема лабораторного стенда

Ввиду того, что обобщенный объект управления (представляемый произведением передаточных функций ИУ, ТЭНа и датчика температуры) является в общем случае нелинейным, то были получены несколько зависимостей температуры ТЭНа от скачкообразно изменяемой мощности (см. таблицу 4.2). Погрешность аппроксимации исходных кривых передаточными функциями не превышает 10 %.

Таблица 4.2 – Результаты идентификации в различных рабочих точках

| Начальное значение мощности, % | Конечное значение мощности, % | Коэффициент передачи | Постоянная времени, с | Запаздывание, с |
|--------------------------------|-------------------------------|----------------------|-----------------------|-----------------|
| 0                              | 5                             | 6,6                  | 740,5                 | 50              |
| 5                              | 7                             | 9,3                  | 1042                  | 50              |
| 7                              | 10                            | 5,7                  | 699                   | 50              |
| 10                             | 7                             | 5,2                  | 727                   | 50              |
| 7                              | 5                             | 5,2                  | 584                   | 50              |
| 5                              | 1                             | 6,2                  | 760                   | 50              |

Усредненное значение обобщенной передаточной функции выглядит следующим образом:

$$W_{\text{ТЭН}}(s) = \frac{7,25}{813s + 1} e^{-50s}, \quad (4.2)$$

где коэффициент передачи изменяется в пределах  $\pm 28,28\%$ , а постоянная времени в пределах  $\pm 28,17\%$ .

Вычисляя значение функционала (2.50) были найдены оптимальные значения запаса устойчивости по фазе ( $62^\circ$ ) и частоты среза ( $0,0149$  рад/с). Тогда параметры ПИД-регулятора, вычисленные по формулам (2.33) – (2.35), будут следующими:

$$k_p = 1,65; k_i = 0,002; k_d = 28,57, \quad (4.3)$$

В свою очередь, ранее данный стенд предлагалось настраивать по методу Циглера-Никольса. Параметры настройки ПИД-регулятора в этом случае имеют вид

$$k_p = 2,69; k_i = 0,027; k_d = 67,28, \quad (4.4)$$

Переходные процессы по управляющему и возмущающему воздействиям представлены на рисунках 4.5, 4.6.

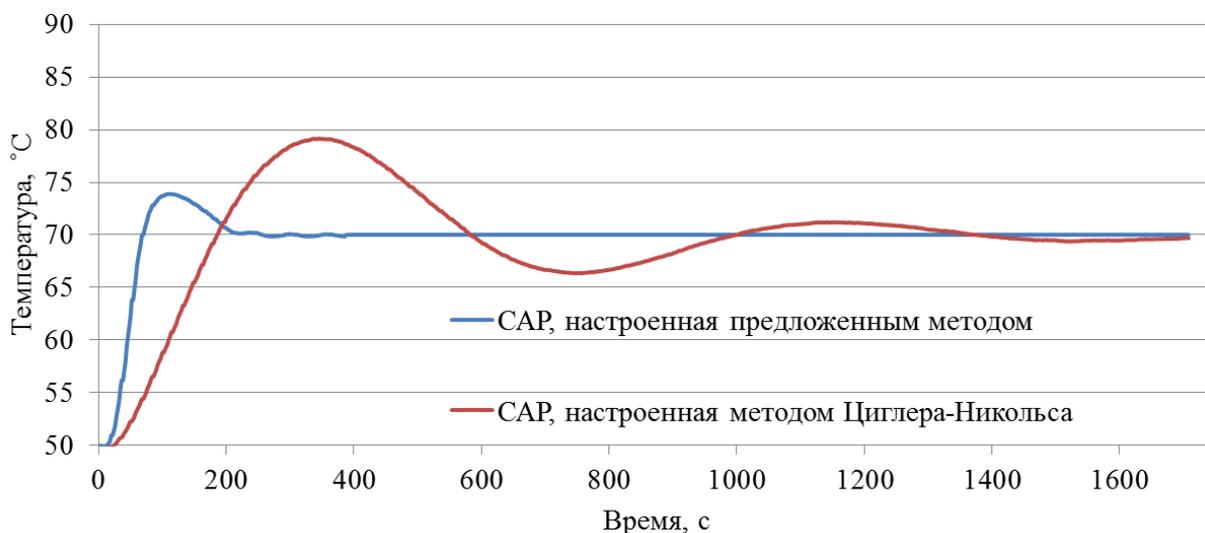


Рисунок 4.5 – Переходные процессы системы по управляющему воздействию

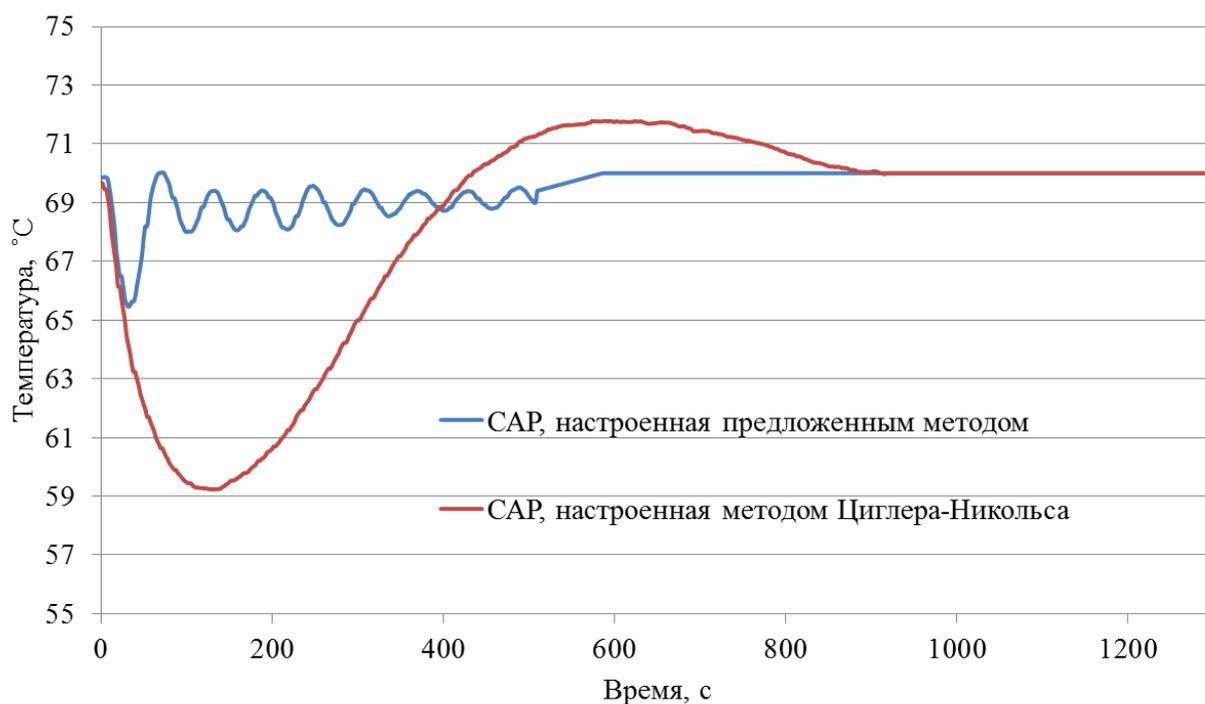


Рисунок 4.6 – Переходные процессы системы по возмущающему воздействию

Из полученных переходных процессов видно, что система, настроенная по предлагаемому методу является устойчивой, обладает меньшим перерегулированием чем метод Циглера-Никольса по управляющему воздействию и гораздо более колебательным переходным процессом по возмущающему воздействию, но с меньшим значением перерегулирования, чем ранее использованный для параметрического синтеза ПИД-регулятора метод.

## 4.4 Синтез системы управления блоком центробежных экстракторов

### 4.4.1 Идентификация объекта управления

Анализ блока центробежных экстракторов как объекта управления приведен в пункте 1.1.1. Для параметрического синтеза САУ необходимо знать параметры обобщенного объекта управления, который включает в себя, перистальтический насос, запорную арматуру, непосредственно экстракционный блок и датчик измерения концентрации урана в ЭК. Так как рассматриваемый экстракционный узел относится к радиационно-опасным

объектам, то идентификация объекта проведена при использовании компьютерной модели экстракционного блока<sup>1</sup>, представленной в работах [16, 155–159], позволяющая получить динамические характеристики блока центробежных экстракторов. Данная модель обладает высокой точностью и скоростью расчета переходных процессов в центробежных экстракторах.

Расходная характеристика перистальтического насоса линейна в диапазоне от 0 до 400 мл/ч, что полностью обеспечивает рабочий режим, поэтому в качестве модели насоса использована линейная зависимость.

Запорная арматура может находиться в двух состояниях: «открыто», «закрыто». В связи с этим данное звено в модели представлено константой («открыто» – 1, «закрыто» – 0).

В радиохимическом производстве, к которому относится рассматриваемый объект управления, для определения концентрации целевых компонент в растворах наибольшее распространение получили измерители концентрации, анализирующие поэлементный состав, и датчики, анализирующие состав раствора по сумме металлов.

В модели обобщенного объекта используется, несмотря на имеющуюся зону нечувствительности, измеритель концентрации для определения концентрации урана в ЭК. Датчик регистрирует данные один раз в секунду, при этом выходной сигнал усредняется с периодичностью один раз в 30 с. Выходной сигнал представляется в процентах измерительной шкалы регистрирующего устройства датчика.

Для идентификации экстракционной установки как объекта управления математические модели рассмотренных компонентов обобщенного объекта были внедрены в разработанное программное средство (см. подраздел 4.1).

Структурная схема модели обобщенного объекта в разработанном программном средстве представлена на рисунках 4.7, Г.1 (приложение Г).

---

<sup>1</sup> Компьютерная модель разработана на кафедре ЭАФУ ФТИ ТПУ в рамках хоздоговорных работ с ОАО «Сибирский химический комбинат».

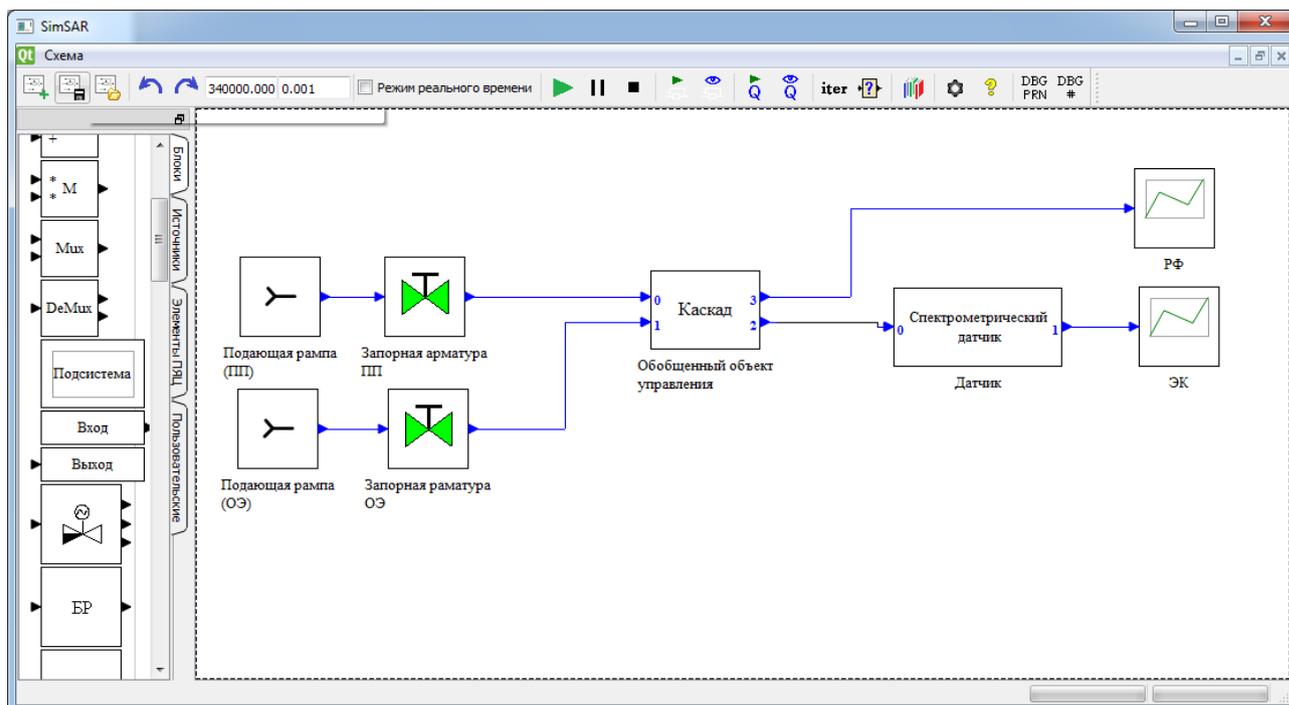


Рисунок 4.7 – Объект управления в разработанном программном средстве

В качестве перистальтического насоса в данной схеме выступает подающая рампa, которая изменяет расход ПП ступенчатым образом от 0 до 70 % от максимально возможного выходного потока из насоса.

