

Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования
«НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ»



На правах рукописи

Буй Ван Там

**СИНТЕЗ РЕЗОНАНСНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ МЕТОДОМ
РАЗДЕЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЙ ДЛЯ СТАБИЛИЗАЦИИ
ПЛАТФОРМ НА ПОДВИЖНОМ ОСНОВАНИИ**

Специальность 2.3.1.

Системный анализ, управление и обработка информации, статистика
(технические науки)

Диссертация на соискание учёной степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, профессор
Юркевич Валерий Дмитриевич

Новосибирск – 2024

Оглавление

Введение	5
Глава 1 Стабилизированные платформы и их применения . . .	14
1.1 Обзор областей применения стабилизированных платформ	14
1.2 Структура и методы синтеза систем управления для стабилизации платформ	17
1.2.1 Структура стабилизированной платформы	17
1.2.2 Методы синтеза систем управления для стабилизации платформ	20
1.3 Математические модели стабилизированной платформы	22
1.3.1 Математическая модель платформы, стабилизированной по углу тангажа	22
1.3.2 Математическая модель платформы, стабилизированной по углу крену	25
1.3.3 Математическая модель платформы с двумя каналами управления	26
1.4 Математическая модель электрогидравлического привода	27
1.5 Постановка цели и задач диссертационного исследования	31
Выводы по главе 1	32
Глава 2 Синтез одноканального регулятора для стабилизации платформы на корабле	34
2.1 Постановка задачи управления	34
2.2 Синтез регулятора для стабилизации платформы без учета малых параметров электрогидропривода	36
2.2.1 Синтез ПИ-регулятора методом разделения движений для стабилизации платформы	36
2.2.2 Расчет параметра μ регулятора на основе функции чувствительности	39
2.2.3 Синтез резонансного ПИ-регулятора методом разделения движений для стабилизации платформы	43
2.2.4 Результаты моделирования	48

2.2.5	Синтез ПИ-регулятора с двумя резонансными блоками в канале управления	50
2.2.6	Результаты моделирования системы с двумя резонансными блоками в канале управления	55
2.3	Синтез регулятора для стабилизации платформы с учетом малых параметров электрогидропривода	56
2.3.1	Синтез ПИ-регулятора для стабилизации платформы с учетом влияния малых параметров электрогидропривода	56
2.3.2	Расчет параметра μ регулятора на основе функции чувствительности	62
2.3.3	Синтез резонансного ПИ-регулятора методом разделения движений для стабилизации платформы	67
2.3.4	Результаты моделирования	74
	Выводы по главе 2	75
Глава 3 Синтез двухканального ПИ-регулятора для стабилизации платформы		
	стабилизации платформы	77
3.1	Постановка задачи управления	77
3.2	Синтез двухканального ПИ-регулятора методом разделения движений для стабилизации платформы	78
3.3	Синтез двухканального резонансного ПИ-регулятора для стабилизации платформы	82
3.4	Синтез ПИ-регулятора с двумя резонансными блоками в каждом канале управления для стабилизации платформы	88
3.5	Результаты моделирования	93
	Выводы по главе 3	95
Глава 4 Синтез регулятора для стабилизации положения упругого подвеса		
	упругого подвеса	96
4.1	Постановка задачи управления	96
4.2	Синтез ПИД регулятора методом разделения движений для стабилизации положения упругого подвеса	97
4.3	Расчет параметра μ регулятора на основе функции чувствительности	101
4.4	Синтез резонансного ПИД регулятора для стабилизации положения упругого подвеса	103

4.5	Результаты моделирования для упругого подвеса	109
	Выводы по главе 4	110
Глава 5	Синтез ПИД регулятора для стабилизации	
	платформы с упругими связями	112
5.1	Постановка задачи управления	112
5.2	Синтез ПИД-регулятора для стабилизации платформы	115
5.3	Синтез резонансного ПИД-регулятора методом разделения движений для стабилизации платформы	119
5.4	Синтез ПИД регулятора для стабилизации платформы с двумя резонансными блоками в каждом канале управления	124
5.5	Результаты моделирования	130
	Выводы по главе 5	135
	Заключение	136
	Список литературы	137
	Приложение А Акты внедрения научных результатов	
	диссертационной работы	150

Введение

Актуальность темы исследования. Эффективность работы большого числа прецизионных бортовых информационно – управляющих систем на подвижных объектах существенным образом зависит от точности углового позиционирования этих систем [1–7]

С целью устранения влияния колебаний подвижной основы на такое оборудование, его размещают на специальной стабилизированной платформе [8, 9]. Применение системы угловой стабилизации платформы позволяет изолировать специальное оборудование от действия перемещений подвижного основания [10–17].

Необходимо отметить, что тема диссертационного исследования также непосредственно связана с решением проблем компенсации возмущений при разработке высокоточных систем для сопровождения цели, стабилизации аппаратуры наблюдения и вооружения на подвижных платформах [18–25].

Решение проблемы подавления периодических возмущающих воздействий является актуальной при проектировании активных систем виброизоляции операторов промышленных установок и промышленного оборудования [26]. Активная виброизоляция применяется в лазерной технике [27] машиностроении [28, 29], лабораториях с высокоточным оборудованием [30, 31].

В диссертационной работе рассматривается проблема синтеза эффективных систем управления для стабилизации углового положения платформ на подвижном основании. В частности, рассматриваются платформы, установленные на палубе корабля, которые подвергаются воздействию колебаний водной среды. Стабилизация углового положения платформ осуществляется с помощью электрогидроприводов, где перемещение штоков гидроцилиндров позволяет обеспечить горизонтальное положение платформ в условиях колебаний палубы корабля.

Принимая во внимание расширение области практического применения стабилизированных платформ и повышение требований к точности их углового позиционирования в условиях действия внешних возмущений можно отметить, что разработка методов синтеза систем управления для стабилизации углового положения платформ на подвижном основании является актуальной научно-технической задачей.

Степень разработанности темы исследования.

В качестве исполнительных механизмов для управления положением стабилизированной платформы могут быть использованы системы электромагнитного подвеса и двигатели постоянного тока [32, 33]. В тоже время в условиях большой массы платформы и установленного на платформе оборудования наиболее эффективным является применение электрогидравлических приводов [34–37], которые позволяют обеспечить формирование требуемого усилия для компенсации возмущений от волновых колебаний палубы корабля. При решении задачи синтеза систем управления электрогидроприводом для стабилизации платформы на корабле могут быть использованы различные методы, такие как адаптивное управление [38–40], синтез на основе H_∞ подхода [41], методы нечеткой логики [42], бэкстеппинг [43–46], системы на основе формирования скользящих режимов [47–51]. Расчет системы стабилизации платформы на подвижном основании может быть выполнен на основе методов синтеза следящих систем управления [48], методов нейросетевого управления [18].

Повышение точности угловой стабилизации платформы, а в пределе достижение инвариантности ее углового положения по отношению к действующим возмущениям, может быть достигнуто согласно теории инвариантных систем [52, 53] путем реализации принципа двухканальности в системе управления или на основе применения больших коэффициентов усиления в обратной связи [54, 55]. Применение больших коэффициентов усиления в обратной связи, например в работах [56, 57], приводит к рассмотрению динамических систем с разнотемповыми процессами [58–62]. Проблемы синтеза систем управления с разнотемповыми процессами рассматриваются также в работах [63, 64].

Принимая во внимание гармонический или полигармонический характер возмущающих воздействий на угловое положение платформы на корабле, для решения задачи стабилизации платформы в структуру регулятора можно дополнительно включить модель возмущающего воздействия (*принцип внутренней модели*) [65–67], что позволяет обеспечить свойство селективной инвариантности регулируемых величин в системе управления по отношению к периодическим возмущениям определенной частоты. Данный подход рассматривался в работах [68–74]. Методы синтеза селективно-инвариантных систем управления на основе полиномиального подхода обсуждаются в работах [75–80].

Алгоритмы управления с моделью гармонического возмущения также называют резонансными регуляторами, которые применяются, например, в элек-

тромеханических системах и системах преобразования электрической энергии [81—91].

Необходимо отметить, что включение модели возмущения в структуру регулятора приводит к увеличению динамического порядка замкнутой системы, что усложняет процедуру выбора параметров регулятора с учётом требования на заданную степень подавления влияния гармонических возмущений или требования асимптотической устойчивости углового положения платформы при действии гармонических возмущений. В данном случае при настройке параметров регулятора могут привлекаться методы синтеза адаптивных систем [70, 92, 93], методики расчета регуляторов на основе решения матричного уравнения Сильвестра [75, 76] и методики расчета на основе решения линейных матричных неравенств [94—96].

Однако отмеченные выше методы не дают явных расчетных соотношений для выбора параметров резонансных регуляторов с учётом требования на заданную степень подавления влияния гармонических возмущений или требования асимптотической устойчивости углового положения платформы при действии гармонических возмущений, в частности, при использовании таких типовых регуляторов как пропорционально-интегральных (ПИ) и пропорционально-интегрально-дифференциальных (ПИД) регуляторов.

В настоящее время остаются нерешенными проблемы синтеза одноканальных и многоканальных регуляторов для стабилизируемых платформ с электрогидравлическим приводом с учётом требования на заданную степень подавления влияния гармонических возмущений или требования асимптотической устойчивости углового положения платформы при действии гармонических возмущений. Свойство асимптотической устойчивости углового положения платформы при действии гармонических возмущений соответствует свойству селективной инвариантности углового положения платформы в установившемся режиме при гармонических возмущениях.

