

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации  
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего образования  
«Санкт-Петербургский государственный технологический институт  
(технический университет)»

*На правах рукописи*

Гоголь Иван Владимирович



СИНТЕЗ ЛОКАЛЬНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ОБЪЕКТАМИ НЕФТЕХИМИИ С НЕОПРЕ-  
ДЕЛЕННЫМ ЗАПАЗДЫВАНИЕМ

Специальность: 2.3.3. Автоматизация и управление технологическими  
процессами и производствами

Диссертация на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Научный руководитель:  
кандидат технических наук, доцент  
Ремизова О.А.

Санкт-Петербург - 2023

## ОГЛАВЛЕНИЕ

<b>ВВЕДЕНИЕ.....</b>	<b>3</b>
<b>ГЛАВА 1 СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ОБЪЕКТАМИ НЕФТЕХИМИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА С ЗАПАЗДЫВАНИЕМ И ПРОБЛЕМЫ ИХ РЕАЛИЗАЦИИ.....</b>	<b>10</b>
1.1 Анализ объекта управления.....	10
1.2 Особенности систем автоматического управления объектами с параметрической неопределенностью.....	18
1.3 Выводы по главе 1 .....	21
<b>ГЛАВА 2 РОБАСТНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ОБЪЕКТОМ С ЗАПАЗДЫВАНИЕМ ПО УПРАВЛЕНИЮ В КЛАССЕ ТРАДИЦИОННЫХ ЗАКОНОВ РЕГУЛИРОВАНИЯ.....</b>	<b>22</b>
2.1 Синтез регуляторов на основе традиционных законов регулирования при двухэтапной редукции модели объекта.....	23
2.2 Синтез робастных базовых законов регулирования, оптимальных по аperiodическому критерию устойчивости.....	26
2.3 Использование критерия аperiodической устойчивости для синтеза систем.....	29
2.4 Постановка задачи синтеза робастных систем по робастному критерию Найквиста.....	35
2.5 Синтез базовых И и ПИ законов регулирования .....	38
2.6 Синтез базового ПИД закона регулирования.....	41
2.7 Практическое использование робастного критерия Найквиста для синтеза робастных систем с максимальным быстродействием в классе традиционных законов регулирования.....	42
2.8 Выводы по главе 2.....	55
<b>ГЛАВА 3 КОМБИНИРОВАННОЕ И МНОГОСВЯЗНОЕ УПРАВЛЕНИЕ .....</b>	<b>56</b>
3.1 Традиционный подход построения комбинированного управления .....	57
3.2 Робастная стабилизация при комбинированном управлении.....	61
3.3 Комбинированное управление при наличии интегратора в передаточной функции объекта.....	67
3.4 Выводы по главе 3.....	89
<b>ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....</b>	<b>90</b>
<b>СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ .....</b>	<b>92</b>
<b>ПРИЛОЖЕНИЕ А АКТ ВНЕДРЕНИЯ.....</b>	<b>102</b>
<b>ПРИЛОЖЕНИЕ Б Уведомление о приеме и регистрации заявки на патент .....</b>	<b>103</b>
<b>ПРИЛОЖЕНИЕ В Уведомление о приеме и регистрации заявки на патент .....</b>	<b>104</b>

## ВВЕДЕНИЕ

**Актуальность темы исследования.** Обеспечение высоких технико-экономических показателей на нефтехимических производствах играет одно из важных значений в химической технологии.

Крупнотоннажные производства нефтехимического комплекса, использующие в качестве сырья и топливно-энергетических ресурсов большие объемы исходного сырья, которые представляют собой сложные непрерывные энерго- и ресурсоемкие химико-технологические системы. Для подготовки исходных данных для проектирования указанных производств требуется применение специальных подходов, а также процедур и алгоритмов компьютерного моделирования химических реакторов с гетерогеннокаталитическими реакциями в газовой фазе. Наиболее быстрое и эффективное решение перечисленных задач может быть получено при выполнении следующих условий: корректная инженерно-технологическая постановка исходной задачи анализа всех процессов химического производства; разработка специальных подходов, процедур и алгоритмов компьютерного моделирования химических реакторов и химико-технологических систем для компьютерного анализа различных вариантов технологического и конструкционного оформления химикотехнологических процессов и систем.

На этапе сбора данных всегда существует опасность получения неточной информации даже в условиях современного уровня автоматизации. Кроме того, неточности, возникающие при моделировании объектов управления, связанные с упрощением математических описаний, приводят к необходимости поднять вопрос о стабилизации технологических параметров в условиях параметрической неопределенности.

Задача стабилизации технологических параметров является основной при построении локальных систем регулирования (нижний уровень АСУТП). Улучшение качества стабилизации переменных приводит к экономии энергетических затрат. Важной причиной, препятствующей получению хорошего качества регулирования, является наличие запаздываний в технологических процессах нефтехимических производств и сложных математических моделей высокого порядка, обусловленных наличием химических реакций, протекающих в процессе нефтепереработки.

При появлении запаздывания всегда ухудшаются качественные показатели системы, особенно показатели, связанные с устойчивостью, быстродействием и максимальным отклонением. Модели с запаздываниями находят широкое распространение в практике автоматизации химико-технологических процессов. Именно такими моделями при решении задач синтеза регуляторов можно описать многие процессы, в том числе и те, которые описываются дифференциальными

уравнениями в частных производных. Как правило, это многосвязные динамические модели, которые содержат запаздывания в прямых и перекрестных связях. Это наиболее распространенный случай при автоматизации процессов нефтепереработки, когда запаздывания находятся на входе объекта [100, 101].

Но также часто, в частности нефтехимического производства, встречаются технологические процессы с рециркуляционными потоками (замкнутым циклом). В этом случае запаздывания проявляются в выходных переменных или в переменных состояния. Это совершенно другая ситуация, более простая, с точки зрения теории управления. Самое неприятное сочетание, если запаздывание присутствует на входе и на выходе объекта одновременно.

В этой работе будут рассматриваться объекты управления с запаздываниями на входе, так как в современной теории управления задача с запаздыванием по выходу решена для случая, когда нет запаздывания на входе. Если дополнительно при этом имеется запаздывание на входе, то увеличение коэффициента передачи регулятора, которое лежит в основе современной стабилизации объекта с запаздыванием по выходу, затруднительно из-за проблем устойчивости [63, 64, 65].

**Степень ее разработанности.** При решении задачи управления для объекта с запаздыванием на входе наилучшие результаты получаются, когда используется структурная схема с предиктором [86, 91]. Но для того, чтобы сделать прогноз возмущения, нужно знать по какому закону оно изменяется во времени и величину запаздывания.

Таким образом, возникают три проблемы: невозможность измерения возмущения, незнание временной зависимости для возмущения и незнание величины запаздывания. Как правило, при автоматизации технологических процессов все три проблемы не имеют решения [46, 53]. Если измерение возмущения невозможно, то вместо него используется его оценка, которая определяется системными методами. Характер возмущения также заранее неизвестен. Возможны только предположения о характере возмущения.

Например, для ограниченного возмущения можно использовать мультигармоническую аппроксимацию в виде суммы гармонических сигналов с разными параметрами: амплитудами, частотами и фазовыми сдвигами. Далее может быть поставлена задача идентификации этих параметров на основании измеренного или оцененного возмущения. Для полученной аппроксимации возможен прогноз, если известна величина запаздывания.

Но величина запаздывания при управлении технологическим процессом всегда задана с неопределенностью. Причем величина этой неопределенности может быть весьма значительной. Кроме того, величина запаздывания может изменяться в зависимости от режима работы агрегата. Эта причина может быть признана основной для невозможности использования в системе пре-

диктора, так как оценка величины запаздывания в процессе регулирования затруднительна. Исключение составляет случай, когда идентификация происходит в период времени, когда нет управления с обратной связью.

Работа посвящена построению методов регулирования технологических объектов при наличии существенной неопределенности запаздывания в предположении, что возмущения не измеряются.

Неопределенность величины запаздывания будем считать существенной, если система регулирования, даже в том случае, когда возмущение известно, с классическими регуляторами и предиктором не справляется или ее внедрение затруднено вследствие невозможности ее физической реализации.

Также следует отметить, что при автоматизации технологических процессов на производстве в большинстве случаев используют традиционные (ПИ, ПИД) законы регулирования [2]. Поэтому решение будем искать в этом классе регуляторов.

Таким образом, в работе исследуются возможности регулирования объекта с запаздыванием по входу без предиктора в классе традиционных законов регулирования [26]. Решение проблемы предлагается искать в классе робастных систем.

Под робастностью здесь понимается малая чувствительность контролируемой величины к неопределенности задания величины запаздывания и коэффициентов математической модели динамики.

Условно будем считать одноконтурную систему робастной, если она позволяет сохранить устойчивость при увеличении запаздывания и коэффициента передачи объекта относительно номинальных значений в 3 – 4 раза. Это достаточно для решения задач автоматизации технологических процессов.

Для рассматриваемого класса систем увеличение грубости связано с уменьшением быстродействия [87], поэтому актуальной является не задача максимальной робастности, а задача обеспечения компромисса между этими характеристиками.

Так как параметры модели технологического процесса изменяются во времени, то использование робастных настроек в традиционных законах регулирования позволяет увеличить время между двумя соседними перенастройками регуляторов. Кроме этого, увеличивается надежность системы, так как робастная устойчивость предполагает наличие устойчивости при изменении коэффициентов модели и запаздывания в заданных пределах.

В работе рассматриваются робастные одноконтурные, комбинированные и многосвязные системы.

**Цель работы.** Разработать метод и методики синтеза локальных систем управления технологическими процессами нефтехимии при наличии неопределенного запаздывания на входе объекта.

**Идея.** Было сделано предположение, на основе критерия Найквиста, используя частотную характеристику увеличить устойчивость АСР к неопределенности запаздывания, используя дополнительный параметр грубость системы.

**Задачи.** В соответствии с указанной целью в работе поставлены, обоснованы и решены следующие задачи:

1. Анализ технологических процессов нефтехимии как объектов управления.
2. Разработка методики синтеза систем управления объектами с неопределенностью запаздывания, в рамках одноконтурной системы для процессов нефтепереработки.
3. Разработка методики обеспечения селективной инвариантности к возмущениям для систем с неопределенным запаздыванием на основе метод компенсации возмущений при помощи одноконтурной и комбинированной систем управления объектом нефтехимии.
4. Разработка методики синтеза системы управления процессами многомерного многосвязного технологического объекта с неопределенным запаздыванием

**Объект исследования.**

Объектом исследования диссертационной работы является стадия процесса нефтепереработки с точки зрения улучшения количественных показателей качества готовой продукции.

**Предмет исследования.**

Методика синтеза систем регулирования для объектов с неопределенным запаздыванием нефтехимического производства.

**Научная новизна:**

1. Предложена методика синтеза регуляторов, обеспечивающая компромисс между требованием быстродействия и грубости системы при наличии запаздывания в объекте, которая позволяет обеспечить качественные показатели системы, лучшие, чем обеспечивают стандартные ПИ и ПИД алгоритмы.
2. Предложена методика обеспечивающая селективность инвариантности к возмущениям при помощи одноконтурной и комбинированной систем управления объектом нефтехимии.
3. Обоснована структура построения комбинированной многосвязной системы, отличающаяся от существующих наличием следящей системы в контуре управления по возмущению, оцениваемому на основании внутренней модели, и обеспечивающая грубость по отношению к неопределенности задания запаздывания, и для которой всегда выполняются условия физической реализуемости.

**Теоретическая значимость**

1. Предложена новая методика синтеза оптимальных настроек регуляторов, обеспечивающая устойчивость к внешним возмущающим воздействиям на объектах, обладающих неопределенностью.

2. Теоретически обосновано введение параметра грубости системы для определения построения автоматических систем регулирования на основе ПИ и ПИД законов регулирования.

3. Обосновано определение компенсационной структуры для регулирования много-связным объектом.

### **Практическая значимость**

1. Разработаны методики синтеза регуляторов, построенных на основе ПИ и ПИД законов регулирования, обеспечивающих высокое качество робастного управления и не требующих сложной настройки, что в свою очередь приводит к улучшению качественных показателей локальных систем и экономии энергетических затрат и затрат на перенастройку ПИ-, ПИД- законов регулирования.

2. Предложен подход, позволяющий при наличии существенной неопределенности запаздывания на входе объекта парировать ограниченные возмущения на конечном и бесконечном интервалах времени.

3. Получен акт внедрения от «ООО ОКА» от 14 августа 2023 года (Приложение А)

**Методология и методы исследования.** Для достижения поставленных задач использовались методы системного анализа, теории нечетких множеств, математической статистики, имитационного моделирования. При программной реализации применялись методы объектно-ориентированного программирования.

### **Положения, выносимые на защиту:**

1. Улучшение количественных показателей одноконтурной системы управления при наличии неопределенности объекта в виде переходного запаздывания, достигается за счет разработанной методики синтеза регуляторов, обеспечивающей компромисс между требованием быстрого действия и грубости системы, что позволит обеспечить преимущество перед стандартными методиками расчета ПИ и ПИД регуляторов.

2. Обеспечение физической реализуемости компенсатора в сложных системах регулирования (такие как комбинированная и система связного регулирования) за счет алгоритма определения параметров компенсатора, представляющего собой замкнутую систему, состоящую из регулятора и объекта исходной одноконтурной АСР по рассогласованию между моделью и реальным объектом, что является преимуществом перед аналитическим традиционным способом расчета компенсатора.

**Достоверность полученных результатов** подтверждена проведенным имитационным моделированием и экспериментальными исследованиями и подкреплена апробацией основных

теоретических положений в статьях и докладах на научных конференциях. Полученные в диссертационной работе результаты не противоречат данным, представленным в литературе и полученным ранее другими авторами.

**Апробация работы.** Апробация диссертационного исследования проведена на научно-практических мероприятиях с докладами:

1. Международная научная конференция «Математические Методы в Технике и Технологиях ММТТ». Минск, 26 – 30 октября 2020 года (3 доклада).
2. Международная научная конференция «Математические Методы в Технике и Технологиях ММТТ». Санкт-Петербург, 31 мая – 04 июня 2021 года (1 доклад).

**Личный вклад автора** заключается в постановке цели и задач диссертационного исследования; анализе зарубежной и отечественной научной литературы по теме исследования, разработке теоретических моделей, получении основных теоретических и практических результатов в области синтеза систем регулирования для объектов с неопределенным запаздыванием нефтехимического производства.

**Публикации.** Основные теоретические и практические результаты диссертации опубликованы в 31 печатной работе (пункты списка литературы № 17, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 32, 33, 34, 35, 36, 37, 38, 39, 40, 41, 79, 80, 81, 82, 83, 84), в том числе в 9 статьях - в изданиях из перечня рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание ученой степени доктора наук (далее – Перечень ВАК), в 6 статьях - в изданиях, входящих в международную базу данных и систему цитирования Scopus. Получены две заявки на патент (Приложения Б, В).

**Структура и объем работы.** Диссертация состоит из введения, трёх глав, заключения и библиографического списка, содержит 104 страницы машинописного текста, 42 рисунка, 5 таблиц, список литературы из 106 наименований и 3 приложения на 3 страницах.

**Соответствие паспорту специальности.** Диссертационные исследования посвящена разработке метода построения робастных систем стабилизации на примере процессов нефтехимических производств с традиционным ПИД управлением при наличии неопределенности запаздывания по управлению и выполнено в рамках научной специальности 2.3.3. по направлениям:

(п.3) методология, научные основы и формализованные методы построения автоматизированных систем управления технологическими процессами (АСУТП) и производствами (АСУП), а также технической подготовкой производства (АСТПП) и т. д.

(п.4) теоретические основы и методы математического моделирования организационно-технологических систем и комплексов, функциональных задач и объектов управления и их алгоритмизация.



(п.15) теоретические основы, средства и методы промышленной технологии создания АСУТП, АСУЦ, АСТПП и др.

# ГЛАВА 1 СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ОБЪЕКТАМИ НЕФТЕХИМИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА С ЗАПАЗДЫВАНИЕМ И ПРОБЛЕМЫ ИХ РЕАЛИЗАЦИИ

## 1.1 Анализ объекта управления.

Нефтепереработка — это многоступенчатый процесс физической и химической обработки сырой нефти, результатом которого является получение нефтепродуктов. Вследствие чего НПЗ является крупным, сложным, высокотехнологичным и дорогостоящим производственным комплексом, нуждающимся в автоматизированной системе управления и противоаварийной защите на всех этапах производства.

Основными составляющими нефти и вырабатываемых из них нефтепродуктов являются углеводороды трех типов: парафиновые, нафтеновые и ароматические.

Значительный процент в нефтях и нефтепродуктах приходится на долю парафиновых углеводородов. Химическое строение углеводородов парафинового ряда выражается формулой  $C_nH_{2n+2}$ . Углеводороды до C5 составляют газовую часть нефти или ее легкую фракцию, от C5 и выше — находятся в бензиновых, керосиновых, дизельных, масляных и более высококипящих фракциях, причем парафины с числом углеродных атомов в молекуле от 5 до 17 при нормальных условиях находятся в жидком состоянии, а от 18 и выше — в твердом. Жидкие парафины содержатся в керосиновых и дизельных фракциях, а твердые парафины содержатся в мазутных и масляных фракциях. Удаление нормальных парафинов из указанных выше фракций служит для улучшения низкотемпературных свойств нефтепродуктов. Поэтому процессы удаления нормальных алканов в нефтепереработке занимают значительное место. Помимо этого, извлеченные парафины нашли широкое применения в других видах промышленности. Например, жидкие парафины, извлеченные из средних дистиллятов нефти, являются ценным сырьем для производства основных составляющих моющего средства (СМС), в частности линейных алкилбензола (ЛАБ), алкилбензолсульфоната (ЛАБС) и алкилбензолсульфоновой кислоты (ЛАБСК) [76].

Среди способов извлечения жидких парафинов два из них получили наибольшее распространение: карбамидная депарафинизация и адсорбционный способ с помощью цеолитов (молекулярных сит).

В настоящее время на территории России функционируют 32 крупных нефтеперерабатывающих завода и ещё 80 мини-предприятий, также занятых в данной отрасли. Совокупные мощности НПЗ страны дают возможности переработки 270 млн тонн сырья. Далее будут представлены крупнейшие НПЗ России.

Процесс переработки нефти можно разделить на 3 основных технологических процесса:

1. Первичная переработка, на данной стадии происходит разделение нефтяного сырья на фракции различных интервалов температур кипения;

2. Вторичная переработка, на данном этапе идет переработка фракций первичной переработки путем химического превращения содержащихся в них углеводородов и выработка компонентов товарных нефтепродуктов;

3. Товарное производство - Смешение компонентов, с целью получения товарных н/продуктов с заданными показателями качества.

Нефтепереработка – это непрерывный технологический процесс, остановка которого предусмотрена только для проведения планово - предупредительного ремонта (ППР).

Одна из основных задач модернизации нефтеперерабатывающего завода, проводимой компаниями, - это увеличение межремонтного периода.

Основная техническая единица - технологическая установка, комплекс оборудования которой позволяет выполнить все операции основных технологических процессов переработки.

Основные операции

- Поставка и прием нефти.
- Первичная переработка

Подготовка нефти к переработке (электрообессоливание); перегонка нефти; атмосферная перегонка; вакуумная перегонка; стабилизация и вторичная перегонка бензина.

Продукты **первичной** переработки нефти, также, как и продукты в других техпроцессах переработки, охлаждаются:

Далее продукты первичной переработки идут на очередные переделы.

Установка первичной переработки - обычно комбинированные и состоит из:

- блока ЭЛОУ, предназначенного для подготовки нефти к переработке путем удаления из нее воды и солей,
- блока АТ, предназначенного для разгонки светлых нефтепродуктов на узкие фракции,
- блока ВТ, предназначен для разгонки мазута (>350оС) на фракции,
- блока стабилизации, предназначенного для удаления из бензина газообразных компонентов, в тч коррозионно-активного сероводорода и углеводородных газов,
- блока вторичной разгонки бензиновых фракций, предназначенного для разделения бензина на фракции.

В стандартной конфигурации установки сырая нефть смешивается с деэмульгатором, нагревается в теплообменниках, 4 - мя параллельными потоками обессоливается в 2-х ступенях горизонтальных электродегидраторов, дополнительно нагревается в теплообменниках и направляется в отбензинивающую колонну.

Тепло к нижней части этой колонны подводится горячей струей, циркулирующей через печь.

Далее частично отбензиненная нефть из колонны после нагрева в печи направляется в основную колонну, где осуществляется ректификация с получением паров бензина в верхней части колонны, 3 боковых дистиллятов из отпарных колонн и мазута в нижней части колонны.

Отвод тепла в колонне осуществляется верхним испаряющим орошением и 2мя промежуточными циркуляционными орошениями.

Смесь бензиновых фракций из колонн и направляется на стабилизацию в колонну, где сверху отбираются легкие головные фракции (жидкая головка), а снизу- стабильный бензин.

Стабильный бензин в колоннах подвергается вторичной перегонке с получением узких фракций, используемых в качестве сырья для каталитического риформинга.

Тепло к низу стабилизатора и колонн вторичной перегонки подводится циркулирующими флегмами, нагреваемыми в печи.

Мазут из основной колонны в атмосферной секции насосом подается в вакуумную печь, откуда с температурой 420 С направляется в вакуумную колонну.

В нижнюю часть этой вакуумной колонны подается перегретый водяной пар.

С верха колонны водяной пар вместе с газообразными продуктами разложения поступает в поверхностные конденсаторы, откуда газы разложения отсасываются 3-ступенчатыми пароэжекторными вакуумными насосами.

Остаточное давление в колонне 50 мм рт ст.

Боковым погоном вакуумной колонны служат фракции, которые насосом через теплообменник и холодильник направляются в емкости.

В 3 сечениях вакуумной колонны организовано промежуточное циркуляционное орошение. Гудрон в низу вакуумной колонны откачивается насосом через теплообменник и холодильник в резервуары.

**Вторичная** переработка нефти, как правило, не являются товарными н/продуктами.

Сущность процесса заключается в разложении углеводородов, входящих в состав сырья (вакуумного газойля) под воздействием температуры в присутствии цеолитсодержащего алюмосиликатного катализатора.

Целевой продукт установки КК - высокооктановый компонент бензина с октановым числом 90 и более, его выход составляет 50 - 65% в зависимости от используемого сырья, применяемой технологии и режима.

Высокое октановое число обусловлено тем, что при каткрекинге происходит также изомеризация.

В ходе процесса образуются газы, содержащие пропилен и бутилены, используемые в качестве сырья для нефтехимии и производства высокооктановых компонентов бензина, легкий

газойль - компонент дизельных и печных топлив, и тяжелый газойль - сырье для производства сажи, или компонент мазутов.

В состав блока входит печь нагрева сырья, реактор, в котором непосредственно происходят реакции крекинга, и регенератор катализатора.

Получаемая бензиновая фракция имеет невысокое октановое число, ее тяжелая часть может служить сырьем риформинга.

Линейка сырья довольно широкая - прямоугонный вакуумный газойль, газойли каталитического крекинга и коксования, побочные продукты маслблока, мазут, гудрон.

Процесс переработки нефтепродуктов ведется при высоких температурах в интервале 380 - 450°C и выше.

Товарное производство, в ходе которого вырабатываются только компоненты моторных, авиационных и котельных топлив с различными показателями качества.

Для получения товарных продуктов организуется смешение полученных компонентов в соответствующих емкостях НПЗ в соотношениях, которые обеспечивают нормируемые показатели качества.

Расчет рецептуры смешения (компаундирования) компонентов осуществляется при помощи модулей математических моделей, используемых для планирования производства по НПЗ в целом.

Исходными данными для моделирования являются прогнозные остатки сырья, компонентов и товарной продукции, план реализации н/продуктов в разрезе ассортимента, плановый объем поставок нефти. Таким образом возможно рассчитать наиболее эффективные соотношения между компонентами при смешении.

Доставка нефтепродуктов включает

- перевозка ж/д транспортом;
- по магистральным нефтепродуктопроводам (МНПП) Транснефтепродукта;
- речными и морскими судами.

Установки первичной переработки нефти составляют основу всех нефтеперерабатывающих заводов, от работы этих установок зависят качество и выходы получаемых компонентов топлив, а также сырья для вторичных и других процессов переработки нефти [76].

Вначале процесса первичной переработки нефти сырая нефть обессоливается и обезвоживается до нормируемой величины.

Далее следует разделение обессоленной обезвоженной нефти на фракции. В процессе перегонки при постепенно повышающейся температуре из нефти отгоняют части - фракции, отличающиеся друг от друга пределами выкипания. "Разгонка" нефти на фракции осуществляется в

ректификационной колонне. Фракционный состав является важным показателем качества нефти. Фракционный состав нефти представлен в таблице 1.1.

Таблица 1.1 - Фракционный состав нефти

Фракция	Температура кипения, °С	Использование
Бензиновая	32-180	Используется после очистки как компонент товарного автобензина и как сырьё каталитического риформинга (получение высокооктановых бензинов), пиролиза (получение олефинов, ароматики)
Керосиновая	180-240	После очистки используется как топливо реактивных авиационных двигателей, для освещения и технических целей
Дизельная	240-350	После очистки используется как топливо реактивных авиационных двигателей
Мазут	350-500	Используется в качестве котельного топлива или как сырьё для термического крекинга; для получения масел
Гудрон	Более 500	Сырьё процессов коксования, гидрокрекинга (глубокая переработка)

После ректификации следует процесс гидроочистки. Гидроочистка - процесс каталитического превращения серосодержащих веществ под воздействием водорода при высоком давлении и температуре. Нефтяные фракции подвергаются гидроочистке с целью снижения содержания сернистых соединений в нефтепродуктах. Гидроочистке подвергаются следующие фракции нефти:

- Бензиновые фракции (прямогонные каталитического крекинга)
- Керосиновые фракции
- Дизельное топливо
- Вакуумный газойль
- Фракции масел

Сопутствующим эффектом данного процесса является насыщение непредельных углеводородов, снижение содержания смол, кислородосодержащих соединений, а также легкий гидрокрекинг молекул углеводородов.

В качестве примера будет рассмотрена функциональная схема ЭЛОУ и перегонки, представленная на рисунке 1.1.

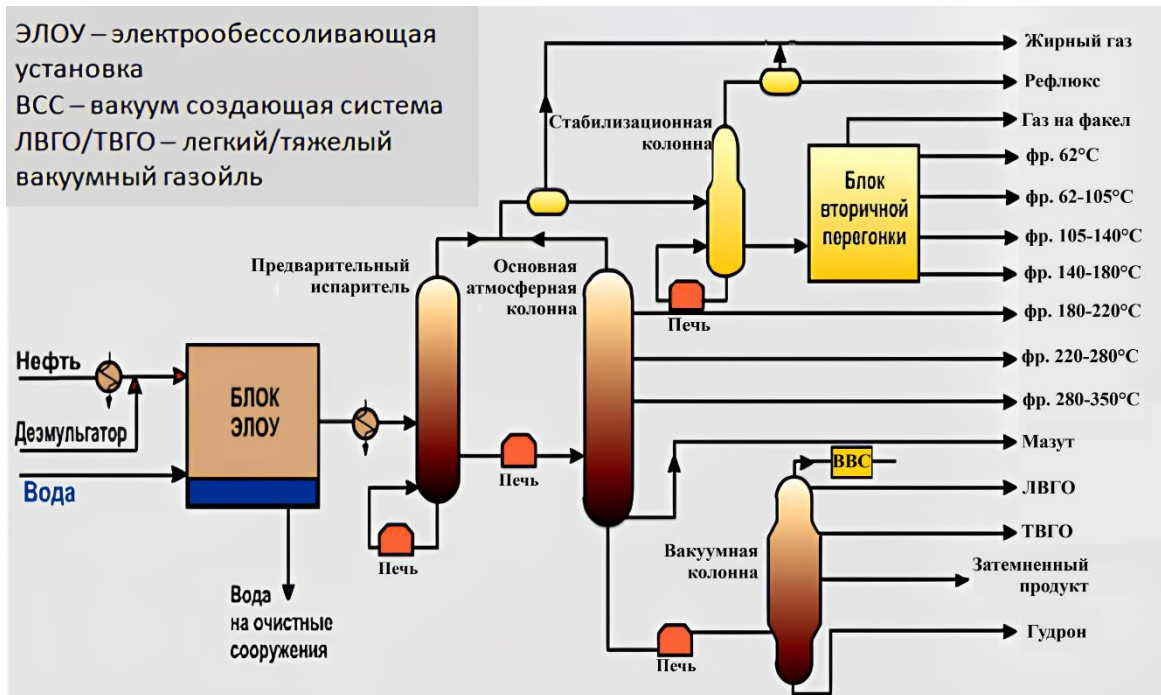


Рисунок 1.1 – Функциональная схема ЭЛОУ и перегонки

Сырье, перемешиваясь деэмульгатором пройдя стадию предварительного подогрева в теплообменниках поступает на блок ЭЛОУ, где происходит ее обессоливание и обезвоживание в электродегидраторах. Далее нефть подогревается в теплообменниках и поступает в виде орошения в ректификационную колонну, которая является предварительным испарителем. Из колонны отводится фракция 180 и попадает в емкости-отстойники, сверху которых выходит жирный газ, далее сырье попадает в колонну стабилизации, из верхней части которой выходят углеводородные газы, которые впоследствии попадают в отстойник, сверху которого выходит жирный газ, снизу рефлюкс выводится с установки. Снизу стабилизационной колонны бензин попадает в блок вторичной перегонки, где разделяется на бензиновые фракции.

С низа предварительного испарителя сырье, подогреваясь в печи, попадает в основную атмосферную колонну, где происходит разделение сырья на фракции. С низа колонны мазут, подогреваясь в печи, попадает в вакуумную колонну, где происходит разделение на продукты являющимися сырьем для каталитического крекинга (процесс глубокой переработки нефти).

Установка предназначена для увеличения объема производства экологически чистого летнего и зимнего дизельного топлива со сверхнизким содержанием серы и полиароматических углеводородов, соответствующего требованиям Европейских стандартов к дизельным топливам. Установка позволяет вовлекать в производство дизельных топлив атмосферный газойль за счет облегчения его углеводородного состава и депарафинизации, а также позволяет облагораживать фракцию 30÷175°C (бензин висбрекинга), что дает возможность получать дополнительный объем сырья для установок каталитического риформинга и изомеризации.

В состав установки входят 5 блоков: реакторный блок; блок стабилизации; блок ректификации; блок очистки углеводородного газа и регенерации метилдиэтанолamina (МДЭА); блок подготовки топлива.

Промпарк установки выделен в отдельный блок и предназначен для приема и хранения сырья - прямогонной дизельной фракции и атмосферного газойля.

Также в состав установки входят вспомогательные узлы: узел приготовления реагентов; узел подачи щелочи; узел подачи аммиачной воды; узел подачи диметилдисульфида; узел аварийной, факельных и дренажной; узел подачи охлаждающей жидкости к насосам; узел регенерации катализаторов.

Типовая информационная схема нефтехимического объекта характеризуется тремя основными группами переменных:

1. Вектор регулируемых и контролируемых переменных  $Y$ , совокупность которых характеризует состояние процесса. Как правило, они измеряются непосредственно, но в некоторых случаях они определяются по косвенным измерениям или вычисляются по адекватной математической модели процесса. Эти параметры необходимо стабилизировать или изменять по определённым законам..

2. Вектор управляющих воздействий  $X$  - совокупность параметров, используемых с целью управления. Обычно это расходы компонентов, промежуточных или готовых продуктов, частота вращения или положение различных объектов.

3. Вектор возмущающих воздействий  $Z$ . Совокупность параметров влияющих на управление процессом. Они могут быть внешними (например, температура окружающей среды) и внутренними, контролируруемыми и неконтролируемыми, носит случайный и систематический характер.

Все переменные, участвующие в технологическом процессе нагрева можно представить в виде таблиц 1.2, 1.3, 1.4, 1.5.

На рисунке 1.2 показана информационная схема, где изображен состав векторов регулируемых величин, управляющих и возмущающих воздействий, а также связи между ними.

Анализируя процессы нефтехимического производства можно выделить ряд общих позиций таких, как высокая инерционность процессов, параметрическая неопределенность наличие запаздывания в каналах управления, что существенно сказывается на качестве выпускаемой продукции, увеличение производительности и уменьшение энергозатрат представляет собой актуальной проблемой при управлении процессами данного класса.



Таблица 1.2 - Контролируемые выходы (Y)

Обозначение	Характеристики
$T_{\text{сырья конв}}$	Температура стабильного гидрогенизата на выходе из конвекционной камеры каждой из секций в каждом потоке
$T_{\text{сырья рад}}$	Температура стабильного гидрогенизата на выходе из радиантной камеры каждой из секций в каждом потоке
$T_{\text{сырья вых}}$	Температура стабильного гидрогенизата на выходе из каждой секций печи
$T_{\text{г рад}}$	Температура дымовых газов на выходе из радиантных камер
$T_{\text{г конв}}$	Температура дымовых газов на выходе из конвекционных камер
$P_{\text{г гор}}$	Давление дымовых газов на уровне горелок
$P_{\text{г рад}}$	Давление дымовых газов на выходе из радиантных камер
$P_{\text{г конв}}$	Давление дымовых газов на выходе из конвективных камер
$P_{\text{тг осн}}$	Давление топливного газа перед основными горелками печи
$P_{\text{тг пил}}$	Давление топливного газа перед пилотными горелками печи
$P_{\text{сырья вых}}$	Давление стабильного гидрогенизата на выходе из печи
Q	Содержание кислорода в дымовых газах

Таблица 1.3 - Управляющие воздействия (X)

Обозначение	Характеристики
$F_{\text{сырья}}$	Расход стабильного гидрогенизата в каждый параллельный поток
$F_{\text{тг}}$	Расход топливного газа, подаваемого в горелки печи
$F_{\text{в}}$	Расход горячего воздуха, подаваемого в горелки печи
g	Положение шиберной заслонки

Таблица 1.4 - Возмущающие воздействия (Z)

Обозначение	Характеристики
m1	Изменение состава сырья
m2	Изменение состава топливного газа
m3	Коррозия оборудования
m4	Изменение погоды

Таблица 1.5 - Классификация возмущающих факторов

Возмущения	Внутренние	Внешние	Контролируемые	Неконтролируемые	Систематические	Случайные
m1		*		*		*
m2		*		*		*
m3	*			*	*	
m4		*		*		*

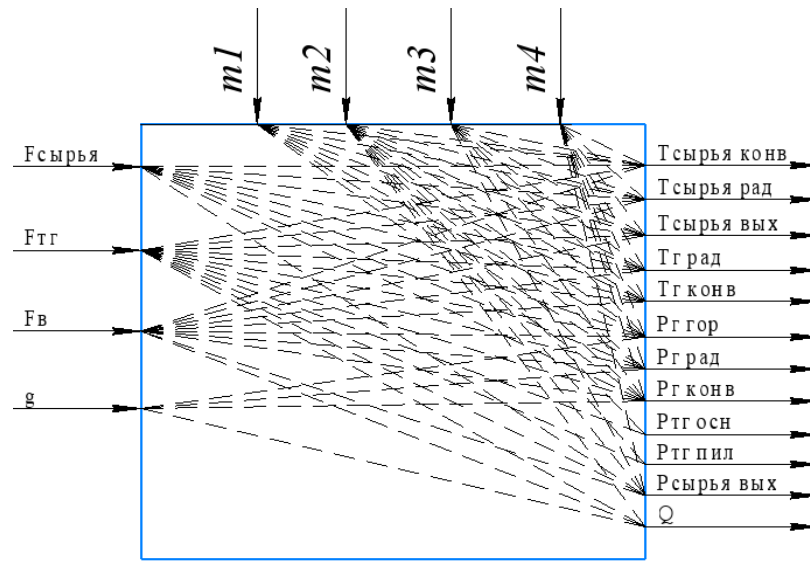


Рисунок 1.2 – Информационная схема процесса

## 1.2 Особенности систем автоматического управления объектами с параметрической неопределенностью.

В настоящее время для компьютерного моделирования химических реакторов и сложных химико-технологических систем широко используются пакеты моделирующих программ (ПМП) Aspen, Hysys, PRO-II и CHEMCAD, которые позволяют быстро и надежно создавать компьютерные модели, как отдельных процессов, так и сложных химических производств в целом. С помощью этих пакетов программ решаются задачи анализа и оптимизации действующих производств, а также задачи синтеза энерго и ресурсосберегающих технологических схем новых проектируемых производств.

Однако применение вышеперечисленных пакетов программ не позволяет решать задачи нахождения кинетических констант гетерогенно-каталитических реакций в газовой фазе, а также моделировать некоторые типы химических реакторов с гетерогенно-каталитическими реакциями в газовой фазе, кроме того данные пакеты не позволяют использовать дополнительные алгоритмы оптимизации и строить алгоритмы оптимизации в условиях параметрической неопределенности. Для решения таких задач необходимо использовать системы компьютерной математики.

Задача разработки специальных подходов, а также процедур и алгоритмов компьютерного моделирования систем управления химических реакторов с гетерогеннокаталитическими реакциями в газовой фазе для последующего включения данных моделей в модели химико-технологических систем относится к классу наиболее трудоемких задач, так как при решении этих задач необходимо, прежде всего, осуществлять приобретение и переработку знаний о функционировании каждого химико-технологического процесса и производства в целом [58].

В процессе управления технологическими объектами приходится сталкиваться с проблемой невозможности определения достоверных изменений параметров объекта. Рассмотрению этого вопроса посвящено множество публикаций.

Большинство технологических объектов управления обладают параметрической неопределенностью, одной из них является наличие запаздывания в объекте, влияние которого на динамику весьма велико. Известно, что если своевременно не определить время запаздывания, то это может привести к невыполнению цели управления, а иногда и к потере устойчивости системы.

Запаздывание в системе управление может быть связано:

- с началом опроса датчиков и реализацией воздействия на объект – информационное запаздывание;
- периодом между выдачей управляющего воздействия и срабатыванием регулирующего органа – транспортное;
- с наличием перемещения материала в объекте;

Кроме запаздывания неопределённость объекта связана со сложностью определения основных параметров модели объекта процесса. Чаще всего — это величина коэффициента передачи и параметры инерционности [3].

При автоматизации на нижнем уровне в нормальном режиме для компенсации не измеряемых возмущений в основном используются традиционные ПИД законы регулирования [45]. Для их настройки на современном этапе следует использовать робастный подход [24, 25, 38, 40, 41]. Это позволяет увеличить время функционирования между двумя смежными перенастройками регулятора и увеличить надежность систем стабилизации. Важной причиной, препятствующей получению хорошего качества регулирования, является наличие запаздываний по управлению, заданных с высокой степенью неопределенности, которые в технологических процессах возникают из-за перемещения материала в агрегатах.

При синтезе систем регулирования необходимо учитывать такие особенности объекта, как наличие или отсутствие запаздывания, линейность и нелинейность характеристик, стационарность или нестационарность параметров объекта, его структура, наблюдаемость координат объекта и возмущений, уровень и характер случайных помех, и ряд других факторов [6, 17, 23, 28].

Характерной особенностью большинства объектов нефтехимии является наличие значительных запаздываний в каналах управления и измерения. Это объясняется конечной скоростью распространения сигналов и энергии в объектах (транспортное запаздывание).

Другой особенностью таких объектов обуславливается свойством многоемкостности (наличие каскадов или цепочек технологических объектов), что приводит к повышению порядка дифференциального уравнения математического описания модели объекта, т.е. к появлению множества достаточно малых постоянных времени объекта. В этом случае, с целью упрощения

динамической модели объекта, вводится дополнительное звено динамического запаздывания, величина которого примерно равна сумме отбрасываемых постоянных времени объекта.

В некоторых объектах нефтехимии, охваченных контуром обратной связи (объекты с рециклом), появляется дополнительное запаздывание в контуре рециркуляции. Описание систем, содержащих разные типы запаздывания, подробно приведены в работе [44].

Наличие запаздывания в технологических объектах резко ухудшает динамику замкнутой системы. Обычно при отношении  $\frac{\tau}{T} > 0,5$  типовые законы управления не могут обеспечить высокую точность и быстроедействие процесса регулирования [4]. Главной причиной здесь является резкое снижение критического коэффициента усиления системы при увеличении запаздывания в объекте управления.

Одной из возможных причин отсутствия надлежащего качества регулирования и, вследствие этого экономические потери связано с необходимостью разработки адаптивного алгоритма определения оптимальных настроек промышленных регуляторов, и тем самым уменьшения себестоимости выпускаемой продукции [48].