Для моделирования пускового режима блок экстракторов считается заполненным ОЭ.

Статическая зависимость концентрации урана в экстракте от расхода ПП представлена на рисунке 4.8.

Из графика 4.8 видно, что обобщенный объект управления обладает нелинейной статической характеристикой. Причем, при расходе от 70 % до 80 % коэффициент передачи объекта меняет знак. К тому же при расходе равном 80 % наблюдался значительный рост концентрации урана и плутония в РФ, превышающие допустимые проектные значения. Поэтому, при синтезе системы следует учесть, что для применения линейных законов управления, необходимо поставить ограничение на максимальное значение потока ПП.

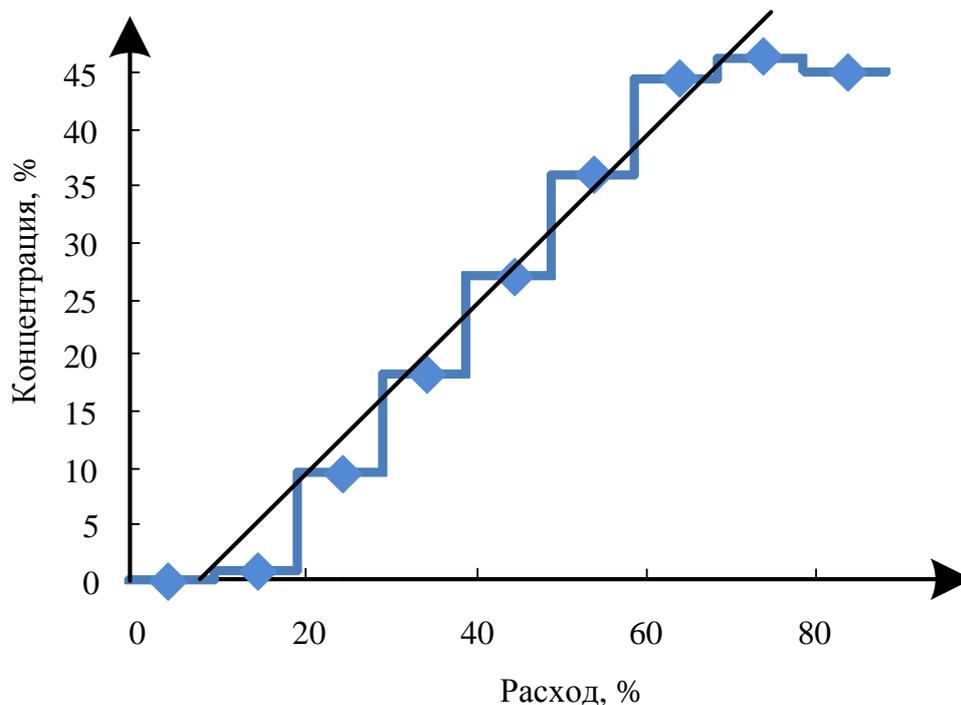


Рисунок 4.8 – Статическая зависимость концентрации урана в ЭК от расхода ПП

Для идентификации был применен метод Орманса [154]. Кривые переходных процессов на интервале от 0 % до 70 % с высокой точностью описываются уравнением второго порядка. В таблице 4.3 приведены значения идентифицированных передаточных функций, описывающих обобщенный объект управления. Параметры объекта в таблице 4.3 соответствуют передаточной функции вида:

$$W_{\text{об.об.}}(s) = \frac{ke^{-\tau s}}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}. \quad (4.5)$$

Передаточная функция обобщенного объекта (4.5) на всем интервале расхода (от 0 до 70 %), представленная в виде (2.48), будет выглядеть следующим образом:

$$W_{\text{об.об.}}(s) = \frac{ke^{-\tau s}}{\bar{T}_1 s^2 + \bar{T}_2 s + 1}, \quad (4.6)$$

где  $k=(0,067; 0,88)$ ,  $\tau=(30; 435)$  с,  $\bar{T}_1=(6044; 525000)$  с<sup>2</sup>,  $\bar{T}_2=(520; 5000)$  с.

Таблица 4.3 – Результаты идентификации

| Диапазон,<br>% | $k$   | $T_1$ | $T_2$ | $\tau$ | Среднеквадратическое<br>отклонение, % |
|----------------|-------|-------|-------|--------|---------------------------------------|
| 0 – 10         | 0,067 | 900   | 20    | 435    | 2,21                                  |
| 10 – 20        | 0,88  | 60    | 100   | 40     | 4,17                                  |
| 20 – 30        | 0,88  | 500   | 20    | 45     | 8,15                                  |
| 30 – 40        | 0,88  | 660   | 30    | 30     | 9,13                                  |
| 40 – 50        | 0,88  | 1143  | 20    | 30     | 9,36                                  |
| 50 – 60        | 0,87  | 3262  | 175   | 30     | 9,78                                  |
| 60 – 70        | 0,18  | 3500  | 1500  | 30     | 9,18                                  |

Таким образом, результатом идентификации блока центробежных экстракторов и дополнительного оборудования как обобщенного объекта управления явилась интервальная передаточная функция.

#### 4.4.2 Синтез САУ концентрацией урана в экстракте

Для интервальной передаточной функции обобщенного объекта управления были получены параметры настройки ПИД-регуляторов с помощью предлагаемого метода, метода оптимального модуля и метода Скогестада (SIMC) [62, 74]. Причем, в последних двух методах использовалось среднее значение параметров передаточной функции обобщенного объекта управления (4.6). Параметры настроек ПИД-регуляторов, рассчитанных различными методами представлены в таблице 4.4.

Таблица 4.4 – Параметры настройки ПИД-регуляторов для экстракционной установки

| Метод                     | $k_p$ | $k_i$               | $k_d$  |
|---------------------------|-------|---------------------|--------|
| Предлагаемый метод        | 2,75  | $10^{-3}$           | 2997,6 |
| Метод оптимального модуля | 11,7  | $3,3 \cdot 10^{-5}$ | 86,7   |
| SIMC                      | 9,2   | $3,6 \cdot 10^{-3}$ | 4902   |

Для выбора оптимальных значений частоты среза и запаса по фазе синтезируемой системы предлагаемым в работе методом был использован функционал (2.50). На всем интервале изменения расхода минимуму функционала (2.50) соответствовали значения запаса устойчивости по фазе и частоты среза  $84^\circ$  и  $5 \cdot 10^{-4}$  рад/с соответственно.

Результаты моделирования САУ концентрацией урана и плутония в экстракте, при полностью автоматизированном выходе на рабочий режим (40 %) представлены на рисунках 4.9, 4.10. Метод оптимального модуля, хоть и обеспечивает устойчивость в системе, не показан на графиках ввиду обеспечения им в системе гораздо более длительного переходного процесса в сравнении с остальными методами. Концентрации урана на графиках даны в процентах от шкалы датчика, а концентрации плутония в процентах от максимально допустимых значений. При этом концентрации урана и плутония не превышали установленных техническим регламентом значений в РФ.

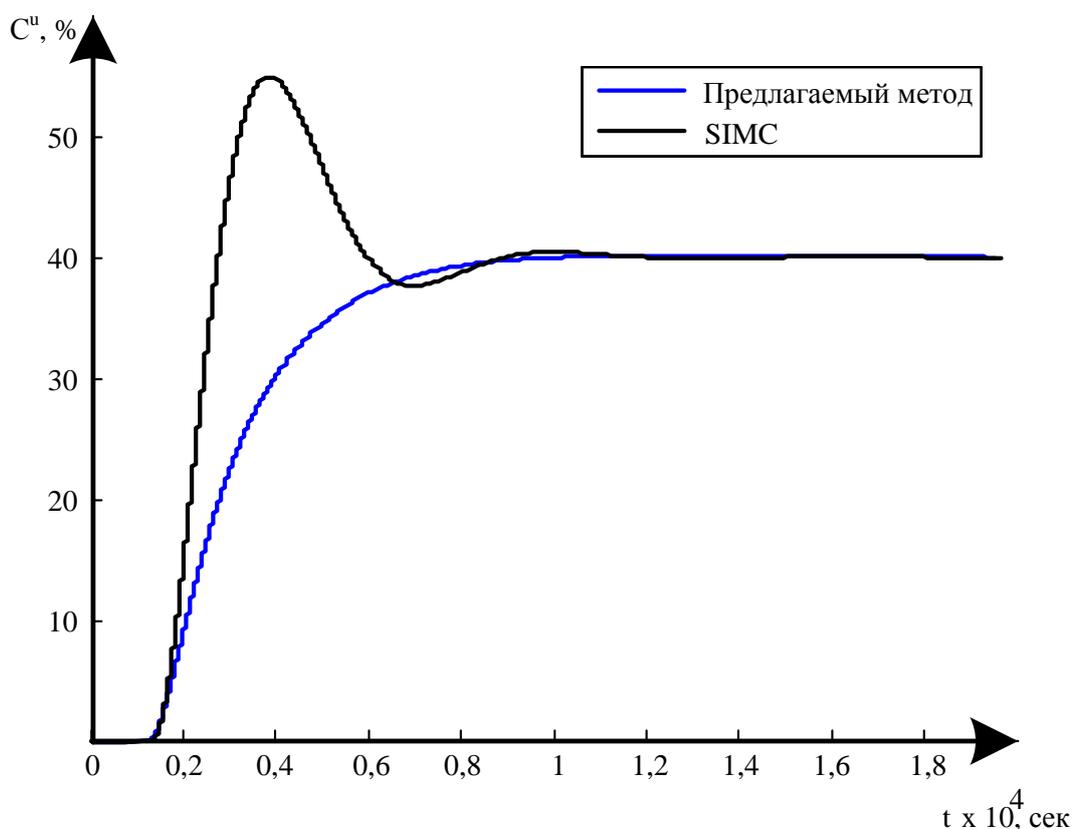


Рисунок 4.9 – Переходная характеристика по концентрации урана ( $C^u$ )