Цели и задачи диссертационной работы. Целью диссертационного исследования является разработка и исследование алгоритмов управления для решения проблемы угловой стабилизации платформ на подвижном основании с учётом требования на заданную степень подавления влияния гармонических возмущений или требования асимптотической устойчивости углового положения платформы при действии гармонических возмущений.

Для достижения поставленной цели исследования необходимо решить следующие **задачи**:

1. Выполнить обзор существующих методов синтеза систем управления для стабилизированных платформ.
2. Рассмотреть математические модели стабилизированной платформы с электрогидроприводом в качестве исполнительного механизма.
3. Разработать методику синтеза алгоритмов управления для стабилизации платформы с учетом влияния малых инерционностей электрогидропривода.
4. Разработать методику синтеза алгоритмов управления для стабилизации платформы, обеспечивающих заданную степень подавления гармонических возмущений.
5. Разработать методику синтеза одноканальных и многоканальных систем угловой стабилизации платформы, обеспечивающих асимптотическую устойчивость переходных процессов по регулируемым переменным и инвариантность углового положения платформы по отношению к гармоническим возмущениям.

Объектом исследований являются стабилизированные платформы на подвижном основании с электрогидроприводом в качестве исполнительного механизма.

Предметом исследований является синтез регуляторов на основе метода разделения движений и принципа внутренней модели при действии гармонических возмущений.

Методы исследования. При решении поставленных в диссертационном исследовании задач применялись методы теории автоматического управления, методы анализа разнотемповых процессов в динамических системах, теория матриц, аппарат функций чувствительности. При численном моделировании использовался MATLAB/Simulink.

Научная новизна полученных результатов:

1. Предложены новые структуры резонансных алгоритмов управления для обеспечения асимптотической устойчивости процессов по регулируемым переменным при гармонических возмущениях.
2. Разработана методика синтеза алгоритмов управления для стабилизации платформ с учетом влияния малых инерционностей электрогидропривода.

3. Разработана методика синтеза алгоритмов управления для стабилизации платформ с заданной степенью подавления влияния гармонических возмущений на основе функции чувствительности.
4. Разработана методика синтеза одноканальных и многоканальных систем угловой стабилизации платформ, обеспечивающих асимптотическую устойчивость заданного положения платформ при гармонических возмущениях.

Практическая значимость результатов. Разработанные методики синтеза одноканальных и многоканальных систем управления с резонансными регуляторами могут быть использованы при решении широкого круга задач управления, связанных с подавлением влияний гармонических или полигармонических возмущений, например, для стабилизации положения платформ, систем активной виброизоляции операторов, промышленного оборудования, прецизионных лабораторных установок, а также для проектирования высокоточных систем воспроизведения заданных гармонических режимов поведения регулируемых переменных, например, на стендах прочностных испытаний механических конструкций.

На защиту выносятся следующие научные положения:

1. Методика синтеза регуляторов на основе метода разделения движений и функции чувствительности.
2. Методика синтеза резонансных ПИ регуляторов на основе метода разделения движения для одноканальных и многоканальных систем управления стабилизированной платформой с жесткими связями.
3. Методика синтеза резонансного регулятор методом разделения движений для системы подавления колебаний упругого подвеса.
4. Методика синтеза резонансных ПИД регуляторов на основе метода разделения движений для одноканальных и многоканальных систем управления стабилизированной платформой с упругими связями.

Достоверность и обоснованность результатов и выводов диссертационной работы подтверждается корректностью расчетных соотношений, сходимость результатов аналитических исследований с результатами численного моделирования.

Внедрение результатов исследований. Результаты диссертационной работы были использованы при разработке резонансных алгоритмов управления для электрогидроприводов стендов прочностных испытаний в Сибирском

научно-исследовательском институте авиации имени С. А. Чаплыгина (СибНИА, г. Новосибирск),

а также в учебном процессе на кафедре «Автоматика» Новосибирского государственного технического университета (НЭТИ), г. Новосибирск, по дисциплине «Специальные главы теории автоматического управления» Использование результатов диссертационной работы подтверждается соответствующими актами о внедрении.

Апробация результатов исследований.

Основные положения и результаты диссертационной работы были представлены на следующих конференциях: 2020 1st International Conference Problems of Informatics, Electronics, and Radio Engineering (PIERE) (Novosibirsk, Russia, 2020), 16th International Conference on Stability and Oscillations of Nonlinear Control Systems (Pyatnitskiy's Conference) (Moscow, Russian Federation, 2022), 2022 IEEE International Multi-Conference on Engineering, computer and Information Sciences (SIBIRCON) (Yekaterinburg, Russian Federation, 2022), 2023 IEEE 24th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM) (Novosibirsk, Russian Federation, 29 июня – 3 июля 2023), 2023 IEEE XVI International Scientific and Technical Conference Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE) (Novosibirsk, Russian Federation, 2023), XVI Всероссийская научная конференция молодых ученых (Новосибирск, 2022).

Публикации. По теме диссертационной работы опубликовано 10 печатных работ, из них, 2 работы опубликованы в рецензируемых журналах из списка ВАК, 5 работ в изданиях, индексируемых в базах данных Scopus или Web of Science и 3 другие публикации по теме диссертации.

Личный вклад автора состоит в предложении темы исследования и непосредственном решении поставленных задач диссертационного исследования, а именно: разработке математической модели стабилизированной платформы с электрогидроприводом, разработке методики применения функций чувствительности при выборе параметров регуляторов, разработке методик синтеза резонансных регуляторов для стабилизации платформы с электрогидроприводом, проведении численного моделирования разработанных систем управления с использованием математического пакета MATLAB/Simulink. Постановка цели и задач диссертационного исследования осуществлялась автором совместно с научным руководителем Юркевичем В.Д.

Соответствие паспорту специальности. Область исследования соответствует паспорту специальности 2.3.1 — Системный анализ, управление и обработка информации, статистика:

- 1) по пункту 2: «Формализация и постановка задач системного анализа, оптимизации, принятия решений, обработки информации и искусственного интеллекта»;
- 2) по пункту 4: «Разработка методов и алгоритмов решения задач системного анализа, оптимизации, управления, принятия решений, обработки информации и искусственного интеллекта»;
- 3) по пункту 14: «Разработка принципиально новых методов анализа и синтеза элементов систем управления с целью улучшения их технических характеристик».

Структура и объем диссертационной работы.

Диссертация состоит из введения, 5 глав, заключения, списка литературы и 1 приложения. Объем диссертации составляет 151 страницу, включая 54 рисунка, 3 таблицы. Список литературы содержит 124 наименования.

Краткое содержание диссертации

В первой главе приведен краткий обзор областей применения стабилизированных платформ, кинематические схемы платформ с электрогидроприводами, обзор применяемых методов при синтезе систем управления для стабилизации платформ и математические модели стабилизированной платформы на корабле, в том числе: математическая модель гидропривода, математическая модель стабилизированной платформы для одного канала управления и математическая модель стабилизированной платформы на корабле с двумя каналами управления. Сформулированы цель и задачи диссертационного исследования.

Во второй главе разработана процедура синтеза ПИ-регулятора методом разделения движения для стабилизации платформы на корабле с учетом и без учета влияния малых параметров электрогидропривода, получены расчетные соотношения для выбора параметров ПИ-регулятора методом разделения движений на основе функции чувствительности, предложены структуры ПИ-регуляторов с резонансными блоками, разработана процедура синтеза резонансных ПИ-регуляторов, позволяющая обеспечить свойство асимптотического стремления к нулю угла отклонения стабилизированной платформы при

действии гармонических и полигармонических возмущений, разработана методика синтеза резонансного ПИ-регулятора методом разделения движений для стабилизации платформы с учетом влияния малых параметров электрогидропривода.

В третьей главе разработана процедура синтеза методом разделения движений двухканальной системы управления с ПИ-регулятором и резонансным ПИ-регулятором для стабилизации платформы с жесткими кинематическими связями платформы и палубы корабля. Показано, что разработанная методика синтеза двухканальной системы управления применима как для случая гармонического возмущающего воздействия, так и для полигармонического возмущения в виде суммы гармонических воздействий. Показано, что применение метода разделения движений позволяет упростить процедуру выбора параметров регулятора и обеспечить требования к показателям качества динамических процессов в замкнутой системе управления в условиях неполной информации о параметрах модели стабилизированной платформы. Результаты аналитического анализа и численного моделирования показали, что использование предлагаемого резонансного ПИ-регулятора позволяет обеспечить инвариантность углового положения платформы в установившемся режиме по отношению к действию внешних гармонических возмущений.

В четвертой главе рассмотрена математическая модель системы стабилизации положения упругого подвеса. Разработана методика синтеза ПИД-регулятора и резонансного ПИД-регулятора для системы стабилизации положения упругого подвеса методом разделения движений. Разработана методика вычисления параметров ПИД-регулятора на основе функции чувствительности. Показано, что предлагаемая процедура синтеза резонансного ПИД-регулятора методом разделения движения для стабилизации положения упругого подвеса позволяет обеспечить свойство асимптотического стремления к нулю отклонения подвеса при действии гармонических и полигармонических возмущений.

В пятой главе рассмотрена математическая модель стабилизированной платформы для случая упругой кинематической связи платформы и штоков гидроцилиндров. Разработана процедура синтеза двухканального ПИД-регулятора для стабилизации платформы на корабле на основе метода разделения движений. Разработана методика синтеза ПИД-регулятора как для случая гармонического возмущающего воздействия, так и для полигармонического возмущения. Показано, что применение метода разделения движений позволяет

упростить процедуру выбора параметров ПИД-регулятора исходя из требований к динамическим процессам в замкнутой системе управления в условиях неполной информации о параметрах модели стабилизированной платформы. Результаты численного моделирования показали, что использование предлагаемого двухканального ПИД-регулятора позволяет обеспечить инвариантность углового положения платформы в установившемся режиме по отношению к действию внешних гармонических возмущений с известной частотой и неизвестной амплитудой гармонических возмущений.