Наличие запаздывания всегда ведет к ухудшению качественных показателей системы (устойчивость, быстроедействие, грубость) Этой особо важной проблеме было посвящено множество работ таких известных авторов в теории управления как З. Арштейн, Х. Гурецкий [43], М. Крстич [90], Пыркин А.А. [8, 97], Е.Н. Розенwasser [99], О. Смит, А.М. Цыкунов [71], Я.З. Цыпкин [72], А. Манитиус, А. Олброт, В. Квон, А. Пирсон, Ж.П. Ришар, Филимонов А.Б. и другие.

При решении задачи управления для объекта с запаздыванием на входе наилучшие результаты получаются, когда используется структурная схема с предиктором. Но для прогноза возмущения, требуется знать, по какому закону оно изменяется во времени и, самое главное, величину запаздывания. Кроме того, возникают дополнительные трудности из-за параметрической неопределенности инерционных членов модели и величин запаздываний. Несмотря на большое количество публикаций (А.А. Бобцов [7], Р. Марино, В.О. Никифоров [50], П. Томей, М. Хоу, Л. Хсу, К. Ксиа, А.Г. Александров [2], А.Р. Гайдук [12] и другие) открытым остается вопрос синтеза робастных ПИД законов в условиях неопределенности задания величины запаздывания и параметрической неопределенности инерционной части передаточной функции объекта. Эти проблемы усложняются для многомерных систем.

Для нормального режима достаточно трудно оценивать изменяющиеся параметры объекта, так как система периодически может находиться в установившемся режиме, и задача идентификации будет вырождаться, так как для параметрической идентификации необходимо возбуждение всех мод объекта. Поэтому возникает проблема выбора способа идентификации. Вто-

рая проблема связана с выбором метода оптимизации оперативного управления. Здесь при решении задачи в текущем времени важно выполнение условий существования оптимального решения.

На основе вышесказанного, опираясь на работы и методики известных исследователей в этой области разработка методики построения робастных систем стабилизации с традиционным управлением при наличии значительной неопределенности запаздывания по управлению является весьма актуальной и перспективной, при этом хочется отметить, что использование предиктора становится невозможным, компенсирующих не измеряемые возмущения из пространства  $L_2$  и ограниченные возмущения.

### 1.3 Выводы по главе 1

Проблема синтеза систем управления с запаздыванием имеет давнюю историю. В настоящее время существует большое количество традиционных подходов к решению этой задачи [12, 70, 77, 78, 85, 88, 102, 105, 106]. Кроме этого, можно отметить некоторые нетрадиционные подходы [69, 73, 93]. Но в практике автоматизации технологических процессов большая часть систем управления (до 95%) построена с использованием ПИД законов регулирования [1, 67] поэтому далее рассматривается только класс традиционных регуляторов.

Несмотря на большое количество публикаций открытым остается вопрос синтеза робастных ПИ, ПИД законов в условиях неопределенности задания величины запаздывания и параметрической неопределенности инерционной части передаточной функции объекта, обеспечивающих заданную грубость системы.

В результате анализа предложена типовая информационная схема, позволяющая отразить влияния входных параметров и возмущающих воздействий на выходные параметры. В дальнейшем будут рассматриваться математические модели процессов по основным каналам управления.

## ГЛАВА 2 РОБАСТНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ОБЪЕКТОМ С ЗАПАЗДЫВАНИЕМ ПО УПРАВЛЕНИЮ В КЛАССЕ ТРАДИЦИОННЫХ ЗАКОНОВ РЕГУЛИРОВАНИЯ

В данной работе рассматриваются два подхода к построению робастного управления: оптимальное управление по критерию апериодической устойчивости и использование робастного критерия Найквиста.

Рассмотрим передаточные функции реального объекта с параметрической неопределенностью в достаточно общем виде

$$W_0(p) = k_0 \frac{\beta_m(p)}{\alpha_n(p)} \exp(-\tau p) \quad (2.1)$$

где  $\alpha_n(p), \beta_m(p)$  – полиномы порядков  $n$  и  $m$ ,  $\alpha_n(0) = \beta_m(0) = 1$ ,  $k_0$  – коэффициент передачи,  $\underline{k}_0 \leq k_0 \leq \bar{k}_0$ ,  $\tau$  – запаздывание  $\underline{\tau} \leq \tau \leq \bar{\tau}$ , коэффициенты полиномов  $\alpha_n(p), \beta_m(p)$  могут изменяться в заданных интервалах.

Будем считать, что корни полинома  $\beta_m(p)$  расположены строго левее мнимой оси, а корни полинома  $\alpha_n(p)$  либо лежат левее мнимой оси, либо некоторые из них расположены в точке ноль.

Наряду с множеством реальных передаточных функций рассматривается одна номинальная (медианная) передаточная функция объекта, которая по структуре совпадает с передаточными функциями (2.1), вида

$$W_0^0(p) = k_0^0 \frac{\beta_m^0(p)}{\alpha_n^0(p)} \cdot \exp(-\tau_0 p), \quad (2.2)$$

где  $k_0^0, \tau_0$  — номинальные значения коэффициента передачи и запаздывания,  $\beta_m^0(p), \alpha_n^0(p)$  — номинальные полиномы числителя и знаменателя, ( $m \leq n$ ,  $\beta_m^0(0) = \alpha_n^0(0) = 1$ ), корни полиномов  $\beta_m^0(p)$  расположены строго слева от мнимой оси, а корни полинома  $\alpha_n(p)$  либо лежат левее мнимой оси, либо некоторые из них расположены в точке ноль (число таких корней такое же, как в реальной модели), коэффициенты номинальной модели принадлежат интервалам, указанным в (2.1),  $\underline{k}_0 \leq k_0^0 \leq \bar{k}_0$ ,  $\underline{\tau} \leq \tau_0 \leq \bar{\tau}$ .

В случае, когда передаточная функция объекта имеет полюса в точке ноль, при синтезе регулятора используется аппроксимация вида [13]

$$\frac{1}{p} \approx \frac{1}{p+\varepsilon} = \frac{\gamma}{\gamma p+1}, \quad (2.3)$$

где  $\varepsilon \ll 1$ ,  $\gamma = \varepsilon^{-1} \gg 1$ .

Номинальная модель используется для проектирования регулятора. При этом дополнительно требуется обеспечить малую чувствительность выходной величины к параметрической неопределенности модели объекта.

## 2.1 Синтез регуляторов на основе традиционных законов регулирования при двухэтапной редукции модели объекта

Рассмотрим подход к синтезу робастного регулятора, который предложен в этой работе. Он состоит в декомпозиции задачи синтеза, основанной на двухэтапном преобразовании номинальной модели объекта (2.2) и в формировании на каждом из этапов алгоритмов управления в классе традиционных законов регулирования. В результате получается регулятор в виде последовательного соединения И или ПИ или ПИД и ПД законов регулирования, который реализуется в классе традиционных ПТК. Это улучшает качественные характеристики системы по сравнению с непосредственным использованием И, ПИ, ПИД законов и упрощает процедуру синтеза регулятора.

На первом этапе инерционная часть номинальной модели (2.2) представляется в эквивалентном виде

$$k_0^0 \frac{\beta_0(p)}{\alpha_0(p)} \approx \frac{k_0^0 \exp(-\tau_1 p)}{\chi_l(p)}, \quad (2.4)$$

где  $\chi_l(p)$  – гурвицев полином пониженного  $l$  – го порядка,  $l = 0, 1, 2, 3$ ,  $\tau_1$  – дополнительное (переходное) запаздывание.

Порядок полинома  $\chi_l(p)$  зависит от характера динамики инерционности в левой части (2.2) [13]. Если это апериодическая динамика, то  $l = 1$ , если она колебательная, то  $l = 2$ , если дополнительно присутствует интегратор, то  $l = 3$ . В последнем случае для аппроксимации используется формула (2.3).

Построение модели (2.4) легче всего осуществить на основании переходной характеристики путем моделирования графическим методом. Существуют подходы к точному определению параметров аппроксимирующей модели (2.4), например, интерполяционный или метод Симиою. В данном случае при идентификации особой точности не требуется, так как решение ищется в классе робастных систем.

В результате получим вместо (2.2) эквивалентную модель динамики вида

$$W_0^0(p) \approx \frac{k_0^0 \exp(-\tau_0 p)}{\chi_l(p)}, \quad (2.5)$$

где  $\tau_0 = \tau_0^0 + \tau_1$ .

Таким образом, часть динамики передаточной функции (2.2) аппроксимирована звеном запаздывания с величиной запаздывания  $\tau_1$ . Этот подход к формированию математической модели не является новым, он давно используется. На втором этапе происходит дальнейшее преобразование инерционной части [13].

Второй этап преобразования модели тесно связан с дальнейшим применением при синтезе регулятора метода динамической компенсации [7, 8, 47]. Здесь предполагается дальнейшее упро-

шение (2.5) за счет последующей в будущем компенсации части динамики этой модели динамикой регулятора, что не снижает общности исследования. Для небольших величин  $l$  в (2.4) это эффективно упрощает процедуру синтеза робастного регулятора тем, что позволяет выделить простейшую (базовую) модель, и обеспечивает качественные показатели системы. При этом в конечном варианте сложность полученного регулятора будет соответствовать сложности модели (2.5).

Это позволяет унифицировать процедуру проектирования робастного регулятора и при синтезе рассматривать базовые модели, для которых решается задача робастного управления. В данной работе рассматриваются две базовые модели. Первая является звеном запаздывания

$$W_{B_0}^o(p) = k_0^o \exp(-\tau_0 p) \quad (2.6)$$

Как будет показано дальше, ей соответствуют две базовые передаточные функции (И и ПИ) регулятора. Они используются в тех случаях, когда в динамике инерционной части (2.2) нет доминирующей постоянной времени.

Если это не так, то используется другая базовая модель

$$W_{B_0}^o(p) = \frac{k_0^o \exp(-\tau_0 p)}{T_0 p + 1} \quad (2.7)$$

где  $T_0$  – номинальное значение доминирующей постоянной времени.

Эта модель в рамках критерия апериодической устойчивости не использовалась, она задействована при решении задачи компромисса между грубостью и быстродействием при помощи робастного критерия Найквиста.

Для передаточных функций (2.6) синтезируются также робастные базовые законы управления, оптимальные по апериодическому критерию устойчивости. Забегая вперед, укажем, что базовыми законами управления для передаточной функции модели (2.6) являются И и ПИ законы управления. Например, ПИ закон управления имеет вид

$$W_{P1}(p) = \frac{k_{P1}}{k_0^o \tau_0} \cdot \frac{T_1 p + 1}{p}, \quad (2.8)$$

где  $k_{P1}$  – настраиваемый коэффициент передачи,  $T_1$  – настраиваемая постоянная времени.

Для передаточной функции (2.7) рассматривается ПИД закон

$$W_{P2}(p) = \frac{k_{P2}}{\tau_0 k_0^o} \cdot \frac{T_1 p + 1}{p} \cdot \frac{T_2 p + 1}{T_E p + 1}, \quad (2.9)$$

где  $k_{P2}, T_1, T_2$  – настраиваемые параметры, малая постоянная времени  $T_E \ll \min(T_1, T_2)$  вводится для обеспечения условия физической реализуемости передаточной функции регулятора.

Дальше динамика базовых регуляторов наращивается за счет последующего применения метода динамической компенсации. На основании базового закона регулирования (2.8) при помощи метода динамической компенсации получается реальный закон регулирования вида

$$W_P(p) = W_{P1}(p) \frac{\chi_l(p)}{(T_E p + 1)^l}. \quad (2.10)$$



Заметим, что при этом не происходит компенсации реальной динамики передаточной функции (2.2), так как компенсируется только динамика преобразованной аппроксимирующей эквивалентной модели (2.5). Это является позитивным моментом, так как при наличии компенсации получается замкнутая система с согласованными полюсами, когда устойчивая динамика компенсируемой части всегда присутствует в динамике замкнутой системы и проявляется при ненулевых начальных условиях, что не всегда желательно.

Для базовой модели объекта (2.7) вместо формулы (2.5) получим

$$W_0^0(p) \approx \frac{k_0^0 \exp(-\tau_0 p)}{(T_0 p + 1) \chi_l^0(p)}, \quad (2.11)$$

где  $\chi_l^0(p)$  – гурвицев полином пониженного  $l$  – го порядка,  $l = 0, 1, 2$ ,  $\tau_1$  – дополнительное (переходное) запаздывание.

Соответственно для базового закона регулирования (2.9) при помощи метода динамической компенсации получается реальный закон регулирования вида

$$W_P(p) = W_{P2}(p) \frac{\chi_l^0(p)}{(T_E p + 1)^l}. \quad (2.12)$$

Таким образом, получается агрегатный регулятор (2.12), состоящий из основного базового И, ПИ, ПИД закона регулирования и одного или нескольких ПД законов, полученных после применения метода динамической компенсации.

Рассмотрим самую простую и самую востребованную номинальную модель объекта в виде апериодического звена первого порядка с запаздыванием

$$W_0^0(p) = \frac{k_0^0 \exp(-\tau p)}{T p + 1}. \quad (2.13)$$

Для такой модели вида (2.13) можно использовать базовую модель (2.6) и базовый алгоритм управления (2.8). Тогда реальный закон управления будет (2.10) при  $\chi_1(p) = T p + 1$ . Он имеет вид ПИД закона

$$W_{P1}(p) = \frac{k_{P1}}{k_0^0 \tau_0} \cdot \frac{T_1 p + 1}{p} \frac{T p + 1}{T_E p + 1}. \quad (2.14)$$

Здесь по сравнению с ПИ законом (2.8) появилось дополнительное звено, которое является ПД законом управления, так как для ПД закона справедливо равенство

$$W_{PD}(p) = k_P \left( 1 + \frac{T_D p}{T_E p + 1} \right) = k_P \frac{(T_D + T_E) p + 1}{T_E p + 1} = \frac{T p + 1}{T_E p + 1}, \quad (2.15)$$

где  $T_D = T - T_E$  – постоянная дифференцирования ПД закона,  $k_P = 1$  – коэффициент передачи ПД закона.

Таким образом, при реализации закона управления (2.14) в соответствии с методикой требуется последовательное соединение ПИ (2.8) и ПД (2.15) законов регулирования, что легко реализуется в современных ПТК. Но в данном примере это совпадает с ПИД законом.

Усложним первоначальную модель введением интегратора. Пусть передаточная функция имеет вид

$$W_0^0(p) = \frac{k_0^0 \exp(-\tau p)}{p(Tp+1)}. \quad (2.16)$$

Как и раньше, будем рассматривать базовую модель (2.6) и базовый алгоритм управления (2.8). Так как передаточная функция (2.16) находится на аperiодической границе устойчивости, то здесь можно использовать аппроксимацию интегратора (2.3). Это означает, что вместо (2.16) при синтезе используется формула

$$W_0^0(p) = \frac{k_0^0 \gamma \exp(-\tau p)}{(\gamma p+1)(Tp+1)}. \quad (2.17)$$

где  $\gamma = (10 - 100) \cdot \max(T, \tau)$ .

Реальный закон управления при использовании (2.17) будет (2.10) при  $\chi_2(p) = (\gamma p + 1)(Tp + 1)$ . Он имеет вид

$$W_{P1}(p) = \frac{k_{P1}}{k_0^0 \gamma \tau_0} \cdot \frac{T_1 p+1}{p} \frac{Tp+1}{T_E p+1} \frac{\gamma p+1}{T_E p+1}. \quad (2.18)$$

При реализации закона управления (2.18) требуется последовательное соединение ПИ и двух ПД законов регулирования, либо ПИД закона и одного ПД закона регулирования. При наличии интегратора такой подход, когда происходит компенсация влияния интегратора, является более предпочтительным перед непосредственным использованием ПИД закона регулирования, как будет видно из дальнейшего (примеры 2.6, 2.7).

Таким образом, первый этап преобразования исходной номинальной модели (2.2), предполагающий использование модели вида (2.5), позволяет:

1. Понизить порядок регулятора,
2. Исключить компенсацию полюсов инерционной части исходной номинальной модели (2.2).

Второй этап преобразования модели позволяет унифицировать процедуру синтеза робастного управления сведя ее к двум базовым моделям (2.6), (2.7) и двум (далее появится третья) базовым законам регулирования (2.8), (2.9).

В результате в работе рассматривается регулирование при помощи И, ПИ, ПИД законов регулирования с последующим дополнением их ПД законами, когда это необходимо.

## **2.2 Синтез робастных базовых законов регулирования, оптимальных по аperiодическому критерию устойчивости**

Одним из подходов к синтезу робастного управления является оптимальный подход. Известно, что минимизация некоторых функционалов в качестве критерия оптимальности приводит к грубому относительно неопределенности управлению. В нашем случае требуется решение в классе ПИ, ПД, ПИД законов регулирования и для этого удобно воспользоваться оптимальным подходом с аperiодическим критерием устойчивости.

Настройка традиционных (ПИ, ПИД) законов регулирования по критерию аperiodической устойчивости является одним из принятых подходов к разработке способов настройки параметров регуляторов [95, 75]. Критерий аperiodической устойчивости состоит в том, что ближайший к мнимой оси корень характеристического уравнения замкнутой системы является действительным и имеет максимальную кратность. Кратность может совпадать с количеством настраиваемых параметров регулятора. Для ПИ закона она равна 2, а для ПИД закона равна 3.

Кроме этого, может быть требование обеспечения максимальной степени устойчивости. Это означает, что ближайший к мнимой оси полюс системы отстоит от нее на максимальном расстоянии, что гарантирует наилучшее быстродействие для данного класса процессов, а также аperiodический характер переходных процессов.

Достоинством этого подхода является то, что он обеспечивает значительную грубость системы к параметрической неопределенности модели объекта с запаздыванием. Недостаток состоит в том, что для этого класса процессов в целом наблюдается малое быстродействие. Поэтому здесь актуальна задача увеличения быстродействия при выполнении ограничений на другие показатели качества системы.

В отличие от [95], здесь при синтезе использовано приближенное описание звена запаздывания при помощи аппроксимации Паде первого порядка. Это позволило увеличить быстродействие. Рассмотрим подход, изложенный в [15, 20, 21, 22, 33].

В данном случае использована номинальная базовая модель вида (2.6). В работе [20] доказано следующее утверждение

**Утверждение 2.1** Решение задачи оптимального по аperiodическому критерию устойчивости управления для объекта с запаздыванием

$$W_0(p) = k_0 \exp(-\tau p), \quad (2.19)$$

где  $k_0$  — коэффициент передачи,  $\underline{k}_0 \leq k_0 \leq \overline{k}_0$ ,  $\tau$  — запаздывание  $\underline{\tau} \leq \tau \leq \overline{\tau}$ , грубого по отношению к вариациям величины запаздывания и коэффициента передачи, достигается при применении интегрального (И) закона регулирования вида

$$W_p(p) = \frac{\omega_c}{k_0^0 p}, \quad (2.20)$$

где  $\omega_c = 0.343/\tau_0$  — частота среза.

При этом для асимптотической устойчивости системы необходимо и достаточно выполнения ограничения в пространстве параметров

$$\tau_0 > 0.218 \frac{k_0}{k_0^0} \tau, \quad (2.21)$$

где  $k_0^0, \tau_0$  — номинальные значения коэффициента передачи и запаздывания.

Доказательство приводится в приложении

Если использовать аппроксимацию Паде для звена запаздывания, то можно показать, что при управлении (2.20) замкнутая номинальная система имеет полюс кратности два в точке  $p_1 = p_2 = -0.828/\tau_0$ , несмотря на то, что в И законе регулирования один настраиваемый параметр. Это обеспечивает максимальную степень устойчивости и оптимальность по апериодическому критерию устойчивости.

Условие (2.21) определяет границы интервалов изменений реальных значений параметров  $k_0, \tau$  при выбранных номинальных значениях  $k_0^0, \tau_0$ . При точном знании коэффициента передачи  $k_0^0 = k_0$  ошибка в задании номинального значения запаздывания в сторону увеличения  $\tau_0 > \tau$  вообще не приводит к потере устойчивости. При ошибке в задании номинального значения запаздывания в сторону уменьшения граничное значение  $\tau_0 = 0.218\tau$  может быть почти в пять раз меньше, чем истинное значение запаздывания  $\tau$ . Это показывает, что система имеет практически неограниченный запас возможных вариаций при задании величины запаздывания. Аналогично при точном знании величины запаздывания  $\tau_0 = \tau$  относительное увеличение коэффициента передачи ограничено сверху величиной  $k_0/k_0^0 \leq 1/0.218 = 4.587$ , что показывает большую грубость системы к вариациям коэффициента передачи.

Кроме перечисленного полученная номинальная система независимо от величины запаздывания  $\tau_0$  имеет запас устойчивости по фазе, равный примерно  $71^\circ$  и запас устойчивости по амплитуде, равный примерно 13дБ, что свидетельствует о достаточно хорошем демпфировании системы.

Таким образом, реальная система (2.19), (2.20) имеет практически неограниченную грубость по отношению к параметрической неопределенности задания параметров  $k_0, \tau$  в модели объекта (2.19) в рамках решения задач автоматизации. Номинальная система (2.6), (2.20) имеет достаточно хорошие демпфирующие свойства, которые не зависят от величины запаздывания.

Недостатком такого управления является большое время регулирования, что связано с применением интегрального (И) закона регулирования (3). Оно составляет примерно шесть величин запаздывания. Такое управление можно использовать, если для системы не вводятся ограничения по быстродействию, а модель плохо определена и имеет большую интервальную параметрическую неопределенность.

Для увеличения быстродействия системы при условии сохранения первого порядка передаточной функции регулятора можно вместо И закона регулирования применить пропорционально-интегральный (ПИ) закон регулирования. Тогда передаточная функция базового регулятора будет иметь вид

$$W_P(p) = \frac{\omega_C}{k_0^0} \bar{k}_P \frac{T_P p + 1}{p}, \quad (2.22)$$

где  $\bar{k}_p$ ,  $T_p$  – настраиваемые параметры (дополнительный коэффициент передачи и постоянная времени регулятора).

Увеличение быстродействия связано с уменьшением грубости системы. При использовании закона регулирования (2.22) трудно получить простое условие устойчивости вроде формулы (2.21) [59, 60]. Поэтому здесь лучше воспользоваться моделированием. Этот подход позволяет уменьшить время регулирования до трех – четырех величин запаздывания.

Рассмотрим выбор параметров  $\bar{k}_p, T_p$  на основании критерия апериодической устойчивости. Для номинальной замкнутой системы (2.6), (2.22) характеристическое уравнение имеет вид

$$1 + \omega_c k_p \frac{T_p p + 1}{p} \exp(-\tau_0 p) = 0. \quad (2.23)$$

Так как имеем два настраиваемых параметра, то получим второе уравнение, продифференцировав (2.23) по  $p$ .

$$(1 + \tau_0(T_p p + 1)p) \exp(-\tau_0 p) = 0. \quad (2.24)$$

Из условия для (2.24)  $1 + \tau_0(T_p p + 1)p = 0$  находим наиболее удаленный от мнимой оси действительный корень. При этом выполняется условие  $\tau_0 = 4T_p$ , откуда получим оптимальное значение для постоянной времени

$$T_p = \tau_0/4. \quad (2.25)$$

При этом степень устойчивости увеличивается по сравнению с управлением (1.20), теперь мы имеем действительный корень кратности два  $p_1 = p_2 = -2/\tau_0$ . Подставив это значение вместе с (2.25) в (2.23), получим значение коэффициента передачи

$$k_p = \frac{4 \exp(-2)}{\omega_c \tau_0} = 1.5783. \quad (2.26)$$

Таким образом, при выполнении критерия апериодической устойчивости в общей формуле (2.8) получим  $k_{p1} = 0.343 \cdot 1.5783$ . При настройках (2.25), (2.26) время регулирования изменяется в пределах от  $3\tau_0$  до  $3.5\tau_0$ . Грубость системы уменьшается незначительно.

### 2.3 Использование критерия апериодической устойчивости для синтеза систем

Для иллюстрации применения методики рассмотрим наиболее часто используемые передаточные функции объектов. В качестве исходной модели здесь используется модель (2.5), полученная в результате первого этапа редукции.

#### Инерционная часть первого порядка

Вначале рассмотрим самую простую и самую востребованную номинальную модель объекта в виде апериодического звена первого порядка с запаздыванием

$$W_0(p) = \frac{k_0^0 \exp(-\tau p)}{T_p + 1}. \quad (2.27)$$

Регулятор (2.10) будет иметь вид

$$W_P(p) = \frac{\omega_C T p + 1}{k_0^0 p}. \quad (2.28)$$

Это ПИ закон регулирования, так как выполняется соотношение

$$W_P(p) = k_P \left( 1 + \frac{1}{T_i p} \right) = \frac{k_P T_i p + 1}{T_i p} = \frac{\omega_C T p + 1}{k_0^0 p}, \quad (2.29)$$

где  $k_P$  – коэффициент передачи ПИ закона регулирования,  $T_i$  – постоянная времени изодрома.

На основании равенства (2.29) легко определить параметры настройки ПИ закона (2.30):

$$T_i = T, \quad k_P = \omega_C T / k_0^0. \quad (2.30)$$

Регулятор (2.22) будет иметь вид

$$W_P(p) = \frac{\omega_C}{k_0^0} \cdot \bar{k}_P \frac{(T_P p + 1)(T p + 1)}{p(T_E p + 1)}. \quad (2.31)$$

Это реальный ПИД закон регулирования, так как выполняется соотношение

$$W_P(p) = k_P \left( 1 + \frac{1}{T_i p} + \frac{T_D p}{T_E p + 1} \right) = \frac{\omega_C}{k_0^0} \cdot \bar{k}_P \frac{(T_P p + 1)(T p + 1)}{p(T_E p + 1)}, \quad (2.32)$$

где  $T_D$  – постоянная времени дифференцирования.

На основании равенства (2.32) справедливы соотношения (2.33)

$$T_i(T_D + T_E) = T_P T, \quad T_i + T_E = T_P + T, \quad k_P / T_i = 0.343 / k_0^0 \tau. \quad (2.33)$$

Так как  $T_E \ll T_D$ , то параметры настройки ПИД закона будут иметь вид (2.34)

$$T_i = T_P + T, \quad T_D = \frac{T_P T}{T_P + T}, \quad k_P = \frac{0.343(T_P + T)}{k_0^0 \tau}. \quad (2.34)$$

В обоих случаях характеристическое уравнение замкнутой системы содержит корень  $-1/T$ , который является полюсом инерционной части передаточной функции (2.27).

### Инерционная часть второго порядка

Здесь возможны разные виды номинальных передаточных функций объекта. Во-первых, рассмотрим передаточную функцию (2.27) вместе с интегратором, который может описывать исполнительный механизм типа электрического двигателя, который воздействует на перемещение заслонки, изменение проходного сечения клапана и т. д.

$$W_0(p) = \frac{k_0^0 \exp(-\tau p)}{p(T p + 1)}. \quad (2.35)$$

Обычно считается, что если время полного перемещения регулирующего органа много меньше постоянной времени  $T$ , то интегратором в передаточной функции (2.35) можно пренебречь, и тогда получаем передаточную функцию (2.27).

Передаточная функция (2.35) находится на аperiodической границе устойчивости и поэтому, чтобы воспользоваться методом динамической компенсации, нужно для интегратора применить аппроксимацию (2.3). Тогда получим передаточную функцию вида (2.36)

$$W_0(p) = \frac{k_0^0 \gamma \exp(-\tau p)}{(\gamma p + 1)(T p + 1)}, \quad (2.36)$$

где  $\gamma = (10 - 100) \cdot \max(T, \tau)$ .

Воспользовавшись формулами (2.20), (2.22), получим передаточные функции робастных регуляторов вида (2.10)

$$W_P(p) = \frac{\omega_C (\gamma p+1)(T p+1)}{k_0^0 \gamma p(T_E p+1)}. \quad (2.37)$$

$$W_P(p) = \frac{\omega_C \bar{k}_P (T_P p+1)(\gamma p+1)(T p+1)}{k_0^0 \gamma p(T_E p+1)^2}. \quad (2.38)$$

Формула (2.37) структурно подобна формуле (2.31) и представляет собой ПИД закон регулирования, а формула (2.38) в рамках традиционного подхода может трактоваться как последовательное соединение ПИД и ПД законов регулирования (см. пример 2.1).

В качестве следующего примера рассмотрим случай, когда инерционная часть номинального объекта с запаздыванием описывается колебательным звеном

$$W_0(p) = \frac{k_0^0 \exp(-\tau p)}{T^2 p^2 + 2T\zeta p + 1}, \quad (2.39)$$

где  $T$  – постоянная времени колебательного звена,  $\zeta$  – параметр затухания ( $0 < \zeta < 1$ ).

При помощи базового И регулятора (2.20) реализуется реальный ПИД закон регулирования

$$W_P(p) = k_P \left( 1 + \frac{1}{T_i p} + \frac{T_D p}{T_E p+1} \right) = \frac{\omega_C T^2 p + 2T\zeta p + 1}{k_0^0 p(T_E p+1)}. \quad (2.40)$$

На основании равенства (33) справедливы соотношения вида (2.41)

$$T_i(T_D + T_E) = T^2, \quad T_i + T_E = 2T\zeta, \quad k_P/T_i = 0.343/k_0^0 \tau. \quad (2.41)$$

Так как  $T_E \ll T_D$ ,  $T_E \ll T_i$ , то параметры настройки ПИД закона примут вид (2.42)

$$T_i = 2T\zeta, \quad T_D = \frac{1}{2} \frac{T}{\zeta}, \quad k_P = \frac{0.686T\zeta}{k_0^0 \tau}. \quad (2.42)$$

Передаточная функция с базовым ПИ регулятором (2.22) имеет вид

$$W_P(p) = \frac{\omega_C \bar{k}_P (T_P p+1)(T^2 p + 2T\zeta p + 1)}{k_0^0 \gamma p(T_E p+1)^2}. \quad (2.43)$$

Здесь закон управления реализуется как последовательное соединение ПИ закона и передаточной функции вида

$$W_{PD}(p) = \frac{(T^2 p + 2T\zeta p + 1)}{(T_E p+1)^2}. \quad (2.44)$$

**Утверждение 2.2** Передаточная функция (2.44) не может быть представлена в виде последовательного соединения двух ПД законов управления.

**Доказательство.** Пусть это не так. Тогда рассмотрим соотношения

$$W_{PD}(p) = \frac{(T^2 p + 2T\zeta p + 1)}{(T_E p+1)^2} = \left( 1 + \frac{T_{D1} p}{T_E p+1} \right) \left( 1 + \frac{T_{D2} p}{T_E p+1} \right) = \frac{(T_{D1} + T_E)(T_{D2} + T_E)p^2 + (T_{D1} + T_{D2} + 2T_E)p + 1}{(T_E p+1)^2}. \quad (2.45)$$

Но корни числителя в правой части (2.45) действительны, так как они равны

$$p_{1,2} = \frac{-(T_{D1} + T_{D2} + 2T_E) \pm \sqrt{(T_{D1} + T_{D2} + 2T_E)^2 - 4(T_{D1} + T_E)(T_{D2} + T_E)}}{2(T_{D1} + T_E)(T_{D2} + T_E)} = \frac{-(T_{D1} + T_{D2} + 2T_E) \pm \sqrt{(T_{D1} - T_{D2})^2}}{2(T_{D1} + T_E)(T_{D2} + T_E)}.$$

А корни числителя в левой части (2.45) комплексно-сопряженные, так как инерционная часть объекта (2.39) представляет собой колебательное звено. Это доказывает утверждение 2.2. Следовательно, необходима специальная настройка ПТК. Но здесь возможно и другое решение. Для этого формулу для регулятора (2.43) нужно представить по-другому (2.46)

$$W_P(p) = \frac{\omega_C}{k_0^0 \gamma} \bar{k}_P \frac{(T^2 p^2 + 2T\zeta p + 1)}{p(T_E p + 1)} \cdot \frac{(T_P p + 1)}{(T_E p + 1)}. \quad (2.46)$$

Теперь мы получили последовательное соединение ПИД закона регулирования с ПД законом.

### Инерционная часть третьего порядка

Здесь рассматриваются номинальные передаточные функции второго порядка с интегратором, описывающим исполнительный механизм. Например, для колебательного процесса такая передаточная функция имеет вид (2.47)

$$W_0(p) = \frac{k_0^0 \exp(-\tau p)}{p(T^2 p^2 + 2T\zeta p + 1)}. \quad (2.47)$$

После аппроксимации интегратора выражением (2.3) получим (2.48)

$$W_0(p) = \frac{k_0^0 \gamma \exp(-\tau p)}{(\gamma p + 1)(T^2 p^2 + 2T\zeta p + 1)}. \quad (2.48)$$

Передаточные функции регуляторов с базовыми регуляторами (2.20), (2.22) будут иметь вид

$$W_P(p) = \frac{\omega_C}{k_0^0 \gamma} \frac{(\gamma p + 1)(T^2 p^2 + 2T\zeta p + 1)}{p(T_E p + 1)^2} = \frac{\omega_C}{k_0^0 \gamma} \frac{(T^2 p^2 + 2T\zeta p + 1)}{p(T_E p + 1)} \frac{(\gamma p + 1)}{(T_E p + 1)}, \quad (2.49)$$

$$W_P(p) = \frac{\omega_C}{k_0^0 \gamma} \bar{k}_P \frac{(T_P p + 1)(\gamma p + 1)(T^2 p^2 + 2T\zeta p + 1)}{p(T_E p + 1)^3} = \frac{\omega_C}{k_0^0 \gamma} \bar{k}_P \frac{(T^2 p^2 + 2T\zeta p + 1)}{p(T_E p + 1)} \frac{T_P p + 1}{T_E p + 1} \frac{\gamma p + 1}{T_E p + 1}. \quad (2.50)$$

Видно, что регулятор (2.49) может быть реализован как последовательное соединение ПИД и ПД законов регулирования, а регулятор (2.50), как последовательное соединение ПИД и двух ПД законов регулирования.

**Замечание** Передаточные функции регуляторов (2.28), (2.31), (2.37), (2.38), (2.40), (2.43), (2.49), (2.50) синтезированы для преобразованной модели, полученной в результате первого этапа моделирования (2.5). В полученных передаточных функциях для регуляторов нужно ввести дополнительный множитель, который легко настраивается в процессе моделирования.

В качестве примера рассмотрим одну из стадий нефтепереработки.

Перед подачей на электрообессоливающие установки (ЭЛОУ) в сырую нефть добавляется деэмульгатор в количестве 10 г/т для природной нефти и 50-70 г/т для ловушечной нефти. Затем, нефть распределяется тремя параллельными потоками и нагревается в теплообменных аппаратах за счет тепла продуктов и циркуляционных орошений (ЦО) вакуумной колонны и атмосферной колонны. После теплообменников нагретая до 90-110°C сырая нефть собирается в коллектор и распределяется в электродегидраторы (ЭДГ) первой ступени (обычно 5-6 ЭДГ). На входе в ЭДГ





правило, имеет 2-3 промежуточных циркуляционных орошений (ЦО1, ЦО2, ЦО3), обеспечивающих отвод избыточного тепла и равномерность потоков флегмы по высоте колонны. Продукты верха колонн К-1 и К-2 после охлаждения и отделения от газов и воды в емкостях Е-1 и Е-2 отправляются в стабилизационную колонну. Часть продуктов из Е-1 и Е-2 используется для организации острого орошения колонн К-1 и К-2.

Рассмотрим номинальную передаточную для управления тепловым балансом колонны предварительного испарителя без доминирующей постоянной времени

$$W_0^0(p) = \frac{\exp(-2p)}{(7p+1)^4}. \quad (2.51)$$

По переходной характеристике в рамках первого этапа редуцирования она допускает аппроксимацию (рисунок 2.2):

$$W_0^0(p) = \frac{\exp(-13p)}{15p+1}. \quad (2.52)$$

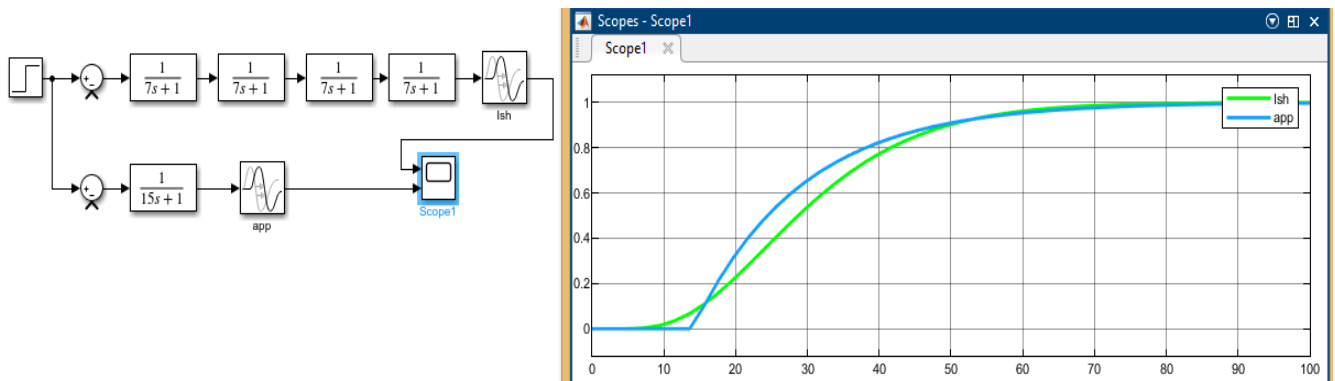


Рисунок 2.2 – Аппроксимация передаточной функции.

В соответствии с базовыми И и ПИ законами регулирования (2.20), (2.22) и методом динамической компенсации для передаточной функции (2.52) на втором этапе синтеза получим следующие реальные передаточные функции регуляторов

$$W_{P1}(p) = \frac{0.343}{13} \cdot \frac{15p+1}{p}, \quad (2.53)$$

$$W_{P2}(p) = \frac{0.343}{13} \cdot 1.5783 \frac{(13/4)p+1}{p} \cdot \frac{15p+1}{0.1p+1}. \quad (2.54)$$

Передаточные функции регуляторов (2.53), (2.54) получены для преобразованной модели (2.52), поэтому дополним их корректирующим множителем в соответствии со сделанным замечанием, тогда они примут вид

$$W_{P1}(p) = q \frac{0.343}{13} \cdot \frac{15p+1}{p}, \quad (2.55)$$

$$W_{P2}(p) = q \frac{0.343}{13} \cdot 1.5783 \frac{(13/4)p+1}{p} \cdot \frac{15p+1}{0.1p+1}, \quad (2.56)$$

где  $q$  – корректирующий множитель.

Передаточные функции (2.53), (2.55) представляют собой ПИ закон регулирования, передаточные функции (2.54), (2.56) являются ПИД законами. Интересно сравнить эти результаты с результатами применения стандартных ПИД законов в MATLAB.

Поэтому далее рассмотрим системы с исходным номинальным объектом (2.51) и с полученными регуляторами (2.55), (2.56). Соответствующие переходные характеристики показаны на рисунке 2.3.

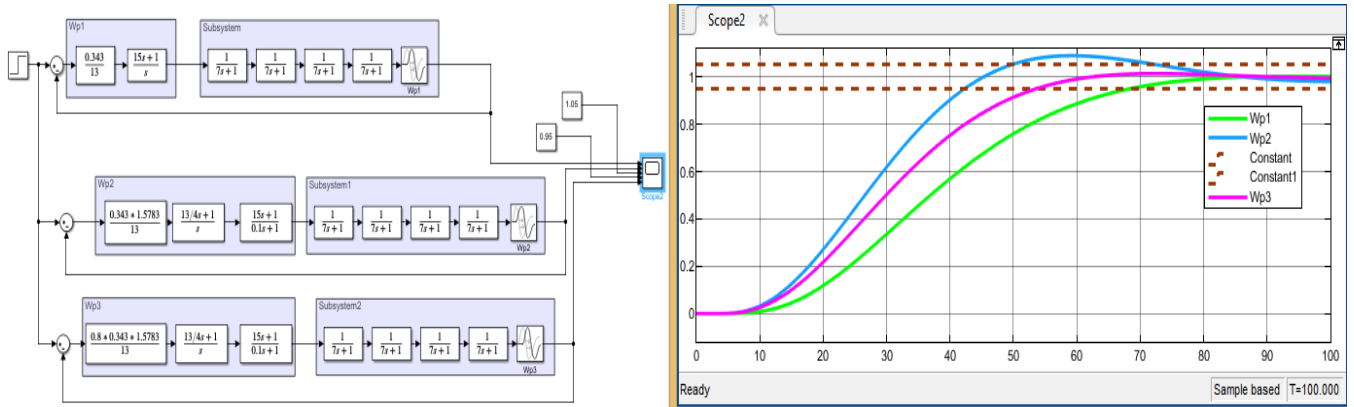


Рисунок 2.3 – Переходная характеристика для регуляторов  $W_{P1}(p)$ ,  $W_{P2}(p)$  и с поправочным коэффициентом  $q = 0,8$

Видно, что переходная характеристика, имеет перерегулирование  $\sigma = 10\%$ . Это возникает из-за того, что редуцированная модель (2.52) отличается от исходной (2.51). Можно в регуляторе (2.54) дополнительно ввести корректирующий множитель  $q = 0.8$  и тем самым использовать формулу (2.56). Соответствующая переходная характеристика показана на рисунке 2.3

Сравнение графиков на рисунке 2.3 показывает, что регулятор (2.56) обеспечивают большее быстроедействие, чем регулятор (2.53). Для законов регулирования (2.53), (2.56) возможно увеличение коэффициентов передачи и запаздывания в объекте (2.51), при которых система не теряет устойчивости, показанные при помощи следующих неравенств:  $0 < k_0 \leq 4.2$ ,  $0 < k_0 \leq 4.5$ .