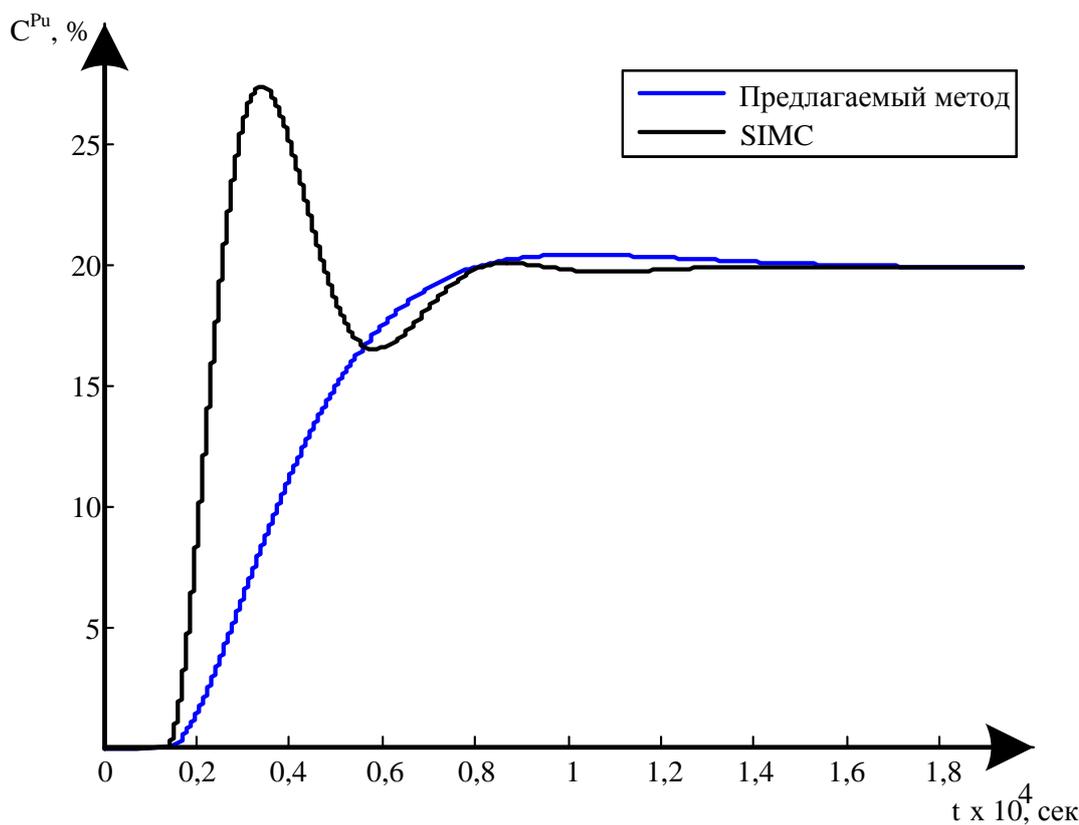


Рисунок 4.10 – Переходная характеристика по концентрации плутония ( $C^{Pu}$ )

Из графиков 4.9, 4.10 видно, что предлагаемый метод обеспечивает переходный процесс по концентрациям урана и плутония с меньшим перерегулированием и колебательностью, чем метод SIMC. При этом времена регулирования приблизительно равны для САУ с ПИД-регуляторами, настроенными различными способами.

На рисунке 4.11 приведен график управляющего воздействия (расход перерабатываемого продукта –  $Q_{уп}$ , %) с ограничением от 0 до 70 % от максимально возможного выходного потока из насоса.

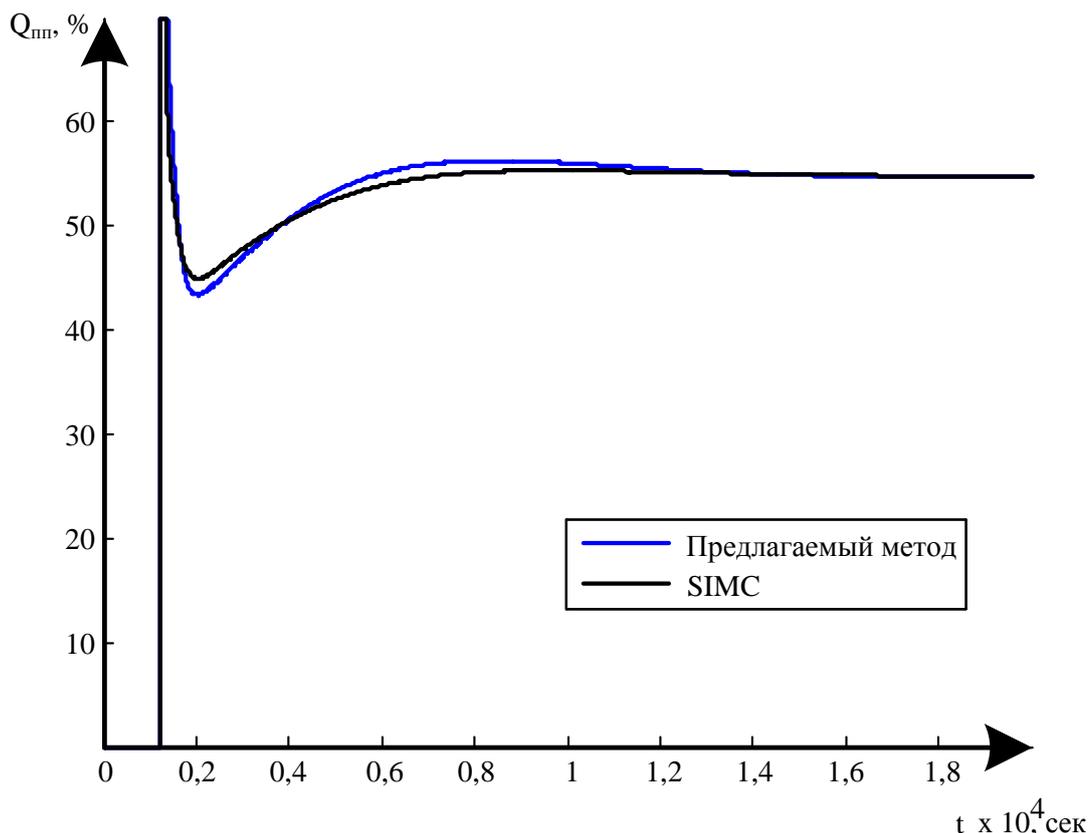


Рисунок 4.11 – Изменение расхода ПП

Помимо ступенчатого изменения управляющего воздействия, было проведено моделирование с целью получения реакции системы на возмущающее воздействие. Для этого было произведено ступенчатое увеличение концентрации урана в ПП на 100 г/л. Переходные процессы концентраций урана и плутония по возмущающему воздействию представлены на рисунках 4.12, 4.13.

Из графиков переходных процессов по возмущающему воздействию видно, что предлагаемый в работе метод параметрического синтеза ПИД-регулятора позволяет обеспечить меньшее время установления и отклонение управляемой координаты от уставки. К недостаткам метода можно отнести увеличение колебательности (в сравнении с методом SIMC) и большее время установления по концентрации плутония в ЭК.

Следует отметить, что на всех этапах математического моделирования распределение урана и плутония по блоку центробежных экстракторов не

превышало допустимых норм, тем самым, исключая возможность накопления опасных компонент и возникновения взрывоопасных ситуаций.

Концентрации урана и плутония в РФ во всех проведенных экспериментах не превышала допустимых технологическим регламентом значений.

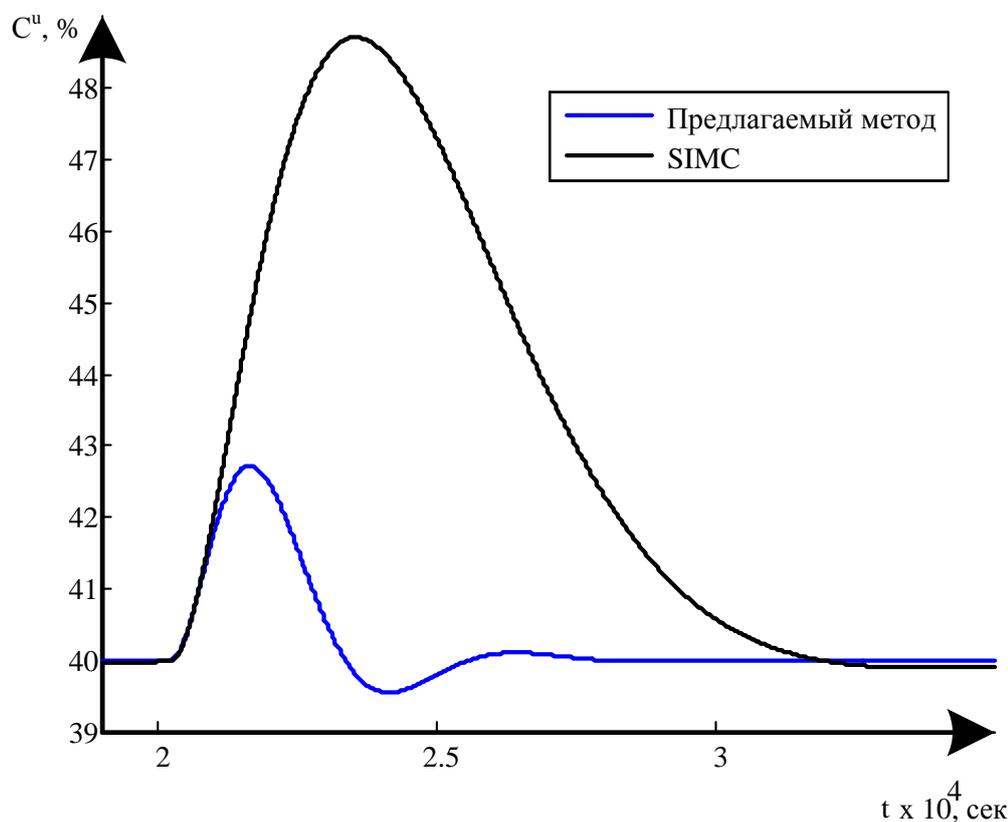


Рисунок 4.12 – Переходная характеристика по концентрации урана ( $C^u$ ) при возмущающем воздействии

Таким образом, предлагаемый в диссертационной работе метод параметрического синтеза ПИД-регулятора может быть рекомендован к использованию более детальном структурном и параметрическом синтезе САУ экстракционного блока лабораторного аффинажного стенда, предназначенного для отработки экстракционно-кристаллизационной технологии переработки отработавшего ядерного топлива реакторной установки БРЕСТ-ОД-300.