В заключении сформулированы результаты диссертационного исследования.

В приложении приведены копии актов об использовании и внедрении результатов диссертационного исследования.

Глава 1 Стабилизированные платформы и их применения

В настоящее время стабилизируемые платформы широко применяются для размещения прецизионного навигационного оборудования, радиолокационных антенн систем связи и другого специального оборудования. В этой главе представлен краткий обзор областей применения стабилизированных платформ, кинематические схемы платформ с электрогидроприводами, обзор применяемых методов при синтезе систем управления для стабилизации платформ и математическая модель стабилизированной платформы на корабле, в том числе: математическая модель гидропривода, математическая модель стабилизированной платформы для одного канала управления и математическая модель стабилизированной платформы на корабле с двумя каналами управления. Сформулирована цель и задачи диссертационного исследования.

1.1 Обзор областей применения стабилизированных платформ

Стабилизированные платформы используются для установки навигационного оборудования, датчиков систем наблюдения, радиолокационных антенн, телескопов и систем вооружения. В настоящее время стабилизируемые платформы применяются на многих типах движущихся транспортных средств, начиная от спутников до подводных лодок и даже используются на некоторых портативных и наземных устройствах. Научные, военные и коммерческие применения включают решение таких задач как наблюдение, отслеживание целей, наведение ракет, управление орудийными башнями, управление ориентацией антенн, астрономических телескопов и портативных камер [4, 5].

Существуют различные кинематические схемы построения корабельных стабилизированных платформ. В частности, применяются последовательные стабилизированные платформы и параллельные стабилизированные платформы [6]. В практических приложениях более широкое применение нашли последовательные стабилизированные платформы [7, 13]

В качестве исполнительных механизмов для управления положением стабилизированной платформы могут быть использованы системы электромагнитного подвеса и двигатели постоянного тока. В тоже время в условиях большой величины массы платформы и установленного на платформе оборудования наиболее эффективным является применение электрогидравлических приводов, которые позволяют обеспечить формирование требуемого усилия для компенсации возмущений.

По сравнению с последовательными механизмами, параллельный манипулятор представляет собой сложную механическую структуру, обладающую некоторыми особыми характеристиками, такими как: большая жесткость, потенциально более высокая кинематическая точность, устойчивость и подходящее расположение исполнительных механизмов. Однако, они страдают от проблем относительно небольшого полезного рабочего пространства и трудностей проектирования.

Параллельные платформы могут быть оснащены гидравлическими или призматическими приводами. Они имеют прочную конструкцию и могут перемещать тела больших размеров с высокой скоростью. Параллельные механизмы можно встретить в практических приложениях, в которых необходимо ориентировать жесткое тело в пространстве с высокой скоростью, например, в авиационных симуляторах [6, 7], позиционные трекары и телескопы [10, 11]. В последнее время стабилизированной платформы используются многими компаниями при разработке высокоточных станков [12, 13], например, Giddings and Lewis, Hexel, Geodetic и Toyoda. Существует множество работ посвященных кинематике и динамическому анализу полностью параллельных манипуляторов. Среди них рассматривается класс манипуляторов, известный как Stewart- Гоф-подобные платформы [97, 98].

Стабилизированные платформы на корабле. Качка любого морского судна отрицательно влияет на работу многих приборов. Особенно высокоточные приборы желательно использовать в режиме без качки, или с существенным ослаблением её влияния. Для подавления качки оборудования, требуется разработка стабилизированной платформы, размещаемой на корабле. Если результаты измерений углов наклона такой платформы использовать в контуре обратной связи, можно обеспечить поддержание исходного невозмущенного состояния рабочей поверхности платформы, чтобы ослабить или полностью устранить влияние качки на точность работы приборного оборудования. Для решения этой задачи желательно знать математическую модель движения такой платформы, т. е. связь между управляющими сигналами и перемещениями на выходе платформы, а также связь между этими перемещениями и сигналами на выходе датчиков углов наклона.

При проектировании стабилизированных платформ, которые размещаются на корабле, предварительно необходимо осуществить выбор технического решения для стабилизации верхней плоскости платформы, находящейся на ко-

рабле в условиях морской качки. Требуется разработать эскизный проект для решения задачи подавления влияния качки на рабочую поверхность активной платформы. С этой целью необходимо выбрать метод подавления качки, вид датчиков и исполнительных устройств, построить математическую модель системы, выполнить расчет и реализацию регулятора для этой системы.

В практике, существует несколько вариантов стабилизированных платформ для их использования на корабле [99].

Первый вариант. Для стабилизации платформы, размещенной на корабле, важно изолировать эту платформу от палубы корабля с помощью системы, которая может изменять длины опор платформы, когда плоскость палубы меняет угол наклона под действием внешних сил. Это означает, что система может компенсировать углы отклонения платформы при изменении положения палубы. Система выполняющая эту функцию, как правило, использует гидроцилиндры в качестве привода, как это показано на рисунке 1.1. **Второй**



Рисунок 1.1—Схема конструкции стабилизируемой платформы с электрогидроприводами [5]

вариант. Стабилизационная платформа изолирована от палубы подушками, состоящими из пружины и гидравлической плунжерной системы. Системы, работающие по этому принципу, показаны на рисунке 1.2.

Безопорный подвес платформы, по-видимому, является более эффективным, и одновременно более энергоёмким методом стабилизации. Такой подвес целесообразен в дорогостоящих стационарных установках, например, в лазерных системах, в которых требуется полностью изолировать установку от ме-

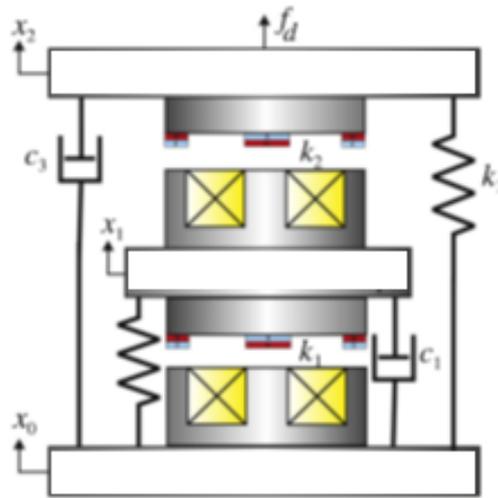


Рисунок 1.2—Схема и внешний вид стабилизированной платформы с использованием электромагнитного механизма поддержки [28]

ханических воздействий опор. Магнитный подвес может обеспечить лучшую изоляцию от высокочастотных вибрации в сравнении с платформами на гидравлических опорах.

1.2 Структура и методы синтеза систем управления для стабилизации платформ

1.2.1 Структура стабилизированной платформы

Структуры применяемых стабилизированных платформ очень разнообразны. В последние годы появилось много работ по данной теме, где было представлено множество различных моделей стабилизированных платформ. В зависимости от числа степеней свободы эти модели можно разделить на следующие виды.

Модель стабилизированной платформы с двумя степенями свободы. Кинематическая схема платформы на корабле с двумя степенями свободы показана на рисунке 1.3 [100—102]. Стабилизированная платформа связана с палубой через два привода и цилиндрическую стойку. Обычно два привода расположены под углом девяносто градусов и связаны с стабилизированной платформой шаровыми шарнирами.

Платформа с двумя степенями свободы может вращаться вокруг двух осей (крен и тангаж). Управление платформой осуществляется изменением длин звеньев l_1, l_2 .

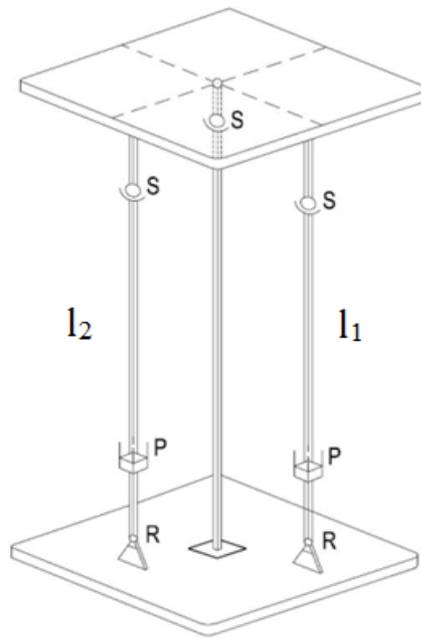


Рисунок 1.3—Кинематическая схема платформы на корабле с двумя степенями свободы [33]

Модель стабилизированной платформы с тремя степенями свободы. Стабилизированная платформа с тремя степенями свободы широко используются. Параллельная стабилизированная платформа состоит из параллельного механизма 3-UPS/S и электрогидравлической сервосистемы, а ее прототип показан на рисунке 1.4 [13]. В системе используется один и тот же тип гидравлического цилиндра и сервоклапана, а также параллельный механизм 3-UPS/S.