Стандартные ПИ законы, обеспечивающие одинаковое быстроедействие при форме временных характеристик при значениях параметров:  $P = 0.3951, I = 0.02674$  и  $P = 0.5, I = 0.03$  гарантируют неравенства:  $0 < k_0 \leq 4.15$ ,  $0 < k_0 \leq 3.6$ . Таким образом, видно, что в первом случае для закона (2.53) грубость примерно одинакова, а для закона (2.56) мы получили выигрыш 25%. Грубость по отношению к запаздыванию примерно одинакова.

## 2.4 Постановка задачи синтеза робастных систем по робастному критерию Найквиста

Использование аperiodического критерия не позволяет получить минимальное время регулирования для заданной грубости системы. Кроме этого, актуально для данной номинальной передаточной функции объекта получить шкалу изменения минимального времени регулю-

ния в зависимости от показателя грубости. Тогда появляется возможность обеспечить компромисс между грубостью и быстродействием для конкретных условий проектирования системы [16].

В этом разделе рассматривается робастный критерий устойчивости Найквиста, который дает необходимое и достаточное условие устойчивости для заданного показателя грубости. Если при этом показателе грубости обеспечить минимальное время регулирования, то можно утверждать, что получено решение задачи максимального быстродействия при ограничении по показателю грубости в заданном классе ПИ, ПД, ПИД законов регулирования.

Пусть в качестве аддитивной меры неструктурированной неопределенности передаточной функции разомкнутой системы используется неравенство

$$|W(j\omega) - W^0(j\omega)| \leq \gamma, \quad (2.57)$$

где  $W(j\omega) = W_p(j\omega)W_0(j\omega)$ ,  $W^0(j\omega) = W_p(j\omega)W_0^0(j\omega)$  – частотные передаточные функции реальной и номинальной разомкнутых систем соответственно,  $W_p(j\omega)$  – частотная передаточная функция регулятора,  $\gamma > 0$  – положительное число

Робастный критерий Найквиста [54] требует, чтобы АФХ разомкнутой номинальной системы  $W^0(j\omega)$  не охватывала окружность радиуса  $\gamma$  с центром в точке  $(-1, j0)$ . Из рисунка 2.4 видно, что грубость системы связана с величиной запаса устойчивости по амплитуде  $h$ , но эта величина не является мерой грубости, так как возможна ситуация, когда АФХ заходит в окружность радиуса  $h$ .

В работе предлагается далее использовать величину запаса устойчивости по амплитуде  $h$  только в качестве критерия для синтеза системы, так как ее легче связать с временем регулирования и перерегулированием, чем радиус окружности  $\gamma$ , который используется для оценки грубости системы. Далее решается задача быстродействия и определяется значение  $\gamma$ .

На рисунке 2.4 показана АФХ разомкнутой номинальной системы с запасом по амплитуде  $h$  и показателем грубости  $\gamma$ .

В соответствии с критерием Найквиста требуется, чтобы АФХ не пересекала круг радиуса  $\gamma$  с центром в точке  $(-1, j0)$  – это необходимое и достаточное условие устойчивости. На рисунке 2.4 показана процедура построения запретной области для ФЧХ, гарантирующей заданную величину радиуса  $\gamma$ , которая аналогична известной процедуре построения запретной области, гарантирующей заданную величину показателя колебательности [5].

На основании теоремы косинусов для треугольника ОАВ получим выражение (2.58)

$$\cos \phi = \frac{A^2(\omega) + c^2 - \gamma^2}{2A(\omega)c} = \frac{A^2(\omega) + 1 - \gamma^2}{2A(\omega)}, \quad 1 - \gamma \leq A(\omega) \leq 1 + \gamma. \quad (2.58)$$

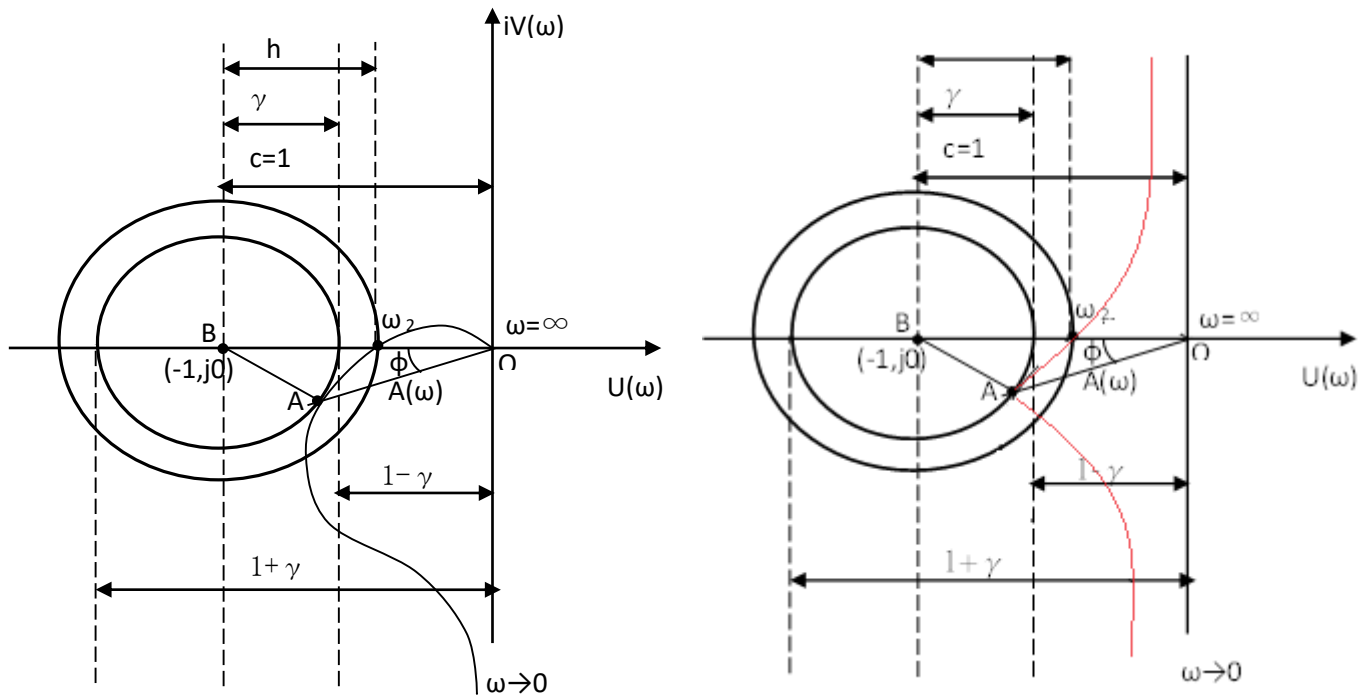


Рисунок 2.4 – Амплитудно-фазовая характеристика разомкнутой системы с астатизмом I порядка

Отсюда граница запретной области для ФЧХ может быть построена на основании соотношения

$$\phi(\omega) = \arccos \frac{A^2(\omega) + 1 - \gamma^2}{2A(\omega)}, \quad 1 - \gamma \leq A(\omega) \leq 1 + \gamma. \quad (2.59)$$

Если ФЧХ касается запретной области, то грубость системы оценивается величиной  $\gamma$ . Заметим, что использование величины  $\gamma$  в качестве показателя грубости естественно, если синтез осуществляется на основе робастного критерия Найквиста. В данном случае это удобно для класса систем в случае, когда запретная область формируется для базовой системы при условии применения метода динамической компенсации.

С практической точки зрения лучше использовать интервальный подход, когда путем моделирования для системы определяется максимально возможный интервал изменения выбранного параметра при условии, что остальные параметры принимают номинальные значения. Кроме этого, можно использовать в качестве показателя грубости значение  $H^\infty$  – нормы функции чувствительности [92].

Целью дальнейшего исследования является разработка методики синтеза ПИ и ПИД базовых робастных законов регулирования для передаточных функций (2.6), (2.7), обеспечивающих заданную грубость  $\gamma$ , и при которой возможны вариации параметров регуляторов для одновременного обеспечения требований быстродействия и перерегулирования. Окончательно передаточная функция регулятора рассчитывается по формуле (2.10), (2.11).

## 2.5 Синтез базовых И и ПИ законов регулирования

Для базовой передаточной функции (2.6) вначале рассмотрим интегральный (И) закон регулирования [5, 47, 66] вида

$$W_{P1}(p) = \frac{k_{P1}}{k_0^0 \tau_0 p}, \quad (2.60)$$

где  $k_{P1}$  – настраиваемый коэффициент передачи регулятора.

При этом для устойчивости системы в пространстве параметров необходимо и достаточно выполнение условия

$$\frac{k_{P1} k_0}{\tau_0 k_0^0} - \frac{\pi \tau_0}{2 \tau} < 0. \quad (2.61)$$

Доказательство этого утверждения аналогично доказательству, приведенному в [5].

Это условие позволяет определить аналитически область изменения параметров передаточной функции реального объекта  $(k_0, \tau)$ , где сохраняется устойчивость системы, и которая изменяется при изменении величины  $k_{P1}$ . При увеличении  $k_{P1}$  увеличивается быстродействие системы, но уменьшается грубость, которая для закона управления (2.60) определяется не только по величине  $\gamma$ , но и на основании неравенства (2.61).

Получим условие связи  $k_{P1}$  и  $h$ . Номинальная передаточная функция базовой разомкнутой системы имеет вид

$$W^0(p) = \frac{k}{p} \exp(-\tau_0 p), \quad (2.62)$$

где  $k = \frac{k_{P1}}{\tau_0}$  – коэффициент передачи разомкнутой номинальной системы.

Запас устойчивости по амплитуде вычисляется при значении частоты, при котором ФЧХ составляет  $-180^\circ$ . Поэтому должно выполняться условие

$$-\tau_0 \cdot \omega_1 - \pi/2 = -\pi,$$

где  $\omega_1$  – значение частоты, при котором вычисляется величина запаса по амплитуде.

Отсюда выразим частоту (2.63)

$$\omega_1 = \frac{\pi}{2\tau_0}. \quad (2.63)$$

Запас по амплитуде в соответствии с (2.62) можно вычислить по формуле

$$h_1 = -20 \lg \frac{k}{\omega_1} = -20 \frac{1}{\ln 10} \ln \frac{k}{\omega_1} = -20 \cdot 0.4343 \cdot \ln \frac{k}{\omega_1}. \quad (2.64)$$

Выбор величины  $h_1$  полностью определяет коэффициент передачи номинальной разомкнутой системы  $k$ , а, следовательно, и коэффициент передачи регулятора  $k_{P1}$  в (2.60) при помощи экспоненциальной зависимости

$$k = \frac{k_{P1}}{\tau_0} = \omega_1 \exp\left(-\frac{h_1}{20 \cdot 0.4343}\right). \quad (2.65)$$

После этого проверяется выполнение условия устойчивости (2.61) для заданных интервалов изменения  $k_0$  и  $\tau$  при выбранных номинальных значениях  $k_0^0, \tau_0$ . Коэффициент передачи

(2.65) выбирается из условия заданного быстродействия. Если при данном значении  $h_1$  оно не достигается, то уменьшается величина  $h_1$ . Таким образом, для заданного запаса устойчивости  $h_1$  можно определить коэффициент передачи  $k_{p1}$ , а затем путем моделирования найти время переходного процесса. Недостатком здесь является невозможность независимого изменения величины перерегулирования и уменьшения времени регулирования при  $h = const$ . Таким образом, доказано следующее утверждение

**Утверждение 2.3** Для интегрального закона регулирования (2.60) отсутствует возможность настройки режима максимального быстродействия для заданного значения запаса устойчивости по амплитуде.

Поэтому для базовой передаточной функции (2.6) с целью увеличения быстродействия предлагается изменение структуры системы при помощи использования базового пропорционально-интегрального (ПИ) закона регулирования (2.8)

Для ПИ закона регулирования условие для границы устойчивости в пространстве параметров, аналогичное (2.61), очень сложно использовать на практике, здесь лучше рассмотреть условие (2.57) при  $\gamma \leq h$  для неструктурированной неопределенности.

Для структуры с ПИ регулятором возможно решение задачи получения компромисса между быстродействием и грубостью. Передаточные функции регуляторов (2.60), (2.8) получены в результате обобщения результата [15, 20], где значения параметров регуляторов вычисляются по формулам (2.66)

$$k_{p1} = 0.343 \cdot 1.5783 = 0.5414, \quad T_1 = \tau_0/4. \quad (2.66)$$

Это важный частный случай, но далее предлагается общая концепция. Передаточная функция разомкнутой номинальной системы с базовым ПИ регулятором будет

$$W^0(p) = k \frac{T_1 p + 1}{p} \exp(-\tau_0 p), \quad (2.67)$$

где  $k = k_{p1}/\tau_0$ .

Частотная передаточная функция будет иметь вид (2.68)

$$W^0(j\omega) = k \frac{1 + jT_1\omega}{j\omega} \exp(-j\omega\tau_0) = k \left( T_1 - \frac{j}{\omega} \right) \exp(-j\omega\tau_0). \quad (2.68)$$

Получим фазовый сдвиг в зависимости от частоты вида (2.69)

$$\psi(\omega) = -\arctg\left(\frac{1}{T_1\omega}\right) - \tau_0\omega. \quad (2.69)$$

Частоту, при которой вычисляется запас устойчивости по амплитуде, определим из условия  $\psi(\omega_1) = -\arctg\left(\frac{1}{T_1\omega_1}\right) - \tau_0\omega_1 = -\pi$ .

Отсюда запаздывание можно найти по формуле (2.70)

$$\tau_0 = \frac{1}{\omega_1} \left\{ \pi - \arctg\left(\frac{1}{T_1\omega_1}\right) \right\}. \quad (2.70)$$

Это уравнение относительно  $\omega_1$  можно решить приближенными методами. Решением этой задачи будет значение частоты как функции постоянной времени  $\omega_1(T_1)$ . Запас устойчивости по амплитуде в соответствии с (2.67) определяется по формуле

$$h_1 = -20 \lg k \frac{\sqrt{1+T_1^2 \omega_1^2(T_1)}}{\omega_1(T_1)}, \quad (2.71)$$

где  $k = k_{P1}/\tau_0$ .

Дальше происходит перебор значений  $T_1$  в выбранном диапазоне. Таким образом, для каждого значения коэффициента передачи  $k_{P1}$  получим значение  $T_1$ , при котором получается заданное значение запаса устойчивости по амплитуде  $h_1$ . Для этих параметров строится переходная характеристика, по которой определяются быстродействие и перерегулирование. Изменяя значение  $k_{P1}$  можно выбрать наилучший режим при заданном значении грубости  $\gamma$ . Для получения процесса с максимальным быстродействием используется следующее нестрогое утверждение.

**Утверждение 2.4** При решении задачи стабилизации объекта с запаздыванием в классе традиционных ПИ, ПИД, ПД законов регулирования максимальное быстродействие для колебательного переходного процесса и при 5%-й погрешности определения времени регулирования достигается при значении перерегулирования равном 5%, когда амплитуды положительной и отрицательной полуволны примерно одинаковы.

Действительно, в этом случае время переходного процесса определяется до начала колебания в момент времени, когда значение выходной переменной меньше установившегося значения на 5% от его величины.

Методика синтеза состоит из следующих этапов:

1. Задается величина желаемого значения запаса устойчивости по амплитуде  $h_1$ .
2. Задается коэффициент передачи регулятора:  $k_{P1}$ .
3. В заданном диапазоне происходит перебор значений постоянной времени регулятора  $T_1$ , при этом для каждого значения определяется значение частоты  $\omega_1$  из уравнения (2.70) и вычисление  $h_1$  по формуле (2.71).
4. При совпадении значения  $h_1$  с заданным значением из п.1 запоминается значение  $T_1$ , и, таким образом, получаем пару параметров базового ПИ закона регулирования  $(k_{P1}, T_1)$ .
5. Для пары  $(k_{P1}, T_1)$  строится переходная характеристика, по которой определяется быстродействие и перерегулирование в соответствии с утверждением 1.4. Далее определяется значение  $\gamma$  путем построения запретной области (2.59).
6. Если эти характеристики не устраивают разработчика, то происходит изменение значения  $k_{P1}$  из п.2.



7. Если не найдется системы с характеристиками быстродействия и перерегулирования, которые устраивают разработчика, то уменьшается значение желаемого значения запаса устойчивости по амплитуде  $h_1$  из п.1 и процедура повторяется.

## 2.6 Синтез базового ПИД закона регулирования

С целью дальнейшего увеличения быстродействия далее рассматривается базовая номинальная передаточная функция объекта вида (2.7). В качестве базового регулятора рассмотрим ПИД закон регулирования вида (2.9). Определим запас устойчивости по амплитуде для системы (2.7), (2.9). Передаточная функция разомкнутой номинальной системы будет вида (2.72)

$$W^0(p) = k \frac{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}{p(T_0 p + 1)(T_E p + 1)} \exp(-\tau_0 \cdot p) = k \frac{T_1 T_2 p^2 + (T_1 + T_2)p + 1}{T_0 T_E p^3 + (T_0 + T_E)p^2 + p} \exp(-\tau_0 \cdot p), \quad (2.72)$$

где  $k = \frac{k_{P2}}{\tau_0}$  — коэффициент передачи разомкнутой номинальной системы.

Частотная передаточная функция будет иметь вид (2.73)

$$W^0(j\omega) = k \frac{1 - T_1 T_2 \omega^2 + j(T_1 + T_2)\omega}{-(T_0 + T_E)\omega^2 + j\omega(1 - T_0 T_E \omega^2)} \exp(-\tau_0 \cdot \omega). \quad (2.73)$$

При этом получим фазовый сдвиг по формуле (2.74)

$$\psi(\omega) = \arctg \frac{(T_1 + T_2)\omega}{1 - T_1 T_2 \omega^2} - \arctg \frac{\omega(1 - T_0 T_E \omega^2)}{-\omega^2(T_0 + T_E)} - \tau_0 \cdot \omega. \quad (2.74)$$

Чтобы вычислить значение частоты, при котором определяется запас устойчивости по амплитуде, необходимо решить уравнение (2.75)

$$\psi(\omega_1) = -\pi. \quad (2.75)$$

Или по-другому

$$\tau_0 \cdot \omega_1 = \pi + \alpha_1(\omega_1) + \alpha_2(\omega_1) = \psi_1(\omega_1), \quad (2.76)$$

где  $\alpha_1(\omega) = \arctg \frac{(T_1 + T_2)\omega}{1 - T_1 T_2 \omega^2}$ ,  $\alpha_2(\omega) = \arctg \frac{(1 - T_0 T_E \omega^2)}{\omega(T_0 + T_E)}$ .

Для этого трансцендентного уравнения аналитически удобно получить решение в первом приближении, используя разложение правой части уравнения (2.76) в ряд Тейлора относительно аналогичного значения частоты для системы (2.6), (2.60) с первым базовым (И) законом, которое вычисляется на основании (2.62).

Тогда вместо формулы (2.76) получим приближенную формулу

$$\tau_0 \cdot \omega_2 \approx \psi_1(\omega_1) + a_1(\omega_1, T_1, T_2)(\omega_2 - \omega_1) + a_2(\omega_1)(\omega_2 - \omega_1), \quad (2.77)$$

где  $a_1(\omega_1, T_1, T_2)$  (2.78),  $a_2(\omega_1)$  (2.79)

$$a_1(\omega_1, T_1, T_2) = \frac{d\alpha_1(\omega_1)}{d\omega} = \frac{(T_1 + T_2)(1 + T_1 T_2 \omega_1^2)}{1 + (T_1^2 + T_2^2 + T_1^2 T_2^2 \omega_1^2)\omega_1^2}, \quad (2.78)$$

$$a_2(\omega_1) = \frac{d\alpha_2(\omega_1)}{d\omega} = -\frac{(T_0 + T_E)(1 + T_0 T_E \omega_1^2)}{1 + (T_0^2 + T_E^2 + T_0^2 T_E^2 \omega_1^2)\omega_1^2}. \quad (2.79)$$

Решая уравнение (2.77) относительно  $\omega_2$ , получим

$$\omega_2 = \frac{\psi_1(\omega_1) - a_1(\omega_1, T_1, T_2) \cdot \omega_1 - a_2(\omega_1) \cdot \omega_1}{\tau_0 - a_1(\omega_1, T_1, T_2) - a_2(\omega_1)}. \quad (2.80)$$

Запас устойчивости по амплитуде можно вычислить по формуле

$$h_2 = -20 \lg k \frac{\sqrt{(1 - T_1 T_2 \omega_2^2)^2 + (T_1 + T_2)^2 \omega_2^2}}{\sqrt{(T_0 + T_E)^2 \omega_2^4 + \omega_2^2 (1 - T_0 T_E \omega_2^2)^2}}. \quad (2.81)$$

Методика синтеза состоит из следующих этапов:

1. Задается величина желаемого значения запаса устойчивости по амплитуде  $h_2$ .
2. Задается коэффициент передачи регулятора:  $k_{P2}$ .
3. Задается постоянная времени  $T_1$ .
4. В заданном диапазоне происходит перебор значений постоянной времени регулятора  $T_2$ , при этом для каждого значения определяется значение частоты  $\omega_2$  по формуле (2.80) и вычисление  $h_2$  по формуле (2.81).
5. При совпадении значения  $h_2$  с заданным значением из п.1 запоминается значение  $T_2$ , и, таким образом, получаем тройку параметров ПИД закона регулирования  $(k_{P2}, T_1, T_2)$ .
6. Для тройки  $(k_{P2}, T_1, T_2)$  строится переходная характеристика, по которой определяется быстродействие и перерегулирование. При этом грубость зависит от выбранной пары  $(T_1, T_2)$ , а величина перерегулирования и быстродействие в основном зависят от  $k_{P2}$ , далее вычисляется грубость  $\gamma$ .
7. Если эти характеристики не устраивают разработчика, то происходит изменение значений  $k_{P2}, T_1$  из пп.2,3.
8. Если не найдется системы с характеристиками быстродействия и перерегулирования, которые устраивают разработчика, то уменьшается значение желаемого значения запаса устойчивости по амплитуде  $h_2$  из п.1 и процедура повторяется.

## **2.7 Практическое использование робастного критерия Найквиста для синтеза робастных систем с максимальным быстродействием в классе традиционных законов регулирования**

В этом разделе рассмотрены примеры построения робастных регуляторов в соответствии с результатами раздела 2.6, а также их сравнение с результатами, полученными для настройки ПИ, ПИД законов по стандартным методикам MATLAB.

### **Передаточная функция объекта не содержит интегратора**

Рассмотрим передаточную функцию объекта (2.51) из рассмотренного в п.2.3 примера. Это позволит дополнительно сравнить результаты методики из раздела 2.6 с результатами из раз-

дела 2.2 (оптимальные по аperiodическому критерию устойчивости). В качестве аппроксимирующей модели рассматривается передаточная функция (2.52). В качестве регулятора рассмотрим передаточную функцию (2.54) без дополнительного корректирующего параметра.

При этом запас устойчивости по амплитуде составляет 10.5дБ (0.7), но принятый показатель грубости (радиус окружности)  $\gamma = 0.665$  меньше этой величины. Время регулирования составляет  $t_p = 70c$ , как видно из рисунка 2.3, при перерегулировании  $\sigma = 10\%$ . Альтернативным является закон управления, полученный в результате настройки на основе робастного критерия Найквиста (раздел 2.6), который имеет вид

$$W_{P2}(p) = \frac{0.52}{13} \cdot \frac{4.7p+1}{p} \cdot \frac{15p+1}{0.1p+1}. \quad (2.82)$$

При этом  $t_p = 43c$ ,  $\sigma = 5\%$ ,  $\gamma = 0.684$ . Видно, что все эти показатели лучше, чем оптимальные по аperiodическому критерию устойчивости. Это следствие того, что они получены в результате достаточно сложного процесса настройки, тогда как передаточная функция регулятора (2.54), оптимального по аperiodическому критерию устойчивости, может быть написана сразу без настройки по аппроксимирующей передаточной функции объекта (2.52), что является преимуществом для практики. Кроме того, эти показатели можно улучшить введением корректирующего множителя  $q = 0.8$ , как в передаточной функции (2.56).

Переходная характеристика системы (2.51), (2.82) показана на рисунке 2.5

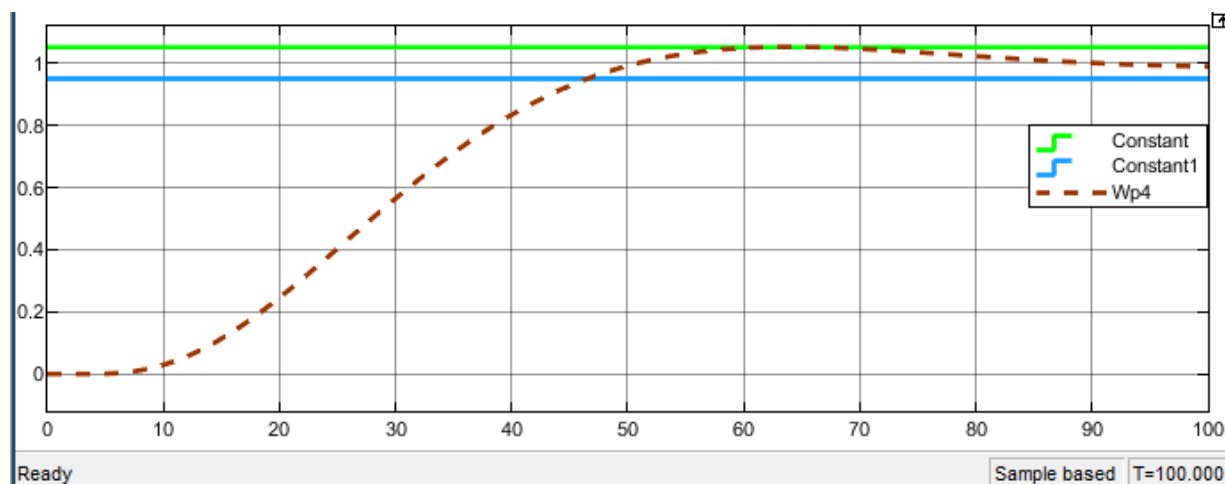


Рисунок 2.5 – Переходная характеристика (робастный критерий Найквиста) для номинальной системы

Грубость системы (2.51), (2.82) можно оценить при помощи интервалов

$$0 < k_0 \leq 4.2, \quad 0 < \tau/2c \leq 30c. \quad (2.83)$$

Грубость системы (2.51), (2.54) можно оценить при помощи интервалов

$$0 < k_0 \leq 3.6, \quad 0 < \tau/2c \leq 26c. \quad (2.84)$$

Видно, что грубость (2.83) больше, чем (2.84).

Стандартная программа в MATLAB дает ПИ закон  $P = 0.5, I = 0.03$

$$W_p(p) = P + I \frac{1}{p}. \quad (2.85)$$

Грубость системы (2.51), (2.85) можно оценить при помощи интервалов

$$0 < k_0 \leq 3.6, \quad 0 < \tau/2 \text{ с} \leq 38 \text{ с}. \quad (2.86)$$

Видно, что грубость (2.83) больше, чем (2.86) к неопределенности задания коэффициента передачи, но уступает по неопределенности задания величины запаздывания. Но при этом время регулирования  $t_p = 57 \text{ с}$  больше, чем  $t_p = 43 \text{ с}$ , следовательно, при настройке параметров регулятора системы (2.51), (2.82) существует задел для увеличения грубости. Чтобы увеличить грубость нужно при настройке задаться большим значением запаса устойчивости по амплитуде  $h$ , которому соответствует время регулирования  $t_p = 57 \text{ с}$ .

Рассмотрим номинальную передаточную функцию объекта с доминирующей постоянной времени

$$W_o^0(p) = \frac{e^{-8p}}{(30p+1)(5p+1)^3} \quad (2.87)$$

Аппроксимирующая передаточная функция имеет вид (2.88)

$$W_o^0(p) = \frac{e^{-14p}}{(30p+1)(93+1)}. \quad (2.88)$$

Соответствующая базовая номинальная передаточная функция будет иметь вид (2.89)

$$W_o^0(p) = \frac{e^{-14p}}{(30p+1)}. \quad (2.89)$$

При  $h = 9 \text{ дБ}$  ей соответствует базовый регулятор с ПИД законом регулирования, параметры которого определяются по методике раздела 2.6, а реальная передаточная функция регулятора после применения метода динамической компенсации имеет вид

$$W_p = \frac{0.74}{14} * \frac{29p+1}{p} * \frac{6.38p+1}{0.1p+1} * \frac{9p+1}{0.1p+1}. \quad (2.90)$$

Заметим, что выбор  $h = 9 \text{ дБ}$  случаен. На рисунке 2.6 представлена переходная характеристика системы (2.87), (2.90)

Альтернативной является система с ПИД регулятором, построенной по стандартной методике MATLAB. Наилучший возможный переходный процесс получается при:

$$W_p = P + I \frac{1}{p} + D \frac{N}{1+N \frac{1}{p}}, \quad (2.91)$$

где  $P = 1.6632873588425$  – пропорциональная составляющая;

$I = 0.0369554490173288$  –интегральная составляющая;

$D = 13.5033716597317$  – составляющая дифференцирования;

$N = 4.74096011637786$  – коэффициент фильтра.

Переходный процесс показан на рисунке 2.7

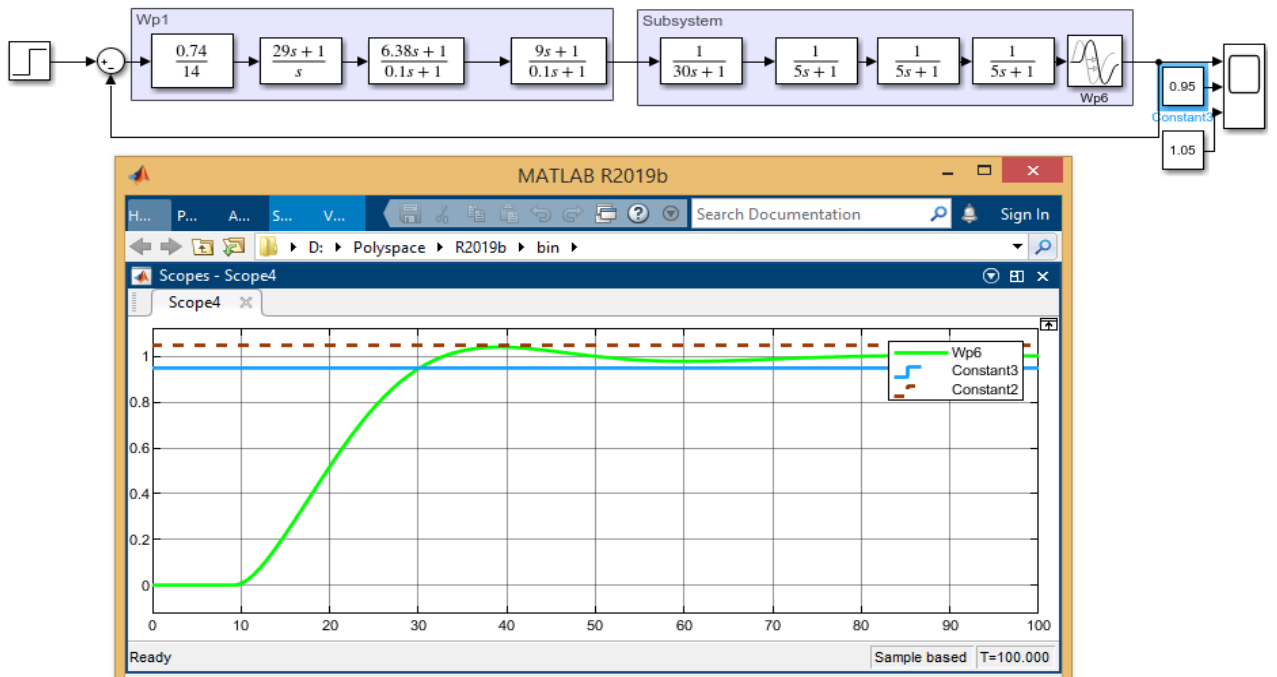


Рисунок 2.6 – Переходный процесс номинальной системы регулирования с регулятором (2.90)

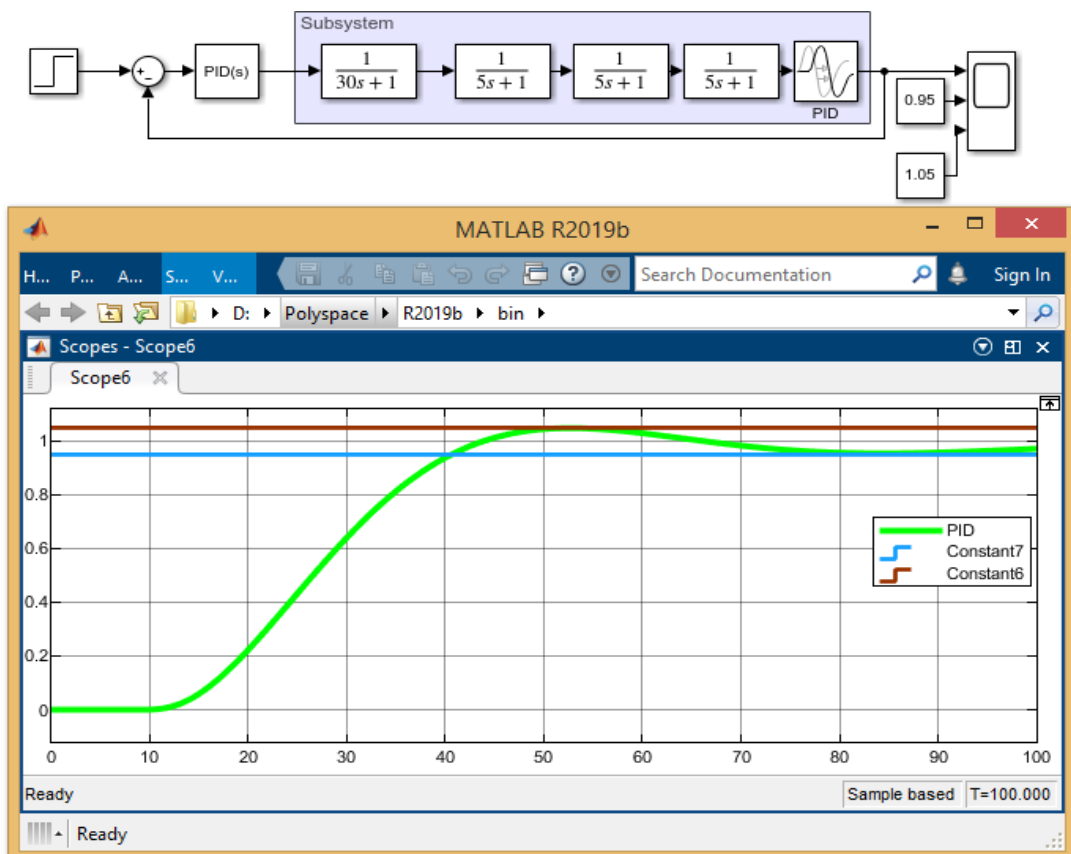


Рисунок 2.7 – Переходный процесс системы регулирования ПИД регулятором MATLAB

Для регулятора (2.90) имеют место следующие показатели вида (2.92)

$$t_p = 29.4c, \quad 0 < \frac{k_0}{1} \leq 2.53, \quad 0 < \frac{\tau}{8} \leq \frac{27.6c}{8} \quad (2.92)$$

Для метода MATLAB справедлив вид (2.93)

$$t_p = 40.6c, \quad 0 < \frac{k_0}{1} \leq 2.61, \quad 0 < \frac{\tau}{8} \leq \frac{34.6c}{8} \quad (2.93)$$

Таким образом, переходный процесс с регулятором (2.90) на 38.1% быстрее выходит на заданное значение, но грубость по  $k_o$  на 3.2% меньше, а по  $\tau$  меньше на 25.4%. Благодаря запасу по быстродействию можно провести синтез регулятора при большем значении  $h$ . Тогда увеличится время регулирования и, соответственно, грубость.

Для значения запаса устойчивости по амплитуде  $h = 15$ дБ (эта величина специально подбирается с целью получить одинаковое быстродействие), получим реальную передаточную функцию регулятора вида

$$W_p = \frac{0.63}{14} * \frac{26p+1}{p} * \frac{3.96p+1}{0.1p+1} * \frac{9p+1}{0.1p+1} \quad (2.94)$$

ПИД регулятор MATLAB остается таким же (2.91).

На рисунке 2.8 представлено сравнение переходных процессов с использованием регуляторов (2.94) и (2.91) при значении  $h = 15$ дБ. Сплошная линия соответствует регулятору (2.94), а пунктирная – методу MATLAB. Также отмечены зоны 5% погрешности установившегося процесса.

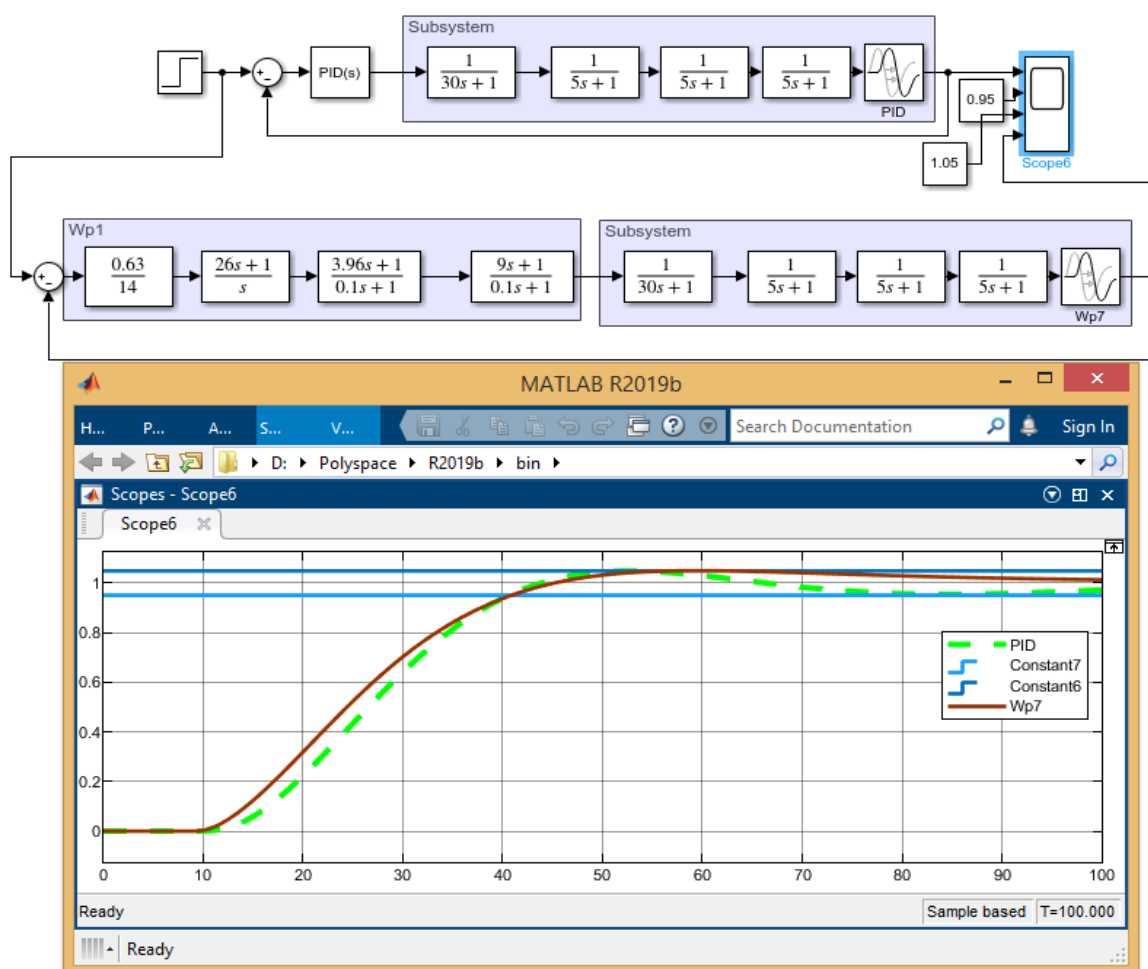


Рисунок 2.8 – Переходные процессы с использованием регуляторов (2.94), (2.91)

По получившимся переходным процессам определим время регулирования. Также проведем оценку грубости систем, путем поиска максимальных значений  $k$  и  $\tau$  при которых система будет устойчива.