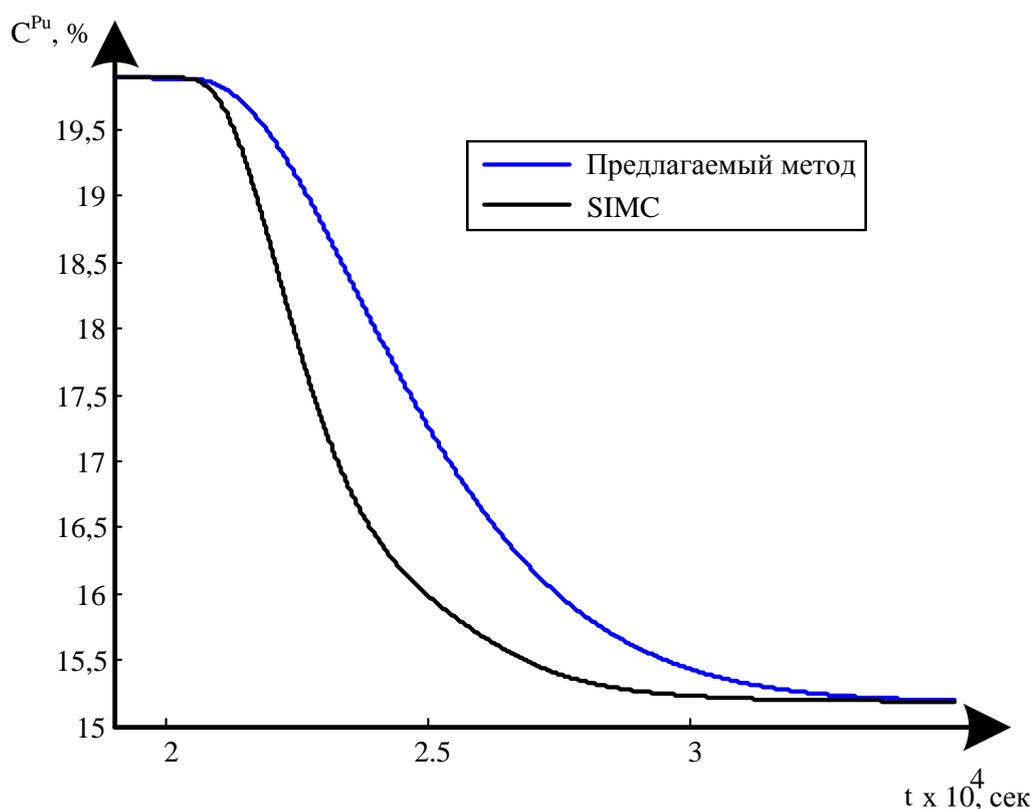


Рисунок 4.13 – Переходная характеристика по концентрации плутония ( $C^{Pu}$ ) при возмущающем воздействии

#### 4.5 Выводы по главе

В главе рассмотрены вопросы теоретической и практической реализации алгоритмов параметрического синтеза параметров ПИД-регулятора в стационарных (САУ уровнем воды в баке) и интервальных САУ (САУ блоком центробежных экстракторов и САУ температурой ТЭНа) на основе задания запаса устойчивости по фазе и частоты среза, выбираемых путем поиска минимального значения функционала (2.50).

Показан подход к идентификации и способ анализа объектов управления с целью получения стационарных и интервальных передаточных функций обобщенных объектов управления и последующий алгоритм настройки ПИД-регулятора.

Описаны структурные схемы САУ блоком центробежных экстракторов, САУ температурой ТЭНа, САУ уровнем воды в баке. Представлены

статические характеристики объектов управления и произведена их идентификация методом Орманса [154]. Получены оптимальные значения запаса устойчивости по фазе и частоте среза, рассчитаны параметры настройки ПИД-регуляторов в рассматриваемых САУ.

Проведен сравнительный анализ различных методов настройки ПИД-регуляторов для САУ блоком центробежных экстракторов при использовании динамической модели. Результатом анализа является обеспечение высокого быстродействия при минимальном перерегулировании.

Были проведены экспериментальные исследования реакции САУ температурой ТЭНа и уровнем воды в баке. Полученные параметры настройки ПИД-регуляторов обеспечили устойчивые переходные процессы, как по управляющему, так и по возмущающему воздействиям. В качестве недостатка можно отметить высокую колебательность переходного процесса по возмущающему воздействию САУ температурой ТЭНа. Тем не менее, данные недостатки не превышают критических регламентных значений для лабораторных установок. Это говорит о том, что предлагаемый в данной работе метод может быть использован на производствах химической и атомной промышленности.

Таким образом, результаты экспериментов показали эффективность и практическую значимость проведенных исследований.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представленная диссертационная работа описывает результаты исследований, направленных на разработку методик параметрического синтеза ПИД-регуляторов для стационарных, интервальных и многосвязных САУ, на основе известных требований устойчивости и представленного модифицированного частотного критерия оптимального модуля, гарантирующего отсутствие или минимальное значение перерегулирования в переходном процессе при заданных параметрах.

Начало главы 1 посвящено описанию работы нескольких типовых установок химической промышленности. Проведен анализ аппаратов и лабораторных стендов как объектов управления. Приведены результаты литературного обзора, посвященного анализу, разработке математических моделей установок химических производств и синтезу САУ [16–18, 42–44]. Проведенный анализ и обзор показали, что типовые объекты химической промышленности могут быть описаны звеньями не выше третьего порядка, а также могут характеризоваться наличием запаздывания [38]. Запаздывание может быть как непосредственно в самом объекте управления, так и проявляться за счет аппроксимации переходного процесса динамическим звеном низкого порядка. В случае проявления нелинейных свойств объектом управления, их наличие может быть учтено при синтезе регулятора за счет задания интервальной передаточной функции объекта управления.

Помимо этого, в первой главе рассмотрены основные подходы к анализу САУ:

- по переходным характеристикам;
- по частотным характеристикам;
- по расположению нулей и полюсов передаточной функции замкнутой САУ;
- по интегральным показателям.

Результатом анализа существующих характеристик САУ стал вывод о том, что частотные характеристики позволяют одновременно оценить устойчивость САУ и косвенно характеризовать качество переходных процессов. Они также применимы для систем, содержащих запаздывание.

В первой главе также рассмотрены существующие методы синтеза параметров ПИД-регулятора:

- графические методы;
- аналитические методы;
- методы, основанные на правилах;
- оптимизационные методы.

Результатом литературного обзора стал вывод о том, что аналитические методы настройки ПИД-регуляторов не требуют построения сложных поверхностей и кривых для поиска параметров регуляторов, позволяют охватить широкий класс объектов управления, но в настоящее время отсутствуют методы, позволяющие задавать требуемую устойчивость и скорость переходных процессов в системе.

Таким образом, был сделан вывод о необходимости разработки нового аналитического метода, обеспечивающего требуемые показатели качества и устойчивости в САУ, имеющего простое и ясное аналитическое решение, которое будет способно обеспечить широкое распространение в промышленности и охватить широкий класс объектов (не ограничиваясь передаточными функциями первого и второго порядка).

В качестве показателя устойчивости был выбран запас устойчивости по фазе, а в качестве показателя скорости переходных процессов в системе – частота среза.

Вторая глава описывает процедуру получения нового частотного критерия на основе критерия оптимального модуля, связывающего АФЧХ разомкнутой системы и АЧХ замкнутого контура.

С помощью предложенного критерия были получены аналитические выражения для поиска параметров настройки ПИД-регулятора. В качестве

параметров для настройки регулятора выступает запас устойчивости по фазе и частота среза (косвенно характеризующая скорость переходных процессов в системе), а также передаточная функция обобщенного объекта управления. Предложена методика синтеза ПИД-регулятора для стационарной САУ.

Проведены вычислительные эксперименты на компьютерных моделях, доказывающие работоспособность предлагаемой методики настройки регулятора в одноконтурных стационарных САУ. Выполнено сравнение с известными методами настройки ПИД-регулятора. Результатом сравнения является подтверждение работоспособности предлагаемой методики, а также обеспечение быстрых переходных процессов и сравнительно небольшого перерегулирования.

Для теоретического исследования устойчивости синтезируемых с помощью разработанной методики систем было предложено использовать критерий Гурвица. Получены аналитические требования устойчивости для объектов управления, у которых постоянная времени больше запаздывания в два и более раз.

Для случая применения ПИД-регулятора в интервальных системах разработан функционал, позволяющий найти оптимальные параметры запаса устойчивости по фазе и частоты среза. Получаемые параметры запаса устойчивости по фазе и частоты среза при использовании в предлагаемом методе настройки ПИД-регулятора обеспечивают наименьшую область в координатах  $T_s - \sigma$ .

На основе разработанного метода и функционала предложена методика параметрического синтеза ПИД-регулятора для интервальной системы. Проведенный сравнительный анализ предложенной методики с известными методами показал свою состоятельность и высокое качество настройки.

Для настройки ПИД-регуляторов в многоканальных САУ были исследованы два наиболее популярных метода аппроксимации многоканального объекта управления несколькими одноканальными объектами. Результатом анализа является выбор метода «эффективной

передаточной функции», на основе которого предложена методика параметрического синтеза ПИД-регуляторов для многосвязных систем. Достоинством данного подхода от ранее предложенных является отсутствие процедуры аппроксимации сложной передаточной функции звеньями низкого порядка.

С целью внедрения разработанных методик в промышленную эксплуатацию и учебный процесс, было разработано программное средство структурного и параметрического синтеза САУ. Факт его использования в промышленности подтвержден соответствующими актами внедрения.

В последней главе проведен анализ и идентификация разрабатываемой в настоящее время экстракционной установки, являющейся частью лабораторного аффинажного стенда, предназначенного для отработки экстракционно-кристаллизационной технологии переработки отработавшего ядерного топлива реакторной установки БРЕСТ-ОД-300. Проведен параметрический синтез ПИД-регулятора и произведено теоретическое испытание САУ, показавшее состоятельность предлагаемого метода настройки.

Проведены испытания на натурном стенде «САУ температурой ТЭНа» кафедры «Электроники и автоматики физических установок» Физико-технического института Томского политехнического университета и лабораторном стенде «САУ уровнем воды в баке» в ООО «НПП Кавитон». Предлагаемые методы внедрены в учебный процесс в составе разработанного программного обеспечения, что подтверждается соответствующим актом.

Учитывая произведенные теоретические и практические испытания, подтверждающие работоспособность предлагаемых методик синтеза ПИД-регулятора для стационарных, интервальных и многосвязных САУ, они могут быть рекомендованы для применения научно-исследовательскими и проектными институтами, наладочными организациями.

Дальнейшее развитие темы диссертационной работы возможно в направлении разработки метода авто-настройки ПИД-регулятора,

обеспечивающего заданные показатели качества и устойчивости САУ, синтеза ПИД-регуляторов для многосвязных объектов с интервальными параметрами.

## СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

- 1 Круглов, В.В. Искусственные нейронные сети. Теория и практика [Текст] / В.В. Круглов, В.В. Борисов. – 2-е изд, стереотип. – М.: Горячая линия – Телеком, 2002. – 382 с.
- 2 Леоненков, А.В. Нечеткое моделирование в среде MATLAB и fuzzyTECH [Текст] / А.В. Леоненков. – СПб.: БХВ-Петербург, 2005.— 736 с.
- 3 Красовский А.А. Универсальные алгоритмы управления непрерывными процессами [Текст] / А.А. Красовский, В.Н. Буков, В.С. Шендрик. – М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1977. – 272 с.
- 4 Rawlings, J.B. Tutorial Overview of Model Predictive Control / J.B. Rawlings [Text] // IEEE Control System Magazine. – 2000. – Special Section Industrial Process Control. – P. 38–52.
- 5 Бесекерский, В.А. Теория автоматического регулирования [Текст] / В.А. Бесекерский, Е.П. Попов. – М.: наука, 1996. – 992 с.
- 6 Лукас, В.А. Теория управления автоматическими системами [Текст] / В.А. Лукас. – Екатеринбург: Изд-во УГГГА, 2002. – 675 с.
- 7 Егупов, Н.Д. Методы классической и современной теории автоматического управления. Синтез регуляторов систем автоматического управления [Текст] / Н.Д. Егупов, К.А. Пупков. – М.: МГТУ им. Баумана, 2004. – 616 с.
- 8 Юревич, Е.И. Теория автоматического управления [Текст] / Е.И. Юревич. – СПб: «Энергия», 1975. – 416 с.
- 9 Дядик, В.Ф. Теория автоматического управления: учебное пособие [Текст] / В.Ф. Дядик, С.А. Байдали, Н.С. Криницын.– Томск: Изд-во ТПУ, 2011. – 196 с.
- 10 Åström, K.J. Advanced PID control [Text] / K.J. Åström, T. Hägglund – USA: ISA - Instrumentation, Systems, and Automation Society, 2006. – 460 p.

11 Visioli, A. Research trends for PID controllers [Text] / A. Visioli // Acta Polytechnica. – 2012. – Vol. 52. – N 5. – P. 144-150.

12 Ziegler, J.G. Optimum settings for automatic controllers [Text] / J.G. Ziegler, N.B. Nichols // Transactions of ASME. – 1942. – Vol. 64. – N 8. – P. 759-768.