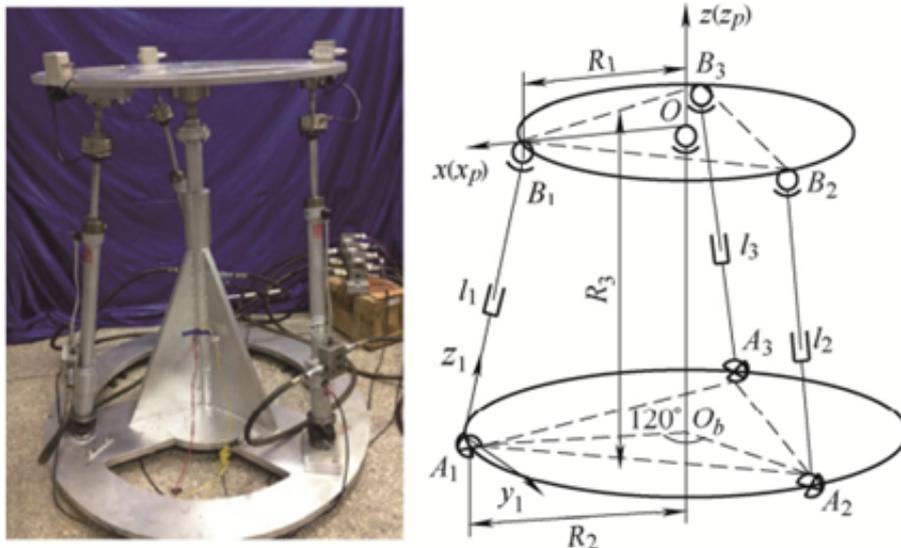


Рисунок 1.4—Кинематическая схема платформы на корабле с тремя степенями свободы [13]

Структура системы стабилизированной платформы состоит из подвижной платформы, неподвижной платформы, трех электроприводов, расположенных под углом 120° . Электропривод содержит гидравлический цилиндр, призматический шарнир, где поршневой шток соединен с подвижной платформой через сферический шарнир, а цилиндр соединен с палубой через универсальный шарнир.

Применение стабилизированной платформы с тремя степенями свободы позволяет управлять платформой по трем осям, соответствующим углам наклона платформы, за счет перемещений штоков гидроприводов.

Модель стабилизированной платформы с шестью степенями свободы. В настоящее время было проведено много исследований по управлению гидравлической параллельной платформой. Например, в работе [103] предложили новый регулятор на основе модели для гидравлической параллельной платформы шестью степенями свободы (6 - DOF) с учетом нелинейной характеристики гидравлических систем. В работе [104] рассматривается система с организацией скользящего режима закона адаптации для 6-DOF гидравлической платформы для повышения точности системы управления. В работе [105] рассматривается система управления с организацией скользящий режим с обратным шагом для управления 6-DOF гидравлической параллельной платформой, при этом используется система с наблюдателем и осуществляется компенсация трения для улучшения эффективности управления.

Кинематическая схема платформы с шестью степенями свободы показана на рисунке 1.5 [8, 106]. Структура системы стабилизированной платформы состоит

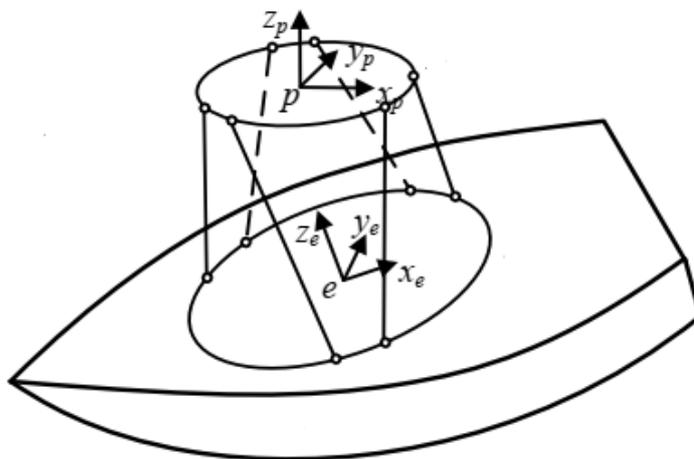


Рисунок 1.5—Кинематическая схема платформы на корабле с шестью степенями свободы [107]

из платформы, соединенной с настилом тремя приводами и трех исполнительных приводов, которые расположены под углом сто двадцать градусов. Обычно используются гидроприводы, которые соединены с платформой шаровыми соединениями, а с палубой корабля - призматическими шарнирами.

1.2.2 Методы синтеза систем управления для стабилизации платформ

При проектировании стабилизируемых платформ широко применяются методы анализа кинематических схем и анализа колебательных процессов, применяемых в робототехнике [108, 109]. Например, в работе [97] рассматривается много-критериальная задача оптимального проектирования для манипуляторов на основе применения интервального анализа. Возможности применения алгоритмов управления для Stewart-платформы с дополнительными датчиками рассмотрены в работе [98].

В качестве исполнительных механизмов для управления положением стабилизированной платформы могут быть использованы системы электромагнитного подвеса и двигатели постоянного тока [32, 33]. В тоже время в условиях большой величины массы платформы и установленного на платформе оборудования наиболее эффективным является применение электрогидравлических приводов [34—37], которые позволяют обеспечить формирование требуемой величины силы для компенсации возмущений от волновых колебаний палубы корабля. При решении задачи синтеза систем управления электрогидроприводом для стабилизации платформы на корабле могут быть использованы различные методы, такие как адаптивное управление [38—40], синтез на основе H-infty подхода [41], методы нечеткой логики [42], бэкстепинг [43—46], системы на основе формирования скользящих режимов [47—51]. Расчет системы стабилизации платформы на подвижном основании может быть выполнен на основе методов синтеза следящих систем управления [48], методов нейросетевого управления [18]. Повышение точности угловой стабилизации платформы, а в пределе достижение инвариантности ее углового положения по отношению к действующим возмущениям, может быть достигнута согласно теории инвариантных систем [52, 53] путем реализации принципа двухканальности в системе управления или на основе применения больших коэффициентов усиления в обратной связи [54, 55]. Применение больших коэффициентов усиления в обратной связи, например в работах [56, 57], приводит к рассмотрению динамических систем с

разнотемповыми процессами [58—62]. Проблемы синтеза систем управления с разнотемповыми процессами рассматриваются также в работах [63, 64].

Принимая во внимание гармонический или полигармонический характер возмущающих воздействий на угловое положение платформы на корабле, для решения задачи стабилизации платформы в структуру регулятора можно дополнительно включить модель возмущающего воздействия (принцип внутренней модели) [65—67], что позволяет обеспечить свойство селективной инвариантности системы управления по отношению к периодическим возмущениям. Данный подход рассматривался в работах [68—74]. Методы синтеза селективно-инвариантных систем управления на основе полиномиального подхода обсуждаются в работах [75—80].

Алгоритмы управления с моделью гармонического возмущения также называют резонансными регуляторами, которые применяются, например, в электромеханических системах и системах преобразования электрической энергии [81—91].

Необходимо отметить, что включение модели возмущения в структуру регулятора приводит к увеличению динамического порядка замкнутой системы, что усложняет процедуру выбора параметров регулятора с учётом требований на заданную степень подавления влияния гармонических возмущений или требования на асимптотическую устойчивость углового положения платформы по отношению к действующим гармоническим возмущениям. В данном случае при настройке параметров регулятора могут привлекаться методы синтеза адаптивных систем [70, 92, 93], методики расчета регуляторов на основе решения матричного уравнения Сильвестра [75, 76] и методики расчета на основе решения линейных матричных неравенств [94—96]. Однако отмеченные выше методы не дают явных расчетных соотношений для выбора параметров резонансных регулятора с учётом требований на заданную степень подавления влияния гармонических возмущений или требования на асимптотическую устойчивость углового положения платформы по отношению к действующим гармоническим возмущениям, в частности, при использовании таких типовых регуляторов как пропорционально-интегральных (ПИ) и пропорционально-интегрально-дифференциальных (ПИД) регуляторов.

В настоящее время остаются нерешенными проблемы синтеза одноканальных и многоканальных регуляторов для стабилизации платформы с электрогидравлическим приводом с учётом требований на заданную степень подавле-

ния влияния гармонических возмущений или требования на асимптотическую устойчивость углового положения платформы по отношению к действующим гармоническим возмущениям и требования инвариантности углового положения платформы по отношению к действующим гармоническим возмущениям.

1.3 Математические модели стабилизированной платформы

1.3.1 Математическая модель платформы, стабилизированной по углу тангажа

В этом разделе обсуждается математическая модель стабилизированной платформы на корабле, угловое перемещение которой осуществляется с помощью электрогидравлического сервопривода. Рассматривается схема стабилизированной платформы на корабле по углу тангажа, которая показана на рисунке 1.6, где h_0 , a_1 , a_2 и l является звеньями обсуждаемой кинематической схемы. Звено a_2 на данной схеме представляет платформу, а изменение угла наклона β_p данного звена относительно палубы корабля достигается путем изменения длины звена l (значение изменения длин l_1 и l_2 звеньев электрогидравлических сервоприводов, схема которых показана на рисунке 1.8). Здесь $l = (l_1 + l_2)/2$ [110, 111].