Для системы с регулятором (2.94) получим показатели вида (2.95)

$$t_p = 40.8c, \quad 0 < \frac{k_0}{1} \leq 3.42, \quad 0 < \frac{\tau}{8} \leq \frac{33.2c}{8} \quad (2.95)$$

Для метода MATLAB вида (2.96)

$$t_p = 40.6c, \quad 0 < \frac{k_0}{1} \leq 2.61, \quad 0 < \frac{\tau}{8} \leq \frac{34.6c}{8} \quad (2.96)$$

В данном случае, как видно из рисунка 2.8, было выбрано примерно одинаковое время переходного процесса. Грубость системы с регулятором (2.94) по  $k_0$  увеличилась на 23.7%, но по  $\tau$  она меньше на 4.2%.

### **Синтез регуляторов при наличии интегральной составляющей в передаточной функции объекта**

В предлагаемом подходе к синтезу системы интегральная составляющая в передаточной функции объекта аппроксимируется в соответствии с выражением (2.3), и компенсируется на втором этапе синтеза (раздел 2.1).

Рассмотрим номинальную передаточную функцию объекта

$$W_o^0(p) = \frac{e^{-9p}}{p(10p+1)(2p+1)^4}. \quad (2.97)$$

После аппроксимации передаточной функции объекта без доминирующей составляющей получим следующую передаточную функцию

$$W_o^0(p) = \frac{e^{-14p}}{p(11p+1)}. \quad (2.98)$$

Рассмотрим базовый ПИ закон регулирования при  $h = 7$ дБ. Выбор этой величины случаен. После применения метода динамической компенсации и в соответствии с (2.3) получим передаточную функцию регулятора вида (2.99)

$$W_p = \frac{0.64}{14} * \frac{8.1p+1}{p} * \frac{11.8p+1}{0.1p+1} * \frac{1000p+1}{1000(0.1p+1)} \quad (2.99)$$

Передаточная функция ПИ регулятора MATLAB представлена в виде (2.85) при значениях:

$P = 0.0176220769761421$  – пропорциональная составляющая;

$I = 5.34317520648116e^{-0.6}$  – интегральная составляющая.

На рисунке 2.9 представлено сравнение полученных переходных процессов. Сплошная линия соответствует предлагаемому методу, а пунктирная – методу MATLAB. Также отмечены зоны 5% погрешности установившегося процесса.

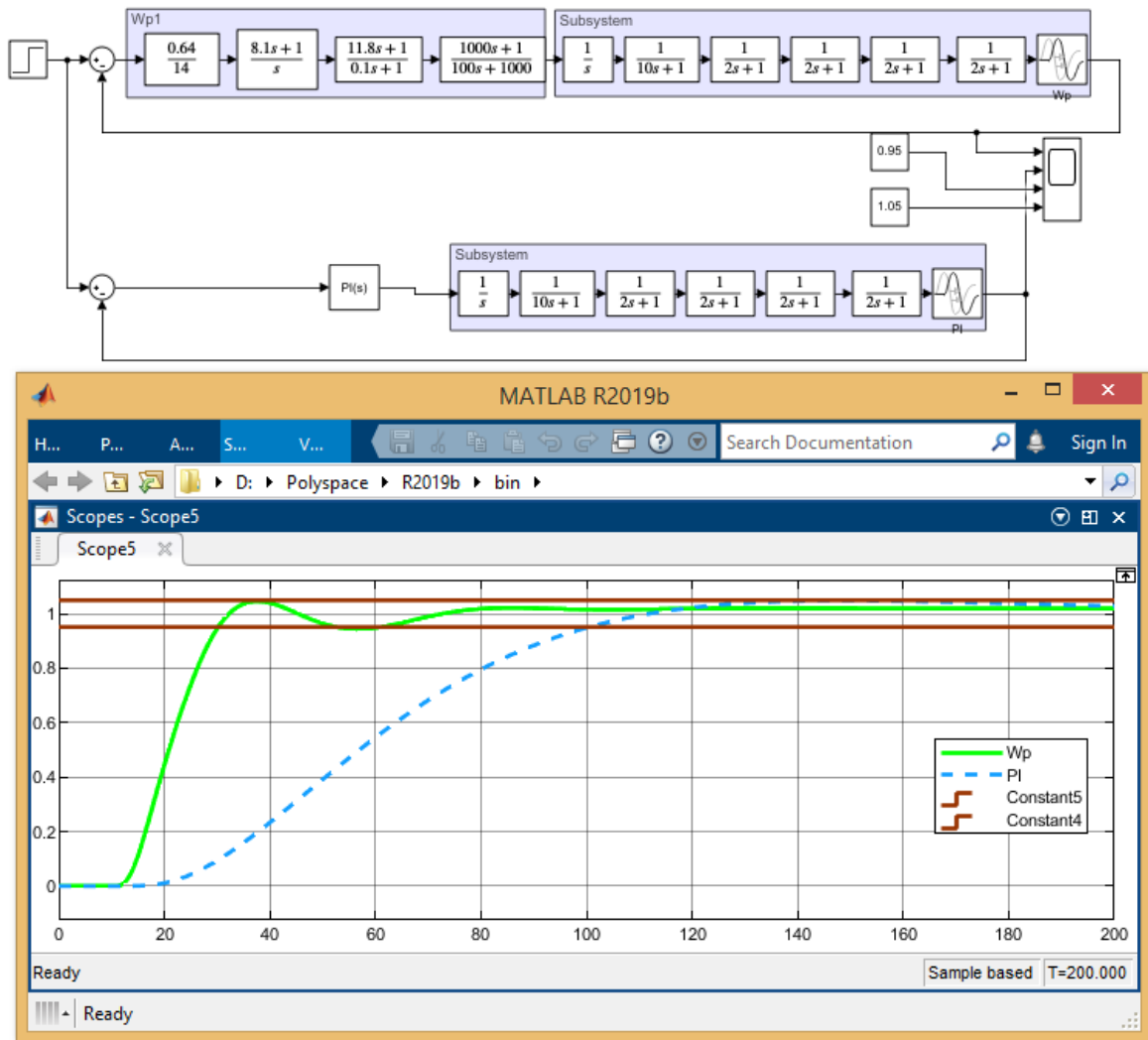


Рисунок 2.9 – Переходные процессы для объекта с интегрирующей составляющей  
Для предлагаемого метода регулирования получим следующие показатели

$$t_p = 31.2c, \quad 0 < \frac{k_0}{1} \leq 2.27, \quad 0 < \frac{\tau}{9} \leq \frac{31.7c}{9} \quad (2.100)$$

Для метода MATLAB

$$t_p = 100.3c, \quad 0 < \frac{k_0}{1} \leq 4.11, \quad 0 < \frac{\tau}{9} \leq \frac{71.1c}{9} \quad (2.101)$$

Можно сделать вывод, что предлагаемый переходный процесс на 221.5% быстрее выходит на заданное значение, но грубость по  $k$  на 81.1% меньше, а грубость по  $\tau$  меньше на 124.3%.

Благодаря заделу по быстродействию можно провести синтез при большем значении  $h$ . Тогда увеличится время регулирования и, соответственно, грубость. Например, при  $h = 15.8$ , получим реальную передаточную функцию регулятора

$$W_p = \frac{0.29}{14} * \frac{4.4p+1}{p} * \frac{11p+1}{0.1p+1} * \frac{1000p+1}{1000(0.1p+1)} \quad (2.102)$$

Передаточная функция ПИ регулятора MATLAB представлена в виде (2.85)

$P = 0.0176220769761421$  – пропорциональная составляющая;

$I = 5.3431752064811 \cdot e^{-0.6}$  – интегральная составляющая.



На рисунке 2.10 представлено сравнение переходных процессов с использованием ПИ регулятора при значении  $h = 15.8$ . Сплошная линия соответствует нашему методу, а пунктирная – методу MATLAB.

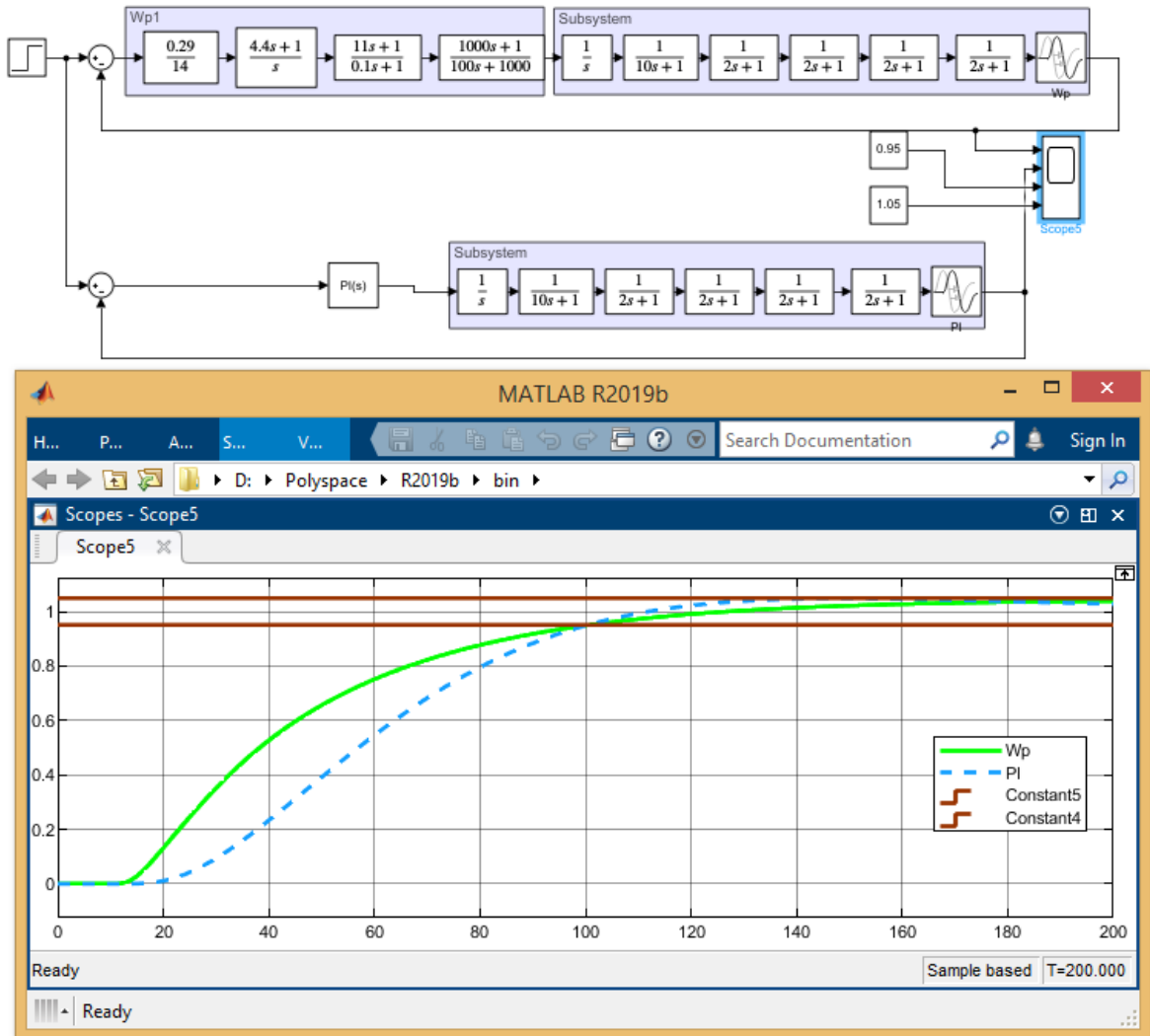


Рисунок 2.10 – Переходные процессы с использованием ПИ регулирования зоны 5% погрешности установившегося процесса.

Для предлагаемого метода регулирования получим следующие показатели

$$T_{\text{пер}} = 100.4\text{с}, \quad 0 < \frac{k}{1} \leq 5.56, \quad 0 < \frac{\tau}{9} \leq \frac{70.2}{9} \quad (2.103)$$

Для метода MATLAB

$$T_{\text{пер}} = 100.3, \quad 0 < \frac{k}{1} \leq 4.11, \quad 0 < \frac{\tau}{9} \leq \frac{71.1}{9} \quad (2.104)$$

В данном случае было выбрано примерно одинаковое время переходного процесса. Легко заметить, что грубость нашего метода лучше на 26.1% по  $k$  и хуже на 1.3% по  $\tau$ .

Рассмотрим передаточную функцию объекта (2.97), но в качестве аппроксимирующей передаточной функции вместо (2.98) используем другую передаточную функцию с доминирующей постоянной времени вида

$$W_o^0(p) = \frac{e^{-13p}}{p(10p+1)(4.4p+1)}. \quad (2.105)$$

При значении запаса устойчивости по амплитуде  $h_2 = 9$  вместо (2.102) получим

$$W_p = \frac{0.74}{13} * \frac{10.5p+1}{p} * \frac{5.98p+1}{0.1p+1} * \frac{4.4p+1}{0.1p+1} * \frac{1000p+1}{1000(0.1p+1)} \quad (2.106)$$

Альтернативная передаточная функция ПИД регулятора MATLAB представлена в виде (2.91) при

$P = 0.0302875678072957$  – пропорциональная составляющая;

$I = 3.67676434370452e^{-0.5}$  – интегральная составляющая;

$D = 0.833152175076755$  – составляющая дифференцирования;

$N = 4.73407782321581$  – коэффициент фильтра.

На рисунке 2.11 представлено сравнение переходных процессов. Сплошная линия соответствует предлагаемому методу, а пунктирная – методу MATLAB. Также отмечены зоны 5% погрешности установившегося процесса.

По получившимся переходным процессам определим время регулирования. Также проведем оценку грубости систем, путем поиска максимальных значений  $k$  и  $\tau$  при которых система будет устойчива.

Для предлагаемого метода регулирования получим следующие показатели

$$T_{\text{рег}} = 24.9, \quad 0 < \frac{k}{1} \leq 2.15, \quad 0 < \frac{\tau}{9} \leq \frac{27.2}{9} \quad (2.107)$$

Для метода MATLAB

$$T_{\text{рег}} = 90.8, \quad 0 < \frac{k}{1} \leq 1.94, \quad 0 < \frac{\tau}{9} \leq \frac{4051}{9} \quad (2.108)$$

Переходный процесс на 264.7% быстрее выходит на заданное значение и грубость по  $k$  на 9,8% лучше, но грубость по  $\tau$  хуже на 48,9%. Благодаря запасу по быстродействию можно провести синтез при большем значении  $h$ . Тогда увеличится время регулирования и, соответственно, грубость. Синтезируем ПИД регулятор при значении запаса по амплитуде  $h_2 = 23.2$ , получим реальную передаточную функцию регулятора

$$W_p = \frac{0.3}{13} * \frac{10.5p+1}{p} * \frac{2.04p+1}{0.1p+1} * \frac{4.4p+1}{0.1p+1} * \frac{1000p+1}{1000(0.1p+1)} \quad (2.109)$$

Передаточная функция ПИД регулятора MATLAB представлена в виде (2.91) при

$P = 0.0302875678072957$  – пропорциональная составляющая;

$I = 3.67676434370452e^{-0.5}$  – интегральная составляющая;

$D = 0.833152175076755$  – составляющая дифференцирования;

$N = 4.73407782321581$  – коэффициент фильтра.

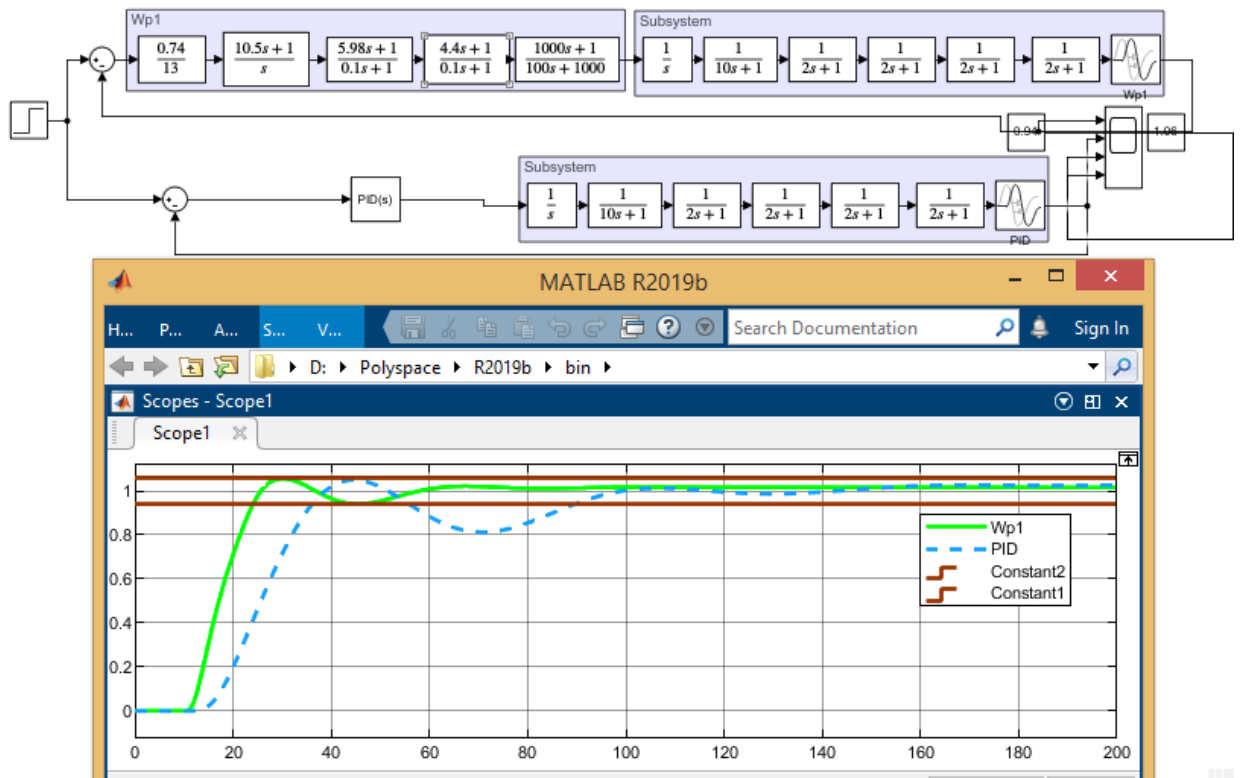


Рисунок 2.11 – Переходные процессы для объекта с интегрирующей составляющей

На рисунке 2.12 представлено сравнение переходных процессов с использованием ПИД регулятора при значении  $h_2 = 23.2$ . Сплошная линия соответствует предлагаемому методу, а пунктирная – методу MATLAB. Также отмечены зоны 5% погрешности установившегося процесса.

По получившимся переходным процессам определим время регулирования. Также проведем оценку грубости систем, путем поиска максимальных значений  $k$  и  $\tau$  при которых система будет устойчива.

Для предлагаемого метода регулирования получим следующие показатели

$$T_{\text{рег}} = 90.9, \quad 0 < \frac{k}{1} \leq 5.77, \quad 0 < \frac{\tau}{2} \leq \frac{64.1}{2} \quad (2.110)$$

Для метода MATLAB

$$T_{\text{рег}} = 90.8, \quad 0 < \frac{k}{1} \leq 1.94, \quad 0 < \frac{\tau}{9} \leq \frac{40.5}{9} \quad (2.111)$$

Было выбрано примерно одинаковое время переходного процесса. Грубость предлагаемого метода больше на 66.4% по  $k$  и на 36.8% по  $\tau$ .

Рассмотрим передаточную функцию объекта с доминирующей постоянной времени

$$W_o^0(p) = \frac{e^{-10p}}{p(40p+1)(4p+1)^3}. \quad (2.112)$$

После аппроксимации объекта получим следующую передаточную функцию

$$W_o^0(p) = \frac{e^{-14p}}{p(40p+1)(8p+1)}. \quad (2.113)$$

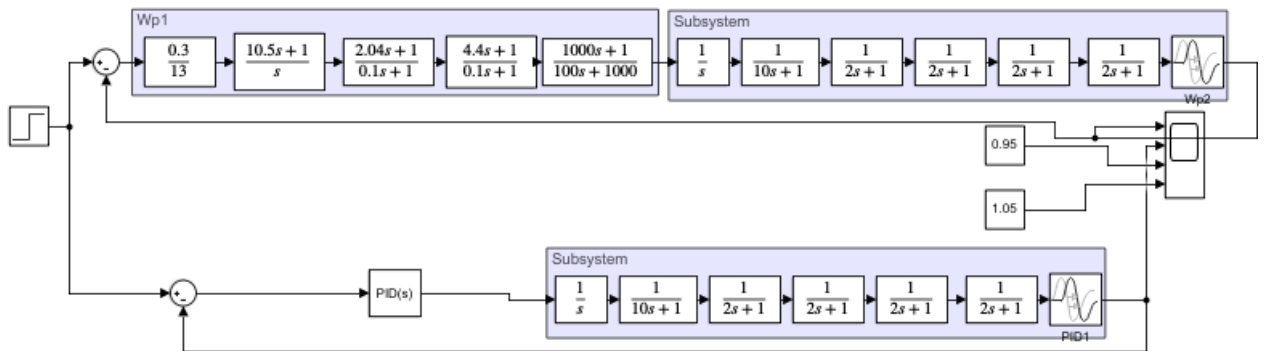
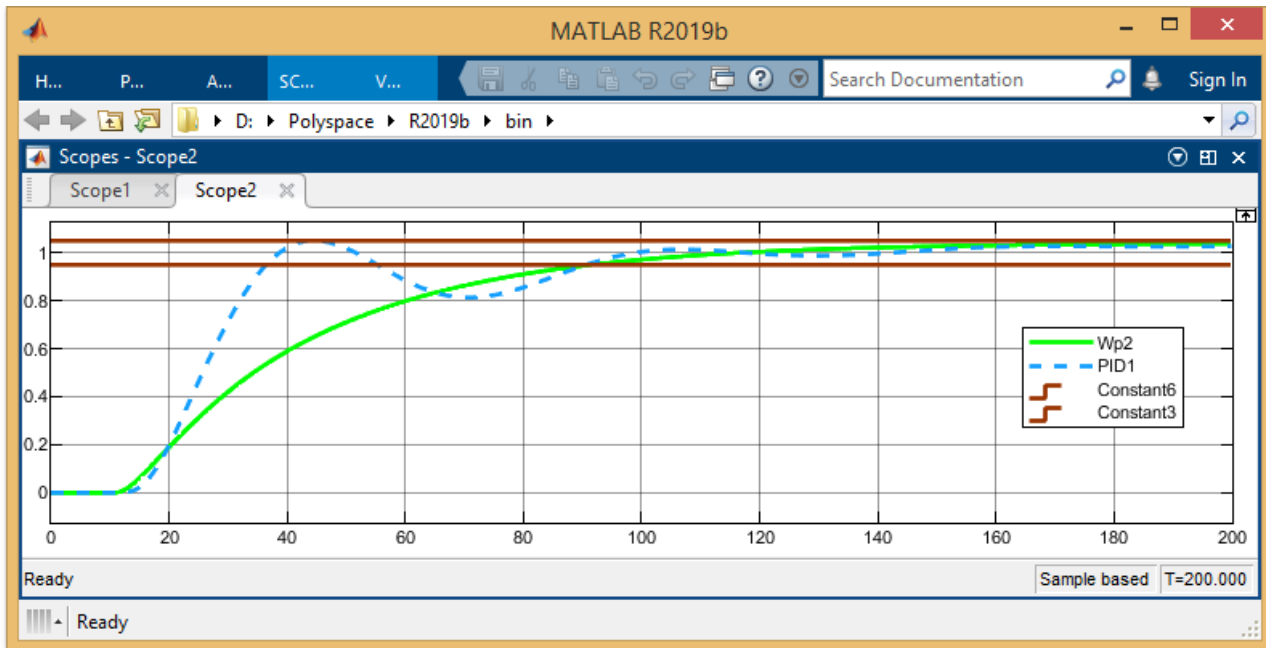


Рисунок 2.12 – Переходные процессы с использованием ПИД регулирования

Для выравнивания времени регулирования сравниваемых систем рассмотрим ПИД регулятор при значении запаса по амплитуде  $h_2 = 23.2$ . Передаточная функция регулятора после настройки по предлагаемому алгоритму примет вид

$$W_p = \frac{0.24}{14} * \frac{36p+1}{p} * \frac{1.44p+1}{0.1p+1} * \frac{8p+1}{0.1p+1} * \frac{1000p+1}{1000(0.1p+1)} \quad (2.114)$$

Передаточная функция ПИД регулятора MATLAB представлена в виде (2.91) при

$P = 0.0306459388083926$  – пропорциональная составляющая;

$I = 4.54182448254021e^{-0.5}$  –интегральная составляющая;

$D = 1.31431711553825$  – составляющая дифференцирования;

$N = 3.50796024965747$  – коэффициент фильтра.

На рисунке 2.13 представлено сравнение переходных процессов с использованием ПИД регулятора при значении  $h_2 = 23.3$ , что гарантирует одинаковое быстродействие. Сплошная линия соответствует нашему методу, а пунктирная – методу MATLAB. Также отмечены зоны 5% погрешности установившегося процесса.

Для предлагаемого метода регулирования получим следующие показатели

$$T_{\text{пер}} = 118.3, \quad 0 < \frac{k}{1} \leq 6.75, \quad 0 < \frac{\tau}{10} \leq \frac{83.1}{10} \quad (2.115)$$

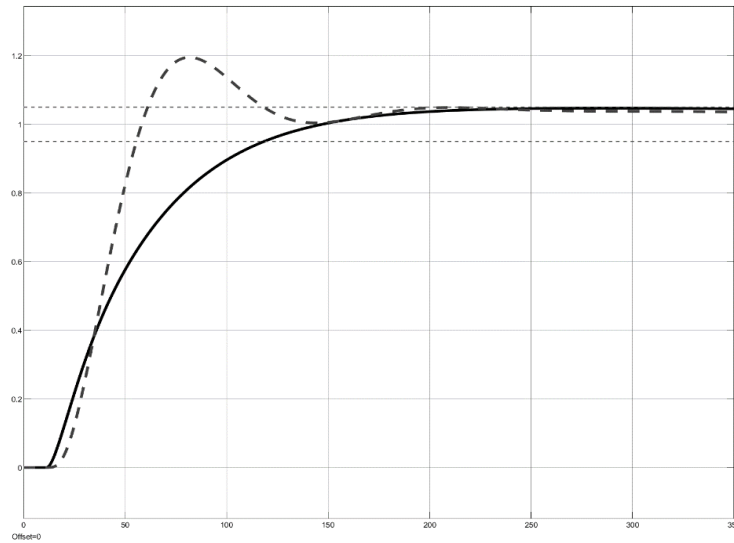


Рисунок 2.13 – Переходные процессы с использованием ПИД регулирования.

Для метода MATLAB

$$T_{\text{пер}} = 118.4, \quad 0 < \frac{k}{1} \leq 2.5, \quad 0 < \frac{\tau}{10} \leq \frac{39.5}{10} \quad (2.116)$$

При примерно одинаковом времени переходного процесса грубость предлагаемого метода больше на 63% по  $k$  и на 52.5% по  $\tau$ .

Рассмотрен пример управления концентрацией кислорода в отходящих газах печи П-1 для нагрева куба отпарной колонны К-1 отделения стабилизации при гидроочистке нефтяных фракций за счет изменения положения шибера, установленного в выходной трубе. В данной работе получена номинальная модель объекта в виде передаточной функции с запаздыванием

$$y(t) = \frac{0.05 \exp(-30p)}{(50p+1)(7p+1)(9p+1)(30p+1)} u(t). \quad (2.117)$$

Для этой модели справедлива эквивалентная преобразованная модель, которая будет использована для синтеза регулятора, она имеет вид

$$y(t) = \frac{0.05 \exp(-60p)}{75p+1} u(t). \quad (2.118)$$

В соответствии с синтезом по апериодическому критерию устойчивости получены две передаточные функции регулятора с базовыми алгоритмами

$$W_{p1}(p) = \frac{0.343}{0.05 \cdot 60} \cdot \frac{75p+1}{p}, \quad (2.119)$$

$$W_{p2}(p) = \frac{0.343}{0.05 \cdot 60} \cdot 1.58 \cdot \frac{\left(\frac{60}{4}\right)^{p+1}}{0.1p+1} \cdot \frac{75p+1}{p}. \quad (2.120)$$

Передаточная функция (2.119) представляет собой ПИ закон регулирования, а (2.120) – ПИД закон (рисунок 2.14). Во втором случае получаем большее быстродействие. Эти алгоритмы хорошо обрабатывают возмущения из  $L_2$  в динамике, но при наличии ограниченного возмущения в установившемся режиме возникают колебания выходной величины. Ограниченное возмущение

возникает из-за колебаний теплотворной способности природного топливного газа, поступающего в горелки в диапазоне: 5430 – 17175 ккал/нм<sup>3</sup>.

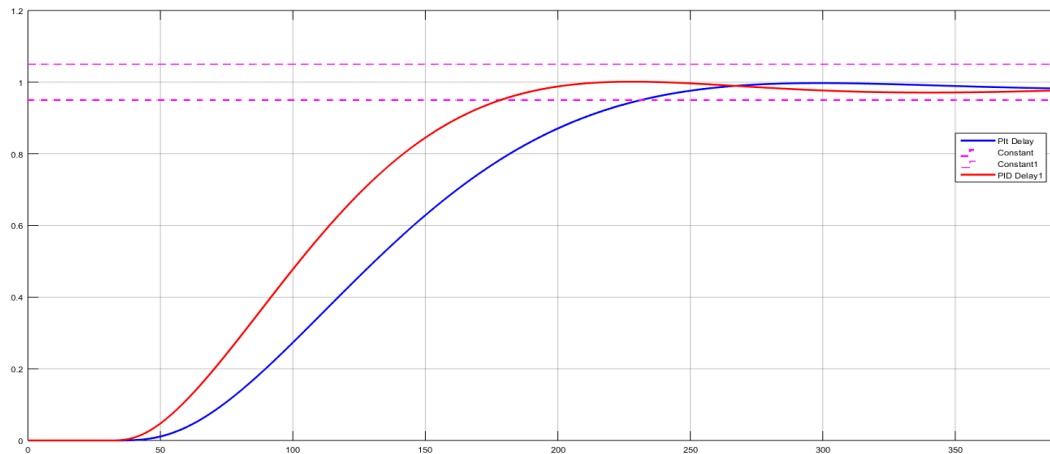


Рисунок 2.14 – Результаты моделирования системы регулирования с ПИ (3.73) и ПИД (3.74) регуляторами

Здесь необходимо использовать комбинированную робастную систему, упрощенная схема автоматизации показана на рисунке 2.15

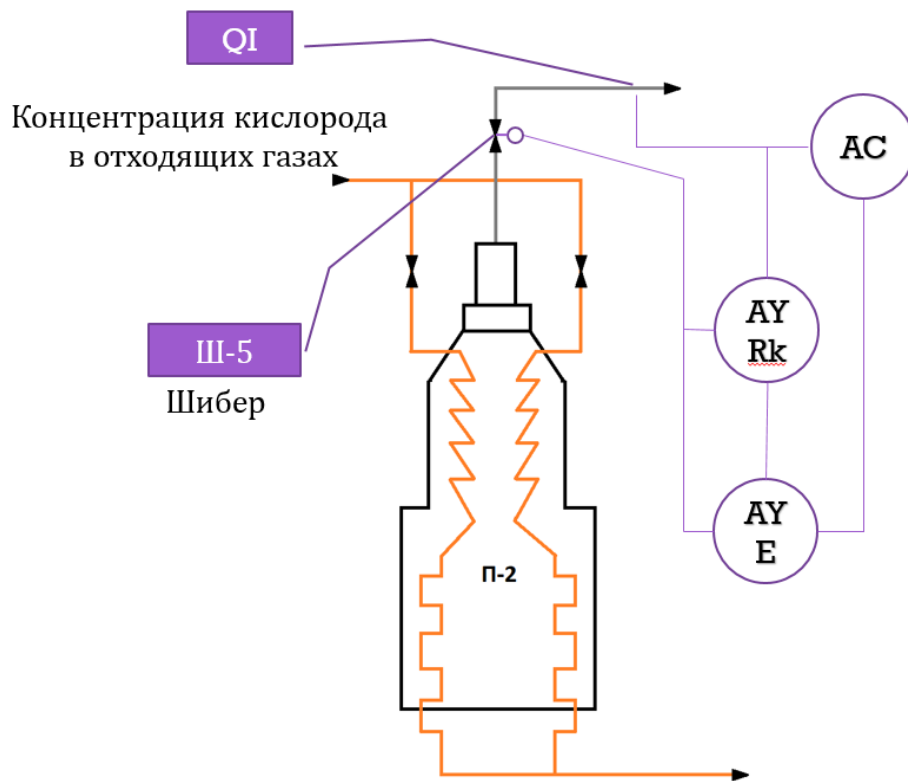


Рисунок 2.15 – Стабилизация концентрации кислорода в отходящих газах печи настроенных на основании базовых моделей и ПД законов, которые связаны с методом динамической компенсации.

## 2.8 Выводы по главе 2

1. Сформулирована процедура проектирования робастного регулятора, основанная на двухэтапной декомпозиции задачи синтеза. На первом этапе происходит редуцирование инерционной части передаточной функции номинальной модели объекта при помощи инерционности не выше третьего порядка с дополнительным запаздыванием. На втором этапе используется метод динамической компенсации динамики полученной модели объекта динамикой регулятора и за счет этого происходит следующая редукция модели так, что при синтезе робастного управления рассматривается упрощенная базовая модель. В результате получается регулятор в виде агрегата из ПИ или ПИД законов,

Рассмотрен один из возможных подходов к построению робастной системы при помощи традиционных законов регулирования. В теории управления использование оптимального управления является одним из подходов к синтезу робастной системы, нужно только правильно выбрать критерий оптимальности. Таким примером оптимальности может быть  $H^\infty$  – теория управления. В данном случае использовался критерий апериодической устойчивости, при котором решение ищется в классе традиционных законов регулирования.

Этот критерий для систем с запаздыванием известен давно. В данном подходе при синтезе управлений была использована аппроксимация Паде первого порядка. Это позволило получить большее быстродействие по сравнению с [93], но также уменьшилась и грубость системы.

Нужно отметить, что системы, оптимальные по критерию апериодической устойчивости, вообще отличаются малым быстродействием. Это недостаток такого подхода. Поэтому в этой главе рассматривается проблема уменьшения времени регулирования, оставаясь в рамках оптимизации по данному критерию, что обеспечивает робастность системы.

Преимуществом данного подхода к синтезу регулятора является простота его применения на практике, так как передаточную функцию регулятора можно сразу записать по передаточной функции объекта как это видно из примера 2.3.

3. Рассмотрена задача синтеза робастного управления с максимальным быстродействием при ограничении на грубость системы для двух типов базовых моделей. В основании методики принят робастный критерий Найквиста, позволяющий рассматривать множество систем с одинаковым показателем грубости. На этом множестве решается задача поиска параметров настройки традиционных регуляторов, обеспечивающих наибольшее быстродействие системы. Приведены примеры, из которых видно преимущество предлагаемой методики по сравнению со стандартной методикой в пакете MATLAB. Особенно это касается передаточных функций объекта с запаздыванием, содержащих интегратор.

### ГЛАВА 3 КОМБИНИРОВАННОЕ И МНОГОСВЯЗНОЕ УПРАВЛЕНИЕ

Задача парирования возмущений – это одна из важнейших задач теории управления. Возмущениями являются неконтролируемые внешние или внутренние воздействия на технологический процесс. Они могут действовать в любой точке технологической схемы, но чаще всего они приводятся ко входу или к выходу объекта управления. Также возможны случаи, когда объект представляется в виде сложной структуры, в разных точках которой могут действовать возмущающие воздействия. Но для исследования теоретических возможностей компенсации возмущений для простоты мы будем рассматривать возмущения на входе или на выходе управляемого объекта [27, 35, 39].

С технологической точки зрения к возмущениям на входе легко привести такие помехи как неконтролируемые изменения размалываемости измельчаемого материала на входе мельницы, изменения теплотворной способности топлива на входе горелки в печи, изменения концентраций или расходов материала на входе реактора и т.д. К возмущениям на выходе можно отнести неконтролируемые изменения нагрузки: механические, гидравлические, температурные и т.д.

С развитием методов управления появляется классификация возмущений с точки зрения характера временных зависимостей. В классической теории рассматриваются, во-первых, высокочастотные возмущения произвольного вида, которые устраняются за счет инерционности системы при соответствующем выборе параметров. Во-вторых, это возмущения типа единичного скачка, линейно возрастающих функций, функций с постоянным ускорением. Действие таких возмущений рассматриваются в установившемся режиме при исследовании статических систем и систем с разной степенью астатизма.

На следующем этапе развития теории управления рассматриваются случайные возмущения. Оптимальные решения были получены для процессов типа белый шум (АКОР, ЛКГ). Практически эти системы используются и для цветных шумов.

Далее рассматривались возмущения как функции из пространства  $L_2$ , то есть функции, интегрируемые с квадратом ( $H^2$  и  $H^\infty$  – теория управления). Это является лучшим приближением к реальности, чем предыдущие исследования. Практически это почти любые функциональные зависимости с конечным временем действия.

Все вышеперечисленные виды возмущений могут быть скомпенсированы при использовании одноконтурных и каскадных систем при решении задач стабилизации. При автоматизации технологических процессов в нормальном режиме такие задачи достаточно хорошо изучены, а системы широко используются.

Кроме этого, существует класс ограниченных по модулю возмущений, которые действуют на бесконечном интервале времени. Такие возмущения присутствуют в нормальном режиме



функционирования технологического процесса и проявляются в установившемся режиме. В переходном процессе они компенсируются достаточно просто одноконтурной системой, но в установившемся режиме в низкочастотном и среднечастотном диапазонах они пропускаются на выход объекта, и одноконтурная система с ними не справляется.

Такие возмущения не парируются одноконтурными и каскадными системами, которые обычно используются при автоматизации [55-57]. Чтобы в этом убедиться, достаточно рассмотреть некоторые выборки значений технологических переменных, снятых на реальном объекте при достаточно большом времени между изменением задания регуляторов – она часто содержит низкочастотные тренды, одной из причин, которых являются ограниченные возмущения и использование одноконтурных и каскадных систем стабилизации, которые не парируются этими системами.

В работе [61] показано, что оптимальное управление линейной системой по интегральному квадратичному функционалу при наличии детерминированного возмущения реализуется в рамках двухконтурной системы при комбинированном управлении, когда используется комбинация из управлений по отклонению и по возмущению.

Основным препятствием для применения такого подхода является необходимость измерения возмущений. Практически это выполняется только в очень редких случаях.

Дальше рассматривается проблема управления линейным объектом с запаздыванием по управлению при наличии одновременно возмущений из  $L_2$  и ограниченных возмущений в нормальном режиме функционирования без предиктора в комбинированной системе регулирования. Предполагается наличие существенной неопределенности при задании величины запаздывания и наличии параметрической неопределенности инерционной части. Возможность измерения возмущений не предполагается. Решение ищется в классе традиционных законов регулирования.

Кроме этого, в этой главе рассмотрено управление технологическим объектом с учетом перекрестных связей при помощи предложенной структуры компенсации возмущений, которая использована для компенсации связей.