13 Поляк, Б.Т. Устойчивость и робастная устойчивость однотипных систем [Текст] / Б.Т. Поляк, Я.З. Цыпкин // Автоматика и телемеханика. –1996. – N 11. – 91-104 с.

14 Разработка кода оптимизации и диагностики технологических процессов (КОД ТП) [Текст]: отчет о НИР Этап 1 (промежуточный) / ТПУ; рук. С.Н. Ливенцов; исполн.: А.Г. Горюнов [и др.]. – Томск, 2014. – 51 с. – Инв. №446/18.14 от 22.05.2014 г.

15 Техническое задание на разработку РД на создание укрупненного лабораторного аффинажного стенда для отработки экстракционно-кристаллизационной технологии переработки ОЯТ РУ БРЕСТ-ОД-300 [Текст] / СХК; исполн.: Терентьев С.Г. [и др.]. – Северск, 2013. – 62 с.– Инв. №70/545ДСП от 13.06.2013 г.

16 Горюнов, А.Г. Разработка и внедрение систем автоматического управления процессами аффинажных и конверсионных производств на предприятиях атомной промышленности [Текст]. дис. докт. техн. наук: 05.13.06: защищена 12.12.2012: утв. 29.04.2013 / Горюнов Алексей Германович. – Томск, 2012. – 397 с.

17 Горюнов, А.Г. Специальная тема [Текст]. дис. канд. техн. наук: 05.13.06: защищена 21.12.2006: утв. 25.05.2007 / Горюнов Алексей Германович. – Томск, 2006. – 180 с.

18 Чурсин, Ю.А. Имитационная модель процесса экстракции/реэкстракции компонентов ядерного топлива и система автоматизированного управления реэкстракционной колонной [Текст]. дис. канд. техн. наук: 05.13.06: защищена 22.12.2009: утв. 09.07.2010 / Чурсин Юрий Александрович. – Томск, 2009. – 161 с.

- 19 Мееров, М.В. Системы многосвязного регулирования [Текст] / М.В. Мееров // Энергетика и автоматика. – 1961. – N 6. – С. 342-360.
- 20 Мееров, М.В. Системы многосвязного регулирования [Текст] / М.В. Мееров. – М.: Наука, 1961. – 384 с.
- 21 Мееров, М.В. О решении некоторых задач оптимизации многосвязных объектов большой размерности [Текст] / М.В. Мееров, Б.Л. Литвак // Техническая кибернетика. – 1969. – N 6. – С. 23-30.
- 22 Мееров, М.В., Литвак Б.Л. Оптимизация систем многосвязного управления [Текст] / М.В. Мееров, Б.Л. Литвак. – М.: Наука, 1972. – 344 с.
- 23 Петров, Б.Н. О реализуемости условий инвариантности [Текст] / Б.Н. Петров. – М.: АН СССР, 1959. – 207 с.
- 24 Петров Б.Н., Кухтенко А.И. Структура абсолютно инвариантных систем и условия их физической реализуемости [Текст] // Б.Н. Петров, А.И. Кухтенко. – М.: АН СССР, 1964. – 429 с.
- 25 Морозовский, В.Т. Синтез автономных и частично автономных многомерных САР [Текст] / В.Т. Морозовский // Автоматика и телемеханика. – 1962. – N 9.
- 26 Морозовский В.Т. О синтезе корректирующих перекрестных связей в многомерных САР [Текст] / В.Т. Морозовский // Техническая кибернетика. – 1963. – N 3.
- 27 Красовский, А.А. О двухканальных системах автоматического регулирования с антимиметричными связями [Текст] / А.А. Красовский // Автоматика и телемеханика. – 1957. – N 2.
- 28 Кулебакин, В.С. Высококачественные инвариантные системы регулирования, Теория инвариантности и ее применение в автоматических устройствах [Текст] / В.С. Кулебакин. – М.: АН СССР, 1959. – 1139 с.
- 29 Jin, Q.B. Decoupling proportional-integral-derivative controller design for multivariable processes with time delays [Text] / Q.B. Jin, Q. Liu // Industrial and Engineering Chemistry Research. – 2014. – Vol. 53. – N 2. – P. 765-777.

30 Sha'aban, Y. A comparative study of SISO control for TITO systems [Text] / Y. Sha'aban, A. Muhammad, K. Ahmad, M. Jibrin // Proceedings of the World congress on engineering 3-5 July 2013. – Vol. 2. – P. 1024-1028.

31 Chen, D. Multiloop PI/PID controller design based on Gershgorin bands [Text] / D. Chen, D.E. Seborg // Proceedings of the American control conference 25-27 June 2001. – P. 4122-4127.

32 Nordfeldt, P. Decoupler and PID controller design of TITO systems [Text] / P. Nordfeldt, T. Hägglund // Journal of process control. – 2006. – Vol. 16. – P. 923-936.

33 Maghade, D.K. Decentralized PI/PID controllers based on gain and phase margin specifications for TITO processes [Text] / D.K. Maghade, B.M. Patre // ISA Transactions. – 2012. – Vol. 51. – P. 550-558.

34 Morilla, F. Centralized PID control by decoupling for TITO processes [Text] / F. Morilla, F. Vázquez, J. Garrido // 13th IEEE International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation 15-18 September 2008. – P. 1318-1325.

35 Xiong, Q. A practical loop pairing criterion for multivariable processes [Text] / Q. Xiong, W.-J. Cai, M.-J. He // Journal of process control. – 2005. – Vol. 15. – P. 741-747.

36 Ye, Z. Frequency domain approach to computing loop phase margins of multivariable systems [Text] / Z. Ye, Q.-G. Wang, C.-C. Hang // Industrial and Engineering Chemistry Research. – 2008. – Vol. 47. – P. 4418-4424.

37 Wang, Q.-G. PID control for multivariable processes [Text] / Q.-G. Wang, Z. Ye, W.-J. Cai, C.-C. Hang. – Germany: Springer, 2008. – 273 p.

38 Чермак, И. Динамика регулируемых систем в теплоэнергетике и химии [Текст] / И. Чермак, В. Петерка, И. Заворка; перевод с чешского. – М.: Мир, 1972. – 662 с.

39 Зунг, Н.В. Разработка и исследование методов идентификации нелинейных динамических объектов в условиях интервальной

неопределенности [Текст]. дис. канд. техн. наук: 05.13.01: защищена 25.11.1993 / Зунг Нгуен Вьет. – Москва, 1993. – 159 с.

40 Luyben, W.L. Simple method for tuning SISO controllers in multivariable systems [Text] / W.L. Luyben // *Industrial & Engineering chemistry process design and development*. – 1986. – Vol. 25. – P. 654–660.

41 Wood, R.K. Terminal composition control of binary distillation column [Text] / R.K. Wood, M.W. Berry // *Chemical Engineering Science*. – 1973. – Vol. 28. – P. 1707–1717.

42 Ливенцова, Н.В. Система автоматизированного управления среднетемпературным электролизером производства фтора [Текст]. дис. канд. техн. наук: 05.13.06: защищена 19.12.2008: утв. 15.05.2009 / Ливенцова Нина Владимировна. – Томск, 2008. – 158 с.

43 Егорова, О.В. Иммитационная модель электролизного узла производства фтора для компьютерного тренажера [Текст]. дис. канд. техн. наук: 05.13.06: защищена 05.06.2013: утв. 23.12.2013 / Егорова Ольга Викторовна. – Томск, 2013. – 179 с.

44 Козин, К.А. Разработка системы автоматизированного управления установкой водородного восстановления кремния ФГУП «ГХК» [Текст]. дис. канд. техн. наук: 05.13.06: защищена 22.12.2010: утв. 15.06.2011 / Козин Кирилл Андреевич. – Томск, 2010. – 143 с.

45 Chen, C.-T. Analog and digital control system design: Transfer function, State-space, and Algebraic methods [Text] / C.-T. Chen. – USA: Saunders college publishing, 2006. – 600 p.

46 Åström, K.J. Feedback systems: an introduction for scientists and engineers [Text] / K.J. Åström, R.M. Murray. – UK: Princeton University Press, 2008. – 396 p.

47 Åström, K.J. Design of PI controllers based on non-convex optimization [Text] / K.J. Åström, H. Panagopoulos, T. Hägglund // *Automatica*. – 1998. – Vol. 34. – N 5. – P. 585-601.

48 Panagopoulos, H. Design of PID controllers based on constrained optimization [Text] / H. Panagopoulos, K.J. Åström, T. Hägglund // IEE Proceedings – Control, Theory and Applications. – 2002. – Vol. 149. – N 1. – P. 32-40.

49 Garpinger, O. Performance and robustness trade-offs in PID control [Text] / O. Garpinger, T. Hägglund, K.J. Åström // Journal of Process Control. – Vol. 24. – P. 568-77.

50 Golub, G.H. Matrix Computations [Text] // G.H. Golub, C.F. Van Loan. – USA: Johns Hopkins University Press, 1989. – 557 p.

51 Martins, F.G. Tuning PID controllers using the ITAE criterion [Text] / F.G. Martins // International journal of engineering education. – 2005. – Vol. 21. – N 3. – P. 867-873.

52 Никулин, Е.А. Основы теории автоматического управления. Частотные методы анализа и синтеза систем: учеб. пособие для вузов [Текст] / Е.А. Никулин. – СПб.: БХВ-Петербург, 2004. – 640 с.

53 Cho, W. Simple analytic proportional-integral-derivative (PID) controller tuning rules for unstable processes [Text] / W. Cho, J. Lee, T.F. Edgar // Industrial and Engineering Chemistry Research. – Vol. 53. – N 13. – P. 5048-5054.

54 Gorecki, H. Analysis and Synthesis of Time Delay Systems [Text] / H. Gorecki, S. Fuksa, P. Grabowski, A. Korytowski. – Poland: PWN-J, Wiley, 1989.

55 Åström, K.J. The future of PID control [Text] / K.J. Åström, T. Hägglund // Control Engineering Practice. – 2001. – Vol. 9. – P. 1163-1175.

56 Vrančić, D. A magnitude optimum multiple integration tuning method for filtered PID controller [Text] / D. Vrančić, S. Strmčnik, A. Juriči // Automatica. – 2001. – Vol. 37. – N 9. – P. 1473-1479.

57 Hu, Z.-R. Analytical design of PID decoupling control for TITO processes with time delays [Text] / Z.-R. Hu, D.-H. Li, J. Wang, F. Xue // Journal of Computers. – 2011. – Vol. 6. – N 6. – P. 1064-1070.

58 Hu, W. An analytical method for PID controller tuning with specified gain and phase margins for integral plus time delay processes [Text] / W. Hu, G. Xiao, X. Li // ISA Transactions. – 2011. – Vol. 50. – N 2. – P. 268-276.

59 Shamsuzzoha, M. Analytical design of PID controller cascaded with a lead-lag filter for time-delay processes [Text] / M. Shamsuzzoha, S. Lee, M. Lee // Korean Journal of Chemical Engineering. – 2009. – Vol. 26. – N 3. – P. 622-630.

60 Isaksson, A.J. Analytical PID parameter expressions for higher order systems [Text] / A.J. Isaksson, S.F. Graebe // Automatica. – 1999. – Vol. 35. – N 6. – P. 1121-1130.

61 Tan, N. Computation of stabilizing PI and PID controllers using the stability boundary locus [Text] / N. Tan, I. Kaya, C. Yeroğlu, D.P. Atherton // Energy Conversion and Management. – 2006. – Vol. 47. – N 18-19. – P. 3045-3058.

62 Skogestad, S. Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning [Text] / S. Skogestad // Modeling, Identification and Control. – 2004. – Vol. 25. – N 2. – P. 85-120.