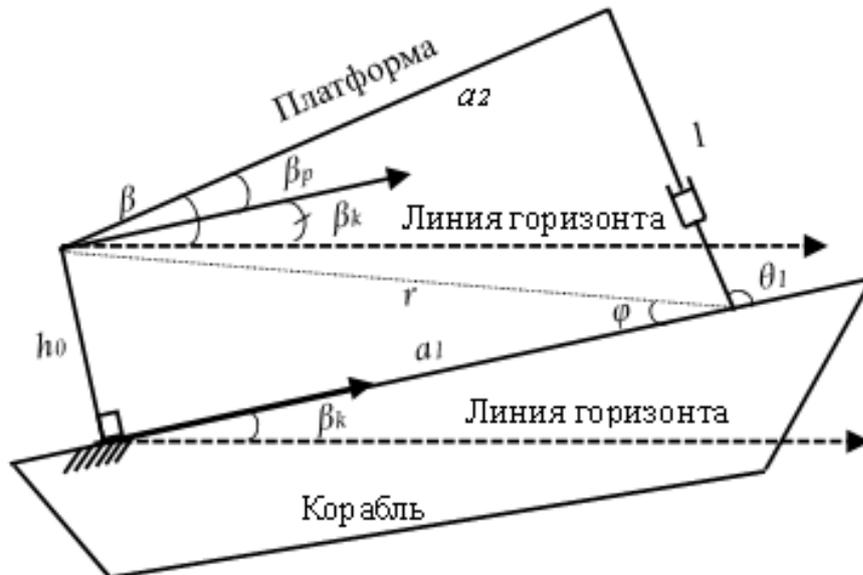


Рисунок 1.6—Кинематическая схема платформы на корабле по углу тангажа

Представляя звенья в виде комплексных чисел [33] для данной замкнутой кинематической цепи, получим следующее уравнение:

$$h_0 i + a_2 e^{i\beta_p} - l e^{i\theta_1} - a_1 = 0,$$

из которого следует [110, 111]:

$$le^{i\theta_1} = -a_1 + h_0i + a_2e^{i\beta_p}. \quad (1.1)$$

Комплексное сопряжение для уравнения (1.1) имеет вид

$$le^{-i\theta_1} = -a_1 - h_0i + a_2e^{-i\beta_p}. \quad (1.2)$$

В результате перемножения выражений (1.1) и (1.2), получим

$$l^2 = h_0^2 + a_2^2 + a_1^2 - a_1a_2(e^{i\beta_p} + e^{-i\beta_p}) - h_0a_2i(e^{i\beta_p} - e^{-i\beta_p}). \quad (1.3)$$

Обозначим $k_1 = e^{i\beta_p} + e^{-i\beta_p}$, $k_2 = e^{i\beta_p} - e^{-i\beta_p}$. Тогда выражение (1.3) можно представить в вид:

$$l^2 = h_0^2 + a_2^2 + a_1^2 - a_1a_2k_1 - h_0a_2k_2i. \quad (1.4)$$

Также отметим, что для выражений k_1 и k_2 справедливы соотношения

$$\begin{cases} k_1 = e^{i\beta_p} + e^{-i\beta_p} = \cos \beta_p + i \sin \beta_p + \cos \beta_p - i \sin \beta_p = 2 \cos \beta_p, \\ k_2 = e^{i\beta_p} - e^{-i\beta_p} = \cos \beta_p + i \sin \beta_p - \cos \beta_p + i \sin \beta_p = 2i \sin \beta_p. \end{cases} \quad (1.5)$$

Подставляя соотношения (1.5) для k_1 и k_2 в уравнение (1.4), получим уравнение, показывающее зависимость между длиной звена l и углом наклона платформы β_p относительно палубы корабля

$$l^2 = h_0^2 + a_2^2 + a_1^2 - 2a_1a_2 \cos \beta_p + 2h_0a_2k_2 \sin \beta_p. \quad (1.6)$$

Из рисунка (1.6) следует, что $h_0 = r \sin \varphi$ и $a_1 = r \cos \varphi$. Подставляя данные выражения для h_0 и a_1 в уравнение (1.6), получим:

$$\frac{l^2 - h_0^2 - a_2^2 - a_1^2}{2a_2r} = \sin \varphi \sin \beta_p - \cos \varphi \cos \beta_p. \quad (1.7)$$

Здесь $r = \sqrt{h_0^2 + a_1^2}$. Обозначим $k_3 = \frac{a_2^2 + r^2 - l^2}{2ra_2}$ и преобразуем уравнение (1.7) в форму:

$$\begin{cases} \cos(\varphi + \beta_p) = k_3, \\ \sin(\varphi + \beta_p) = \sqrt{1 - k_3^2}. \end{cases} \quad (1.8)$$

Из выражения (1.8) получим:

$$\beta_p = -\varphi + \operatorname{arctg} \frac{\sqrt{1 - k_3^2}}{k_3}, \quad (1.9)$$

где $k_3 = k_3(l)$. Представим длину звена l в виде $l = l_0 + \Delta l$, где $\Delta(l)$ - величина перемещения штока в цилиндре электрогидравлического сервопривода, а величина l_0 соответствует выполнению требования $\beta_p = 0$. Тогда, из условия $\beta_p = 0$ в выражении (1.9) следует:

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\sqrt{1 - k_3^2(l_0)}}{k_3(l_0)}. \quad (1.10)$$

Подставляя выражение (1.10) в уравнение (1.9) получим:

$$\beta_p = -\operatorname{arctg} \frac{\sqrt{1 - k_3^2(l_0)}}{k_3(l_0)} + \operatorname{arctg} \frac{\sqrt{1 - k_3^2(l)}}{k_3(l)}. \quad (1.11)$$

Обозначим $f(k_3(l)) = \operatorname{arctg} \frac{\sqrt{1 - k_3^2(l)}}{k_3(l)}$ и выполним линеаризацию уравнения (1.11), на основе его разложения в ряд Тейлора [112], получим:

$$\beta_p = -f(k_3(l_0)) + f(k_3(l_0)) + f'_{k_3}(k'_3(l_0))\Delta l = f'_{k_3}(k'_3(l_0))\Delta l. \quad (1.12)$$

Вычисляя частные производные:

$$f'_{k_3} = \frac{1}{\sqrt{1 - k_3^2}}, k'_3(l_0) = \frac{l_0}{ra_2},$$

получаем:

$$f'_{k_3} k'_3(l_0) = \frac{1}{\sqrt{1 - k_3^2}} \frac{l_0}{ra_2} = \frac{2l_0}{\sqrt{4r^2 a_2^2 - c_1^2}}, \quad (1.13)$$

где $c_1^2 = a_2^2 + r^2 - l_0^2$. Затем, подставляя выражение (1.13) в уравнение (1.12), получим зависимость между углом тангажа платформы β_p и смещением поршня гидроцилиндра Δl .

$$\beta_p = k_{pitch} \Delta l, \quad (1.14)$$

где $k_{pitch} = \frac{2l_0}{\sqrt{4r^2 a_2^2 - c_1^2}}$.

Угол тангажа платформы по отношению к горизонту равен:

$$\beta = \beta_p + \beta_k, \quad (1.15)$$

где β_k - угол тангажа палубы корабля по отношению к горизонту отражает действие внешних волновых возмущений.

1.3.2 Математическая модель платформы, стабилизированной по углу крену

В этом разделе рассматривается математическая модель стабилизированной платформы на корабле по углу крена, которая показана на рисунке 1.7.

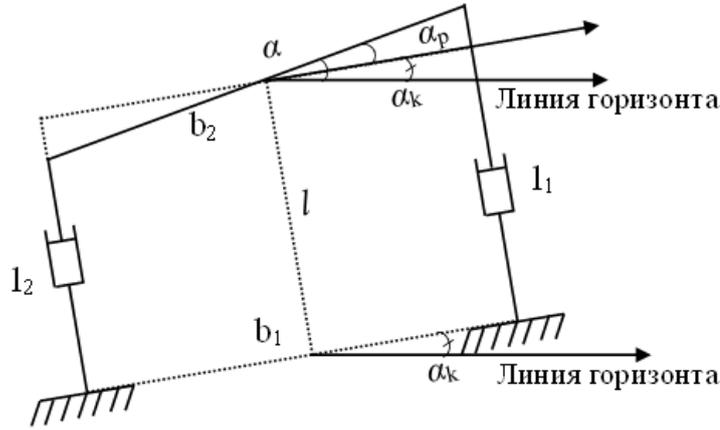


Рисунок 1.7—Кинематическая схема платформы на корабле по углу крена

На рисунке 1.7 представлена кинематическая схема стабилизированной платформы на корабле, где l_1, l_2 - длины соответствующих звеньев с гидроцилиндрами; b_1 - расстояние между двумя соответствующими гидроцилиндрами; b_2 - расстояние на платформе между точками крепления звеньев l_1, l_2 ; α_p - угол наклона платформы по отношению к горизонту (по оси oz). Изменение угла наклона α_p звена b_2 относительно палубы корабля достигается путем изменения длины звеньев l_1 и l_2 помощью электрогидравлического сервопривода [110, 111].

Выполняя те же действия, что и в разделе 2.2, из рисунка 1.7 получим значение угла отклонения стабилизированной платформы по углу крена, определяемое следующим выражением:

$$\alpha_p = k_{roll} \Delta l, \quad (1.16)$$

где

$$k_{roll} = \frac{2l_0}{\sqrt{4r_1^2 b_2^2 - c_2^2}},$$

$$c_2^2 = b_2^2 + r_1^2 - l_0^2.$$

Угол крена платформы по отношению к горизонту равен:

$$\alpha = \alpha_p + \alpha_k, \quad (1.17)$$

где α_k - угол крена палубы корабля по отношению к горизонту отражает действие внешних волновых возмущений.

1.3.3 Математическая модель платформы с двумя каналами управления

В этой части рассматривается математическая модель стабилизированной платформы с двумя степенями свободы на корабле, кинематическая схема которой показана на рисунке 1.8. Стабилизированная платформа связана с палубой через два гидропривода и цилиндрическую стойку [113]. Платформа с двумя степенями свободы может вращаться вокруг двух осей (ox и oz). Управление угловым положением платформы осуществляется изменением длин звеньев l_1, l_2 [110, 111].