### **3.1 Традиционный подход построения комбинированного управления**

Два варианта структурных схем комбинированных систем, которые традиционно используются при автоматизации технологических процессов [5, 50], показаны на рисунке 3.1 и рисунке 3.2. Возможны и другие похожие схемы.

Для реализации принципа управления по возмущению сигнал, компенсирующий действие возмущения, подается либо на вход объекта (рисунок 3.1), либо на вход регулятора (рисунок 3.2).

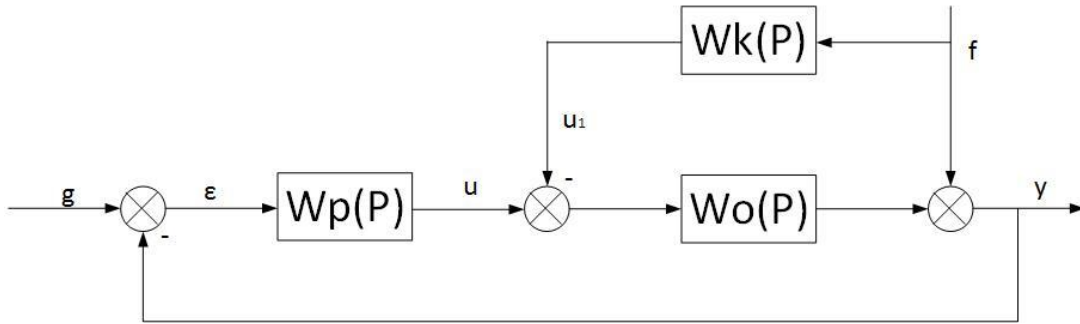


Рисунок 3.1 – Комбинированное управление при возмущении на выходе объекта

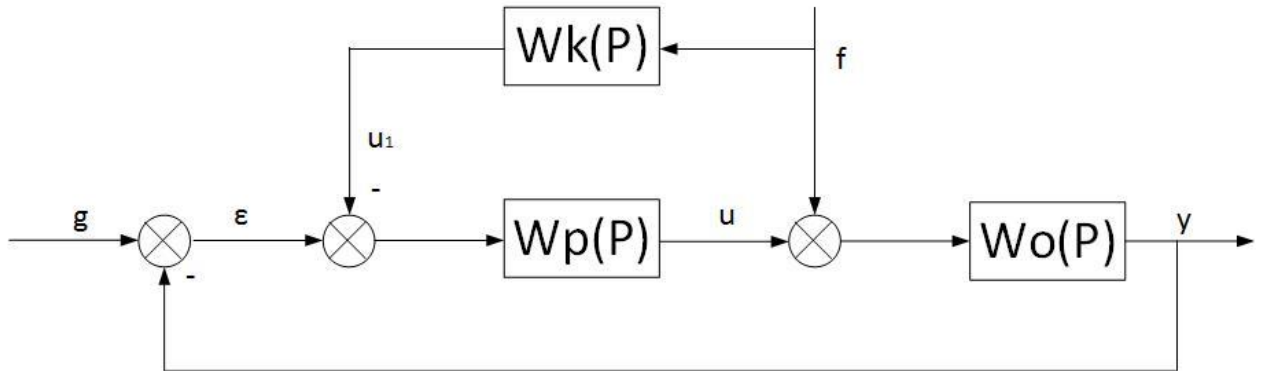


Рисунок 3.2 – Комбинированное управление при возмущении на входе объекта

Но для создания такой системы необходимо измерять возмущение. Передаточная функция компенсатора определяется на основании двухканальной схемы. Для структурной схемы на рисунке 3.1 она будет иметь вид

$$W_K(p) = W_0^{-1}(p). \quad (3.1)$$

Для структурной схемы на рисунке 3.2 она будет иметь вид

$$W_K(p) = W_P^{-1}(p). \quad (3.2)$$

Передаточная функция (3.1) физически не реализуема из-за наличия запаздывания. Передаточная функция (3.2) может быть реализована. Эти системы позволяют получить достаточно хорошее качество управления, но только при возможности измерения возмущения.

В большинстве случаев измерение возмущений невозможно, поэтому вместо этого используется оценка возмущения, которая получается, если ввести в структурные схемы модель объекта в виде известной номинальной передаточной функции. Такие схемы, соответствующие схемам на рисунке 3.1 и рисунке 3.2, показаны на рисунке 3.3 и рисунке 3.4. На рисунке 3.3 сигнал  $f_1$  представляет собой оценку возмущения  $f$ , которое действует на выходе объекта. На рисунке 3.4 сигнал  $f_1$  представляет собой оценку сигнала возмущения  $f$ , которое действует на входе объекта, после прохождения через объект.

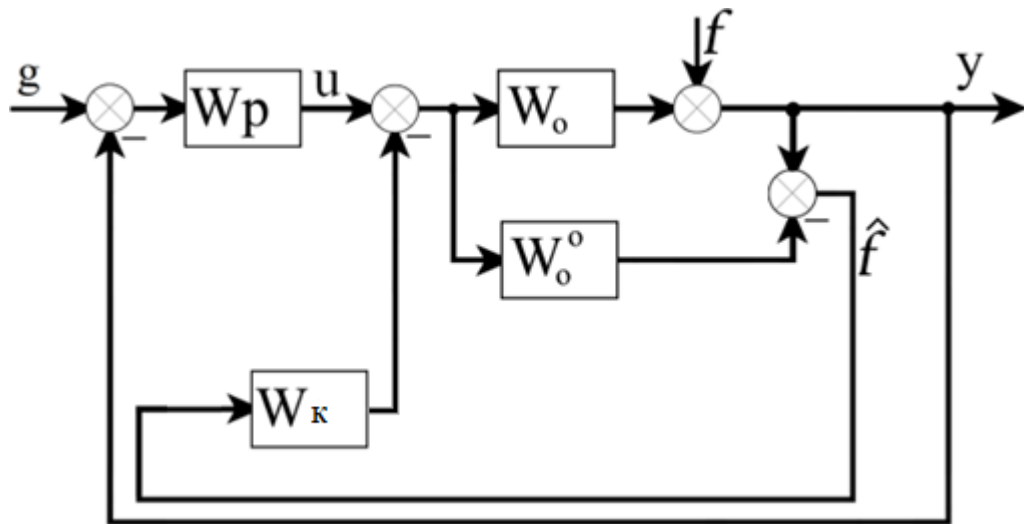


Рисунок 3.3 – Структурная схема комбинированной системы с компенсацией возмущения на входе объекта

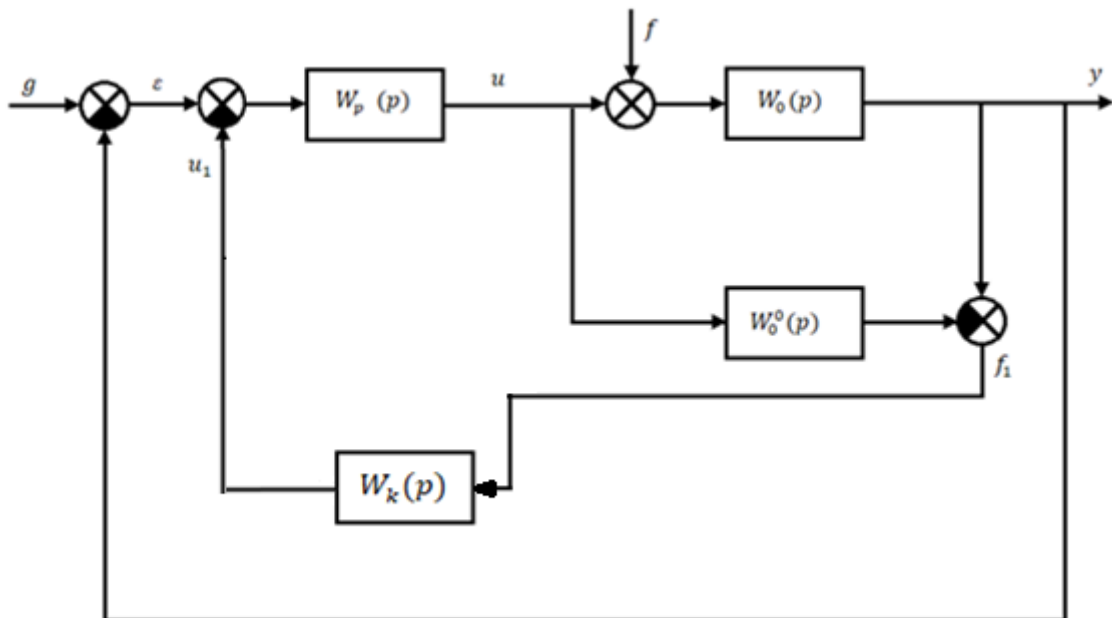


Рисунок 3.4 – Структурная схема комбинированной системы с компенсацией возмущения на входе регулятора

Так как передаточная функция модели объекта отличается от реальной, то полученные оценки являются обобщенными в том смысле, что они содержат суммарную информацию о величине возмущения и о неопределенности модели объекта. С точки зрения качества компенсации возмущения присутствие фактора неопределенности модели в используемой оценке является негативным, оно ухудшает качество компенсации.

Определим передаточную функцию компенсатора. Рассмотрим, например, структурную схему на рисунке 3.3.

$$f_1(p) = \Delta W(p)u(p) + f(p), \quad \Delta W(p) = W_o(p) - W_o^o(p),$$

Сигнал, компенсирующий возмущение  $f(p)$  будет

$$u_1 = W_K(p)f_1(p) = W_K(p)(\Delta W(p)u(p) + f(p)). \quad (3.3)$$

Условие компенсации по двухканальной схеме будет

$$f(p) - W_0(p)W_K(p)f_1(p) = f(p) - W_0(p)W_K(p)(\Delta W(p)u(p) + f(p)).$$

Видно, что полная компенсация невозможна, так как неизвестно значение  $\Delta W(p)$ . С учетом этого получим по аналогии с (3.1)  $W_K(p) = (W_0^0(p))^{-1}$ , тогда на основании (3.3) получим

$$u_1(p) = (W_0^0(p))^{-1}(\Delta W(p)u(p) + f(p)). \quad (3.4)$$

**Утверждение 3.1** Контур компенсации (рисунок 3.3) при наличии неопределенности задания величины запаздывания неустойчив.

Для доказательства рассмотрим случай, когда параметрическая неопределенность в инерционной части отсутствует, а величина запаздывания известна с неопределенностью  $\Delta\tau > 0$ . Тогда, если  $\tau_0$  — номинальные значения величины запаздывания в объекте, то  $W_0(p) = \bar{W}_0(p) \exp(-(\tau_0 + \Delta\tau)p)$ ,  $W_0^0(p) = \bar{W}_0^0(p) \exp(-\tau_0 p)$  и  $\bar{W}_0(p) = \bar{W}_0^0(p)$ .

Рассмотрим выражение (3.4) при условии.  $u = -u_1$  — отрицательная обратная связь в контуре оценивания возмущения при  $\varepsilon = 0$ . Тогда характеристическое уравнение будет

$$1 + (W_0^0(p))^{-1}(\Delta W(p)) = 0. \quad (3.5)$$

Подставляя передаточные функции  $W_0^0(p)$  и  $\Delta W(p)$ , получим

$$1 + (\bar{W}_0^0(p) \exp(-p\tau))^{-1} \bar{W}_0^0(p) (\exp(-p(\tau + \Delta\tau)) - \exp(-p\tau)) = 0. \quad (3.6)$$

Отсюда

$$1 + \exp(-p\Delta\tau) - 1 = 0.$$

Или

$$\exp(-p\Delta\tau) = 0. \quad (3.7)$$

Воспользуемся разложением в ряд Маклорена, тогда левая часть (3.7) с любой степенью точности может быть представлена полиномом произвольной степени, и вместо (3.7) получим

$$1 - \Delta\tau p + \frac{(\Delta\tau)^2}{2!} p^2 - \dots + (-1)^k \frac{(\Delta\tau)^k}{k!} p^k = 0. \quad (3.8)$$

Для характеристического уравнения (3.8) не выполняются необходимые условия устойчивости, так как характеристический полином имеет отрицательные коэффициенты (критерий устойчивости Стодолы).

Таким образом, структурные схемы, представленные на рисунках 3.1, 3.3 оказываются не работоспособными, если возмущение не измеряется, а величина запаздывания задана даже с минимальной неопределенностью. Этот вывод справедлив и для других подобных структурных схем. Рассмотрим пример

### Пример 3.1

Рассмотрим номинальную передаточную функцию объекта

$$W_0^0(p) = \frac{2 \exp(-10p)}{15p+1}. \quad (3.9)$$

Пусть регулятор будет (2.28), и далее (2.25). Далее предполагается сравнение с предлагаемым методом построения комбинированной системы. Для номинальных значений величины запаздывания и остальных параметров переходная характеристика по возмущению на выходе системы, представленной на рисунке 3.3 показана на рисунке 3.5.

При моделировании система становится неустойчивой при неопределенности задания величины запаздывания  $\Delta\tau = 0.25\text{с}$ .

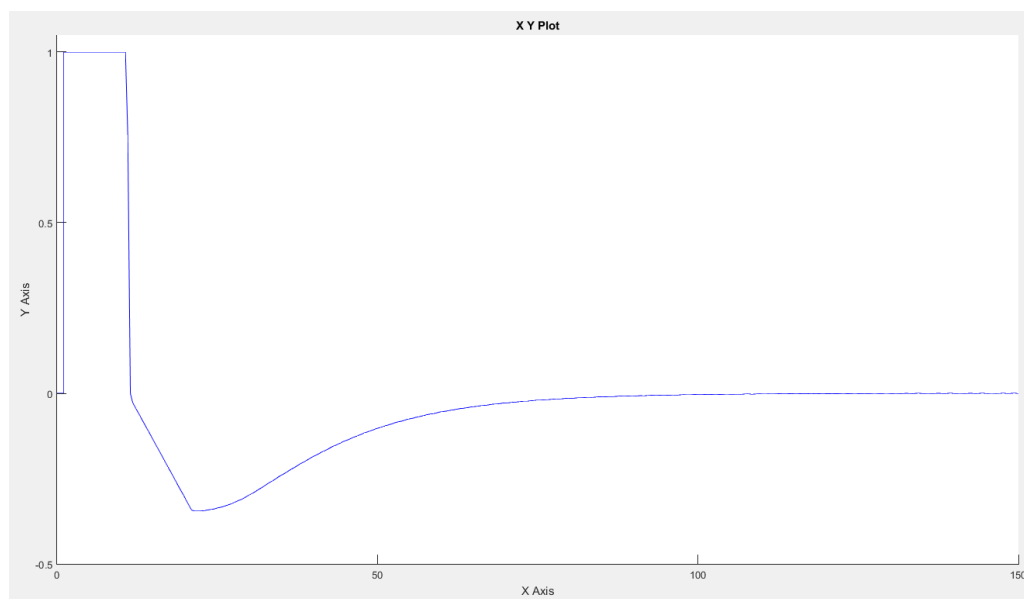


Рисунок 3.5 – Переходная характеристика комбинированной системы

### 3.2 Робастная стабилизация при комбинированном управлении

Задача компенсации возмущений для объекта без запаздывания или с запаздыванием по состоянию в рамках робастного подхода имеет известные решения [7, 9, 61]. Для решения различных практических задач также активно используется робастное адаптивное управление [11, 51, 52, 71, 89, 94, 102, 105].

Но для объектов с запаздыванием по управлению такие исследования начали проводиться совсем недавно. Здесь следует отметить решения, полученные для мультисинусоидального возмущения [10, 52, 103, 104], а также решение [44] для возмущения произвольной формы, но при точном знании величины запаздывания. Но общего решения для произвольного возмущения с неопределенностью запаздывания до сих пор не существует.

При решении таких задач обычно используется структура предиктора возмущения, для формирования которой необходимо точное знание величины запаздывания, и это делает систему чувствительной к изменению запаздывания в канале управления. На практике изменения величины запаздывания очень часто имеют место при автоматизации технологических процессов.

Например, для цементной мельницы ошибка в определении запаздывания может достигать до 50%. Также всегда параллельно имеет место параметрическая неопределенность.

В работах [49, 98] предложены новые структуры систем для робастной стабилизации линейного объекта без предиктора с компенсацией медленно изменяющегося (по отношению к динамике объекта) возмущения на входе и на выходе объекта заранее неизвестной формы. В модели объекта предполагается параметрическая неопределенность и неопределенность задания величины запаздывания [18, 31, 32, 34, 36, 37].

Будем рассматривать устойчивый объект регулирования с запаздыванием по управлению с возмущением на входе, который описывается моделью вида

$$y(p) = W_0(p)(u(p) + f(p)) = k_0 \cdot \frac{B_m(p)}{A_n(p)} \cdot \exp(-\tau p) \cdot (u(p) + f(p)), \quad (3.10)$$

где  $W_0(p)$  – передаточная функция объекта с запаздыванием,  $f(p)$  – ограниченное детерминированное возмущение, относительно полиномов  $\alpha_n(p)$ ,  $\beta_m(p)$  и запаздывания все предположения остаются прежними, они сформулированы при пояснении к формуле (2.1).

Соответствующая номинальная модель имеет вид (2.2). Предполагается, что возмущение измерить невозможно и для него выполнены ограничения на величину абсолютного значения и на производные

$$|f^k(t)| \leq M_K, \quad k = 0, 1, \dots, K, \quad (3.11)$$

где  $K$  – максимальный рассматриваемый порядок производной.

Требуется разработать структуру системы управления с компенсацией возмущения  $f(p)$  заранее неизвестной формы, грубую по отношению к изменению величины запаздывания  $\tau$  в (3.10) и к изменению коэффициентов полиномов передаточной функции инерционной части  $B_m(p)$ ,  $A_n(p)$ .

Целью управления является выполнение неравенства

$$|g(t) - y(t)| \leq \delta, \quad (3.12)$$

где  $g(t)$  – задание на входе системы,  $y(t)$  – выход системы,  $\delta$  – величина погрешности.

Для этого предполагается сформировать сигнал  $u_1(t)$ , компенсирующий возмущение  $f(t)$  с заданной точностью

$$|f(t) - u_1(t)| \leq \delta_1, \quad (3.13)$$

где  $u_1(t)$  – сигнал для компенсации возмущения,  $\delta_1$  – погрешность компенсации, которая соответствует заданной величине  $\delta$  в (3.12).

Для оценки величины возмущения обычно используют внутреннюю модель [44, 52, 74, 76, 103], после чего решается задача компенсации возмущения. При наличии запаздывания по управлению для компенсации необходимо использовать предиктор, который можно построить,

если заранее задаться видом возмущения. Но даже в этом случае структура системы с предиктором весьма чувствительна к неопределенности задания величины запаздывания в (3.10).

Здесь предлагается иная структурная схема компенсации возмущения без предиктора, показанная на рисунке 3.6.

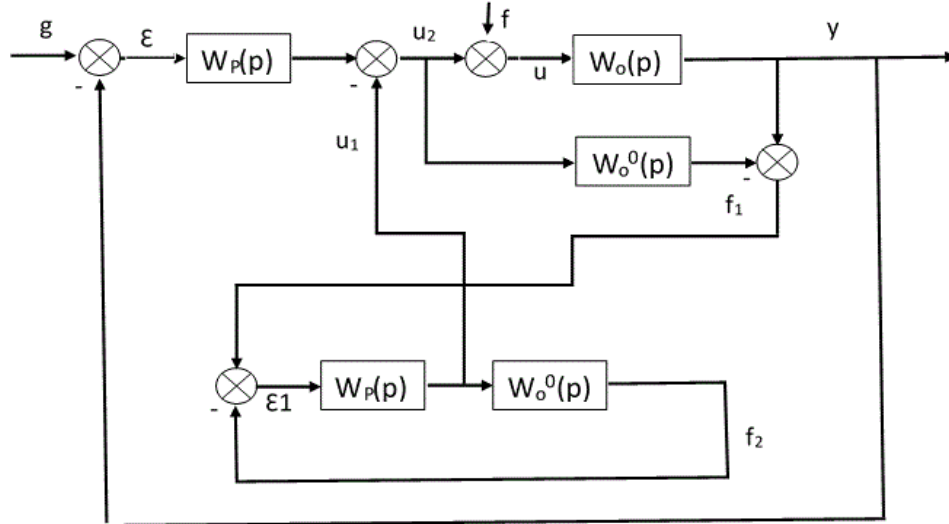


Рисунок 3.6 – Структурная схема комбинированного управления

Внутренняя модель использована для построения оценки реакции на выходе системы  $f_1$ , вызванной действием возмущения на ее входе. Поскольку для оценивания использована номинальная передаточная функция объекта, то полученная оценка является обобщенной, так как дополнительно содержит информацию о параметрической неопределенности передаточной функции реального объекта.

Переменная  $f_1$  поступает на вход следящей системы, которая структурно совпадает с одноконтурной системой, только вместо передаточной функции объекта (3.10) здесь использована номинальная передаточная функция (2.2). Если в идеале предположить, что выход следящей системы  $f_2$  точно совпадает с  $f_1$  и  $W_0^0(p) = W_0(p)$ , то тогда она является точной моделью, по которой можно проследить, как действует возмущение в любой точке структурной схемы одноконтурной системы. Полученная таким образом переменная  $u_1$  используется в системе для компенсации возмущения  $f$ . На основании структурной схемы имеет место следующее соотношение

$$f_1(p) = W_0(p)(f(p) + u_2(p)) - W_0^0(p)u_2(p).$$

Отсюда

$$f_1(p) \approx W_0^0(p)f(p) + \Delta W(p)u_2(p), \quad (3.14)$$

где  $\Delta W(p) = W_0(p) - W_0^0(p)$ .

В соответствии со структурной схемой на рисунке 3.6 справедлива формула

$$u_1(p) = W_P(p)f(p)_1 - W_P(p)W_0^0(p)u_1(p). \quad (3.15)$$

С учетом (3.14) при  $u_2(p) = W_p(p)\varepsilon(p) - u_1(p)$  для компенсирующего сигнала  $u_1(p)$  получим выражение

$$u_1(p) = \frac{W_p(p)W_0^0(p)}{1+W_p(p)W_0^0(p)+\Delta W(p)W_p(p)} f(p) + \frac{\Delta W(p)W_p^2(p)}{1+W_p(p)W_0^0(p)+\Delta W(p)W_p(p)} \varepsilon(p), \quad (3.16)$$

также для основного контура будет

$$\varepsilon(p) = \frac{1}{1+W_p(p)W_0(p)} g(p) - \frac{W_0(p)}{1+W_p(p)W_0(p)} (f(p) - u_1(p)). \quad (3.17)$$

Для оценки грубости системы компенсации возмущения  $f$  можно использовать номинальную модель (3.16) при  $\Delta W(p) = 0$

$$u_1(p) = \Phi(p)f(p) = \frac{W_p(p)W_0^0(p)}{1+W_p(p)W_0^0(p)} f(p), \quad (3.18)$$

где  $\Phi(p)$  – передаточная функция замкнутой номинальной системы по каналу задание-выход ( $g \rightarrow y$ ).

Таким образом, передаточная функция, связывающая компенсирующий сигнал  $u_1(p)$  с возмущением  $f(p)$  совпадает с номинальной передаточной функцией замкнутой системы основного контура. Следовательно, эти системы имеют одинаковую грубость по отношению к неопределенности величины запаздывания и параметрической неопределенности.

Будем предполагать, что в передаточной функции регулятора  $W_p(p)$  присутствует интегратор и, следовательно, система по каналу  $f \rightarrow u_1$  является астатической первого порядка. Тогда для реального объекта ( $\Delta W(p) \neq 0$ ) при  $p \rightarrow 0$  получим  $W_p(p) \rightarrow \infty$ , и на основании (3.16), (3.17) в установившемся режиме ( $p = 0$ ) выполняется соотношение

$$u_1 = f - \frac{\Delta W(0)}{W_0^0(0)} f + \frac{1}{W_0(0)} \cdot \frac{\Delta W(0)}{W_0^0(0)} g. \quad (3.19)$$

Отсюда в окрестности статического режима можно получить оценку (3.12)

$$|u_1 - f| \leq \delta_1 = \frac{\max|\Delta W(0)|}{|W_0^0(0)|} |f(0)| + \frac{\max|\Delta W(0)|}{|W_0^0(0)|^2} |g(0)|. \quad (3.20)$$

При наличии изменяющегося ограниченного возмущения на выходе системы возникает помеха, амплитуда которой зависит от частотного спектра возмущения на входе объекта. Если предположить, что это гармонический сигнал с известной частотой, то на выходе он превращается в помеху с той же частотой, но с дополнительным фазовым сдвигом и новой амплитудой, величина которой уменьшается с уменьшением частоты.

Подставляя (3.16) в (3.17) можно получить

$$\varepsilon(p) = \frac{1 + W_p(p)W_0(p)}{(1 + W_p(p)W_0(p))^2 - W_0(p)\Delta W(p)W_p^2(p)} g(p) - \frac{(1+W_p(p)W_0(p)) \cdot W_0(p) \cdot (1+\Delta W(p)W_p(p))}{(1+W_p(p)W_0(p))^2 - W_0(p)\Delta W(p)W_p^2(p)}. \quad (3.21)$$

Отсюда видно, что номинальная система ( $\Delta W(p) = 0$ ) с компенсатором описывается моделью вида



$$\varepsilon(p) = \frac{1}{1+W_P(p)W_0^0(p)} g(p) - \frac{W_0^0(p)}{1+W_P(p)W_0^0(p)} f(p). \quad (3.22)$$

Это совпадает с номинальной моделью динамики основного контура. Следовательно, введение системы компенсации не влияет на динамику основного контура. Анализ влияния неопределенности  $\Delta W(p) \neq 0$  на динамику, может быть, в каждом конкретном случае проведен путем моделирования.

На основании (3.21) в установившемся режиме получим

$$\varepsilon = -\frac{W_0^2(0)\Delta W(0)}{W_0^2(0)-W_0(0)\Delta W(0)} f = -\frac{W_0(0)\Delta W(0)}{W_0(0)-\Delta W(0)} f. \quad (3.23)$$

Отсюда при  $W_0^0(p) = W_0(p) - \Delta W(p)$  может быть получена оценка (3.13) вида

$$|g - y| \leq \delta = \max|\Delta W(0)| \cdot \frac{|W_0(0)|_{\max}}{|W_0^0(0)|}. \quad (3.24)$$

Величины  $\Delta W(0)$ ,  $|W_0(0)|$  зависят от интервальных значений параметров передаточных функций объекта.

Таким образом, введение дополнительной замкнутой системы компенсации возмущения в контур управления вместо предиктора дает возможность построить робастную систему с компенсацией медленно изменяющегося тренда на входе объекта управления с запаздыванием.

### Пример 3.2

В качестве примера рассмотрим номинальную передаточную функцию (3.9). Пусть передаточная функция робастного регулятора будет иметь вид ПИ закона регулирования (2.28)

$$W_{P1}(p) = \frac{0.343}{2 \cdot 10} \cdot \frac{15p+1}{p}. \quad (3.25)$$

Будем моделировать возмущение при помощи синусоидального сигнала с заданной частотой. При данном значении величины запаздывания система, показанная на рисунке 3.6, с передаточной функцией регулятора (3.25) обеспечивает подавление возмущения с пятипроцентной точностью в диапазоне частот  $\omega \leq \omega_1 = 0.0075c^{-1}$ . На рисунке 3.7 представлена временная характеристика выхода системы, которая состоит только из основного контура без системы компенсации возмущения, при подаче на вход объекта синусоидального возмущения с единичной амплитудой и частотой  $0.0075c^{-1}$  и задания в виде единичного ступенчатого воздействия

Видно, что компенсации возмущения не происходит.

На рисунке 3.8 показан тот же самый эксперимент, но при наличии в контуре управления следящей системы компенсации возмущения. Видно, что стабилизация происходит с 5%-й точностью.

Система с регулятором (3.25) обладает значительной грубостью к параметрической неопределенности, связанной с изменениями величины запаздывания. На рисунке 3.9 показана временная характеристика, при вариации запаздывания в объекте на 50% (при  $\tau = 1.5\tau_0 = 15c$ ), когда перерегулирование не превышает 30%. Граница устойчивости достигается при  $\tau = 23c$ .

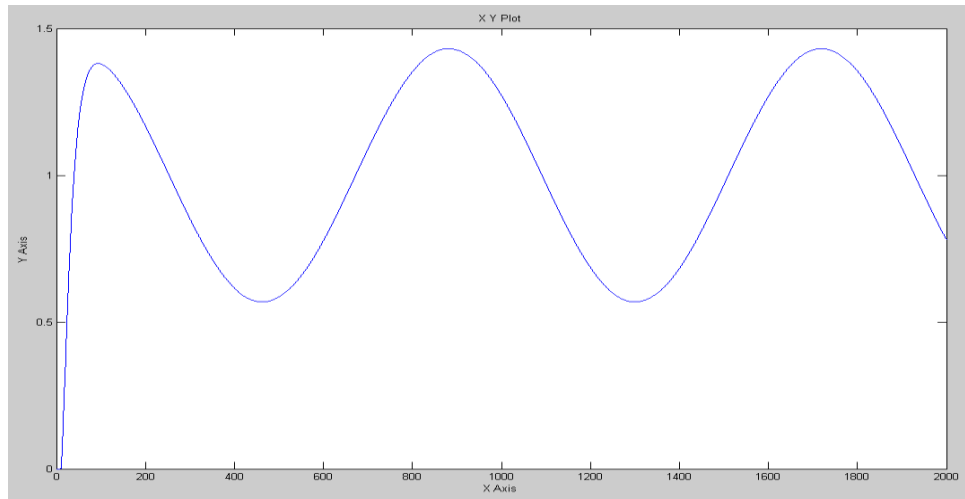


Рисунок 3.7 – Реакция номинальной системы без компенсации возмущения.

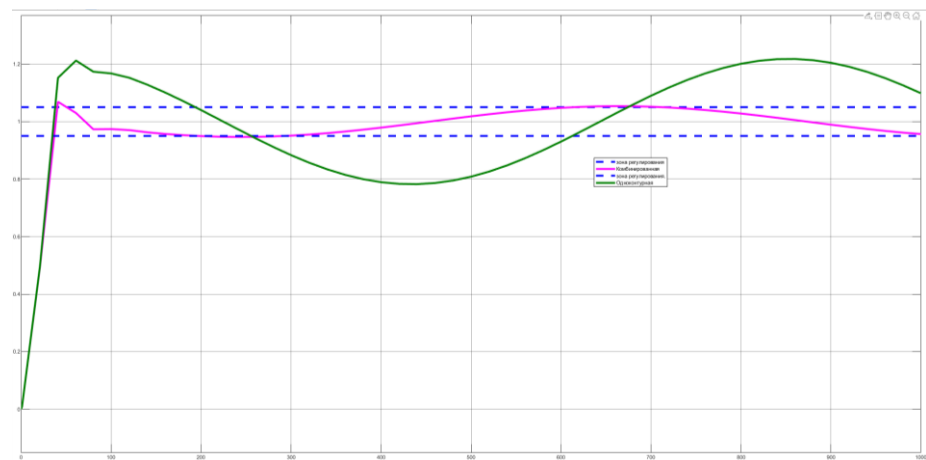


Рисунок 3.8 – Реакция номинальной системы с компенсацией возмущения.

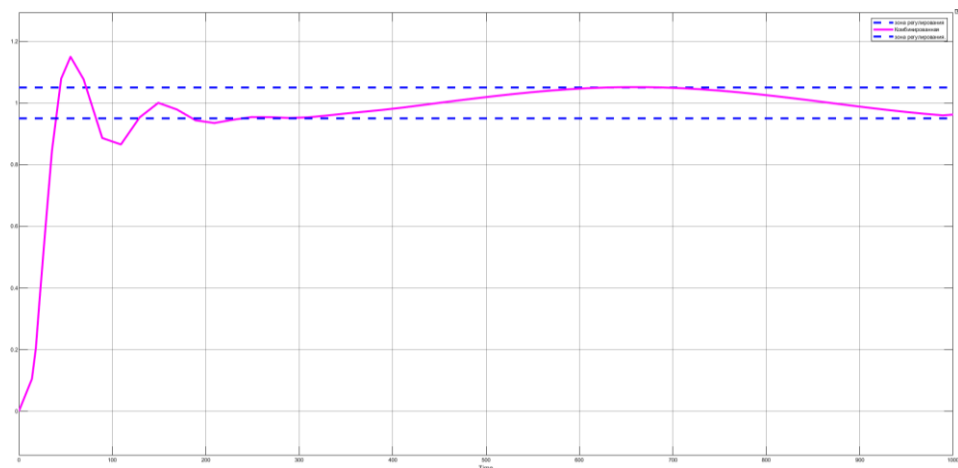


Рисунок 3.9– Реакция системы при вариации запаздывания в объекте на 50%.

Таким образом, в сравнении с примером 3.1 показано, что предлагаемый подход позволяет обеспечить значительную грубость системы стабилизации по отношению к изменению величины запаздывания. Здесь можно еще учесть, что в примере 3.1 возмущение действует на выходе объекта, что является более легким режимом для стабилизации.

Комбинированное управление с возмущением на выходе, аналогичное показанному на рисунке 3.6, будет рассмотрено далее в более широкой постановке.

### 3.3 Комбинированное управление при наличии интегратора в передаточной функции объекта

В работе продолжено исследование, начатое в [49, 98], и предложены новые структуры систем для робастной стабилизации линейного объекта, находящегося на апериодической границе устойчивости с запаздыванием по управлению без предиктора с компенсацией медленно изменяющегося (по отношению к динамике объекта) возмущения на входе и на выходе объекта заранее неизвестной формы [49, 68]. В модели объекта предполагается параметрическая неопределенность и неопределенность задания величины запаздывания.

Рассматривается задача компенсации ограниченного возмущения в установившемся режиме, которое может быть, как на входе, так и на выходе объекта регулирования. Модели объекта управления имеют вид

$$y(p) = W_0(p)(u(p) + f(p)), \quad (3.26)$$

$$y(p) = W_0(p)u(p) + f(p), \quad (3.27)$$

где  $f(p)$  – ограниченное возмущение,  $u(p)$  – управление,  $y(p)$  – выходная величина,  $f, u, y \in R$ , передаточная функция имеет вид

$$W_0(p) = p^{-1}\bar{W}_0(p) = k_0 \frac{\beta_m(p)}{p\alpha_n(p)} \exp(-\tau p), \quad (3.28)$$

где  $\alpha_n(p), \beta_m(p)$  – полиномы порядков  $n$  и  $m$ , корни которых расположены строго левее мнимой оси,  $\alpha_n(0) = \beta_m(0) = 1$ ,  $k_0$  – коэффициент передачи,  $\underline{k}_0 \leq k_0 \leq \bar{k}_0$ ,  $\tau$  – запаздывание  $\underline{\tau} \leq \tau \leq \bar{\tau}$ , коэффициенты полиномов  $\alpha_n(p), \beta_m(p)$  могут изменяться в заданных интервалах.

Наряду с реальной передаточной функцией рассматривается номинальная передаточная функция объекта без интегратора вида 2.3

$$W_0^0(p) = \bar{W}_0^0(p) = k_0^0 \frac{\beta_m^0(p)}{\alpha_n^0(p)} \cdot \exp(-\tau_0 p), \quad (3.29)$$

где  $k_0^0, \tau_0$  — номинальные значения коэффициента передачи и запаздывания,  $\beta_m^0(p), \alpha_n^0(p)$  — номинальные полиномы числителя и знаменателя, ( $m \leq n$ ,  $\beta_m^0(0) = \alpha_n^0(0) = 1$ ), корни полиномов  $\alpha_n^0(p), \beta_m^0(p)$  расположены строго слева от мнимой оси, коэффициенты номинальной модели принадлежат интервалам, указанным в (3.27)  $\underline{k}_0 \leq k_0^0 \leq \bar{k}_0$ ,  $\underline{\tau} \leq \tau_0 \leq \bar{\tau}$ .

Если рассматривается устойчивый объект, то передаточная функция (3.28), примет вид

$$W_0(p) = \bar{W}_0(p) = k_0 \frac{\beta_m(p)}{\alpha_n(p)} \exp(-\tau p), \quad (3.30)$$

а номинальная передаточная функция совпадает с (3.29).

Целью управления является выполнение неравенств (3.12), (3.13).

Структурные схемы для передаточных функций объекта с интегратором вида (3.26), (3.27), (3.28) приведены на рисунке 3.10 и рисунке 3.11. При этом

$$W_d(p) = \frac{p}{T_E p + 1}, \quad (3.31)$$

где  $T_E$  – малая постоянная времени.

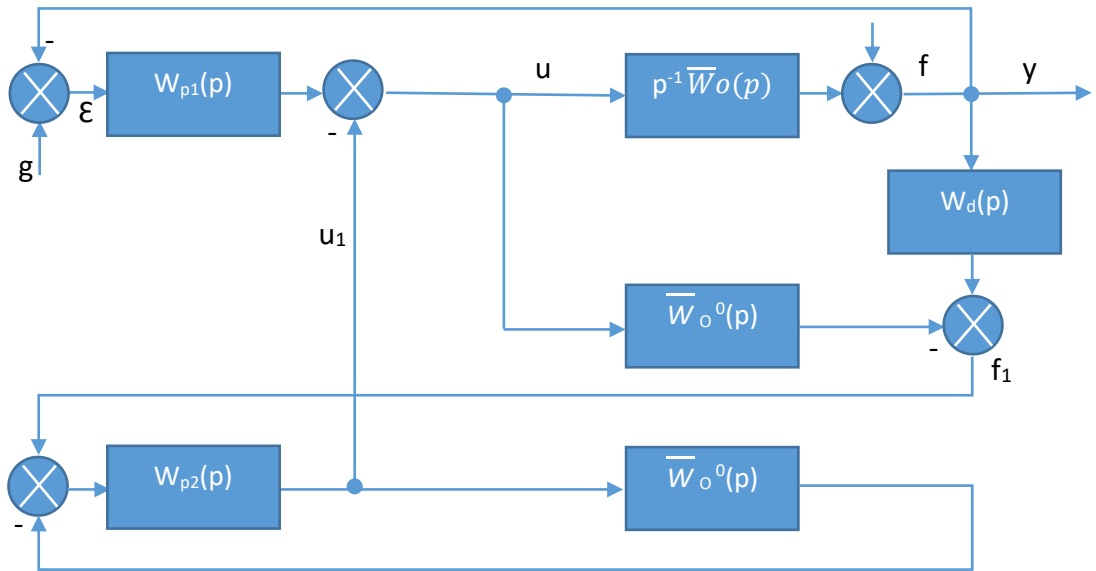


Рисунок 3.10 – Структурная схема комбинированного управления

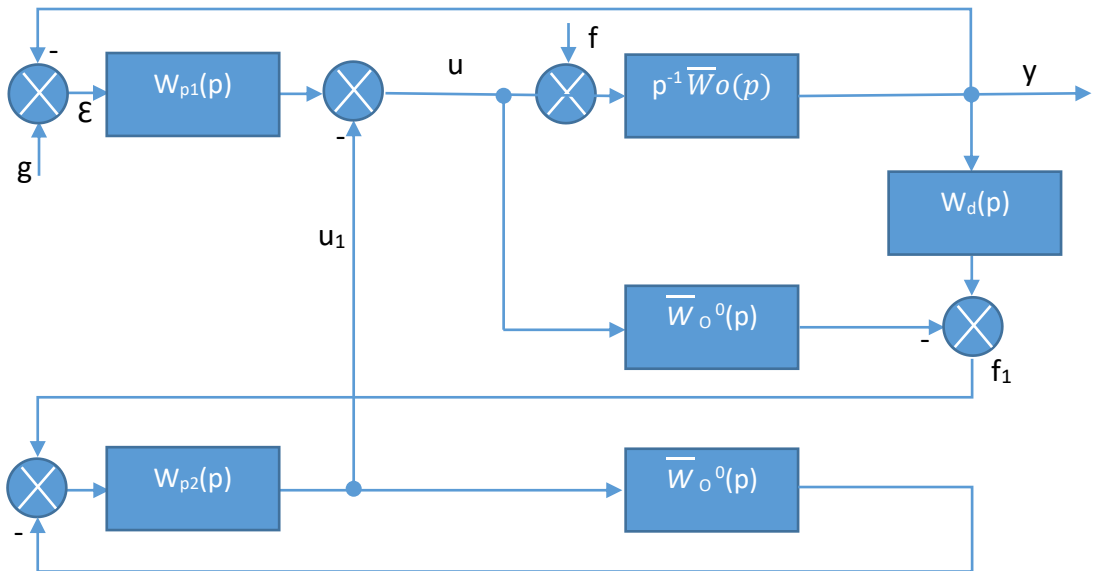


Рисунок 3.11 – Структурная схема комбинированного управления

Структурные схемы для строго устойчивого объекта, который был рассмотрен в разделе 3.2 (формула (3.30)), подобны приведенным на рисунке 3.10 и рисунке 3.11, но с  $W_d(p) = 1$ . Принцип работы везде одинаковый. Происходит оценивание влияния возмущения на выход системы. Этот сигнал далее воспроизводится следящей системой второго контура, которая моделирует действие возмущения в любой точке структурной схемы основного контура. В идеале при

точном воспроизведении в следящей системе будет сформирован сигнал на входе номинального объекта, который можно использовать для компенсации влияния возмущения на выход системы, он обозначен  $u_1$ .