63 O'Dwyer, A. Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules [Text] / A. O'Dwyer. – 3rd ed. – UK: Imperial College Press, London, 2009.

64 Kim, T.H. Robust PID controller tuning based on the constrained particle swarm optimization [Text] / T.H. Kim, I. Maruta, T. Sugie // Automatica. – 2008. – Vol. 44. – P. 1104-1110.

65 Waghmare, M. Design of PID Controllers for improved performance of higher order systems [Text] / M. Waghmare, G.M. Malwatkar // UKACC International Conference on Control-2010. – Vol. 4. – P. 1160-1165.

66 Михалевич, С.С. Графический метод расчета параметров настройки регуляторов, приводящих систему к заданным показателям устойчивости [Текст] / С.С. Михалевич, С.А. Байдали, Ю.А. Чурсин // Промышленные АСУ и контроллеры. – 2013. – № 9. — С. 34-38.

67 Шубладзе, А.М. Методика расчета оптимальных по степени устойчивости ПИД-законов управления II [Текст] / А.М. Шубладзе // Автоматика и телемеханика. – 1987. – № 6. – С. 50-59.

68 Байдали, С.А. Система автоматизированного управления комплексом аппаратов фторирования и улавливания производства гексафторида

урана [Текст]: дис. канд. техн. наук: 05.13.06: защищена 17.06.2010: утв. 19.16.2010 / Байдали Сергей Анатольевич. – Томск, 2010. – 181 с.

69 Гурецкий, Х. Анализ и синтез систем управления с запаздыванием [Текст] / Х. Гурецкий; перевод с польского. – М.: Машиностроение, 1974. – 328 с.

70 Шубладзе, А.М. Адаптивные промышленные ПИД-регуляторы [Текст] / А.М. Шубладзе, С.В. Гуляев, А.А. Шубладзе // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2003. – N 7. – С. 24-26.

71 Ramasamy, M. PID controller tuning for desired closed-loop responses for SISO systems using impulse response [Text] / M. Ramasamy, S. Sundaramoorthy // Computers and chemical engineering. – 2008. – Vol. 32. – P. 1773-1788.

72 Shamsuzzoha, M. The setpoint overshoot method: A simple and fast closed-loop approach for PID tuning [Text] / M. Shamsuzzoha, S. Skogestad // Journal of process control. – 2010. – Vol. 20. – P. 1220-1234.

73 Ali, A. PI/PID controller design based on IMC and percentage overshoot specification to controller setpoint change [Text] / A. Ali, S. Majhi // ISA Transactions. – 2009. – Vol. 48. – N 1. – P. 10-15.

74 Rivera, D.E. Internal model control. 4. PID controller design [Text] / D.E. Rivera, M. Morari, S. Skogestad // Industrial & Engineering chemistry, Process design and development. – 1986. – Vol. 25. – N 1. – P. 252-265.

75 Åström, K.J. Revisiting the Ziegler-Nichols step response method for PID control [Text] / K.J. Åström, T. Hägglund // Journal of process control. – 2004. – Vol. 14. – N 6. – P. 1163-1175.

76 Garpinger, O. Software for PID design: Benefits and pitfalls [Text] / O. Garpinger, T. Hägglund, L. Cederqvist // IFAC Proceedings Volumes (IFAC-PapersOnline). – 2012. – Vol. 2. – N 1. – P. 140-145.

77 Sanchis, R. Tuning of PID controllers based on simplified single parameter optimization [Text] / R. Sanchis, J.A. Romero, P. Balaguer // International journal of control. – 2010. – Vol. 83. – N 9. – P. 1785-1798.

78 Sanchis, R. PI and PID auto-tuning procedure based on simplified single parameter optimization [Text] / R. Sanchis, J.A. Romero, P. Balaguer // Journal of process control. – 2011. – Vol. 21. – P. 840-851.

79 Изерман, Р. Цифровые системы управления [Текст] / Р. Изерман; перевод с англ. – М.: Мир, 1984. – 541 с.

80 Мазуров, В.В. Автоматические регуляторы в системах управления и их настройка. Часть 3. Цифровые регуляторы и их настройка [Текст] / В.В. Мазуров // Компоненты и технологии. – 2003. – N 6. – С. 58-64.

81 Mikhalevich, S.S. Development of a tunable method for PID controllers to achieve the desired phase margin [Text] / S.S. Mikhalevich, S.A. Baydali, F. Manenti // Journal of Process Control. – 2015. – Vol. 25. – P. 28-34.

82 Солодовников, В.В. Расчет и проектирование аналитических самонастраивающихся систем с эталонными моделями [Текст] / В.В. Солодовников, Л.С. Шрамко. – М.: «Машиностроение», 1972. – 270 с.

83 Bellman, R. Adaptive control: A guided tour [Text] / R. Bellman. – USA: Princeton university press, 1961.

84 Wittenmark, B. Stochastic adaptive control methods: a survey [Text] / B. Wittenmark // International journal control. – 1975. – Vol. 21. – P.705-730.

85 Passino, K.M. Fuzzy control [Text] / K.M. Passino, S. Yurkovich. – USA: Addison Wesley Longman, Inc, 1997. – 522 p.

86 Chen, G. Introduction to fuzzy sets, fuzzy logic, and fuzzy control systems [Text] / G. Chen, T.T. Pham. – USA: CRC press, 2001. – 329 p.

87 Горюнов, А.Г. Нечеткая адаптивная система управления нестационарным объектом [Текст] / А.Г. Горюнов, В.Ф. Дядик // Промышленные АСУ и контроллеры. – 2013. – N 10. – С. 9-14.

88 Mikhalevich, S.S. Robust PI/PID Controller Design for the Reliable Control of Plug Flow Reactor [Text] / S.S. Mikhalevich, S.A. Baydali, F. Rossi, F. Manenti // Chemical Engineering Transactions. – 2015. – Vol. 43. – P. 1525-1530.

- 89 Ackermann, J. Parameter space design of robust control systems [Text] / J. Ackermann // IEEE Transactions On Automatic Control. – 1980. – Vol. 25. – N 6. – P. 1058-1072.
- 90 Bhattacharyya, S.P. Robust control: the parametric approach [Text] / S.P. Bhattacharyya, H. Chapellat, L. Keel. – US: Prentice Hall, 1995.
- 91 Неймарк, Ю.И. Робастная устойчивость линейных систем [Текст] / Ю.И. Неймарк // ДАН. – 1991. – Т. 319. – N 3. – С. 578-580.
- 92 Гусев, Ю.М. Анализ и синтез линейных интервальных динамических систем (состояние проблемы). Анализ с использованием интервальных характеристических полиномов [Текст] / Ю.М. Гусев, В.Н. Ефанов, В.Г. Крымский // Техническая кибернетика. – 1991. – N 1. – С. 3-23.
- 93 Li, Y.-Y. Application of interval PID theorem in the design of guidance bomb flight control system [Text] / Y.-Y. Li, A.-D. Sheng, Z. Guo // Acta Armamentarii. – 2005. – Vol. 26. – N 1. – P. 108-112.
- 94 Cho, T.S. Robust design of PID controller for interval plants [Text] / T.S. Cho, S.W. Choi, Y.C. Kim // Proceedings of the SICE annual conference 28-30 July, 1999. – P. 933-936.
- 95 Ho, M.-T. Design of P, PI and PID controllers for interval plants [Text] / M.-T. Ho, A. Datta, S.P. Bhattacharyya // Proceedings of the American control conference 24-26 June 1998. – Vol. 4. – P. 2496-2501.
- 96 Ackermann, J. Robust control: systems with uncertain physical parameters [Text] / J. Ackermann. – UK: Springer-Verlag, 1993. – 406 p.
- 97 An, S. Robust stability of polynomials with nonlinear dependent coefficient perturbations [Text] / S. An, W. Liu // Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control Orlando, Florida USA, 2001. – P. 1551-1556.
- 98 Arzelier, D. Robust D-stabilization of a polytope of matrices [Text] / D. Arzelier, D. Henrion, D. Peaucelle // International Journal of Control. – 2002. – Vol. 75. – N 10. – P. 744-752.

99 Henrion, D. An LMI condition for robust stability of polynomial matrix polytopes [Text] / D. Henrion, D. Arzelier, D. Peaucelle, M. Sebek // IFAC Automatica. – 2001. – Vol. 37. – N 3. – P. 461-468.

100 Henrion, D. Ellipsoidal approximation of the stability domain of a polynomial [Text] / D. Henrion, D. Peaucelle, D. Arzelier, M. Sebek // IEEE Transactions on Automatic Control. – 2003. – Vol. 48. – N 12. – P. 2255-2259.

101 Kawamura, T. Robust stability analysis of characteristic polynomials whose coefficients are polynomials of interval parameters [Text] / T. Kawamura, M. Shima // Journal of Mathematical System, Estimation and Control. – 1996. – N 4. – P. 1-12.

102 Foo, Y. K. Root clustering of interval polynomials in the left sector [Text] / Y.K. Foo, Y.C. Soh // System and Control Letters. – 1989. – Vol. 13. – P. 239-245.

103 Wang, L. Robust stability of a class of polynomial families under nonlinearly correlated perturbations [Text] / L. Wang // Systems and Control Letters. – 1997. – Vol. 30. – N 1. – P. 25-30.

104 Харитонов, В.Л. Об асимптотической устойчивости положения равновесия семейства систем линейных дифференциальных уравнений [Текст] / В.Л. Харитонов // Дифференц. Уравнения. – 1978. – N 11. – С. 2086-2088.

105 Rimsky, G.V. Root locus methods for robust control systems quality and stability investigations [Text] / G.V. Rimsky, A.A. Nesenchuk // Proceedings IFAC 13<sup>th</sup> Triennial World Congress in San Francisco, USA, 1996. – P. 469-474.

106 Okuyama, Y. Robust performance evaluation for interval systems based on characteristic roots area [Text] / Y. Okuyama, F. Takemori // Proceedings of the American control conference 25-27 June 2001. – Vol. 4. – P. 2963-2969.

107 Chen, C.-L. On determining the root locations of an interval system [Text] / C.-L. Chen, S.-K. Yang, C.-K. Chen // Control, theory and advanced technology. – 1992. – Vol. 8. – N 4. – P. 789-802.

108 Juang, Y.-T. Root-locus approach to the stability analysis of interval matrices [Text] / Y.-T. Juang, T.-S. Kuo, C.-F. Hsu, S.-D. Wang // International journal of control. – 1987. – Vol. 46. – N 3. – P. 817-822.

109 Wang, Q.-G. Guaranteed dominant pole placement with PID controllers [Text] / Q.-G. Wang, Z. Zhang, K.J. Åström, L.S. Chek // Journal of process control. – 2009. – Vol. 19. – N 2. – P. 349-352.

110 Ефимов, С.В. Анализ и синтез стационарных и интервальных систем управления на основе зависимости расположения их полюсов и нулей от прямых показателей качества [Текст]: дис. канд. техн. наук: 05.13.01: защищена 01.04.2011 / Ефимов Семен Викторович. – Томск, 2011. – 157 с.

111 Barmish, B.R. The robust root locus [Text] / B.R. Barmish, R. Tempo // Automatica. – 1990. – Vol. 26. – N 2. – P. 283-292.

112 Бендрикова, Г.А. Траектории корней линейных автоматических систем [Текст] / Г.А. Бендрикова, К.Ф. Теодорчик – М.: Наука, 1964, –160 с.

113 Удерман, Э.Г. Метод корневого годографа в теории автоматических систем [Текст] / Э.Г. Удерман – М.: Наука, 1972. – 448 с.

114 Удерман, Э.Г. Метод корневого годографа в теории автоматического управления [Текст] / Э.Г. Удерман – М.: Госэнергоиздат, 1963. – 112 с.