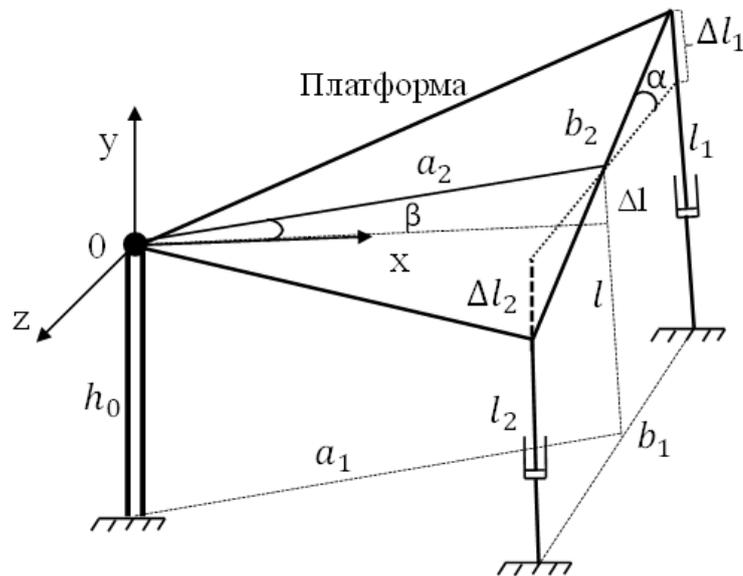


Рисунок 1.8—Кинематическая схема платформы с двумя степенями свободы на корабле

Представленная структурная схема стабилизированной платформы с двумя степенями свободы будет использоваться в качестве объекта исследования в следующих разделах. Предполагается жесткая кинематическая связь штоков гидроцилиндров с платформой. Полагаем, что в случае, когда углы α и β равны нулю, имеем $l_{01} = l_{02} = l_0 = h_0$. Здесь l_{01}, l_{02} является длинами соответствующих узлов с электрогидроприводами. Из рисунка 1.8 получаем соотношения для углов наклона платформы относительно горизонтальной плоскости, которые возникают при изменении длин звеньев данной кинематической схемы:

$$\begin{cases} \operatorname{tg} \beta_p = \frac{\Delta l_1 + \Delta l_2}{2a_1}, \\ \operatorname{tg} \alpha_p = \frac{\Delta l_1 - \Delta l_2}{b_1}. \end{cases} \quad (1.18)$$

При малых значениях углов α_p , β_p можно перейти от уравнений (1.18) к следующим соотношениям:

$$\begin{cases} \beta_p = \frac{\Delta l_1 + \Delta l_2}{2a_1}, \\ \alpha_p = \frac{\Delta l_1 - \Delta l_2}{b_1}. \end{cases} \quad (1.19)$$

Предполагается, что длины звеньев $l_1 = l_{01} + \Delta l_1$, $l_2 = l_{02} + \Delta l_2$.

Обозначим

$$\begin{cases} \beta_p = f_1(l_1, l_2) = \frac{\Delta l_1 + \Delta l_2}{2a_1}, \\ \alpha_p = f_2(l_1, l_2) = \frac{\Delta l_1 - \Delta l_2}{b_1}. \end{cases} \quad (1.20)$$

Тогда выражение (1.18) можно представить в виде:

$$y = \begin{bmatrix} \beta_p \\ \alpha_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1(l_1, l_2) \\ f_2(l_1, l_2) \end{bmatrix}. \quad (1.21)$$

Дифференцируя выражение (1.21) по времени, получаем следующее уравнение:

$$\frac{dy}{dt} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \beta_p \\ \alpha_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial l_1} & \frac{\partial f_1}{\partial l_2} \\ \frac{\partial f_2}{\partial l_1} & \frac{\partial f_2}{\partial l_2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix}. \quad (1.22)$$

С целью выявления взаимосвязи поведения dl_1/dt и dl_2/dt с управляющими сигналами на входе электрогидропривода, в следующем подразделе рассматривается математическая модель электрогидропривода.

1.4 Математическая модель электрогидравлического привода

Рассматривается математическую модель электрогидравлического привода будем полагать, что взаимосвязь положения золотника сервоклапана x_v [м] с величиной входной ток $u = i_v$ [мА] моментного двигателя можно описать дифференциальным уравнением [38]:

$$\tau_v \dot{x}_v = -x_v + k_v u, \quad (1.23)$$

где τ_v - постоянная времени, k_v - коэффициент усиления электромеханизма золотникового сервоклапана. Величина расхода Q_1 рабочей жидкости гидроцилиндра зависит от смещения золотникового клапана x_v и давления рабочей

жидкости P_h [38, 40–42]:

$$Q_1 = C_d \omega x_v \sqrt{\frac{P_s - \operatorname{sgn}(x_v) P_h}{\rho}}, \quad (1.24)$$

где Q_1 - расход рабочей жидкости гидроцилиндра [$\text{м}^3/\text{с}$], C_d - коэффициент расхода, $\omega = \partial S / \partial x_v$ - градиент площади золотника сервоклапанам, P_s - давление на входе гидроцилиндра, $P_h = P_A - P_B$ - перепад давления между полостями гидроцилиндра, P_A и P_B [$\text{Н}/\text{м}^2$] и ρ плотность масла в гидроцилиндре [$\text{кг}/\text{м}^3$].

Линеаризация уравнения (1.24) при малых отклонениях золотника от нулевого положения позволяет получить следующее выражение для величины расхода Q_1 рабочей жидкости гидроцилиндра:

$$Q_1 = K_q x_v - K_c P_h, \quad (1.25)$$

где $K_q = \partial Q_1 / \partial x_v$, $K_c = \partial Q_1 / \partial P_h$, C_d - коэффициент расхода, ω - градиент площади, K_q и K_c - коэффициент усиления, которые зависят от конструктивных параметров гидрцилинда.

Пренебрегая эффектами внешней утечки рабочей жидкости в гидроцилиндре, можно описать динамику привода:

$$Q_1 = A_h \dot{X}_h + \frac{V_h \dot{P}_h}{4E_h} + C_{hl} P_h, \quad (1.26)$$

где X_h - перемещение поршня, A_h - площадь поршня, V_h - объем камеры поршня, E_h - эффективный объемный модуль, C_{hl} - общий коэффициент утечки. Согласно принципу баланса сил, динамику перемещения штока гидроцилиндра можно описать уравнением [38]:

$$A_h P_h = m \ddot{X}_h + B_h \dot{X}_h + F. \quad (1.27)$$

Обозначим $X_1 = X_h$; $X_2 = \dot{X}_h$; $X_3 = P_h$; $X_4 = x_v$. В соответствии с уравнениями (1.23) - (1.27) представим математическую модель гидропривода в виде структурной схемы на рисунке 1.9.

Здесь $\tau_1 = \tau_v$, коэффициент a на данной структурной схеме равен следующей величине: $a = V_h / (4E_h)$.

Из структурной системы на рисунке 1.9 получим передаточную функцию электрогидропривода:

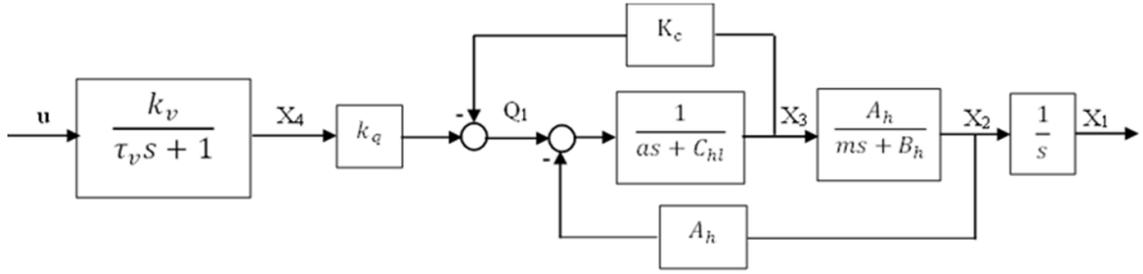


Рисунок 1.9—Структурная схема математической модели электрогидравлического привода

$$W(s) = \frac{x_1(s)}{u(s)} = \frac{b}{s(\tau_1 s + 1)(\tau_2^2 s^2 + 2d\tau_2 s + 1)}, \quad (1.28)$$

где

$$b = \frac{k_v K_q A_h}{B_h C_{hl} + K_c B_h + A_h^2},$$

$$\tau_2 = \sqrt{\frac{m a}{B_h C_{hl} + K_c B_h + A_h^2}},$$

$$d = \frac{m C_{hl} + m K_c + a B_h}{2\tau_2 (B_h C_{hl} + K_c B_h + A_h^2)}.$$

В этом разделе рассматривается модель электрогидропривода, параметры которого приведены в таблице 1.1 [38].