Номинальная передаточная функция объекта (3.29) структурно отличается от реальной (3.28) отсутствием интегратора. Поэтому передаточные функции робастных регуляторов в основном  $W_{P1}(p)$  контуре и в дополнительном контуре  $W_{P2}(p)$  отличаются друг от друга, но синтезируются по одной методике, описанной в главе 2.

Для модели (3.26) с возмущением на входе объекта в соответствии с обозначениями, принятыми в (3.26), (3.27), (3.28) получим

$$f_1(p) = W_d(p)W_0(p)(u(p) + f(p)) - \bar{W}_0^0(p)u(p) = \Delta W(p)u(p) + W_d(p)W_0(p)f(p) = \Delta W(p)u(p) + \frac{p}{T_E p + 1} \cdot \frac{1}{p} \cdot \bar{W}_0^0(p)f(p) \approx \Delta W(p)u(p) + \bar{W}_0^0(p)f(p), \quad (3.32)$$

где  $\Delta W(p) = W_d(p)W_0(p) - \bar{W}_0^0(p)$ .

Для компенсирующего сигнала получим

$$u_1(p) = \frac{W_{P2}(p)}{1 + W_{P2}(p)\bar{W}_0^0(p)} (\Delta W(p)u(p) + \bar{W}_0^0(p)f(p)) \quad (3.33)$$

где  $u(p) = W_{P1}(p)\varepsilon(p) - u_1(p)$ .

В номинальной системе при  $\Delta W(p) = 0$  из формулы (3.33) получим

$$u_1(p) = \frac{W_{P2}(p)\bar{W}_0^0(p)}{1 + W_{P2}(p)\bar{W}_0^0(p)} f(p). \quad (3.34)$$

Теперь получим аналогичную формулу для модели (3.27) с возмущением на выходе

$$f_1(p) = W_d(p)W_0(p)u(p) + W_d(p)f(p) - \bar{W}_0^0(p)u(p) = \Delta W(p)u(p) + W_d(p)f(p) \quad (3.35)$$

$$u_1(p) = \frac{W_{P2}(p)}{1 + W_{P2}(p)\bar{W}_0^0(p)} (\Delta W(p)u(p) + W_d(p)f(p)) \quad (3.36)$$

В номинальной системе при  $\Delta W(p) = 0$  из формулы (3.36) получим

$$u_1(p) = \frac{W_{P2}(p)W_d(p)}{1 + W_{P2}(p)\bar{W}_0^0(p)} f(p). \quad (3.37)$$

Для компенсации возмущения  $f$  на выходе объекта используется сигнал

$$W_0(p)u_1(p) = \frac{W_{P2}(p)W_0(p)W_d(p)}{1 + W_{P2}(p)\bar{W}_0^0(p)} f(p). \quad (3.38)$$

Но  $W_0(p)W_d(p) = (T_E p + 1)^{-1}\bar{W}_0$ , поэтому для номинальной системы с точностью до малой постоянной времени  $T_E$  получим формулу (3.34).

Таким образом, в обоих случаях справедливо утверждение

**Утверждение 3.2** В рамках предложенных структур номинальная система компенсации возмущения  $f$  описывается передаточной функцией, совпадающей с передаточной функцией замкнутой номинальной системы основного контура.

**Следствие 3.1** Обе системы имеют одинаковую грубость, которая численно оценивается при помощи  $H^\infty$  – нормы функции чувствительности [1]. Таким образом, для обеспечения робастности системы компенсации следует увеличивать грубость основного контура к неопределенности.

Аналогичный результат был получен в разделе 3.2.

На основании формулы (3.33) для возмущения на входе объекта получим

$$u_1(p) = \frac{1}{1+W_{P_2}(p)(\bar{W}_0^0(p)+\Delta W(p))} [W_{P_2}(p)\Delta W(p)W_{P_1}(p)\varepsilon(p) + W_{P_2}(p)\bar{W}_0^0(p)f(p)] \quad (3.39)$$

Для сигнала ошибки получим

$$\varepsilon(p) = g(p) - y(p) = g(p) - (W_0(p)f(p) + W_0(p)W_{P_1}(p)\varepsilon(p) - W_0(p)u_1(p)).$$

Отсюда с учетом (3.39) получим

$$\varepsilon(p) = \Phi_g(p)g(p) - \Phi_f(p)f(p), \quad (3.40)$$

где  $\Phi_g(p)$  – передаточная функция замкнутой системы по каналу  $g \rightarrow \varepsilon$ , которая имеет вид

$$\Phi_g(p) = \frac{1+W_{P_2}(p)(\bar{W}_0^0(p)+\Delta W(p))}{1+W_{P_2}(p)(\bar{W}_0^0(p)+\Delta W(p))+W_{P_1}(p)W_0(p)(1+W_{P_2}(p)\bar{W}_0^0(p))}, \quad (3.41)$$

где  $\Phi_f(p)$  – передаточная функция замкнутой системы по каналу  $f \rightarrow \varepsilon$ , которая имеет вид

$$\Phi_f(p) = \frac{W_0(p)(1+W_{P_2}(p)\Delta W(p))}{1+W_{P_2}(p)(\bar{W}_0^0(p)+\Delta W(p))+W_{P_1}(p)W_0(p)(1+W_{P_2}(p)\bar{W}_0^0(p))}. \quad (3.42)$$

Аналогичные формулы для возмущения на выходе объекта имеют вид

$$u_1(p) = \frac{1}{1+W_{P_2}(p)(\bar{W}_0^0(p)+\Delta W(p))} [W_{P_2}(p)(\Delta W(p)W_{P_1}(p)\varepsilon(p) + W_d(p)f(p))] \quad (3.43)$$

$$\varepsilon(p) = g(p) - y(p) = g(p) - (f(p) + W_0(p)W_{P_1}(p)\varepsilon(p) - W_0(p)u_1).$$

Для сигнала ошибки при возмущении на выходе также справедлива формула (2.40), но с другими передаточными функциями замкнутой системы

$$\Phi_g(p) = \frac{1+W_{P_2}(p)(\bar{W}_0^0(p)+\Delta W(p))}{(1+W_{P_1}(p)W_0(p))(1+W_{P_2}(p)\bar{W}_0^0(p))+W_{P_2}(p)\Delta W(p)}, \quad (3.44)$$

$$\Phi_f(p) = \frac{1+W_{P_2}(p)(\bar{W}_0^0(p)+\Delta W(p))-W_{P_2}(p)W_d(p)W_0(p)}{(1+W_{P_1}(p)W_0(p))(1+W_{P_2}(p)\bar{W}_0^0(p))+W_{P_2}(p)\Delta W(p)}. \quad (3.45)$$

Из (3.39) видно, что для номинальной системы при  $\Delta W(p) = 0$  по каналу  $g \rightarrow \varepsilon$  в обоих случаях получим

$$\varepsilon(p) = \frac{1}{1+W_{P_1}(p)W_0(p)} g(p). \quad (3.46)$$

Эта модель совпадает с соответствующей моделью для основного контура, следовательно, имеет место утверждение

**Утверждение 3.3** Введение системы компенсации не влияет на динамику номинальной системы основного контура.

**Следствие 3.2** Если вместе с рассматриваемым медленно изменяющимся возмущением  $f(t)$  действует случайное возмущение или функция из  $L_2$ , которые традиционно рассматриваются в теории управления и устраняются за счет действия регулятора основного контура, то при синтезе системы задачи проектирования системы компенсации ограниченного возмущения и проектирования регулятора основного контура могут решаться независимо.

Аналогичный результат был получен в разделе 3.2.

Далее рассмотрим традиционный подход, когда в качестве возмущения используется ступенчатое воздействие  $f(t) = f_m \cdot 1(t)$  и исследуется статическая ошибка системы, вызванная этим возмущением. Если передаточные функции регуляторов  $W_{P1}(p)$ ,  $W_{P2}(p)$  содержат интегратор, то в установившемся режиме ( $p \rightarrow 0$ ) получим  $W_{P1}(p) \rightarrow \infty$ ,  $W_{P2}(p) \rightarrow \infty$ . Также для передаточной функции объекта (3.28) справедливо  $W_0(p) \rightarrow \infty$ .

Тогда на основании формул (3.10), (3.11), (3.12) для возмущения на входе объекта и формул (3.10), (3.13), (3.14) для возмущения на выходе объекта получим  $\varepsilon(p) \rightarrow 0$ . Это следует из того факта, что передаточные функции, которые стремятся к бесконечности, в первом случае в знаменателе присутствуют в кубе, а в числителе в квадрате, во втором случае в знаменателе в квадрате, а в числителе в первой степени.

Таким образом, обе системы обладают астатизмом первого порядка по отношению к возмущению. Если рассматривается ограниченное возмущение произвольного вида, то можно задать максимальными значениями скорости  $\Omega_m$  и ускорения  $a_m$  для сигнала возмущения, как это делается в классической теории [92]. В этом случае в (3.11)  $K = 2$ . Тогда критическая частота синусоидального сигнала с такими же характеристиками будет  $\omega_{kp} = a_m/\Omega_m$ . Величина ошибки в соответствии с (3.40) может быть вычислена для эквивалентного синусоидального сигнала возмущения  $f(t) = f_m \sin \omega_{kp} t$  по формуле

$$|g(t) - y(t)| = |\varepsilon(j\omega_{kp})| = |\Phi_f(j\omega_{kp})| f_m \leq \delta. \quad (3.47)$$

Как показывают результаты моделирования, применение системы компенсации ограниченного возмущения позволяет уменьшить величину ошибки по сравнению с одноконтурной системой для всего диапазона частот, но при этом ошибка растет с увеличением частоты  $\omega_{kp}$ . Всегда можно выделить диапазон частот, при которых выполняется неравенство (3.12), но, к сожалению, это область низких частот. Наличие астатизма означает отсутствие ошибки при нулевой частоте.

Для оценивания точности компенсации для возмущения на входе объекта, находящегося на апериодической границе устойчивости, по формуле (3.13) можно получить аналогичные формулы. После подстановки (3.10), (3.11), (3.12) в (3.9) получим

$$u_1(p) = \Phi_{U1g}(p)g(p) + \Phi_{U1f}(p)f(p), \quad (3.48)$$

где  $\Phi_{U_1g}(p) = b_g(p)/a_g(p)$  – передаточная функция замкнутой системы по каналу  $g \rightarrow u_1$ ,  
 $\Phi_{U_1f}(p) = b_f(p)/a_f(p)$  – передаточная функция по каналу  $f \rightarrow u_1$ ,

$$b_g(p) = W_{P_2}(p)W_{P_1}(p)\Delta W \left(1 + W_{P_2}(p)(\bar{W}_0^0(p) + \Delta W(p))\right), \quad (3.49)$$

$$a_g(p) = \left(1 + W_{P_2}(p)(\bar{W}_0^0(p) + \Delta W(p))\right) \cdot \left[\left(1 + W_{P_2}(p)(\bar{W}_0^0(p) + \Delta W(p))\right) + W_{P_1}(p)W_0(p)(1 + W_{P_2}(p)\bar{W}_0^0(p))\right] \quad (3.50)$$

$$b_f(p) = W_{P_2}(p)\bar{W}_0^0(p) \left[\left(1 + W_{P_2}(p)(\bar{W}_0^0(p) + \Delta W(p))\right) + W_{P_1}(p)W_0(p)(1 + W_{P_2}(p)\bar{W}_0^0(p))\right] - W_{P_2}(p)W_{P_1}(p)\Delta W(p)W_0(p)(1 + W_{P_2}(p)\Delta W(p)), \quad (3.51)$$

$$a_f(p) = \left(1 + W_{P_2}(p)(\bar{W}_0^0(p) + \Delta W(p))\right) \left[\left(1 + W_{P_2}(p)(\bar{W}_0^0(p) + \Delta W(p))\right) + W_{P_1}(p)W_0(p)(1 + W_{P_2}(p)\bar{W}_0^0(p))\right]. \quad (3.52)$$

При воздействии ступенчатых сигналов  $g(t) = g_m \cdot 1(t)$ ,  $f(t) = f_m \cdot 1(t)$  с учетом того, что при  $p \rightarrow 0$  будет  $\bar{W}_0^0(p) + \Delta W(p) \rightarrow W_a(0)W_0(0) = \bar{W}_0^0(0)$  получим (3.13) в установившемся режиме

$$|f(t) - u_1(t)| \leq \delta_1 = \frac{|\Delta W(0)|_{max}^2}{|\bar{W}_0^0(0)|_m^2}. \quad (3.53)$$

Для возмущения на выходе объекта аналогичные формулы принимают вид

$$u_1(p) = - \frac{\left\{ \frac{W_{P_1}(p)W_{P_2}(p)\Delta W(p)[1+W_{P_2}(p)(W_0^0(p)+\Delta W(p)-W_{P_2}(p)W_0(p)W_d(p)]}{[1+W_{P_2}(p)(W_0^0(p)+\Delta W(p))]a(p)} \right\}}{\frac{W_{P_2}(p)W_d(p)}{1+W_{P_2}(p)(W_0^0(p)+\Delta W(p))}} f(p) + \frac{W_{P_1}(p)W_{P_2}(p)\Delta W(p)}{a(p)} g(p). \quad (3.54)$$

$$|f(t) - W_0(0)u_1(t)| \leq \delta_1 = \frac{|\Delta W(0)|_{max}}{|W_0^0(0)|_m} \quad (3.55)$$

При действии возмущений на выходе произвольного вида для оценки погрешности компенсации можно воспользоваться подходом, рассмотренном выше при получении формулы (3.47).

### Пример 3.3

Для примера рассмотрим номинальную передаточную функцию объекта (3.9), но с интегратором

$$W_0^0(p) = \frac{2 \exp(-10p)}{p(15p+1)}. \quad (3.56)$$



Рассмотрим возмущение на выходе объекта и структурную схему системы на рисунке 3.10. Передаточная функция  $W_{P1}(p)$  вычисляется по формуле (2.17) и представляет собой ПИД закон регулирования

$$W_{P1}(p) = \frac{0.343}{10 \cdot 1500 \cdot 2} \cdot \frac{(1500p+1)(15p+1)}{p(0.1p+1)}. \quad (3.57)$$

Здесь  $T_E = 0.1 \text{ с}$ ,  $\gamma = 1500$ . Передаточная функция  $W_{P2}(p)$  вычисляется по формуле (2.8) и является ПИ законом регулирования

$$W_{P2}(p) = \frac{0.343}{10 \cdot 2} \cdot \frac{15p+1}{p}. \quad (3.58)$$

На вход системы в качестве задания поступает единичное воздействие, а в качестве возмущения на выходе использована синусоидальная функция с единичной амплитудой. При данной величине запаздывания система компенсирует возмущение с 5% точностью, если частота  $\omega \leq \omega_1 = 0.006 \text{ с}^{-1}$ . При увеличении частоты требования 5% - точности не выполняются. Соответствующая временная характеристика при  $\omega = 0.006 \text{ с}^{-1}$  показана на рисунке 3.12.

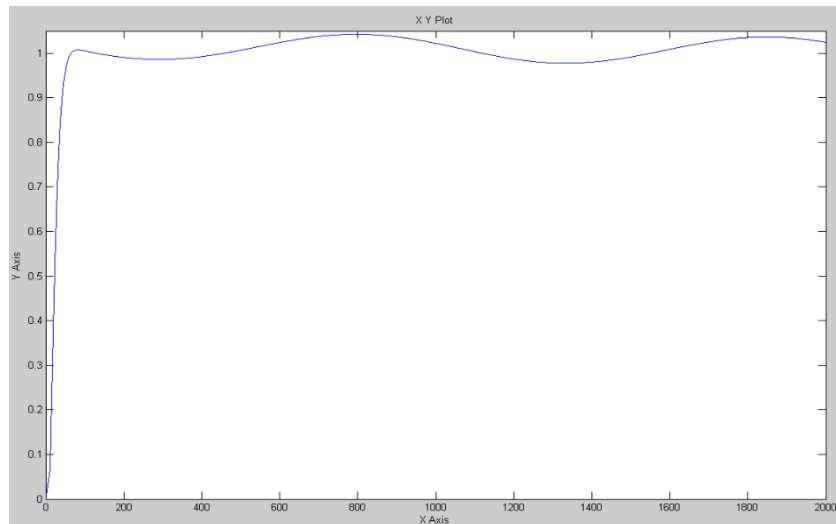


Рисунок 3.12 – Временная характеристика системы в номинальном режиме

При этом амплитуда управления не выходит за пределы  $|u(t)| \leq 1$ .

Система с регуляторами (3.57), (3.58) не теряет устойчивости при увеличении величины запаздывания в передаточной функции объекта до 21.5 с., то есть на 115%. При увеличении величины запаздывания до 17 с., то есть на 70%, перерегулирование не превосходит 30%, следовательно, система не теряет работоспособности, что видно из временной характеристики на рисунке 3.13.

Таким образом, при наличии интегратора в передаточной функции объекта комбинированная система может быть построена по той же идеологии, которая была принята в разделе 3.2, но с модификацией структурной схемы.

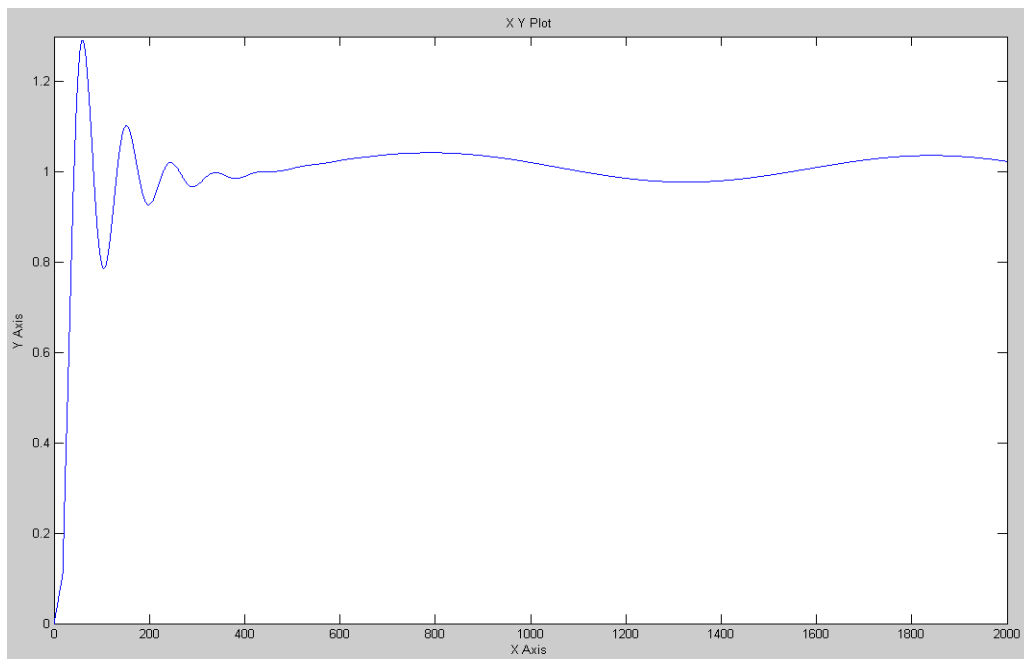


Рисунок 3.13 – Выход системы с неопределенностью задания запаздывания

### 3.4 Управление многосвязным объектом

Традиционно при автоматизации технологических процессов рассматриваются одноконтурные системы с запаздыванием с одним входом и одним выходом, либо каскадные системы. В предыдущих разделах была представлена методика синтеза робастных систем комбинированного управления с запаздыванием, которые должны более активно использоваться на практике, так как позволяют компенсировать ограниченные возмущения, которые проявляются в низкочастотных составляющих технологических переменных.

При автоматизации технологических процессов большое значение также имеет проблема управления многосвязным объектом с запаздыванием. Эта проблема относится к классу до конца не решенных проблем теории управления, хотя этой проблематике посвящено значительное число работ, например, [10, 98, 103, 104]. При наличии запаздываний в прямых и перекрестных связях резко ухудшаются качественные показатели системы, в первую очередь показатели устойчивости за счет влияния перекрестных связей. Неопределенность задания коэффициентов модели и величин запаздываний еще больше усложняет проблему. Также ухудшаются показатели грубости системы, так как они связаны с запасом устойчивости.

Эта задача актуальна при решении задач стабилизации технологических процессов. В них очень часто присутствуют запаздывания по входу в прямых и перекрестных связях, а также они отличаются наличием существенной неопределенности величин запаздываний и параметрической неопределенности инерционных членов модели.

Для решения задачи многосвязного управления чаще всего используют автономную систему [98], для создания которой необходима компенсация перекрестных связей с запаздываниями. Действительно, из теории многосвязных систем [49] известно, что динамическое качество

многомерной системы тем выше, чем точнее она обрабатывает входной сигнал в каждом из прямых каналов управления для каждой выходной величины и чем меньше при этом влияние управления в данном канале на другие выходные переменные из-за взаимных связей. С этой точки зрения идеальной является автономная система, в которой за счет компенсации перекрестных связей исключается взаимное влияние отдельных каналов друг на друга. Именно такой подход обычно используют при автоматизации технологических процессов с запаздываниями.

Физическая реализуемость компенсатора зависит от соотношения величин запаздываний в прямых и перекрестных связях. Также здесь возникают дополнительные трудности из-за параметрической неопределенности инерционных членов модели и величин запаздываний [62]. Традиционная схема компенсатора [9], к сожалению, не обладает достаточной грубостью по отношению к неопределенности величин запаздываний. Поэтому актуальна задача синтеза компенсатора с необходимой грубостью.

Рассмотрим математическую модель объекта управления вида в виде матричной передаточной функции

$$y(p) = W(p)u(p), \quad (3.59)$$

где  $W(p)$  – матрица  $m \times m$  передаточных функций с запаздываниями,  $y(p), u(p)$  –  $m$  мерные векторы.

В развернутом виде модель (3.59) будет иметь вид

$$\begin{bmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \\ \vdots \\ y_m(p) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_{11}(p) & W_{12}(p) & \dots & W_{1m}(p) \\ W_{21}(p) & W_{22}(p) & \dots & W_{2m}(p) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ W_{m1}(p) & W_{m2}(p) & \dots & W_{mm}(p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1(p) \\ u_2(p) \\ \vdots \\ u_m(p) \end{bmatrix}, \quad (3.60)$$

где  $W_{ij}(p) = \tilde{W}_{ij}(p) \exp(-\tau_{ij}p)$  – передаточные функции, связывающие управление  $u_j(p)$  с выходным сигналом  $y_i(p)$ ,  $\tau_{ij}$  – величина запаздывания в канале  $(i, j)$ ,  $\underline{\tau}_{ij} \leq \tau_{ij} \leq \bar{\tau}_{ij}$ ,  $\tilde{W}_{ij}(j\omega)$  – передаточные функции, заданные с параметрической неопределенностью, например  $|\underline{\tilde{W}}_{ij}(j\omega)| \leq |\tilde{W}_{ij}(j\omega)| \leq |\bar{\tilde{W}}_{ij}(j\omega)|$ ,  $0 \leq \omega < \infty$ .

Также рассматривается точно известная номинальная модель, как одна из множества моделей (3.59)

$$y(p) = W^0(p)u(p), \quad (3.61)$$

где матрица  $W^0(p)$  подобна  $W(p)$  и состоит из передаточных функций  $W_{ij}^0(p) = \tilde{W}_{ij}^0(p) \exp(-\tau_{ij}^0 p)$ ,  $\underline{\tau}_{ij} \leq \tau_{ij}^0 \leq \bar{\tau}_{ij}$ ,  $|\underline{\tilde{W}}_{ij}^0(j\omega)| \leq |\tilde{W}_{ij}^0(j\omega)| \leq |\bar{\tilde{W}}_{ij}^0(j\omega)|$ .

Для создания автономной системы обычно используют компенсатор на входе номинального объекта так, чтобы было выполнено условие, позволяющее сделать основные каналы управления независимыми друг от друга

$$W^0(p)W_K(p) = \text{diag}W^0(p) = \text{diag}\{\tilde{W}_1^0(p), \tilde{W}_{22}^0(p), \dots, \tilde{W}_{mm}^0(p)\}, \quad (3.62)$$

где  $W_K(p)$  – передаточная матрица компенсатора.

Из (3.62) получаем передаточную функцию компенсатора

$$W_K(p) = (W^0(p))^{-1} \text{diag}W^0(p). \quad (3.63)$$

При использовании компенсатора (3.63) на входе реального объекта полной компенсации взаимных связей не происходит из-за того, что применение такого подхода ограничено точным знанием передаточных функций, наличием неустойчивых и не минимально фазовых звеньев, физической реализуемостью (3.63), наличием запаздываний в (3.61). Таким образом

$$W(p)W_K(p) = W(p)(W^0(p))^{-1} \text{diag}W^0(p) \neq \text{diag}W(p). \quad (3.64)$$

Здесь нужно оговориться, что такая компенсация всегда возможна в установившемся режиме. Но при наличии запаздываний лучше пользоваться традиционным для автоматизации технологических процессов точным методом компенсации [9] перекрестных связей объекта с запаздыванием, который не предполагает обращения матрицы  $W^0(p)$ . Одна из возможных структурных схем, реализующих данный подход, для  $m = 2$  показана на рисунке 3.14.

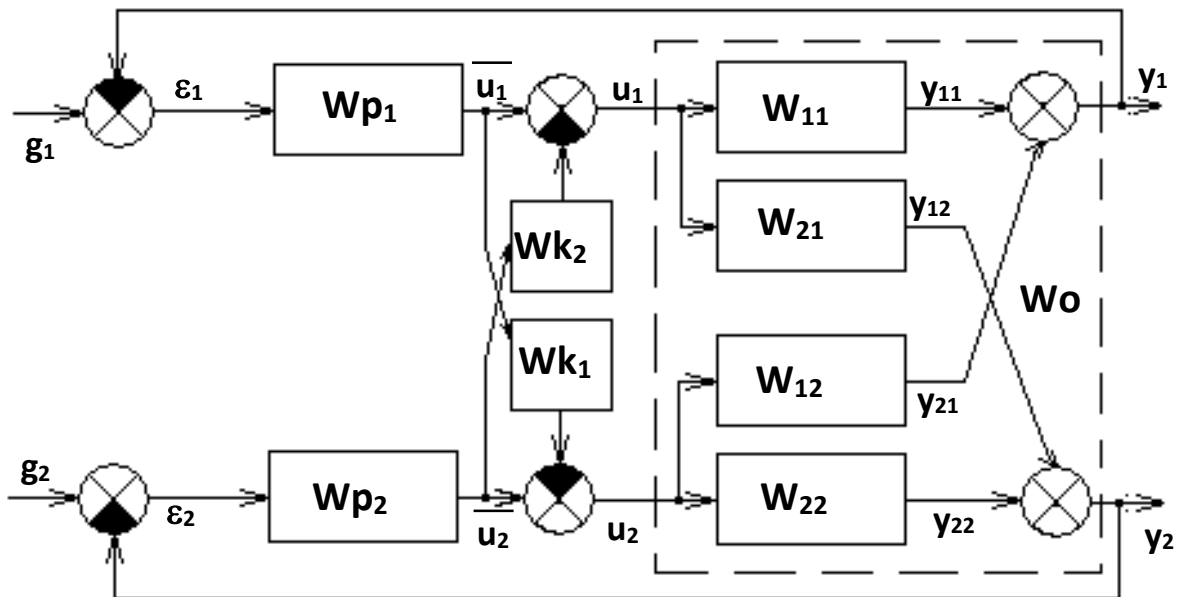


Рисунок 3.14 – Структурная схема многомерной системы с запаздыванием,  $W_{p_i}(p)$  – передаточные функции регуляторов,  $W_{k_i}(p)$  – передаточные функции компенсаторов.

Здесь для компенсации влияния перекрестной связи  $W_{ij}(p)$ ,  $i \neq j$  используется компенсатор  $W_{k_j}(p)$ , на входе которого действует управление  $\tilde{u}_j(p)$ , а выход, которого подается на  $i$  – й вход объекта  $u_i(p)$ . Будем считать, что все передаточные функции  $W_{ij}(p)$ ,  $i, j = 1, \dots, m$ , устойчивы, но среди них при  $i \neq j$  могут быть не минимально фазовые. В этом случае передаточная функция компенсатора может быть вычислена из условия

$$W_{k_j}(p) = (W_{ii}^0)^{-1}(p)W_{ij}^0(p). \quad (3.65)$$

Для физической реализуемости (3.65) должно выполняться следующее условие

$$\Delta\tau_{ij} = \tau_{ij}^0 - \tau_{ii}^0 \geq 0, \quad (3.66)$$

где  $\tau_{ij}^0$  – номинальная величина запаздывания в перекрестной связи, действующей на входе звена  $W_{ij}(p)$ ,  $\tau_{ii}^0$  – запаздывание в элементе  $W_{ii}(p)$ .

Условие (3.66) означает, что запаздывание в перекрестной связи больше, чем запаздывание в диагональном элементе, на выходе которого действует перекрестная связь. Кроме этого, для физической реализуемости передаточной функции (3.65) может понадобиться дополнительное введение малых постоянных времени из-за обращения передаточной функции  $\tilde{W}_{ii}^0(p)$ . Эти факторы, а также несоответствие номинальных и реальных передаточных функций, обуславливают погрешность компенсации. Если не выполняется условие (3.66), то принимается  $\Delta\tau_{ij} = 0$ .

Дальше ставится задача построения структурной схемы многомерной системы с компенсацией, свободной от этих недостатков.

В объекте без компенсатора  $u_i = \bar{u}_i$ ,  $i = 1, \dots, m$ , поэтому в соответствии со структурой на рисунке 3.14 на выходе  $i$  – го канала многосвязного объекта получим дополнительный сигнал от влияния перекрестных связей

$$f_i = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^m W_{ij}(p) \bar{u}_j. \quad (3.67)$$

В объекте с компенсатором на выходе  $i$  – го канала с учетом (3.65) появляется дополнительный компенсирующий сигнал

$$z_i = W_{ii}(p) \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^m W_{Kj}(p) \bar{u}_j(p) = W_{ii}(p) \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^m \left( W_{ii}^0(p) \right)^{-1} W_{ij}^0(p) \bar{u}_j(p). \quad (3.68)$$

В результате получим остаточный сигнал на выходе

$$\phi_i = f_i - z_i = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^m \left[ W_{ij}(p) - W_{ii}(p) \left( W_{ii}^0(p) \right)^{-1} W_{ij}^0(p) \right] \cdot \bar{u}_j. \quad (3.69)$$

Для номинального  $i$  – го канала многосвязного объекта при  $W_{ii}(p) = W_{ii}^0(p)$  получим

$$\phi_i^0 = f_i - z_i = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^m [W_{ij}(p) - W_{ij}^0(p)] \cdot \bar{u}_j. \quad (3.70)$$

При этом в качестве перекрестных связей рассматривается реальная, а не номинальная динамика, так как наличие этих связей является основной причиной ухудшения качества многомерной системы.

Это традиционный результат. Теперь для получения альтернативного компенсирующего сигнала воспользуемся результатами [16, 14, 19, 29, 30]. В качестве примера рассмотрим атмосферный блок колонну К2 (раздел 2.2.) как многосвязный объект управления процесса нефтепереработки.

Рассмотрим структурную схему на рисунке 3.15. Здесь внутренняя модель использована для построения оценки реакции на выходе системы  $\hat{f}_i$ , вызванной действием дополнительного сигнала от влияния перекрестных связей  $f_i$  на выходе. Это влияние дальше интерпретируется как ограниченное возмущение с бесконечным временем действия. Поскольку для оценивания использована номинальная передаточная функция  $i$  – го канала объекта, то полученная оценка является обобщенной, так как дополнительно содержит информацию о параметрической неопределенности передаточной функции реального объекта в этом канале.

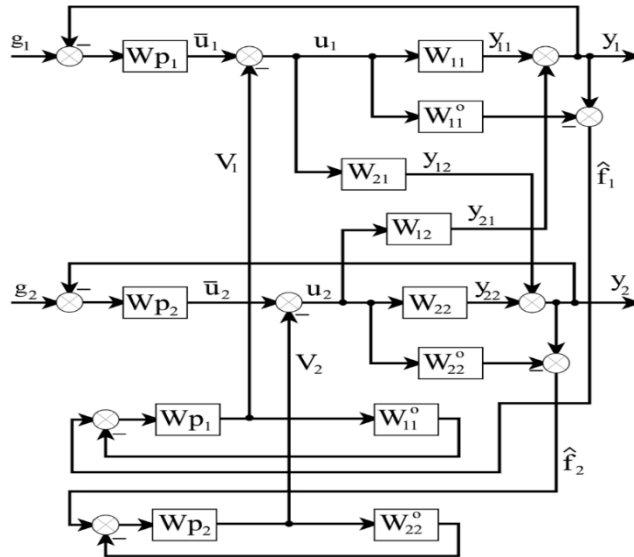


Рисунок 3.15 – Структурная схема предложенной многомерной системы с запаздыванием

Переменная  $\hat{f}_i$  поступает на вход следящей системы, которая структурно совпадает с одно-контурной системой  $i$  – го канала, только вместо передаточной функции  $W_{ii}(p)$  здесь использована номинальная передаточная функция  $W_{ii}^0(p)$ . Если в идеале предположить, что выход следящей системы точно совпадает с  $\hat{f}_i$  и  $W_{ii}^0(p) = W_{ii}(p)$ , то тогда она является точной моделью, по которой можно проследить, как действует возмущение в любой точке структурной схемы одно-контурной системы. Полученная таким образом переменная  $u_i$  используется в системе для компенсации  $f_i$ .

Дополнительный сигнал на выходе  $i$  – го канала многосвязного объекта от влияния перекрестных связей совпадает с (3.67). Получим компенсирующий сигнал. В соответствии со структурной схемой получим:

$$\hat{f}_i = W_{ii}(p)u_i + f_i - W_{ii}^0(p)u_i = \Delta W_{ii}(p)u_i + f_i, \quad (3.75)$$

где  $\Delta W_{ii}(p) = W_{ii}(p) - W_{ii}^0(p)$ .

$$V_i = \frac{W_{Pi}(p)}{1 + W_{Pi}(p)W_{ii}^0(p)} \hat{f}_i,$$

$$u_i = \bar{u}_i - V_i = \bar{u}_i - \frac{W_{Pi}(p)}{1 + W_{Pi}(p)W_{ii}^0(p)} (\Delta W_{ii}(p)u_i + f_i).$$

Отсюда при условии  $W_{ii}(p) = W_{ii}^0(p) + \Delta W_{ii}(p)$

$$u_i = \frac{1+W_{Pi}(p)W_{ii}^0(p)}{1+W_{Pi}(p)W_{ii}(p)}(\bar{u}_i + f_i).$$

Компенсирующий сигнал будет

$$\begin{aligned} z_i = W_{ii}(p)V_i &= \frac{W_{Pi}(p)W_{ii}(p)}{1+W_{Pi}(p)W_{ii}^0(p)}\hat{f}_i = \frac{W_{Pi}(p)W_{ii}(p)}{1+W_{Pi}(p)W_{ii}^0(p)}(\Delta W_{ii}(p)u_i + f_i) = \frac{W_{Pi}(p)W_{ii}(p)}{1+W_{Pi}(p)W_{ii}^0(p)} * \\ &\left\{ \Delta W_{ii}(p) \frac{1+W_{Pi}(p)W_{ii}^0(p)}{1+W_{Pi}(p)W_{ii}(p)}(\bar{u}_i + f_i) + f_i \right\} = \frac{1+W_{Pi}(p)W_{ii}^0(p)}{1+W_{Pi}(p)W_{ii}(p)} \cdot \frac{W_{Pi}(p)W_{ii}(p)\Delta W_{ii}(p)}{1+W_{Pi}(p)W_{ii}^0(p)}(\bar{u}_i + f_i) + \\ &\frac{W_{Pi}(p)W_{ii}(p)}{1+W_{Pi}(p)W_{ii}^0(p)}f_i. \end{aligned} \quad (3.76)$$

Остаточный сигнал на выходе будет

$$\begin{aligned} \phi_i = f_i - z_i &= \left\{ 1 - \frac{W_{Pi}(p)W_{ii}(p)}{1+W_{Pi}(p)W_{ii}^0(p)} \right\} f_i - \frac{1+W_{Pi}(p)W_{ii}^0(p)}{1+W_{Pi}(p)W_{ii}(p)} \cdot \frac{W_{Pi}(p)W_{ii}(p)\Delta W_{ii}(p)}{1+W_{Pi}(p)W_{ii}^0(p)}(\bar{u}_i + f_i) = \\ &- \frac{W_{Pi}(p)\Delta W_{ii}(p)}{1+W_{Pi}(p)W_{ii}^0(p)} \left\{ 1 + \frac{1+W_{Pi}(p)W_{ii}^0(p)}{1+W_{Pi}(p)W_{ii}(p)} W_{ii}(p) \right\} f_i - \frac{1+W_{Pi}(p)W_{ii}^0(p)}{1+W_{Pi}(p)W_{ii}(p)} \cdot \frac{W_{Pi}(p)W_{ii}(p)\Delta W_{ii}(p)}{1+W_{Pi}(p)W_{ii}^0(p)}\bar{u}_i. \end{aligned} \quad (3.77)$$

Для номинального  $i$ -го канала многосвязного объекта при  $W_{ii}(p) = W_{ii}^0(p)$  получим

$$\phi^0 = 0, \quad (3.78)$$

Это показывает, что качество компенсации в данном случае лучше, чем в (3.74). Также для номинального  $i$ -го канала компенсирующий сигнал (3.62) будет

$$z_i^0 = \frac{W_{Pi}(p)W_{ii}^0(p)}{1+W_{Pi}(p)W_{ii}^0(p)}f_i. \quad (3.79)$$

**Утверждение 3.4** В рамках предложенной структуры (рисунок 3.15) номинальная система компенсации  $f_i$  описывается передаточной функцией, совпадающей с передаточной функцией замкнутой номинальной системы основного  $i$ -го контура.

**Следствие 3.3** Система компенсации и одноконтурная система  $i$ -го контура имеют одинаковую грубость, которая численно оценивается при помощи  $H^\infty$ -нормы функции чувствительности [1]. Под грубостью системы понимается малая чувствительность выходных величин к параметрической неопределенности модели многомерного объекта.

Таким образом, проблема грубости системы, как и раньше, решается одновременно на этапе синтеза регулятора для одноконтурной системы при автономном управлении, а также и для предлагаемого метода компенсации. Робастные алгоритмы управления для одноконтурных систем в классе ПИД законов рассматривались в главе 2.

Для традиционной схемы компенсации для номинального  $i$ -го канала вместо (3.75) на основании (3.67), (3.68) получим

$$\begin{aligned} z_i &= W_{ii}^0(p) \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^m \left( W_{ii}^0(p) \right)^{-1} W_{ij}^0(p) \bar{u}_j(p) = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^m W_{ij}^0(p) \bar{u}_j(p) = \\ &f_i - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^m \Delta W_{ij}(p) \bar{u}_j(p), \end{aligned} \quad (3.80)$$

где  $\Delta W_{ij}(p) = W_{ij}(p) - W_{ij}^0(p)$ .

Из (3.80) видно, что компенсирующий сигнал непосредственно зависит от неопределенности задания передаточных функций перекрестных связей. Это может уменьшать грубость системы.