115 Поляк, Б.Т. Робастный критерий Найквиста [Текст] / Б.Т. Поляк, Я.З. Цыпкин // АиТ. – 1992. – N 7. – С. 25-31.

116 Поляк, Б.Т. Частотные критерии робастной устойчивости и апериодичности линейных систем [Текст] / Б.Т. Поляк, Я.З. Цыпкин // АиТ. – 1990. – N 9. – С. 45-54.

117 Неймарк, Ю.И. Динамические системы и управляемые процессы [Текст] / Ю.И. Неймарк. – М.: Наука, 1978. – 336 с.

118 Неймарк, Ю.И. Мера робастной устойчивости и модальности линейных систем [Текст] / Ю.И. Неймарк // ДАН. – 1992. – Т.325. – N 2. – С. 247-250.

119 Неймарк, Ю.И. Мера робастной устойчивости линейных систем [Текст] / Ю.И. Неймарк // АиТ. – 1993. – N 1. – С. 107-110.

120 Неймарк, Ю.И. Область робастной устойчивости и робастность по нелинейным параметрам [Текст] / Ю.И. Неймарк // ДАН. – 1992. – Т. 325. – N 3. – С. 438-440 с.

- 121 Неймарк, Ю.И. Робастная устойчивость линейных систем [Текст] / Ю.И. Неймарк // ДАН. – 1991. – Т. 319. – N 3. – С. 578-580.
- 122 Li, D. PID controller design approaches – Theory, Tuning and application to frontier areas [Text] / D. Li, [et.al.]. – Intech, 2012. – 298 p.
- 123 Михалевич, С.С. Настройка ПИД-регуляторов в интервальных системах управления [Текст] / С.С. Михалевич, С.А. Байдали // Научно-технический вестник Поволжья. – 2014. – N 6. – С. 255-258.
- 124 Lagarias, J.C. Convergence Properties of the Nelder-Mead Simplex Method in Low Dimensions [Text] / J.C. Lagarias, J.A. Reeds, M. H. Wright, P.E. Wright // SIAM Journal of Optimization. – 1998. – Vol. 9. – N 1. – P. 112-147.
- 125 Venkataraman, P. Applied Optimization with MATLAB Programming, 2<sup>nd</sup> Edition [Text] / P. Venkataraman – USA: Wiley, 2009.
- 126 Forsythe, G.E. Computer Methods for Mathematical Computations [Text] / G.E. Forsythe, M.A. Malcolm, C.B. Moler. – USA: Prentice-Hall, 1976.
- 127 Richard, P. Algorithms for Minimization without Derivatives [Text] / P. Richard. – USA: Prentice-Hall, 1973.
- 128 Морозовский, В.Т. Многосвязные системы автоматического регулирования [Текст] / В.Т. Морозовский. – М.: «Энергия», 1970. – 288 с.
- 129 Doyle, J.C. State-space solutions to standard  $H_2$  and  $H_\infty$  control problems [Text] / J.C. Doyle, K. Glover, P. Khargonekar, B. Francis // IEEE Transactions on Automatic Control. – 1989. – Vol. 34. – N 8. – P. 831-847.
- 130 Ball, J.A. Sensitivity minimization in an  $H_\infty$  norm: Parametrization of all suboptimal solutions [Text] / J.A. Ball, N. Cohen // International Journal of Control. – 1987. – Vol. 46. – P. 785-816.
- 131 Bamieh, B.A. A general framework for linear periodic systems with applications to  $H_\infty$  sampled-data control [Text] / B.A. Bamieh, J.B. Pearson // IEEE Transactions on Automatic Control. – 1992. – Vol. 37. – P. 418-435.
- 132 Francis, B.A. A course in  $H_\infty$  control theory [Text] / B.A. Francis // Lecture Notes in Control and Information Sciences. – 1987. – Vol. 88.

133 Glover, K. State-space formulae for all stabilizing controllers that satisfy an  $H_\infty$  norm bound and relations to risk sensitivity [Text] / K. Glover, J.C. Doyle // Systems and Control Letters, Vol. 11, 1989. – P. 167-172.

134 Bristol, E.H. On a new measure of interaction for multivariable process control [Text] / E.H. Bristol // IEEE Transaction on automatic control. – 1966. – Vol. 11. – P. 133-134.

135 He, M.-J. Simple decentralized PID controller design method based on dynamic relative interaction analysis [Text] / M.-J. He, W.J. Cai, B.F. Wu, M. He // Industrial and Engineering Chemistry Research. – 2005. – Vol. 44. – P. 8334-8344.

136 Witcher, M.F. Interacting control systems: steady-state and dynamic measurement of interaction [Text] / M.F. Witcher, T.J. McAvoy // ISA Transactions. – 1977. – Vol. 16. – P. 35-41.

137 Bristol, E.H. Recent results on interactions in multivariable process control [Text] / E.H. Bristol // Proceedings of the 71st Annual AIChE Meeting, Houston, USA, 1979.

138 Tung, L.S. Analysis of control-output interaction in dynamic systems [Text] / L.S. Tung, T.F. Edgar // AIChE Journal. – 1981. – Vol. 27. – P. 690–693.

139 Skogestad, S. Multivariable Feedback Control [Text] / S. Skogestad, I. Poslethwaite. – USA: Wiley, 1996.

140 Vu, T.N.L. Independent design of multi-loop PI/PID controllers for interacting multivariable processes [Text] / T.N.L. Vu, M. Lee // Journal of process control. – 2010. – Vol. 20. – P. 922-933.

141 Lee, M. Analytical Design of Multi-Loop PID Controllers for Desired Closed-Loop Responses [Text] / M. Lee, K. Lee, C. Kim, J. Lee // AIChE Journal. – 2004. – Vol. 50. – P. 1631–1635.

142 Vu, T.N.L. An Extended Method of Simplified Decoupling for Multivariable Processes with Multiple Time Delays [Text] / T.N.L. Vu, M. Lee // Journal of chemical engineering of Japan. – 2013. – Vol. 46. – N 4. – P. 279-293.

143 Михалевич, С.С. Методика параметрического синтеза ПИД-регуляторов в многосвязных системах [Текст] / С.С. Михалевич, С.А. Байдали // Научно-технический вестник Поволжья. – 2014. – N 6. – С. 251-254.

144 Чурсин, Ю.А. Разработка пакета настройки систем автоматизированного управления [Текст] / Ю.А. Чурсин, С.С. Михалевич, С.А. Байдали // Научно-технический вестник Поволжья. – 2013. – N 5, 2013. – С. 312-315.

145 Михалевич, С.С., Байдали С.А., Чурсин Ю.А. Разработка программы для структурного и параметрического синтеза систем автоматического управления [Текст] / С.С. Михалевич, С.А. Байдали, Ю.А. Чурсин // Современные техника и технологии: Сборник трудов XIX Международной научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. – 15-19 апреля 2013., г. Томск. В 3 т. – 2013. – Т.2. – С. 295-296.

146 Деруссо, П. Пространство состояний в теории управления (для инженеров) [Текст] / П. Деруссо, Р. Рой, Ч. Клоуз. – М.: Наука, 1970. – 620 с.

147 Сиделёв, П.В. Разработка программы по представлению звеньев систем управления в пространстве состояний [Текст] / П.В. Сиделёв, С.С. Михалевич // «Перспективы развития науки и образования»: Сб. науч. тр. по материалам международной научно-практической конференции, г. Тамбов, 30 мая 2013 г. – С. 120-122.

148 Sidelev, P.V. The development of program links presentation of operating system in the state space [Text] / P.V. Sidelev, S.S. Mikhalevich // Современные техника и технологии: Сборник трудов XIX Международной научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. – 15-19 апреля 2013., г. Томск. В 3т. – 2013. – Т.2. – С. 453-454.

149 Михалевич, С.С. Моделирование систем автоматического управления методом пространства состояний [Текст] / С.С. Михалевич, С.А. Байдали, Ю.А. Чурсин // Промышленные АСУ и контроллеры. – 2012. – N 8. –С. 23-28.

150 Михалевич, С.С. Алгоритм моделирования систем автоматического управления методом пространства состояний [Текст] / С.С. Михалевич,

С.А. Байдали, И.П. Чучалин, В.А. Москалев // Известия Томского политехнического университета. Управление, вычислительная техника и информатика. – 2012. – Т. 321. – N 5. – С. 233-237.

151 Михалевич, С.С. Выбор последовательности расчета звеньев при моделировании систем автоматического управления [Текст] / С.С. Михалевич, С.А. Байдали, Ю.А. Чурсин // Научно-технический вестник Поволжья. – 2013. – N 5. – С. 263-266.

152 Михалевич, С.С. Расчет сложной передаточной функции обобщенного объекта [Текст] / С.С. Михалевич, С.А. Байдали, Ю.А. Чурсин // Промышленные АСУ и контроллеры. – 2013. – N 9. – С. 46-51.

153 Чурсин, Ю.А. Идентификация и расчет алгебраических контуров в динамических системах [Текст] / Ю.А. Чурсин, С.С. Михалевич // Научно-технический вестник Поволжья. – 2014. – N 5. – С. 336-339.

154 Круг, Е.К. Электрические регуляторы промышленной автоматики [Текст] / Е.К. Круг, О.М. Минина. – М.: Госэнергоиздат, 1962. – 335 с.

155 Компьютерное моделирование, автоматизированное управление и оптимизация радиохимических производств [Текст]: отчет о НИР (заключ.) / ТПУ; рук. А.Г. Горюнов; исполн.: С.С. Михалевич [и др.]. – Томск, 2011. – 120 с. – Инв. № 02201156074 от 31.03.2011, № гос. регистрации 01200905750 от 20.05.2010.

156 Исследование и разработка системы автоматизированного управления экстракционными процессами на радиохимическом производстве [Текст]: отчет о НИР (промежуточ.) / ТПУ; рук. Ю.А. Чурсин; исполн.: С.С. Михалевич [и др.]. – Томск, 2011. – 31 с. – Инв. № 0220.1 160884 от 21.09.2011, № гос. регистрации 01200905748 от 20.06.2010.

157 Горюнов, А.Г. Динамическая модель неравновесного многокомпонентного экстракционного процесса в смесительной камере центробежного экстрактора [Текст] / А.Г. Горюнов // Научно-технический вестник Поволжья. – 2011 – N 4. – С. 129-132.

158 Шенцов, К.Э. Исследование экстракционного блока центробежных экстракторов как объекта управления [Текст] / К.Э. Шенцов, А.Г. Горюнов // Известия вузов. Физика. – 2012. – Т. 55 – N 2/2 – С. 106-110.

159 Горюнов, А.Г. Синтез системы автоматического управления каскадом по переработке урановых концентратов [Текст] / А.Г. Горюнов, С.С. Михалевич, Ю.А. Чурсин // Промышленные АСУ и контроллеры. – 2012. – N 9 – С. 6–11.

**ПРИЛОЖЕНИЕ А**  
**Акт внедрения на предприятии АО «ВНИИНМ»**

ГОСУДАРСТВЕННАЯ КОРПОРАЦИЯ ПО АТОМНОЙ ЭНЕРГИИ «РОСАТОМ»  
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ НАУЧНЫЙ ЦЕНТР РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ  
**АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО**



**ВНИИНМ**  
имени А.А.Бочвара

«ВЫСОКОТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ  
ИНСТИТУТ НЕОРГАНИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ ИМЕНИ  
АКАДЕМИКА А.А. БОЧВАРА» (АО «ВНИИНМ»)

123060, Москва, а/я 369, АО «ВНИИНМ»; Телеграф: 123060, Москва, «ПЕРЕКАТ»; Телегайн: 111674, Москва, «ДИВО»; Телефон: 8 (499) 190-4994.  
Факс: 8 (499) 196-4168, 8 (495) 742-5721. <http://www.bochvar.ru>. E-mail: [post@bochvar.ru](mailto:post@bochvar.ru)  
ОКПО 07625329, ОГРН 5087746697198, ИНН/КПП 7734598490/773401001

УТВЕРЖДАЮ

Генеральный директор  
АО «ВНИИНМ»

В.Б. Иванов

\_\_\_\_\_ 2015 г.