На основе заданных параметров электрогидропривода в таблице 1.1, получим следующие значения параметров передаточной функции (1.28):

$$\tau_1 = 0,001 \text{ с}; \quad \tau_2 = 0,0031 \text{ с}; \quad b = 4,9533; \quad d = 0,9498.$$

Отметим, что обычно основную составляющую волнового возмущения, например, по тангажу можно представить в виде гармонического воздействия:

$$\beta_k(t) = A_{\beta_k} \sin(\omega_1 t + \varphi), \quad (1.29)$$

где ω_1 является частотой колебания палубы корабля под воздействием волновых возмущений и ветра. Поэтому при значениях $\omega_1 \ll \tau_1^{-1}$, $\omega_1 \ll \tau_2^{-1}$ можно от математической модели вида (1.28) перейти к упрощенной математической модели электрогидроприводов в виде интегрирующего звена:

$$W(s) = \frac{x_1(s)}{u(s)} = \frac{b}{s}.$$

Таблица 1.1—Параметры электрогидропривода [38]

№	Параметры	Символ	Количество
1	Масса поршня с нагрузкой, кг	m	55
2	Площадь поршня, m^2	A_h	$1,47 \cdot 10^{-3}$
3	Постоянная времени сервоклапана, с	τ_1	0,001
4	Коэффициент усиления сервоклапана, м/А	k_v	$3,04 \cdot 10^{-3}$
5	Общий коэффициент утечки, $(m^3/c)/Pa$	C_{hl}	$1 \cdot 10^{-11}$
6	Совокупный коэффициент смоделированных сил демпфирования и вязкого трения Н.с/м	B_h	$1 \cdot 10^4$
7	Объем камеры цилиндра, m^3	V_h	$2,47 \cdot 10^{-4}$
8	Эффективный объемный модуль, Па	E_h	$8 \cdot 10^8$
9	Коэффициент усиления потока / открытия, m^2/c	K_q	2,7
10	Усиление потока / давления, $(m^3/c)/Pa$	K_c	$1,75 \cdot 10^{-11}$

В этом случае, упрощенная математическая модель платформы с электрогидроприводом для каналов управления по тангажу и по крену принимает вид:

$$W_i(s) = \frac{x_{1i}(s)}{u_i(s)} = \frac{b_{0i}}{s}, \quad i = 1, 2, \quad (1.30)$$

где

$$b_{01} = [\partial\beta_p/\partial l] b = \bar{b}_{01}b,$$

$$b_{02} = [\partial\alpha_p/\partial l] b = \bar{b}_{02}b.$$

Здесь β_p и α_p являются углами наклона стабилизированной платформы по тангажу и по крену относительно палубы корабля.

В соответствии с рисунком 1.6 для кинематической схемы платформы на корабле по углу тангажара, рассмотрим параметры кинематической схемы стабилизированной платформы следующих видов: $h_0 = 1$ м, $l_0 = 1$ м, $a_1 = 1$ м, $a_2 = 1,0824$ м и $r = 1,4142$ м.

Тогда при изменении угла наклона платформы β_p в пределах: $-\pi/8 \leq \beta_p \leq \pi/8$ получим, что значение b_{01} будет заменяться в диапазоне $0,3142 \leq b_{01} \leq 1,1307$.

В соответствии с рисунком 1.7 для кинематической схемы платформы на корабле по крену, пусть заданы следующие параметры кинематической схемы: $h_0 = 1$ м, $l_0 = 1$ м, $b_1 = 1$ м, $b_2 = 1,0824$ м и $r_1 = 1,4142$ м. Тогда при изменении угла наклона платформы α_p в пределах: $-\pi/8 \leq \alpha_p \leq \pi/8$ получим, что значение b_{02} будет заменяться в диапазоне $2,3299 \leq b_{02} \leq 5,6249$.

В соответствии с выражением (1.4) получаем для (1.22)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} bu_1 \\ bu_2 \end{bmatrix}. \quad (1.31)$$

Тогда из выражений (1.14), (1.16) и (1.31) получаем упрощенную математическую модель платформы с электрогидроприводами для двух каналов управления

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = G \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}, \quad (1.32)$$

где

$$G = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial l_1} & \frac{\partial f_1}{\partial l_2} \\ \frac{\partial f_2}{\partial l_1} & \frac{\partial f_2}{\partial l_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b & 0 \\ 0 & b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{b}{2a_1} & \frac{b}{2a_1} \\ \frac{b}{b_1} & -\frac{b}{b_1} \end{bmatrix}. \quad (1.33)$$

Выражения (1.32), (1.33) используются при синтезе многоканальных регуляторов для упрощенной математической модели платформы с электрогидроприводами в следующих главах.

1.5 Постановка цели и задач диссертационного исследования

Целью диссертационного исследования является разработка и исследование алгоритмов управления для решения проблемы угловой стабилизации платформы на подвижном основании с учётом требований на заданную степень подавления влияния гармонических возмущений или требования на асимптотическую устойчивость углового положения платформы по отношению к действующим гармоническим возмущениям и требования инвариантности углового положения платформы по отношению к действующим гармоническим возмущениям.

Для достижения поставленной цели исследования необходимо решить следующие **задачи**:

1. Выполнить обзор существующих методов синтеза систем управления для стабилизированных платформ.
2. Рассмотреть математические модели стабилизированной платформы с электрогидроприводом в качестве исполнительного механизма.
3. Разработать методику синтеза алгоритмов управления для стабилизации платформы с учетом влияния малых инерционностей электрогидропривода.
4. Разработать методику синтеза алгоритмов управления для стабилизации платформы, обеспечивающих заданную степень подавления гармонических возмущений.
5. Разработать методику синтеза одноканальных и многоканальных систем угловой стабилизации платформы, обеспечивающих асимптотическую устойчивость переходных процессов по регулируемым переменным и инвариантность углового положения платформы в установившемся режиме по отношению к гармоническим возмущениям.

Выводы по главе 1

В данной главе получены следующие основные результаты:

1. Приведен обзор областей применения стабилизированных платформ, рассмотрены кинематические схемы платформ с электрогидроприводами, представлен обзор применяемых методов при синтезе систем управления для стабилизации платформ.

2. Рассмотрены математические модели углового перемещения стабилизированной платформы по тангажу и крену, а также математическая модель стабилизированной платформы с двумя степенями свободы на корабле для случая жесткой кинематической связи платформы с штоком гидроцилиндров.

3. Рассмотрена математическая модель электрогидропривода.

4. Сформулированы цель и задачи диссертационного исследования.

В диссертационном исследовании предлагается подход к решению проблемы синтеза одноканальных и многоканальных регуляторов для стабилизации платформ с электрогидравлическим приводом, в основе которого лежит применение метода разделения движений и принципа внутренней модели. Применение метода разделения движений позволило получить простые расчетные

соотношения для выбора параметров предлагаемых резонансных регуляторов исходя из требований к показателям качества переходных процессов в системе управления. Предлагаемый подход позволяет обеспечить свойство асимптотической устойчивости углового положения платформы при действии гармонических возмущений, что соответствует селективной инвариантности углового положения платформы в установившемся режиме по отношению к гармоническим возмущениям.

Глава 2 Синтез одноканального регулятора для стабилизации платформы на корабле

В настоящее время стабилизируемые платформы широко применяются для размещения прецизионного навигационного оборудования, радиолокационных антенн систем связи и другого специального оборудования. Математическая модель является важной частью анализа свойств объекта управления и первым шагом на пути решения задача управления в частности. Знание математической модели позволяет выбрать подходящий метод управления. В этой главе представлена математическая модель стабилизированной платформы на корабле, в том числе: математическая модель гидропривода, математическая модель стабилизированной платформы для одного канала управления и математическая модель стабилизированной платформы на корабле с двумя каналами управления.

В данной главе представлен метод синтеза одноканального регулятора угловым положением платформы на корабле на основе метода разделения движений. Обсуждаемая задача управления состоит в устранении влияния волновых возмущений на углы наклона платформы относительно горизонта с помощью системы управления с электрогидроприводом в качестве исполнительного механизма. В работе предлагается методика расчета упрощенной структуры регулятора (пропорционально-интегрального регулятора) для стабилизируемой платформы с электрогидроприводом. Предлагаемая методика также позволяет учесть влияние малых инерционностей высокого динамического порядка в математической модели электрогидропривода на свойства системы управления. Приведены результаты численного моделирования предлагаемой системы управления.

2.1 Постановка задачи управления

Упрощенная схема стабилизированной платформы, которая установлена на палубе корабля, показана на рисунке 1.6 [99], где a_2 – подвижная платформа, β_p – угол наклона стабилизированной платформы по отношению к горизонту, β_k – угла наклона палубы корабля по отношению к горизонту. Тогда угол наклона платформы по отношению к горизонту (угол тангажа) равен следующей величине:

$$\beta = \beta_p(l) + \beta_k, \quad (2.1)$$

где $l = (l_1 + l_2)/2$ и β - угол наклона для стабилизации платформы по отношению к горизонту, который регулируется путем изменения длины звена l при перемещении штока гидроцилиндра.

Колебания водной среды приводят к изменению угла наклона β_k палубы корабля по отношению к горизонту. Указанные колебания имеют сложный спектральный состав, но обычно главную составляющую данных колебаний можно представить в виде гармонической функции с амплитудой A_{β_k} и круговой частотой ω_1 . Поэтому возмущающее воздействие в данной системе представим в следующем виде:

$$\beta_k(t) = A_{\beta_k} \sin(\omega_1 t + \phi). \quad (2.2)$$

Математическую модель углового положения платформы на корабле с гидроприводом можно представить в следующем виде [110]:

$$\begin{cases} \beta = f(l_1(X), \beta_k), \\ \dot{X}_1 = \phi(X, u). \end{cases}$$

где u есть управляющее воздействие на входе блока управления золотниковым механизмом электрогидропривода. В данном случае $u = i_v$, где i_v есть входной ток моментного двигателя [мА].

В диссертационной работе обсуждаются две постановки задачи управления. Первая постановка задачи управления состоит в том, что необходимо обеспечить в системе управления положением стабилизированной платформы в условиях действия возмущений (2.2) свойство:

$$\limsup_{t \rightarrow \infty} \sup_{t > 0} |\beta(t)| \leq \varepsilon_\beta, \quad (2.3)$$

где ε_β выбирается в соответствии с требованием к точности угловой стабилизации платформы, $\varepsilon_\beta > 0$.