### Пример 3.5

Рассмотрим в качестве примера передаточную матрицу дистилляционной колонны [26]

$$W_0(p) = \begin{bmatrix} \frac{0.66 \exp(-2.6p)}{6.7p+1} & -\frac{0.61 \exp(-3.5p)}{8.64p+1} & -\frac{0.0049 \exp(-p)}{9.06p+1} \\ \frac{1.11 \exp(-6.5p)}{3.25p+1} & -\frac{2.36 \exp(-3p)}{5p+1} & -\frac{0.01 \exp(-1.2p)}{7.09p+1} \\ -\frac{34.68 \exp(-9.2p)}{8.15p+1} & \frac{46.2 \exp(-9.4p)}{10.9p+1} & \frac{0.87(11.61p+1) \exp(-p)}{(3.89p+1)(18.8p+1)} \end{bmatrix}. \quad (3.81)$$

Передаточные функции регуляторов по отклонению имеют вид

$$W_{P11}(p) = \frac{0.343}{2.6 \cdot 0.66} \frac{6.7p+1}{p}, \quad W_{P22}(p) = -\frac{0.343}{3 \cdot 2.36} \frac{5p+1}{p}; \quad \text{ПИ законы} \\ W_{P33}(p) = \frac{0.343}{0.87} \frac{(3.89p+1)(18.8p+1)}{p(11.61p+1)}; \quad \text{ПИД закон} \quad (3.82)$$

Сначала рассмотрим традиционную схему компенсации (рисунок 3.14). Компенсирующие связи, для которых выполняется условие (3.66) в соответствии с формулой (3.65) при аппроксимации Паде первого порядка, будут

$$W_{K12}(p) = \frac{0.61}{0.66} \frac{6.7p+1}{8.64p+1} \exp(-0.9p) \approx \frac{0.61}{0.66} \cdot \frac{6.7p+1}{8.64p+1} \cdot \frac{1-0.45p}{1+0.45p}, \\ W_{K21}(p) = \frac{1.11}{2.36} \frac{5p+1}{3.25p+1} \exp(-3.5p) \approx \frac{1.11}{2.36} \cdot \frac{5p+1}{3.25p+1} \cdot \frac{1-1.75p}{1+1.75p}.$$

В начальный момент времени ( $t = 0, p = \infty$ ) при аппроксимации звена запаздывания при помощи формулы Паде получается ненулевое значение сигнала. При больших величинах коэффициентов в перекрестных связях это создает вычислительные проблемы. В этом случае для аппроксимации лучше использовать звено, которое при  $t = 0$  имеет коэффициент передачи, равный нулю

$$\exp(-\tau p) = \frac{1}{\exp(\tau p)} = \frac{1}{[\exp(\tau p/k)]^k} \approx \frac{1}{\left[1 + \frac{\tau p/k}{1!} + \dots + \frac{(\tau p/k)^l}{l!}\right]^k}. \quad (3.83)$$

Поэтому в соответствии с формулой (3.83) при  $l = 3$  и  $k = 2$  получим

$$W_{K31}(p) = \frac{34.68}{0.87} \cdot \frac{3.89p+1}{8.15p+1} \cdot \frac{18.8p+1}{11.61p+1} \cdot \frac{1}{(11.487p^3 + 8.4p^2 + 4.1p + 1)^2}, \\ W_{K32}(p) = -\frac{46.2}{0.87} \cdot \frac{3.89p+1}{10.9p+1} \cdot \frac{18.8p+1}{11.61p+1} \cdot \frac{1}{(12.348p^3 + 8.82p^2 + 4.2p + 1)^2}.$$

Для перекрестных связей  $W_{13}(p)$  и  $W_{23}(p)$  условие (3.66) не выполняется, и поэтому в компенсирующих связях отсутствует звено запаздывания. Соответственно получим

$$W_{K23}(p) = -\frac{0.01}{2.36} \frac{5p+1}{7.09p+1}, \quad W_{K13}(p) = \frac{0.0049}{0.66} \frac{6.7p+1}{9.06p+1}.$$



Структурная схема классической многоконтурной системы реализованной в MatLab представлена на рисунке 3.16.

Альтернативная схема компенсации, представленная на рисунке 3.16, полностью физически реализуема в отличие от традиционной и не требует специального построения передаточных функций компенсаторов. На рисунке 3.17 показана структурная схема альтернативной схемы, реализованной в среде MatLab.

Для выхода первого канала  $y_3(t)$  для многосвязной системы с традиционным компенсатором (рисунок 3.14), а на рисунке 3.18 представлены переходные характеристики для традиционной и предлагаемой системы по каналу 3 (рисунок 3.15)

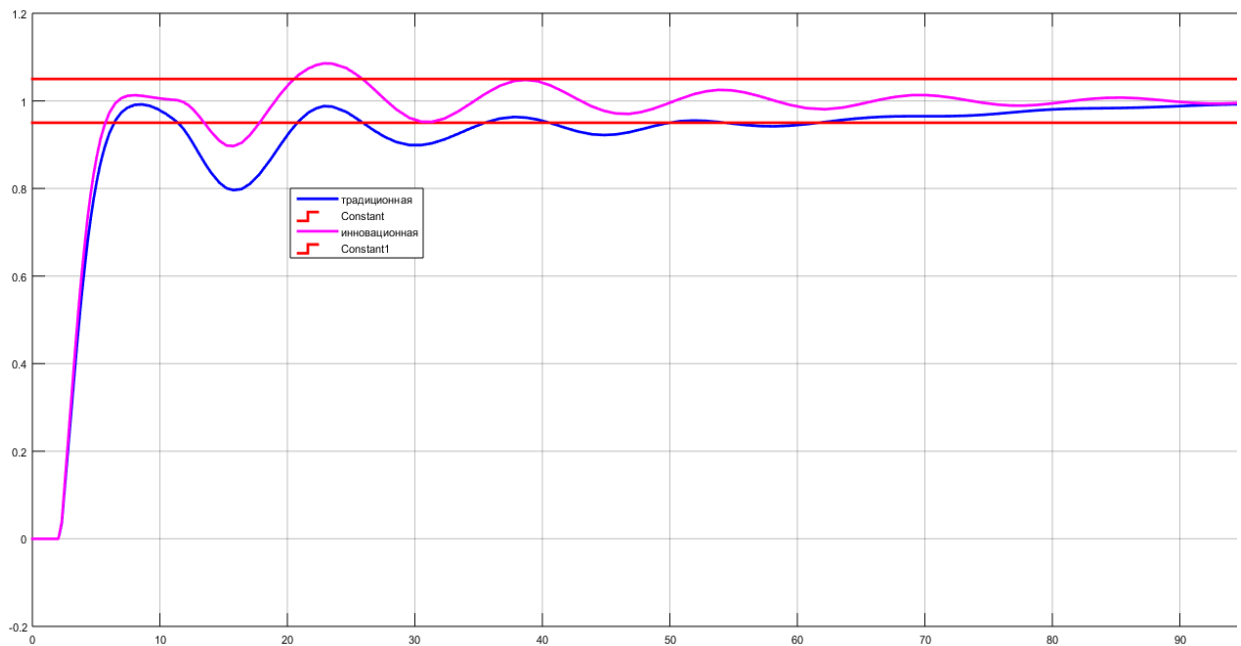


Рисунок 3.18 – Переходная характеристика  $y_1(t)$  предложенной системы

Видно, что качественные характеристики традиционной системы лучше по быстродействию и колебательности, это же касается и обработки возмущений на входе и на выходе объекта, но предлагаемая система обладает значительно большей грубостью (примерно в два раза) по отношению к вариациям запаздываний. Данный результат может быть улучшен.

### Пример 3.6

Рассмотрим в качестве объекта управления дистилляционную колонну [22, 102] для отделения метанола от воды с номинальной передаточной функцией

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{0.1153(10p+1) \exp(-0.1p)}{(4p+1)^3} & \frac{0.2429 \exp(-2p)}{(33p+1)^2} \\ -\frac{0.0887 \exp(-12.6p)}{(43p+1)(22p+1)} & \frac{0.2429 \exp(-13.4p)}{(53.1p+1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}. \quad (3.84)$$

Для передаточной функции первого основного канала возможна аппроксимация

$$W_{11}(p) = -\frac{0.1153(10p+1) \exp(-0.1p)}{(4p+1)^3} \approx -\frac{0.1153(10p+1) \exp(-1.6p)}{(6.5p+1)(4p+1)}. \quad (3.85)$$

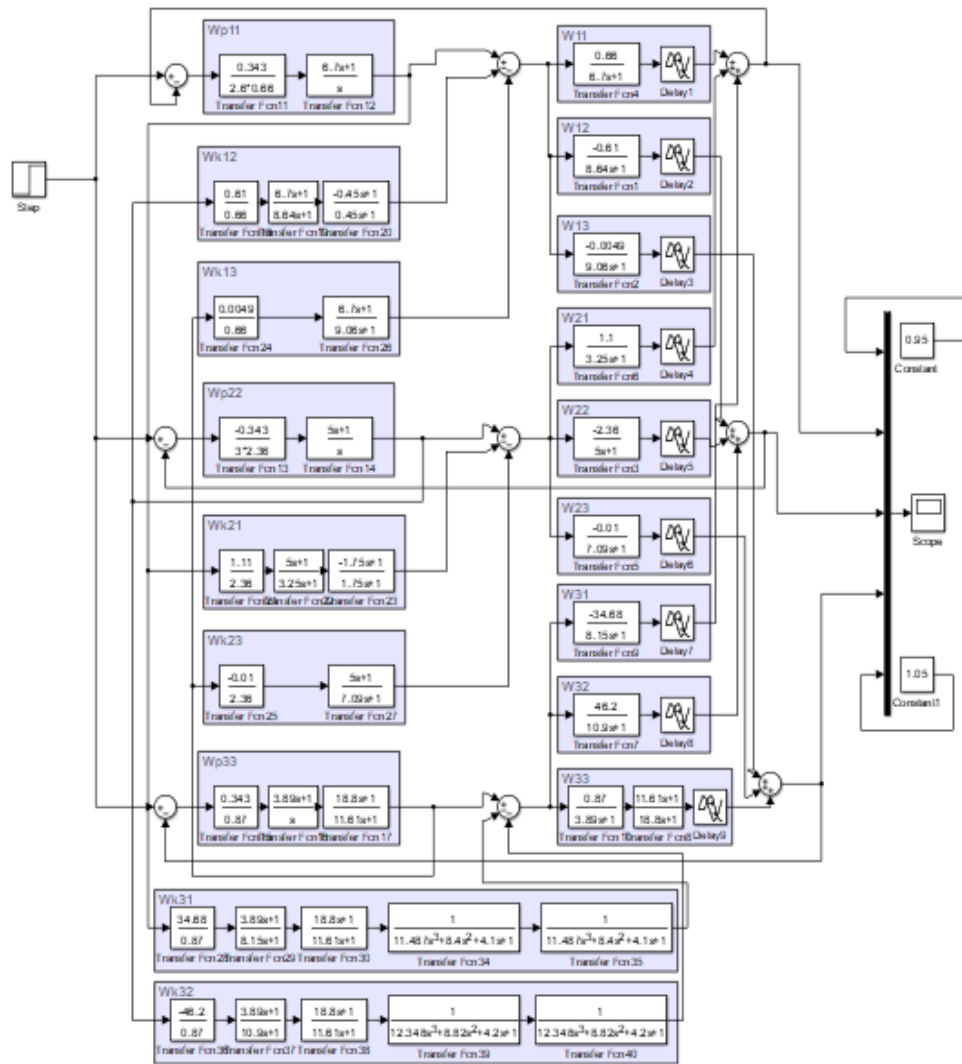


Рисунок 3.16 – Структурная схема традиционной системы

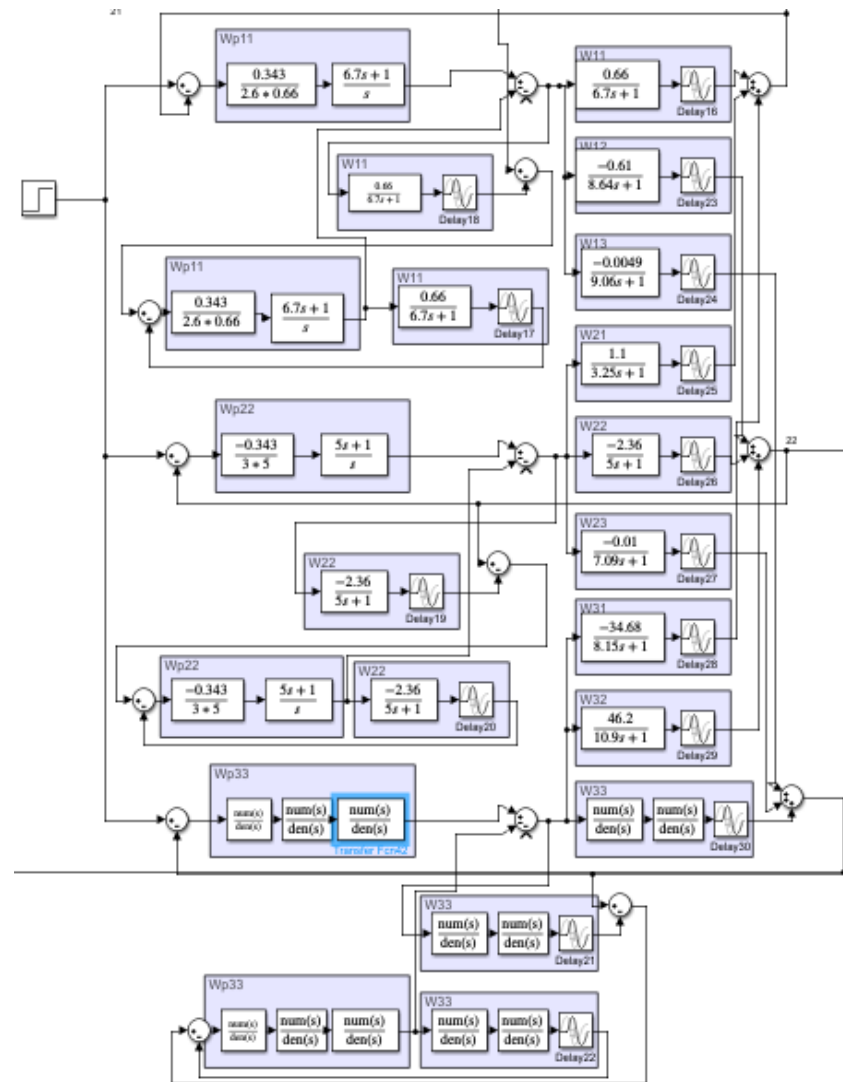


Рисунок 3.17 – Структурная схема альтернативной системы

Соответственно можно написать две передаточные функции второго (ПИД закон) и третьего порядка для робастного регулятора в первом канале

$$W_{P1}(p) = -\frac{0.343}{0.1153 \cdot 1.6} \frac{(4p+1)(6.5p+1)}{p(10p+1)}, \quad (3.86)$$

$$W_{P1}(p) = -\frac{0.343}{0.1153 \cdot 0.1} \frac{(4p+1)^3}{p(10p+1)(0.1p+1)}. \quad (3.87)$$

Робастный регулятор во втором канале имеет передаточную функцию ПИ закона регулирования

$$W_{P2}(p) = \frac{0.343}{0.2429 \cdot 13.4} \frac{53.1p+1}{p}. \quad (3.88)$$

Сначала рассмотрим схему компенсации, показанную на рисунке 3.14. Здесь в качестве регуляторов рассматриваются передаточные функции (3.87), (3.88). Передаточные функции компенсаторов составят

$$W_{K1}(p) = \frac{0.2429}{0.1153} \frac{(4p+1)(6.5p+1)}{(10p+1)(33p+1)^2} \exp(-0.4p) \approx \frac{0.2429}{0.1153} \frac{(4p+1)(6.5p+1)(1-0.2p)}{(10p+1)(33p+1)^2(1+0.2p)},$$

$$W_{K2}(p) = -\frac{0.087}{0.2429} \frac{53.1p+1}{(43p+1)(22p+1)}. \quad (3.89)$$

Передаточная функция  $W_{K2}(p)$  не содержит запаздывания, так как в (3.66)  $\Delta\tau_{21} = \tau_{21} - \tau_{22} = 12.6 - 13.4 = -0.8$ , она может быть реализована только приближенно без запаздывания. Переходная характеристика с регуляторами (3.86), (3.87) с классическими компенсаторами для 1-го канала показана на рисунке 3.19.

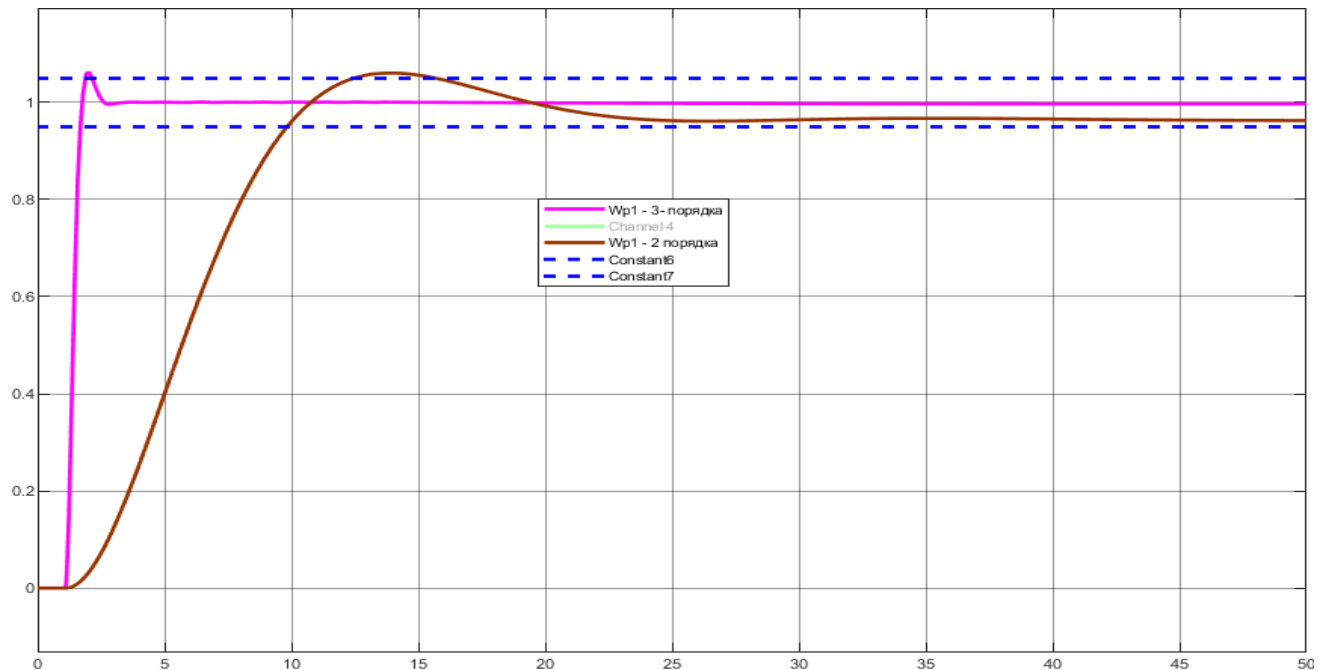


Рисунок 3.19 – Переходная характеристика по каналу 1

Заметим, что если в качестве регулятора первого канала использовать редуцированную передаточную функцию (3.86), то система близка к потере устойчивости. Это свидетельствует о высокой чувствительности к структурной неопределенности.

В качестве альтернативного варианта рассмотрена структурная схема на рисунке 3.20. На данном рисунке приведены: структурная схема, реализованная в среде MatLab. Переходные характеристики для регуляторов (3.86), (3.87) с компенсаторами, полученными с использованием классической методикой расчета и альтернативной приведены на рисунке 3.21 и рисунке 3.22 для 1 канала и 2 соответственно.

Видно, что качество управления улучшилось. Это же относится к проблеме парирования возмущений на входе и выходе объекта. Кроме этого, несколько увеличивается грубость по отношению к параметрической неопределенности и уменьшается по отношению к изменению величины запаздывания. Таким образом, мы получили результат прямо противоположный примеру 3.5 – улучшение качества регулирования при примерно одинаковой грубости по отношению к параметрической неопределенности и уменьшения грубости по отношению к запаздыванию. Поэтому окончательный выбор системы определяется путем сравнения при моделировании.

Можно улучшить качество регулирования многосвязной системы, показанной на рисунке 3.15. Дело в том, что предложенная комбинированная система хорошо парирует ограниченное возмущение только в определенном частотном диапазоне. Влияние перекрестных связей порождает сигнал, который может находиться в другой области частот, и поэтому компенсация будет несовершенной. Эта ситуация, если она возникает, требует исправления.

Для улучшения качества компенсации можно ввести дополнительные фильтры, которые деформируют амплитудную характеристику компенсирующего сигнала. Такая модифицированная структурная схема показана на рисунке 3.23. Рассмотрим пример 3.5 с целью исправления переходного процесса, показанного на рисунке 3.18. В качестве фильтров используем  $\dot{x} = -2x + \sin x$ . В результате реализации данного фильтра в компенсационной структуре получим следующие характеристики, представленные в сравнении с исходным вариантом, переходная характеристика в результате корректировки приведена на рисунке 3.24.

АФХ сглаживающего звена  $W(p) = \frac{1}{p+2}$  находится внутри запретной области (рисунок 3.25) в виде круга единичного радиуса с центром в точке 0 (поскольку  $-1 \leq \frac{\sin x}{x} \leq 1$ , и как видно из рисунка  $\operatorname{tg} \varphi = 1$  т.к.  $\varphi = 45^\circ$ ), что является достаточным условием абсолютной устойчивости, которое не выполняется экспоненциальная устойчивость – это более сильное условие, чем асимметрическая устойчивость, а следовательно, для нее достаточное условие тем более не выполнены [42].

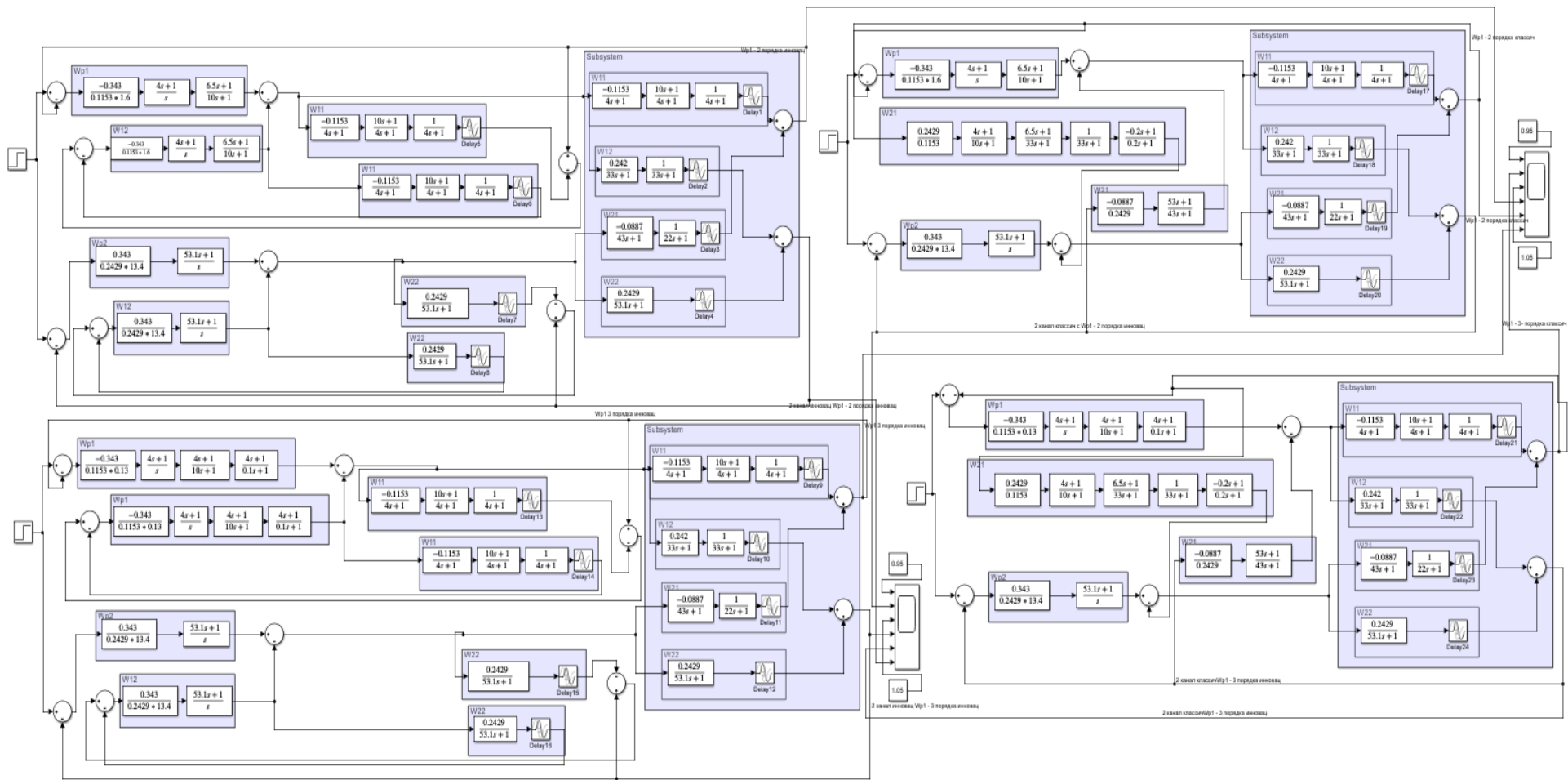


Рисунок 3.20 – Структурные схемы, реализованные в среде MatLab

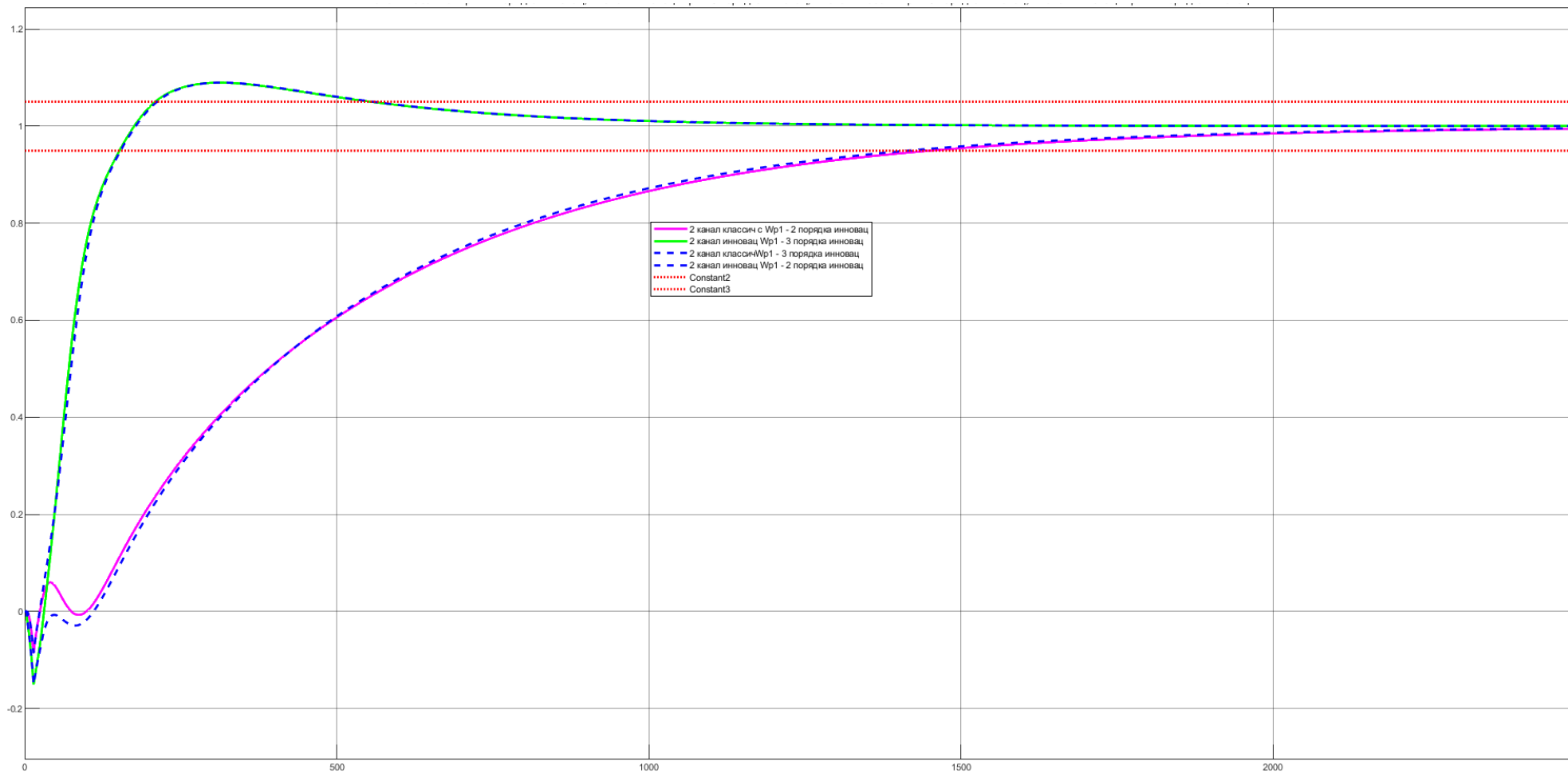


Рисунок 3.21 – Переходная характеристика по каналу 2

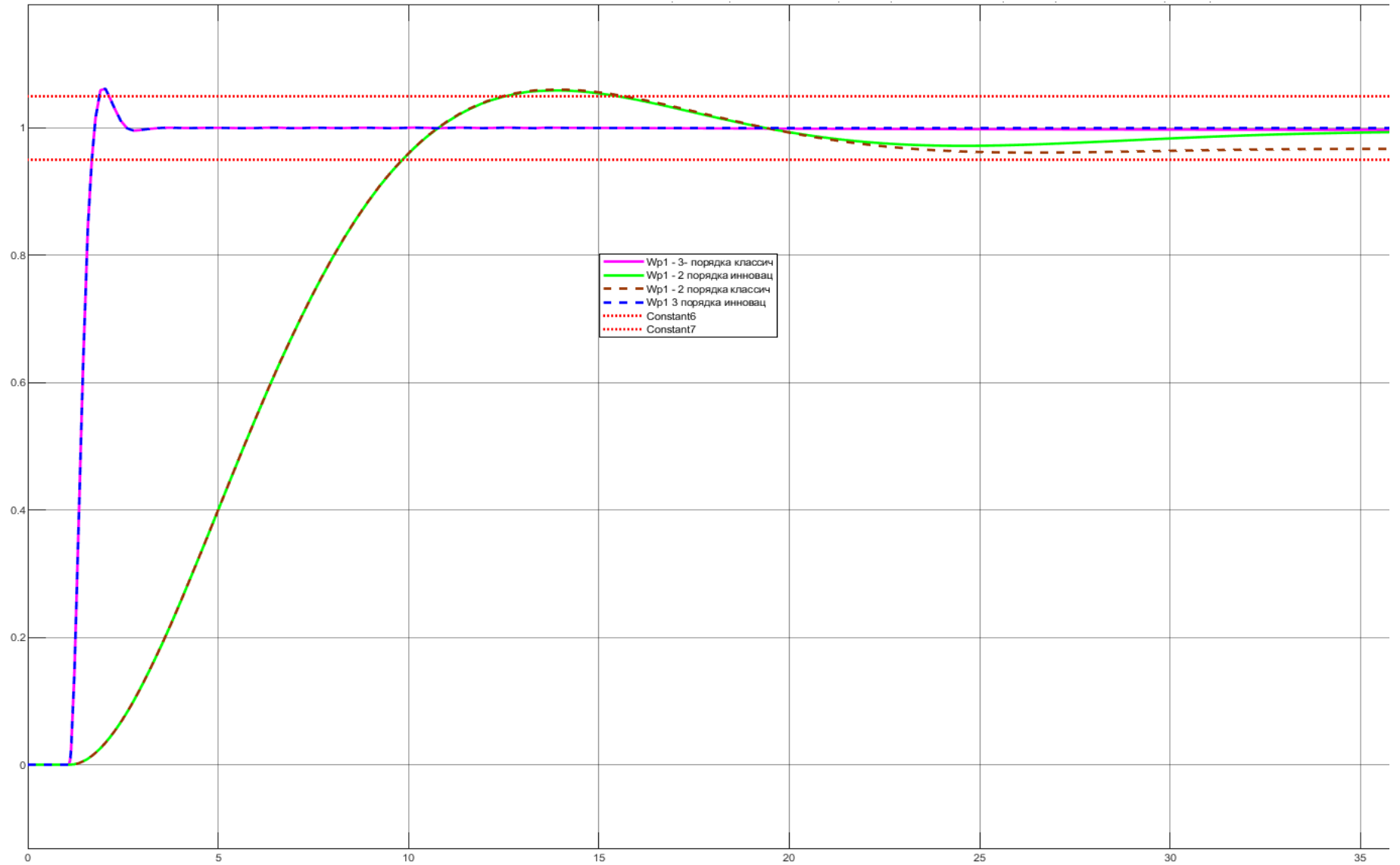


Рисунок 3.22 – Переходная характеристика по каналу 2

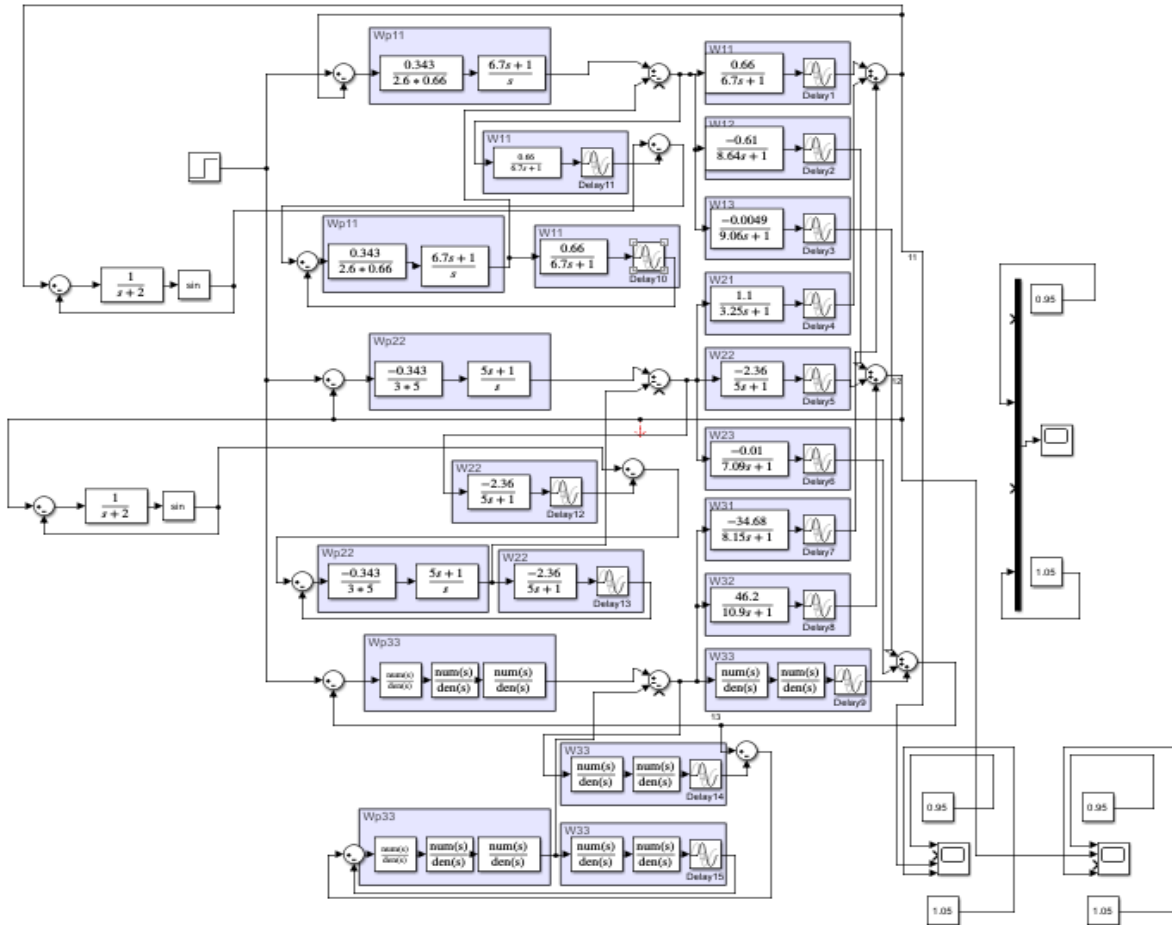


Рисунок 3.23 – Структурная схема скорректированной многоканальной системы регулирования

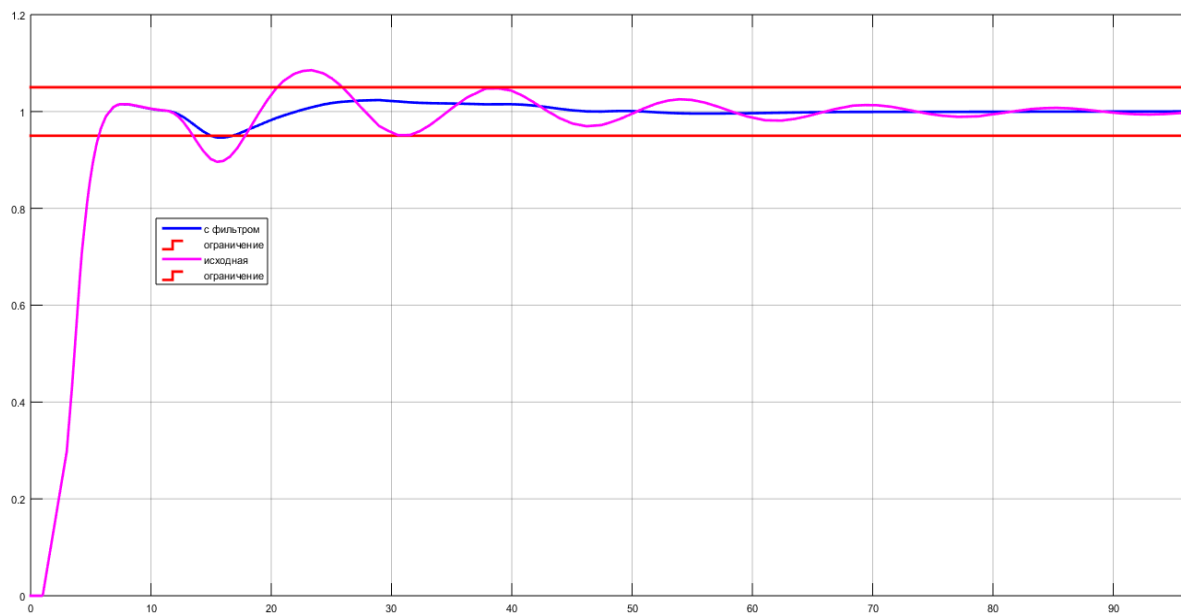


Рисунок 3.24 – Переходная характеристика по каналу 3 для инновционной структуры с фильтром и без



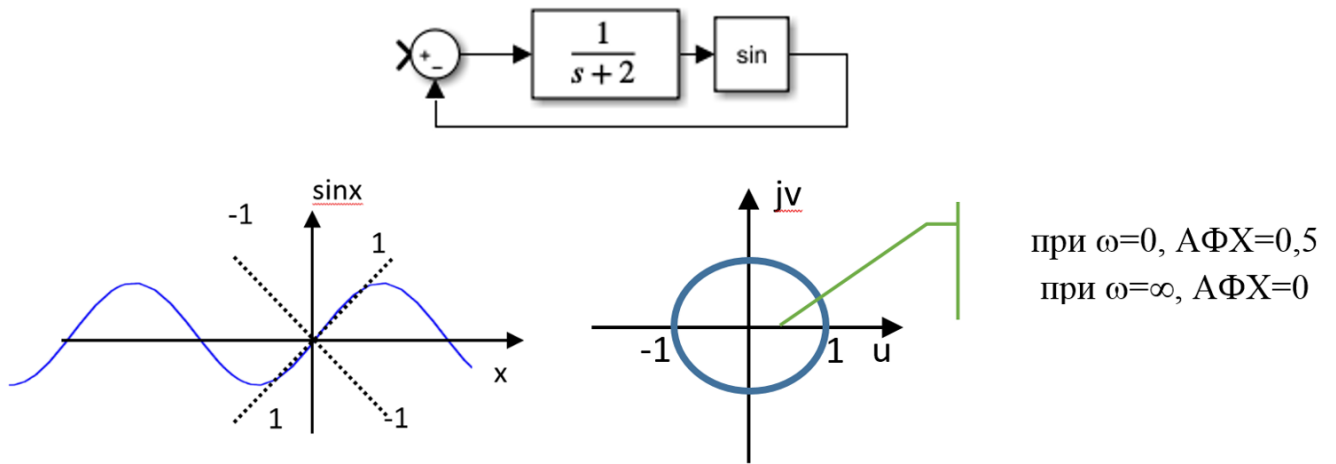


Рисунок 3.25 – Сглаживающий элемент.