**АКТ**

о внедрении результатов  
кандидатской диссертационной работы  
Михалевича Сергея Сергеевича

Комиссия в составе:

председатель

Кашеев В.А. - Директор научно-технологического  
отделения по обращению с ОЯТ и  
РАО, канд. физ.-мат. наук

члены комиссии:

Шадрин А.Ю. - Главный научный сотрудник  
АО «ВНИИНМ», д-р хим. наук

Шмидт О.В. Начальник отдела АО «ВНИИНМ»,  
канд. хим. наук

Веселов С.Н. Заместитель директора отделения -  
начальник отдела АО «ВНИИНМ»

составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы «Частотный метод параметрического синтеза ПИД-регулятора для стационарных, интервальных и многосвязных САУ», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук, внедрены АО «Высокотехнологичный научно - исследовательский институт неорганических материалов имени академика А.А.Бочвара» (АО «ВНИИНМ») при выполнении работ по проектному направлению «ПРОРЫВ» для разработки кода оптимизации и диагностики технологических процессов

(КОД ТП), позволяющего имитировать работу технологических переделов замкнутого ядерного топливного цикла (ЗЯТЦ) с реактором на быстрых нейтронах «БРЕСТ-300», в виде:

- методик расчета и моделирования алгоритмов и систем управления технологическими узлами и установками ЗЯТЦ, в частности аффинажного производства;
- программы расчета параметров алгоритмов управления с использованием разработанной методики;
- результатов расчетных экспериментов по исследованию эффективности разрабатываемых технологий.

Внедрение указанных результатов позволило повысить эффективность моделирования систем управления отдельных технологических процессов и узлов ЗЯТЦ и качество проектирования узлов и систем управления ЗЯТЦ, а также сократить затраты на проведение работ и повысить производительность труда при разработке кода оптимизации и диагностики технологических процессов.

Результаты внедрялись при выполнении НИР и ОКР по темам:

1. «Разработка кода оптимизации и диагностики технологических процессов (КОД ТП)» договор на выполнение НИОКР между АО «ВНИИНМ» и ФГАОУ ВО НИ ТПУ № 0-116/14 от 14.05.2014.

2. «Моделирование ключевых технологических процессов замкнутого топливного цикла и его организации. Этапы 2014 – 2016 гг.» договор на выполнение НИОКР между АО «ВНИИНМ» и ИБРАЭ РАН № 1037/2014/01 от 03.04.2014.

Работы выполнены согласно приказу Госкорпорации «Росатом» от 19.07.2011 г. № 1/619-П «О реализации задачи по разработке реакторов на быстрых нейтронах с замкнутым ядерным топливным циклом», ФЦП «Ядерные энерготехнологии нового поколения на период до 2010 – 2015 годов и на перспективу до 2020 года» и проекта «Новая технологическая платформа: замкнутый ядерно-топливный цикл с реакторами на быстрых нейтронах».

Результаты диссертационной работы опубликованы в научных отчетах:

1. Анализ отечественных и зарубежных источников по проблемам создания расчетных кодов. Разработка основополагающих принципов функционирования кода оптимизации и диагностики технологических процессов: отчет о НИР (промежут.) / ТПУ; рук. Ливенцов С.Н.; исполн.: Горюнов А.Г, Чурсин Ю.А. [и др.]. – Томск, 2014. – 47 с. – Инв. № 446/18.14 от 22.05.2014.

2. Разработка структуры и функций КОД ТП, системы визуализации выполнения функций и результатов, разработка и верификация математических моделей узлов, установок, оборудования технологической схемы и алгоритмов для контроля, диагностики, управления и оптимизации технологических процессов для кода оптимизации и диагностики: отчет о НИР (промежут.) / ТПУ; рук. Ливенцов С.Н.; исполн.: Горюнов А.Г, Чурсин Ю.А. [и др.]. – Томск, 2014. – 47 с. – Инв. № 852/18.14 от 27.10.2014.

3. Разработка модели растворения ОЯТ или продуктов пирохимического передела в статическом режиме. Анализ проблем создания и разработка концепции кода

оптимизации и диагностики технологических процессов: Отчет о НИОКР (промежут.) / АО «ВНИИНМ»; рук. Шмидт О.В.; исполн.: Полуэктов П.П., Кащеев В.А., Ливенцов С.Н. [и др.]. – Москва, 2014. – 56 с. – Инв. № 12096 - ДСП

4. Шмидт О.В., и др. (всего 54 чел). Моделирование ключевых технологических процессов замкнутого топливного цикла и его организации. Этап 2014 года: Отчет о НИОКР (промежут.) / АО «ВНИИНМ»; рук. Шмидт О.В.; исполн.: Полуэктов П.П., Кащеев В.А., Рубисов В.Н. [и др.]. – Москва, 2014. – 535 с. – Инв. № 12130 - ДСП.

Председатель комиссии



Кащеев В.А.

Члены комиссии:



Шадрин А.Ю.



Шмидт О.В.



Веселов С.Н.

**ПРИЛОЖЕНИЕ Б**  
**Акт внедрения на предприятии ООО «НПП Кавитон»**



Общество с ограниченной  
 ответственностью  
**«Научно-производственное  
 предприятие Кавитон»**

**УТВЕРЖДАЮ**  
 Директор ООО «НПП Кавитон»

**АКТ**

18 марта 2015 г.

Р.В. Пономин

От 18.03.2015 г. № 7-03



Комиссия в составе:

Председатель: Цотемян Роман Валерьевич

Члены комиссии: Поданский Евгений Сергеевич  
 Чуприкova Екатерина Николаевна

рассмотрела результаты тестового испытания программного обеспечения для структурного и параметрического синтеза систем автоматического управления, разработанного при непосредственном участии Михайловича С.С., и составила настоящий акт о внедрении программного обеспечения, являющегося результатом диссертационного исследования.

Комиссия подтверждает, что при непосредственном участии Михайловича С.С. было разработано и внедрено программное обеспечение, включающее в себя:

- Алгоритм моделирования объектов и систем управления;
- Библиотеку моделей функциональных элементов систем автоматического регулирования;
- Функцию параметрического синтеза систем автоматического регулирования;
- Функцию идентификации объектов управления по их реакции на ступенчатое входное воздействие и функцию идентификации объектов управления и замкнутой контуре;
- Функцию отображения влияния вариации параметра объекта управления на переходные процессы по управляемому воздействию.

В основе функции параметрического синтеза ПИД-регулятора были использованы результаты диссертационного исследования. Разработанные методики и алгоритмы, используемые при равном обеспечении, успешно прошли испытания, приняты в официальный документацию ООО «НПП Кавитон».

Перечисленные разработки при их испытаниях позволили повысить качество управления техническими процессами на 10%, а также существенно повысить надежность и устойчивость систем.

Ожидаемый эффект от внедрения программного средства – снижение трудозатрат на структурный и параметрический синтез систем автоматического регулирования не менее чем в 1,5 раза.

По оценке комиссии личный вклад Михалевича С.С. в результаты работ составляет не менее 60%.

Председатель комиссии:



Потемин Р.В.

Члены комиссии:



Полянский Е.С.

Чуприкова Е.Н.



**ПРИЛОЖЕНИЕ В**  
**Акт внедрения в учебный процесс**

**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

**АКТ**

**УТВЕРЖДАЮ**

от 16.06.15 № 344

о внедрении в учебный процесс  
результатов диссертационного  
исследования Михалевича С.С.



Директор физико-технического  
института  
ФГАОУ ВО НИ ТПУ

О.Ю. Долматов  
2015 г

Комиссия в составе:

Председателя

Нач. учебного отдела ФТИ

Д.С. Исаченко

Членов комиссии:

Зав. кафедрой ЭАФУ

А.Г. Горюнова

Доцента кафедры ЭАФУ

В.Ф. Дядика

Доцента кафедры ЭАФУ

Ю.А. Чурсина

рассмотрела результаты работ выполненных при непосредственном участии сотрудника кафедры «Электроника и автоматика физических установок» (ЭАФУ) ФГАОУ ВО НИ ТПУ Михалевича Сергея Сергеевича и составила настоящий акт об использовании в учебном процессе на кафедре ЭАФУ их результатов, вошедших в диссертационные исследования (далее Результаты).

Комиссия подтверждает, что Результаты внедрены в учебный процесс в курс «Средства автоматизации и приборы контроля химических производств отрасли» в виде методических указаний к лабораторным занятиям, выполняемых на учебно-лабораторном стенде «САР температурой трубчатого электрического нагревателя» на кафедре ЭАФУ Физико-технического института Федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Национальный исследовательский Томский политехнический университет».

Председатель

Д.С. Исаченко

Члены комиссии:

А.Г. Горюнов

В.Ф. Дядик

Ю.А. Чурсин

ПРИЛОЖЕНИЕ Г  
Структурная схема экстракционного блока

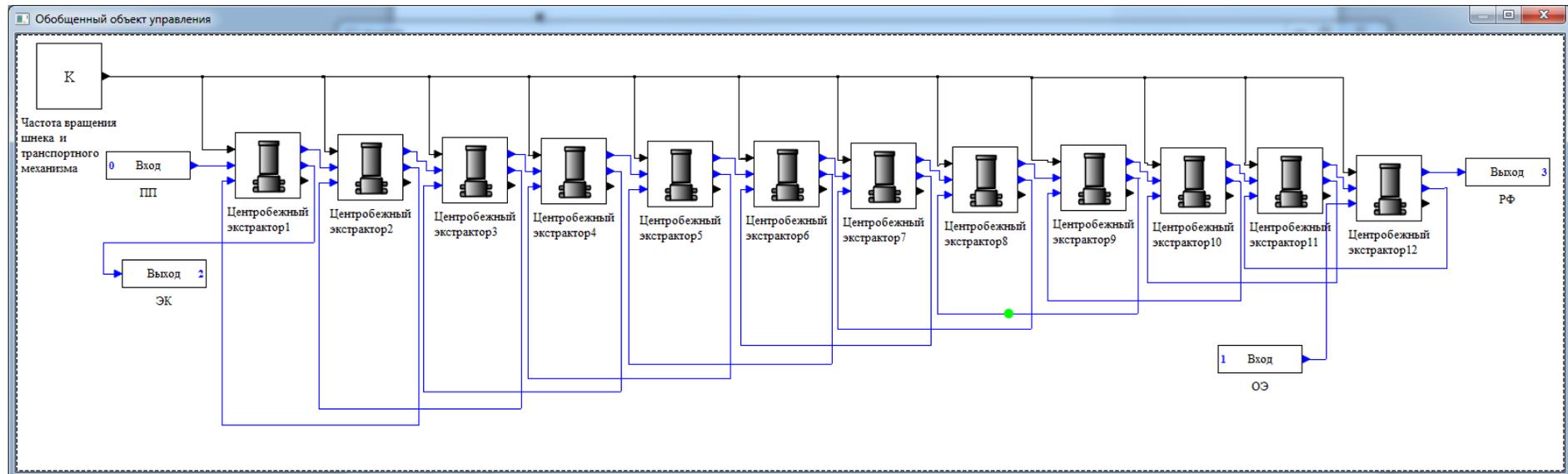


Рисунок Г.1 – Структурная схема блока