На основании вышесказанного можно сделать вывод, что влияние перекрестных связей можно компенсировать и устойчивость системы будет не нарушена, а как видно из графиков приведет к уменьшению времени регулирования, уменьшению колебательности системы и увеличению устойчивости к колебаниям, связанным с неточностью определения параметров объекта

### 3.4 Выводы по главе 3

В результате проектирования и исследования многосвязной системы управления была предложена компенсационная структура для объектов SISO и MIMO и для улучшения качества регулирования в 5% зоне предложен фильтр позволяющий сгладить колебательные процессы.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе выполнен анализ типовой технологической схемы нефтеперерабатывающего производства, как объект управления, на основании которого представлена типовая информационная схема и обоснованы внутренние связи входных и выходных параметров.

Изучена проблема синтеза систем регулирования объектов с неопределенным запаздыванием. Выполнен анализ существующих традиционных подходов к решению этой задачи, основанных, в основном, на использование классических ПИД – законов регулирования. Автором предложен подход к синтезу систем регулирования и расчет настроек регуляторов.

Сформулирована процедура проектирования робастного регулятора, основанная на двухэтапной декомпозиции задачи синтеза. На первом этапе редуцируется инерционная часть передаточной функции номинальной модели объекта. На втором этапе используя метод динамической компенсации для балансировки динамики полученной модели объекта динамикой регулятора.

В качестве критерия оптимальности, при котором ищется решение в классе традиционных законов регулирования для синтеза робастных систем регулирования, используется критерий апериодической устойчивости.

Поскольку одним из основных критериев является экономический показатель, то для увеличения быстродействия используется аппроксимация Паде первого порядка, которая в свою очередь уменьшает и грубость системы. Балансовое соотношение между грубостью системы и быстродействием решается предложенным структурным синтезом систем управления.

В работе рассмотрены различные структуры систем управления для процессов нефтепереработки.

Рассмотрена структура комбинированной системы без предиктора, которая обеспечивает достаточную грубость по отношению к неопределенности величины запаздывания такую же, как грубость основного контура. Показано, что система обеспечивает качественную компенсацию возмущений из функционального пространства  $L_2$ , а также ограниченных возмущений. Последнее означает возможность устранения медленных колебаний технологических переменных в установившемся режиме. Для обеспечения 5%-й точности существует ограничение сверху для частоты возмущения, которое зависит от передаточной функции объекта.

Рассмотрена модификация структурной схемы робастного комбинированного управления для случая, когда передаточная функция регулятора имеет нулевое характеристическое число.

Предложена схема компенсации перекрестных связей многосвязного объекта управления с запаздываниями по управлению, которая отличается от традиционной тем, что: она всегда физически реализуема, в некоторых случаях позволяет получить лучшие качественные показатели

переходного процесса, обеспечивает грубость по отношению к изменениям величин запаздываний и коэффициентов модели объекта.

Преимуществом данных подходов к синтезу регулятора является простота его применения на практике.

В дальнейшем планируется продолжение работы в рамках НИР, связанной с развитием этой методики и ее применения для более широкого класса технологических объектов.

**СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Александров, А.Г. Самонастраивающийся ПИД-И регулятор / А.Г. Александров, М.В. Паленов // Автоматика и телемеханика. – 2011. – №10. – С. 4–18.
2. Александров, А.Г. Состояние и перспективы развития адаптивных ПИД – регуляторов / А.Г. Александров, М.В. Паленов // Автоматика и телемеханика. – 2014. – №2. – С. 16–30.
3. Арефьев, Б.А. Оптимизация инерционных процессов / Б.А. Арефьев – Москва: Машиностроение, 1969. – 345с.
4. Балакирев, В.С. Экспериментальное определение динамических характеристик промышленных объектов управления / В.С. Балакирев, Е.Г. Дудников, А.М. Цирлин – Москва: Энергия, 1967. – 232с.
5. Бесекерский, В.А. Теория систем автоматического регулирования / В.А. Бесекерский, Е.П. Попов – Москва: Наука, 1972. – 768с.
6. Бобцов, А.А. Методы анализа и синтеза нелинейных систем управления / Б.Р. Андриевский, А.А. Бобцов, А.Л. Фрадков – Москва; Ижевск: Институт компьютерных исследований, 2018. – 336с.: ISBN 978-5-4344-0500-3.
7. Бобцов, А.А. Алгоритм робастного управления линейными объектами по выходу с компенсацией неизвестного детерминированного возмущения / А.А. Бобцов // Известия РАН. Теория и системы управления. – 2003 г. – №2, – С. 93–97.
8. Бобцов, А. А. Компенсация гармонического возмущения для параметрически и функционально не определенного нелинейного объекта / А. А. Бобцов, А. С. Кремлев, А. А. Пыркин // Автоматизация и телемеханика. – 2011. – С. 111–118.
9. Бобцов, А.А. Робастное управление по выходу линейной системой с неопределенными коэффициентами / А.А. Бобцов // Автоматика и телемеханика. – 2002. – №11. – С. 108–117.
10. Бобцов, А.А. Компенсация неизвестного мультигармонического возмущения для нелинейного объекта с запаздыванием по управлению / А.А. Бобцов, С.А. Колубин, А.А., А.А. Пыркин // Автоматика и телемеханика. – 2010. – №11. – С. 136–148.
11. Власов, С.М. Алгоритмы адаптивного и робастного управления по выходу роботизированным макетом надводного судна / С.М. Власов, О.И. Борисов, В.С. Громов, А.А. Пыркин, А.А. Бобцов // Мехатроника, автоматизация, управление. – 2016. – №17(1). – С. 18–25.
12. Гайдук, А.Р. Управление нелинейными объектами с компенсацией неопределенных возмущений / А.Р. Гайдук, Е.А. Плаксиенко // Мехатроника, автоматизация, управление. – 2013. – №1. – С. 2–8.
13. Гайдук, А.Р. Теория и методы аналитического синтеза систем автоматического управления (полиномиальный подход) / А.Р. Гайдук – Москва: ФИЗМАТЛИТ, 2012. – 360с.

14. **Гоголь, И.В.** Робастное автономное управление многосвязным линейным объектом с запаздываниями по входу / И.В. Гоголь, О.А. Ремизова, В.В. Сыроквашин, А.Л. Фокин // Известия вузов. Приборостроение. – 2019. – № 62(9). – С. 825-833.
15. **Гоголь, И.В.** Синтез робастных регуляторов для объекта с запаздыванием с использованием традиционных законов регулирования / И.В. Гоголь, О.А. Ремизова, В.В. Сыроквашин, А.Л. Фокин // Известия вузов. Приборостроение. – 2019. – №62(3). – С. 199–207.
16. **Гоголь, И.В.** Робастное автономное управление многосвязным линейным объектом с запаздываниями по входу / И.В. Гоголь, О.А. Ремизова, В.В. Сыроквашин, А.Л. Фокин // Известия СПбГТИ(ТУ). – 2019. – №51(77). – С. 115-121.
17. **Гоголь, И.В.** Повышение показателей экологической безопасности конвекционной печи в условиях минимизации энергозатрат / И.В. Гоголь, О.А. Ремизова, В.В. Сыроквашин, А.Л. Фокин // Известия Санкт-Петербургского Государственного Технологического Института (Технического Университета). – 2022. – №61(87). – С. 80-84.
18. **Гоголь, И.В.** Адаптивное управление технологическими процессами с запаздыванием по управлению / И.В. Гоголь, О.А. Ремизова, В.В. Сыроквашин, А.Л. Фокин // Известия Санкт-Петербургского Государственного Технологического Института (Технического Университета). – 2021. – №57(83). – С. 90-97.
19. **Гоголь, И.В.** Робастное управление многосвязным технологическим объектом с запаздываниями по входу / И.В. Гоголь, О.А. Ремизова, В.В. Сыроквашин, А.Л. Фокин // Известия Санкт-Петербургского Государственного Технологического Института (Технического Университета). – 2019. – №51(77). – С. 90-96.
20. **Гоголь, И.В.** Синтез робастных регуляторов для управления технологическими процессами в классе традиционных законов регулирования / И.В. Гоголь, О.А. Ремизова, В.В. Сыроквашин, А.Л. Фокин // Известия Санкт-Петербургского Государственного Технологического Института (Технического Университета). – 2018. – №44(70). – С. 98-106.
21. **Гоголь, И.В.** Управление техническими системами с запаздыванием при помощи типовых регуляторов с компенсацией возмущений / И.В. Гоголь, О.А. Ремизова, В.В. Сыроквашин, А.Л. Фокин // Известия Высших Учебных Заведений. Приборостроение. – 2017. – №60. – С. 882-890.
22. **Гоголь, И.В.** Управление технологическим объектом с запаздыванием по управлению с компенсацией возмущений / И.В. Гоголь, О.А. Ремизова, В.В. Сыроквашин, А.Л. Фокин // Известия Санкт-Петербургского Государственного Технологического Института (Технического Университета). – 2017. – №39(65). – С. 116-121.
23. **Гоголь, И.В.** Оперативное управление по статистическим моделям процессом плавки в печи Ванюкова / И.В. Гоголь, Э.Д. Кадыров, О.А. Ремизова, А.Л. Фокин // Известия

Санкт-Петербургского Государственного Технологического Института (Технического Университета). – 2017. – №41(67). – С. 128-132.

24. **Гоголь, И.В.** Оперативное управление технологическим процессом висбрекинга по статистическим моделям в нормальном режиме / И.В. Гоголь, А. Бахри, А.Л. Фокин, В.Г. Харазов // Известия Санкт-Петербургского Государственного Технологического Института (Технического Университета). – 2016. – №35(61). – С. 79-84.

25. **Гоголь, И.В.** Оперативное управление технологическими процессами по статистическим моделям в нормальном режиме / И.В. Гоголь, Э.Д. Кадыров, А.Л. Фокин // Известия Санкт-Петербургского Государственного Технологического Института (Технического Университета). – 2015. – №29(55). – С. 94-99.

26. **Гоголь, И.В.** Робастное управление объектом с запаздыванием по входу по расширенной модели / И.В. Гоголь, И.В. Жуков, О.А. Ремизова, А.Л. Фокин // Математические Методы в Технологиях и Технике. – 2021. – №3. – С. 47-50.

27. **Гоголь, И.В.** Комбинированное управление технологическими процессами с запаздыванием / И.В. Гоголь, О.А. Ремизова, В.В. Сыроквашин, А.Л. Фокин // Математические Методы В Технике И Технологиях – ММТТ. – 2020. – Т. 10. – С. 9-13.

28. **Гоголь, И.В.** Оперативное MPC управление на примере процесса стабилизации при гидроочистке нефтяных фракций / И.В. Гоголь, О.А. Ремизова, В.В. Сыроквашин, А.Л. Фокин, Н.А. Калашников // Математические Методы В Технике И Технологиях – ММТТ. – 2020. – Т.12, вып. 2. – С. 14-18.

29. **Гоголь, И.В.** Робастное автономное управление многосвязным технологическим объектом с запаздываниями по входу / И.В. Гоголь, О.А. Ремизова, В.В. Сыроквашин, А.Л. Фокин // Математические Методы В Технике И Технологиях – ММТТ. – 2020. – Т. 9. – С. 7-9.

30. **Гоголь, И.В.** Робастное управление многосвязным линейным объектом с запаздываниями по входу / И.В. Гоголь, О.А. Ремизова, В.В. Сыроквашин, А.Л. Фокин // Наука. Технология. Производство - 2019: Моделирование и Автоматизация Технологических Процессов и Производств, Энергообеспечение Промышленных Предприятий. Материалы Всероссийской научно-методической конференции, посвященной 100-летию образования Республики Башкортостан, Салават, 10–12 сентября 2019 года. Уфа: Уфимский государственный нефтяной технический университет, 2019. – С. 39-44.

31. **Гоголь, И.В.** Адаптивно-робастное управление технологическими процессами с запаздыванием по управлению / И.В. Гоголь, О.А. Ремизова, В.В. Сыроквашин, А.Л. Фокин // Математические Методы В Технике И Технологиях – ММТТ. – 2019. – Т. 10. – С. 3-8.

32. **Гоголь, И.В.** Робастное управление технологическими процессами с запаздыванием / И.В. Гоголь, О.А. Ремизова, В.В. Сыроквашин, А.Л. Фокин // Математические Методы В Технике И Технологиях – ММТТ. – 2019. – Т. 4. – С. 28-32.
33. **Гоголь, И.В.** Робастное регулирование технологических процессов с запаздыванием в классе традиционных законов регулирования / И.В. Гоголь, О.А. Ремизова, В.В. Сыроквашин, А.Л. Фокин // Математические Методы В Технике И Технологиях – ММТТ. – 2018. – Т.1. – С. 36-39.
34. **Гоголь, И.В.** Обеспечение точности в установившемся режиме при стабилизации нестационарного объекта с запаздыванием по управлению / И.В. Гоголь, О.А. Ремизова, В.В. Сыроквашин, А.Л. Фокин // Математические Методы В Технике И Технологиях – ММТТ. – 2018. – Т. 1. – С. 40-42.
35. **Гоголь, И.В.** Робастное управление при наличии возмущений / И.В. Гоголь, А.В. Колиух, И.В. Стекольников, А.Л. Фокин // Традиции и Инновации. Материалы научной конференции, посвященной 189-й годовщине образования Санкт-Петербургского государственного технологического института (технического университета), Санкт-Петербург, 30 ноября – 01 декабря 2017 года. Санкт-Петербург: Санкт-Петербургский государственный технологический институт (технический университет), 2017. – С. 176.
36. **Гоголь, И.В.** Робастная стабилизация технологического объекта с запаздыванием по управлению с компенсацией возмущений / И.В. Гоголь, О.А. Ремизова, В.В. Сыроквашин, А.Л. Фокин // Математические Методы В Технике И Технологиях – ММТТ. – 2017. – Т. 5. – С. 3-6.
37. **Гоголь, И.В.** Разработка системы стабилизации технологического объекта управления с запаздыванием по управлению с компенсацией возмущений / И.В. Гоголь, А.Л. Фокин // Сборник Тезисов VI Научно-Технической Конференции Студентов, Аспирантов и Молодых Ученых (с Международным Участием) "Неделя Науки-2016", Санкт-Петербург, 30 марта – 01 апреля 2016 года. Санкт-Петербург: Санкт-Петербургский государственный технологический институт (технический университет), 2016. – С. 183.
38. **Гоголь, И.В.** Управление процессом висбрекинга по статистическим моделям в нормальном режиме / А. Бахри, И.В. Гоголь, А.Л. Фокин, В.Г. Харазов // Математические Методы В Технике И Технологиях – ММТТ. – 2016. – №4(86). – С. 37-39.
39. **Гоголь, И.В.** Улучшение показателей качества робастных систем управления с запаздыванием компенсацией возмущений / И.В. Гоголь, О.А. Ремизова, В.В. Сыроквашин, А.Л. Фокин // Математические Методы В Технике И Технологиях – ММТТ. – 2016. – №4(86). – С. 40-43.

40. **Гоголь, И.В.** Проектирование системы оперативного управления технологическим процессом в нормальном режиме / И.В. Гоголь, О.А. Ремизова, В.В. Сыроковашин, А.Л. Фокин // Математические Методы В Технике И Технологиях – ММТТ. – 2016. – №4(86). – С. 97-99.
41. **Гоголь, И.В.** Оптимальное оперативное управление процессом Ванюкова в нормальном режиме / И.В. Гоголь, Э.Д. Кадыров, А.Л. Фокин // Традиции и Инновации. Материалы научной конференции, посвященной 187-й годовщине образования Санкт-Петербургского государственного технологического института (технического университета), Санкт-Петербург, 03–04 декабря 2015 года. Санкт-Петербург: Санкт-Петербургский государственный технологический институт (технический университет), 2015. – С. 152.
42. Григорьев, В.В. Исследование процессов позитивных систем на основе качественной экспоненциальной устойчивости / В.В. Григорьев, В.И. Бойков, С.В. Быстров, А.И. Рябов, О.К. Мансурова // Известия вузов. Приборостроение. – 2013. – №43(4). – С. 15–20.
43. Гурецкий, Х. Анализ и синтез систем управления с запаздыванием / Х. Гурецкий – Москва: Машиностроение, 1974. – 326с.
44. Гурецкий, Х. Анализ и синтез систем управления с запаздыванием. Пер. с польского. / Х. Гурецкий – Москва: Машиностроение, 1974. – 328с.
45. Денисенко, В.В. Разновидности ПИД-регуляторов / В.В. Денисенко // Автоматизация в промышленности. – 2007. – №6. – С. 45–50.
46. Дудников, Е.Г. Автоматическое управление в химической промышленности / Е.Г. Дудников – Москва: Химия, 1987. – 368с.
47. Егупов, Н.Д. Методы классической и современной теории автоматического управления: Учебник в 5 томах. Том 3. Синтез регуляторов систем автоматического управления / Н.Д. Егупов, ред. К.А. Пупков – Москва: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – 616с.: ISBN: 5-7038-2191-6, 5-7038-2194-0
48. Егупов, Н.Д. Методы робастного, нейро-нечеткого и адаптивного управления / ред. Н.Д. Егупов – Москва: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2002. – 744с.: ISBN: 5-7038-2030-8.
49. Ким, Д.П. Теория автоматического управления. Т.2. Многомерные, нелинейные, оптимальные и адаптивные системы / Д.П. Ким – Москва: ФИЗМАТЛИТ, 2007. – 440с.
50. Никифоров, В.О. Нелинейная система управления с компенсацией внешних детерминированных возмущений / В.О. Никифоров // Изв. РАН. Теория и системы управления. – 1997. – №4. – С. 69–73.
51. Парамонов, А.В. Синтез алгоритма адаптивной настройки параметров с улучшенной сходимостью для линейной динамической модели ошибки / А.В. Парамонов, Д.Н. Герасимов, В.О. Никифоров // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. – 2017. – Т. 60, вып. 9. – С. 818-825.



52. Паршева, Е.А. Адаптивное управление объектом с запаздывающим управлением со скалярными входом-выходом / Е.А. Паршева, А.М. Цыкунов // Автоматика и телемеханика. – 2001. – №1. – С. 142–149.
53. Первозванский, А.А. Курс теории автоматического управления / А.А. Первозванский – Москва: Наука, 1986. – 616с.
54. Поляк, Б.Т. Робастный критерий Найквиста / Б.Т. Поляк, Я.З. Цыпкин // Автоматика и телемеханика. – 1992. – №7. – С. 25-31.
55. Пыркин, А.А. Адаптивный алгоритм компенсации параметрически неопределенного смещенного гармонического возмущения для линейного объекта с запаздыванием в канале управления / А.А. Пыркин // Автоматика и телемеханика. – 2010. – №8. – С. 62–78.
56. Пыркин, А.А. Компенсация полигармонического возмущения, действующего на состояние и выход линейного объекта с запаздыванием в канале управления / А.А. Пыркин // Автоматика и телемеханика. – 2015. – №12. – С. 43-64.
57. Пыркин, А.А. Стабилизация нелинейного объекта с входным запаздыванием и синусоидальным возмущающим воздействием / А.А. Пыркин, А.А. Бобцов, С.А. Колюбин // Автоматика и телемеханика. – 2015. – №1. – С. 21–30.
58. Изерман, Р. Цифровые системы управления: Пер. с англ. / Р. Изерман – Москва: Мир, 1984. – 541с.
59. Ремизова, О.А. Увеличение грубости оптимальных систем с запаздыванием / О.А. Ремизова, И.В. Рудакова, В.В. Сыроквашин, А.Л. Фокин // Изв. СПбГТИ(ТУ). – 2011. – №10. – С. 46–51.
60. Ремизова, О.А. Синтез робастных систем управления с типовыми регуляторами / О.А. Ремизова, В.В. Сыроквашин, А.Л. Фокин // Изв. вузов. Приборостроение. – 2015. – Т. 58, вып. 12. – С. 12–18.
61. Ремизова, О.А. Робастное управление устойчивым техническим объектом при наличии запаздывания по управлению с компенсацией возмущений / О.А. Ремизова, А.Л. Фокин // Изв. вузов. Приборостроение. – 2016. – Т. 59, вып. 12. – С. 10–17.
62. Спорягин, К.В. Математическое моделирование, разработка методов и программного комплекса для настройки параметров типовых законов регулирования динамических систем с запаздыванием: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / К.В. Спорягин – СПб: ГОУВПО «Санкт-Петербургский государственный политехнический университет», 2010. – 237с.
63. Тхан, В.З. Системы автоматического управления объектами с запаздыванием: робастность, быстродействие, синтез / В.З. Тхан, Д.Ю. Берчук // Программные продукты и системы. – 2017. – Т. 30, вып. 1. – С. 45-50.

64. Тхан, В.З. Повышение точности расчета систем автоматического управления с запаздыванием / В.З. Тхан, Ю.Н. Дементьев, В.И. Гончаров // Программные продукты и системы. – 2018. – Т. 31, вып. 3. – С. 521-526.
65. Тхан, В.З. Синтез систем автоматического управления с запаздыванием численным методом: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / В.З. Тхан – Томск: ФГАОУВО «Национальный исследовательский томский политехнический университет», 2018. – 148с.
66. Фокин, А.Л. Управление линейным объектом с запаздыванием / А.Л. Фокин, В.Г. Харазов // Автоматизация и современные технологии. – 2002. – №5. – С. 13–17.
67. Фокин, А.Л. Синтез робастных систем управления технологическими процессами с типовыми регуляторами / А.Л. Фокин // Изв. СПбГТИ(ТУ). – 201. – №27. – С. 101–106.
68. Фуртат, И.Б. Адаптивное управление объектом с запаздыванием по управлению без использования прогнозирующих устройств / И.Б. Фуртат // Управление большими системами. – 2012. – Т. 40, вып. 110. – С. 144-163.
69. Фуртат, И.Б. Управление нелинейными объектами с запаздыванием на базе модифицированного алгоритма бэкстеппинга / И.Б. Фуртат, Е.А. Тупичин // Известия вузов. Приборостроение. – 2015. – Т. 58(9). – С. 707-712.
70. Цыкунов, А.М. Робастное управление с компенсацией возмущений / А.М. Цыкунов – Москва: ФИЗМАТЛИТ, 2012. – 300с.: ISBN 978-5-9221-1418-9.
71. Цыкунов, А.М. Адаптивное и робастное управление динамическими объектами по выходу / А.М. Цыкунов – Издательство "Физматлит", 2009. – 268с.: ISBN 978-5-9221-1094-5
72. Цыпкин, Я.З. Робастно оптимальные дискретные системы управления / Я.З. Цыпкин // Автоматизация и телемеханика. – 1999. – С. 315-324.
73. Яковис, Л.М. Альтернативные подходы к управлению непрерывными технологическими процессами / Л.М. Яковис // Автоматизация в промышленности. – 2019. – №6. – С. 41–46.
74. Яковис, Л.М. От единого информационного пространства к единому пространству управления производством / Л.М. Яковис // Автоматизация в промышленности. – 2013. – №1. – С. 20–26.
75. Яковис, Л.М. Простые способы расчета типовых регуляторов для сложных объектов промышленной автоматизации / Л.М. Яковис // Автоматизация в промышленности. – 2007. – №6. – С. 51–56.
76. studfile.net: файловый архив студентов: сайт. – 2014 – URL: <https://studfile.net/preview/5351935/page:3/> (дата обращения: 01.03.2023). – Режим доступа: открытый. – Текст: электронный.

77. Aranovskiy, S. Improved transients in multiple frequencies estimation via dynamic regressor extension and mixing / S. Aranovskiy, A. Bobtsov, R. Ortega, A. Pyrkin // 12th IFAC International Workshop on Adaptation and Learning in Control and Signal Processing. – 2016. – Vol. 49. – P. 99–104.
78. Bao, J. Robust multiloop PID controller design: a successive semidefinite programming approach / J. Bao, J.F. Forbes, P.J. McLellan // *Ind. Eng. Chem. Res.* – 1999. – №38. – P. 3407–3419.
79. **Gogol, I.V.** Operational Model Predictive Control on the Example of the Stabilization Process for Hydro Treatment of Oil Fractions / I.V. Gogol, N.A. Kalashnikov, O.A. Remizova, V.V. Syrokvashin, A.L. Fokin // *Studies in Systems, Decision and Control.* – 2022. – Vol. 417. – P. 145-156.
80. Gogol, I.V. Combined Control of Technological Processes with Delay / I.V. Gogol, O.A. Remizova, V.V. Syrokvashin, A.L. Fokin // *Studies in Systems, Decision and Control.* – 2022. – Vol. 418. – P. 177-188.
81. **Gogol, I.V.** Robust control objects with delayed admission by the extended model / I.V. Gogol, O.A. Remizova, I.V. Zhukov, A.L. Fokin // *Studies in Systems, Decision and Control.* – 2022. – Vol. 418. – P. 189-197.
82. **Gogol, I.V.** Robust autonomous control of a multiply connected technological object with input delays / I.V. Gogol, O.A. Remizova, V.V. Syrokvashin, A.L. Fokin // *Cyber-Physical Systems: Modelling and Intelligent Control.* – 2021. – Vol. 338. – P. 153-166.
83. **Gogol, I.V.** Adaptive-robust control of technological processes with delay on control / I.V. Gogol, O.A. Remizova, V.V. Syrokvashin, A.L. Fokin // *Studies in Systems, Decision and Control.* – 2020. – Vol. 260. – P. 133-147.
84. **Gogol, I.V.** Robust control system based on traditional PID control laws / I.V. Gogol, O.A. Remizova, V.V. Syrokvashin, A.L. Fokin // *Studies in Systems, Decision and Control.* – 2020. – Vol. 260. – P. 149-157.
85. Chen, M. Robust adaptive position mooring control for marine vessels / M. Chen, S.S. Ge, B.V.E. How, Y.S. Choo // *IEEE Transactions on Control System Technologies.* – 2013. – Vol. 21. – P. 395-409.
86. Mayne, D.Q. Constrained model predictive control: Stability and optimality / D.Q. Mayne, J.B. Rawlings, C.V. Rao // *Automatica.* – 2000. – Vol. 36 – P. 789-814.
87. Hovd, M. Improved independent design of robust decentralized controllers / M. Hovd, S. Skogestad // *Journal of Process Control.* – №43(3). – P. 1993.
88. Kariwala, V. Fundamental limitation on achievable decentralized performance / V. Kariwala // *Automatica.* – 2007. – №43. – P. 1849–1854.
89. Krstic, M. Delay compensation for nonlinear, adaptive, and PDE systems / M. Krstic – Birkhauser: Springer, 2009. – 466p.

90. Krstic, M. Nonlinear and adaptive control design / M. Krstic, I. Kanellakopoulos, P.V. Kokotovic – Birkhauser, 1995. – 592p.: ISBN: 978-0-471-12732-1.
91. Liuping, W. Model Predictive Control System Design and Implementation Using MATLAB / W. Liuping – Springer London, 2009. – 378p.: ISBN: 978-1-84882-330-3.
92. Luyben, W.L. Simple method for tuning SISO controllers in multivariable systems / W.L. Luyben // Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev. – 1986. – №25. – P. 654–660.
93. Malagutti, N. Particle filter-based robust adaptive control for closed-loop administration of sodium nitroprusside / N. Malagutti // Journal of Computational Surgery. – 2014. – Vol. 1(8). – P. 1-19.
94. Marino, R. Adaptive stabilization of linear systems with outputs affected by unknown sinusoidal disturbances / R. Marino, G.L. Santosuoso, P. Tomei // European Control Conference. – 2007. – P. 129–134.
95. O'Dwyer, Aidan A summary of PI and PID controller tuning rules for processes with time delay. Part 1: PI tuning rules / Aidan O'Dwyer // IFAC Proceedings Volumes. – 2000. – №33(4) – 159-164p.
96. O'Dwyer, Aidan Handbook of PI and PID controller tuning rules, 3rd Edition / Aidan O'Dwyer – London: Imperial College Press, 2009. – 624p.: ISBN: 978-1848162426
97. Pyrkin, A. Rejection of sinusoidal disturbance of unknown frequency for linear system with input delay / A. Pyrkin, A. Smyshlyaev, N. Bekiaris-Liberis, M. Krstic // Baltimore, USA: American Control Conference – 2010. – P. 5688-5693.
98. Qing-Guo, Wang PID Control for Multivariable Processes / Wang Qing-Guo, Ye Zhen, Cai Wen-Jian, Hang Chang-Chieh – Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag., 2008. – 278p.: ISBN: 978-3540784814
99. Rosenwasser, E.N. Computer-Controlled Systems: Analysis and Design with Process-orientated Models / E.N. Rosenwasser, B.P. – Lampe: Springer-Verlag., 2000. – 504p.: ISBN: 978-1852333072
100. Shen, S.H. Use of relay-feedback test for automatic tuning of multivariable systems / S.H. Shen, C.C. Yu // AIChE Journal. – 1994. – №40(4). – P. 627–646.
101. Vlachos, C. Genetic approach to decentralised PI controller tuning for multivariable processes / C. Vlachos, D. Williams, J.B. Gomm // IEE Proc. Control Theory Appl. – 1999. – Vol. 146(58). – P. 58-64.
102. Wan, Y. Robust adaptive control for a single-machine infinite bus power system with a SVC / Y. Wan, J. Zhao, G. M. Dimirovski // Control Engineering Practice. – 2014. – Vol. 30. – P. 132-139.

103. Xiong, Q. Effective transfer function method for decentralized control system design of multi-input multi-output processes / Q. Xiong, W.-J. Cai // *Journal of Process Control*. – 2006. – №16. – P. 773–784.
104. Xiong, Q. Equivalent transfer function method for PI/PID controller design of MIMO processes / Q. Xiong, W.-J. Cai, M.-J. He // *Journal of Process Control*. – 2007. – №17. – P. 665–673.
105. Yao, J. Adaptive robust control of DC motors with extended state observer / J. Yao, Z. Jiao, D. Ma // *IEEE Transactions in Industrial Electronics*. – 2014. – Vol. 61(7). – P. 3630-3637.
106. Yao, J. Active disturbance rejection adaptive control of uncertain nonlinear systems: theory and application / J. Yao, W. Deng // *Nonlinear Dynamics*. – 2017. – Vol. 89. – P. 1611-1624.

## ПРИЛОЖЕНИЕ А

## Акт внедрения

Утверждаю  
 Руководитель организации «ООО ОКА»  
 Стефанович Денис Генрихович

Дата «15» августа 2023 г.

Печать организации

## АКТ ВНЕДРЕНИЯ

Настоящий акт подтверждает внедрение разработанной на кафедре автоматизации процессов химической промышленности (АПХП) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Санкт-Петербургский государственный технологический институт (технический университет)» Гоголем Иваном Владимировичем методики синтеза робастных регуляторов под руководством доцента этой кафедры кандидата технических наук Ремизовой Ольги Александровны.

При использование предложенной методики при разработке систем управления нефтехимическим предприятием может быть получен положительный экономический эффект по сравнению с традиционными методиками за счёт возможности перенастройки действующих регуляторов, вследствие улучшения качественных показателей систем, а также за счет повышения производительности. Кроме того, экономический эффект достигается благодаря улучшению качественных показателей локальных систем, связанных с экономией энергетических затрат и затрат на перенастройку ПИ-, ПИД- законов регулирования.

Предложенный подход позволяет компенсировать влияние возмущений в линии управления сложным нефтехимическим объектом при наличии у него существенной неопределенности запаздывания, что в свою очередь способствует улучшению качественных характеристик итоговой продукции.

Председатель комиссии

Подпись

Должность ФИО

Члены комиссии:

Подпись

Должность ФИО

Подпись

Должность ФИО



## ПРИЛОЖЕНИЕ Б

## Уведомление о приеме и регистрации заявки на патент

Форма № 94 ИЗ, ПМ, ПО-2016

Федеральная служба по интеллектуальной собственности  
Федеральное государственное бюджетное учреждение«Федеральный институт промышленной собственности»  
(ФИПС)

Бережковская наб., 30, корп. 1, Москва, Г-59, ГСП-3, 125993

Телефон (8-499) 240-60-15 Факс (8-495) 531-63-18

## УВЕДОМЛЕНИЕ О ПРИЕМЕ И РЕГИСТРАЦИИ ЗАЯВКИ

27.10.2023	062017	2023127890
Дата поступления	Входящий №	Регистрационный №

Заявление о выдаче патента Российской Федерации на изобретение		
ДАТА ПОСТУПЛЕНИЯ (Листа ре- оригинала доку- мента)	(21) РЕГИСТРАЦИОННЫЙ №	ВХОДЯЩИЙ №
27 ОКТ 2023	(85) ДАТА ПЕРЕВОДА международной заявки на национальную фазу	
<input type="checkbox"/> (86) ФИПС ОУДН/ИЗ (регистративный номер заявки на международную фазу заявки) <input type="checkbox"/> (87) Номер и дата международной публикации международной заявки) <input type="checkbox"/> (96) Номер европейской заявки и дата ее подачи) <input type="checkbox"/> (97) Номер и дата публикации европейской заявки)	<b>АДРЕС ДЛЯ ПЕРЕПИСКИ</b> (полный адрес: фамилия и инициалы или наименование организации) 190013, Санкт – Петербург, пр. Московский, дом 24-26/49, литер А, ФГБОУ ВО «СПбГТИ(ТУ)», УНИ Телефон: (812)315-11-15, Факс: (812) 712-77-91 Адрес электронной почты: ropuuev@fi-gi.ru	
<b>ЗАЯВЛЕНИЕ</b> о выдаче патента Российской Федерации на изобретение		<b>В Федеральную службу</b> по интеллектуальной собственности Бережковская наб., д. 30, корп. 1, г. Москва, Г-59, ГСП-3, 125993, Российская Федерация
(54) НАЗВАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ		
Способ синтеза настроек ПИД-регулятора робастной системы.		
(71) ЗАЯВИТЕЛЬ (фамилия, имя, отчество (последнее – при наличии) физического лица или наименование юридического лица (полностью определенному документом), имени государственного или местного самоуправления, названия службы и почтовый ящик) Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Санкт-Петербургский государственный технологический институт (технический университет)» 190013, Санкт – Петербург, пр. Московский, дом 24-26/49, литер А. (RU) <input type="checkbox"/> Изобретение создано за счет средств федерального бюджета Заявитель является: <input type="checkbox"/> государственным заказчиком <input type="checkbox"/> муниципальным заказчиком исполнитель работ (наименование) <input type="checkbox"/> исполнителем работ по: <input type="checkbox"/> государственному контракту <input type="checkbox"/> муниципальному контракту Заказчик работ	<b>ИДЕНТИФИКАТОРЫ ЗАЯВИТЕЛЯ</b> ОГРН 1027810258761 КПП 783801001 ИНН 7809012725 СНИЛС ДОКУМЕНТ (серия, номер) КОД СТРАНЫ (если он установлен) RU	ОТД 17 31 ОКТ 2023 240 90 15
(74) ПРЕДСТАВИТЕЛЬ(И) ЗАЯВИТЕЛЯ (фамилия, имя, отчество (последнее – при наличии) физическое лицо или наименование юридического лица, наименование службы, подразделения для адреса без по адресу изобретения от его имени и Федеральной службе по интеллектуальной собственности или авторитетная информация в силу закона) Фамилия, имя, отчество (последнее – при наличии) Адрес Срок представительства (если в заявлении указана доверенность представительская заявка, срок действия не указывается)	<input type="checkbox"/> патентный поверенный <input type="checkbox"/> представитель по доверенности <input type="checkbox"/> представитель по закону Телефон: Факс: Адрес электронной почты: Регистрационный номер патентного поверенного	

Общее количество документов в листах	20	Лицо, зарегистрировавшее документы
Из них: - количество листов комплекта изображений изделия (для промышленного образца)	0	Атаказова И.М.
Количество платежных документов	1	
Сведения о состоянии делопроизводства по заявкам размещаются в Открытых реестрах на сайте ФИПС по адресу: <a href="http://www.fips.ru/registers-web">www.fips.ru/registers-web</a>		

## ПРИЛОЖЕНИЕ В

## Уведомление о приеме и регистрации заявки на патент

Форма № 94 ИЗ, ПМ, ПО-2016

Федеральная служба по интеллектуальной собственности  
Федеральное государственное бюджетное учреждение

«Федеральный институт промышленной собственности»  
(ФИПС)

Бережковская наб., 30, корп. 1, Москва, Г-59, ГСП-3, 125993

Телефон (8-499) 240-60-15 Факс (8-495) 531-63-18

## УВЕДОМЛЕНИЕ О ПРИЕМЕ И РЕГИСТРАЦИИ ЗАЯВКИ

27.10.2023	062023	2023127891
Дата поступления	Входящий №	Регистрационный №

Заявление о выдаче патента Российской Федерации на изобретение

ДАТА ПОСТУПЛЕНИЯ (дата приема документа заявки) 27 ОКТ 2023	(21) РЕГИСТРАЦИОННЫЙ №	ВХОДЯЩИЙ №
(85) ДАТА ПЕРЕВОДА международной заявки на национальную фазу		
<input type="checkbox"/> (86) ФИПС ОТД 17 (регистрационный номер международной заявки и дата международной подачи опубликованного международного ведомости)	АДРЕС ДЛЯ ПЕРЕПИСКИ (почтовый адрес, факс и e-mail или наименование адреса) 190013, Санкт - Петербург, пр. Московский, дом 24-26/49, литер А. ФГБОУ ВО «СПбГТИ(ТУ)», УНИ Телефон: (812)315-11-15, Факс: (812) 712-77-91 Адрес электронной почты: ropulev@iti-gti.ru	
<input type="checkbox"/> (87) Номер и дата международной публикации международной заявки)	АДРЕС ДЛЯ СЕКРЕТНОЙ ПЕРЕПИСКИ (заполняется при подаче заявки на секретное изобретение)	
<input type="checkbox"/> (96) Номер международной заявки и дата ее подачи)	ЗАЯВЛЕНИЕ о выдаче патента Российской Федерации на изобретение	
<input type="checkbox"/> (97) Номер и дата публикации международной заявки)	В Федеральную службу по интеллектуальной собственности Бережковская наб., д. 30, корп. 1, г. Москва, Г-59, ГСП-3, 125993, Российская Федерация	
(54) НАЗВАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ Робастная система автоматического управления для объектов с запаздыванием		
(71) ЗАЯВИТЕЛЬ (фамилия, имя, отчество (последнее - при наличии) физического лица или наименование юридического лица (полное наименование документа), место жительства или место нахождения, название страны и почтовый индекс) Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Санкт-Петербургский государственный технологический институт (технический университет)» 190013, Санкт - Петербург, пр. Московский, дом 24-26/49, литер А. (RU) <input type="checkbox"/> изобретение создано за счет средств федерального бюджета Заявитель является: <input type="checkbox"/> государственным заказчиком <input type="checkbox"/> муниципальным заказчиком исполнителем работ (наименование) <input type="checkbox"/> исполнителем работ по: <input type="checkbox"/> государственному контракту <input type="checkbox"/> муниципальному контракту Заказчик работ	ИДЕНТИФИКАТОРЫ ЗАЯВИТЕЛЯ ОГРН 1027810258761 КПП 783801001 ИНН 7809012725 СНИЛС ДОКУМЕНТ (серия, номер) КОД СТРАНЫ (если он установлен) RU	
(74) ПРЕДСТАВИТЕЛЬ(И) ЗАЯВИТЕЛЯ (указывается фамилия, имя, отчество (последнее - при наличии) лица, осуществляющего патентные услуги профессионально для цели или по поручению владельца или его агента в Федеральной службе по интеллектуальной собственности или заключившего патентный и/или лицензионный договор)	<input type="checkbox"/> патентный поверенный <input type="checkbox"/> представитель по доверенности <input type="checkbox"/> представитель по закону	

Санкт-Петербургский государственный институт  
Телефон: 812-712-77-91  
Факс: 812-712-77-91  
E-mail: ropulev@iti-gti.ru

ОТД 17  
31 ОКТ 2023  
240 50 15

Общее количество документов в листах	28	Лицо, зарегистрировавшее документы
Из них: - количество листов комплекта изображений изделия (для промышленного образца)	0	Атаказова И.М.
Количество платежных документов	1	
Сведения о состоянии делопроизводства по заявкам размещаются в Открытых реестрах на сайте ФИПС по адресу: <a href="http://www.fips.ru/registers-web">www.fips.ru/registers-web</a>		