Вторая постановка задачи управления состоит в том, что необходимо обеспечить в системе управления асимптотическую устойчивость поведения регулируемой переменной $\beta(t)$ при действии гармонических возмущений (2.2), т.е. предъявляется требование

$$\limsup_{t \rightarrow \infty} \sup_{t > 0} |\beta(t)| = 0. \quad (2.4)$$

Предполагается, что для гармонического волнового возмущения (2.2) частота ω_1 является известной, но неизвестна амплитуда возмущения.

Отметим, что для обеспечения требования (2.3) в диссертационной работе предлагается при синтезе системы управления привлекать к рассмотрению функции чувствительности, а для обеспечения требования (2.4) предложен новый класс алгоритмов управления - резонансные регуляторы.

2.2 Синтез регулятора для стабилизации платформы без учета малых параметров электрогидропривода

В данном разделе рассматривается задача синтеза регулятора для стабилизации платформы на основе упрощенной модели (1.30). Анализ влияния малых параметров гидравлического привода будет рассматриваться в следующем разделе.

2.2.1 Синтез ПИ-регулятора методом разделения движений для стабилизации платформы

Отметим, что для современных электрогидроприводов постоянные времени τ_1 и τ_2 в передаточной функции (1.28) являются достаточно малыми величинами относительно величины периода волновых гармонического возмущения $T_1 = 2\pi/\omega_1$. Поэтому на первом этапе расчета параметров регулятора в данном разделе рассматривается модель электрогидропривода без учета влияния постоянных времени τ_1 и τ_2 . Тогда из передаточной функции (1.28) следует линеаризованная модель платформы с электрогидроприводом вида $\dot{\beta}(t) = bu(t)$, а путем дифференцирования выражения (2.1) получаем упрощенную математическую модель платформы с электрогидроприводом следующего вида:

$$\frac{d\beta}{dt} = b_0u + \bar{\beta}_k, \quad (2.5)$$

где $b_0 = [\partial\beta_p/\partial l]b$, $\bar{\beta}_k = d\beta_k/dt$. В данном случае приведенное к входу электрогидропривода возмущение $\bar{\beta}_k$ обусловлено изменением угла наклона β_k палубы корабля относительно горизонта и является гармоническим волновым возмущением с известной частотой ω_1 и неизвестной амплитудой.

Рассмотрим алгоритм управления ПИ регулятора для модели (2.5) следующего вида:

$$\mu\dot{i} = -k_0[T^{-1}\beta + \dot{\beta}], \quad (2.6)$$

где μ есть малый положительный параметр. Отметим, что правая часть выражения (2.6) содержит эталонное уравнение для желаемого поведения регулируем-

емой величины β :

$$T\dot{\beta} + \beta = 0. \quad (2.7)$$

Выполняя преобразование Лапласа для (2.6) при нулевых начальных условиях, получим:

$$u(s) = - \frac{k_0(s + T^{-1})}{\mu s} \beta(s). \quad (2.8)$$

Выражение (2.8) также можно представить в виде:

$$u(s) = -\frac{k_i}{s} \beta(s) - k_p \beta(s), \quad (2.9)$$

где коэффициенты $k_p = k_0/\mu$ и $k_i = k_0/(\mu T)$.

Таким образом выражение (2.8) соответствует структуре ПИ-регулятора с коэффициентами k_i, k_p .

Структурная схема для упрощенной модели стабилизированной платформы с ПИ-регулятором в виде (2.5) показана на рисунке 2.1, где $\beta^d = 0$.

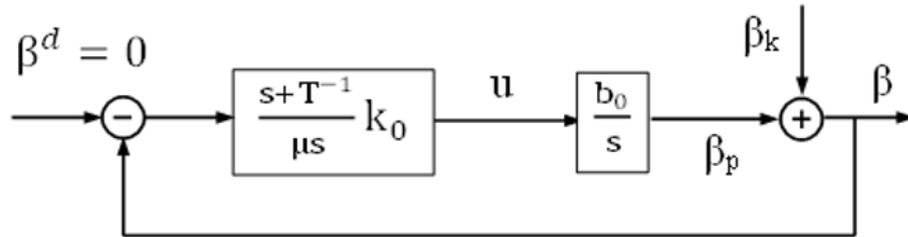


Рисунок 2.1—Структурная схема для упрощенной модели стабилизированной платформы (2.5) с ПИ-регулятором (2.6)

Для анализа процессов в системе (2.5) с регулятором (2.6) рассмотрим уравнения замкнутой системы управления

$$\begin{cases} \dot{\beta} = b_0 u + \bar{\beta}_k, \\ \mu \dot{u} = -k_0 [T^{-1} \beta + \dot{\beta}]. \end{cases} \quad (2.10)$$

С целью анализа свойств процессов в замкнутой системе заменим $\dot{\beta}$ во втором уравнении системы (2.10) на правую часть первого уравнения данной системы. Получим систему уравнения:

$$\begin{cases} \frac{d\beta}{dt} = b_0 u + \bar{\beta}_k, \\ \mu \frac{du}{dt} = -k_0 [T^{-1} \beta + b_0 u + \bar{\beta}_k]. \end{cases} \quad (2.11)$$

Наличие малого положительный параметра μ в системе (2.11) приводит к формированию разнотемповых процессов в замкнутой системе управления. Рассмотрим процедуру выделения уравнений подсистем быстрых движений и медленных движений в системе (2.11). Введём в рассмотрение быстрое время t_0 , которое связано с исходным временем t следующим соотношением: $t = \mu t_0$. Тогда систему уравнений (2.11) можно представить в виде:

$$\begin{cases} \frac{d\beta}{dt_0} = \mu[b_0u + \bar{\beta}_k], \\ \frac{du}{dt_0} = -k_0b_0u - k_0[T^{-1}\beta + \bar{\beta}_k]. \end{cases} \quad (2.12)$$

Полагаем, что $\mu \rightarrow 0$, тогда из системы уравнений (2.12) следует:

$$\begin{cases} \frac{d\beta}{dt_0} = 0, \\ \frac{du}{dt_0} = -k_0b_0u - k_0[T^{-1}\beta + \bar{\beta}_k]. \end{cases} \quad (2.13)$$

Возвращаясь к исходной шкале времени t путем замены $t_0 = t/\mu$, получаем уравнение подсистемы быстрых движений (ПБД)

$$\mu \frac{du}{dt} = -k_0b_0u - k_0[T^{-1}\beta + \bar{\beta}_k]. \quad (2.14)$$

где β и $\bar{\beta}_k$ рассматриваются как “замороженные” переменные на интервале времени переходных процессов в (2.14). Характеристический полином для ПБД (2.14) имеет вид:

$$A_{\text{ПБД}}(s) = \mu s + b_0k_0. \quad (2.15)$$

Так как $\mu > 0$, тогда свойство устойчивости ПБД имеет место при $k_0b_0 > 0$. Например, рекомендуется выбирать параметр $k_0 = 1/b_0$.

Если процессы в ПБД устойчивы и $\mu \rightarrow 0$, тогда для равновесного режима ПБД получим систему уравнений:

$$\begin{cases} \frac{d\beta}{dt} = b_0u + \bar{\beta}_k, \\ 0 = -k_0b_0u - k_0[T^{-1}\beta + \bar{\beta}_k]. \end{cases} \quad (2.16)$$

Исключив переменную u из (2.16), получим уравнение подсистемы медленных движений (ПМД).

$$\frac{d\beta}{dt} = -T^{-1}\beta, \quad (2.17)$$

которое совпадает с эталонным уравнением (2.7), где характеристический полином для (2.17) имеет следующий вид:

$$A_{\text{ПМД}}(s) = s + T^{-1}. \quad (2.18)$$

Выбор величины параметра T в алгоритме управления (2.6) выполняется исходя из требования на желаемое время переходного процесса для регулируемой величины β . Выбором величины параметра μ обеспечивается требование на разделение темпов быстрых и медленных процессов в замкнутой системе управления. Например, полагаем $\mu = T/\eta$, где можно принять $\eta \geq 10$.

Таким образом устойчивость и быстрый переход ПБД (2.14) в установившийся режим позволяют обеспечить в замкнутой системе (2.11) формирование таких переходных процессов для регулируемой величины, которые соответствуют заданной эталонной модели (2.7).

2.2.2 Расчет параметра μ регулятора на основе функции чувствительности

Требование на степень разделение темпов быстрых и медленных процессов η в замкнутой системе управления часто задают на основе результатов численного моделирования или экспериментов. Такой подход не позволяет учесть требование (2.3) на заданную степень подавления влияния гармонических возмущений (2.2).

В данной работе с целью оценки влияния внешнего гармонического возмущения β_k на величину угла отклонения платформы β от линии горизонта предлагается рассмотреть передаточную функцию $S(s) = \beta(s)/\beta_k(s)$. Из уравнений (2.5), (2.6) получим:

$$S(s) = \frac{\mu s^2}{\mu s^2 + b_0 k_0 (s + T^{-1})}. \quad (2.19)$$

Величина $|S(\mu_\varepsilon, j\omega_1)|$ является оценкой чувствительности угла отклонения платформы β от линии горизонта по отношению к гармоническому возмущению β_k с частотой ω_1 .

Поскольку основной целью рассматриваемой системы управления является подавление влияния волновых колебаний палубы судна на угол отклонения платформы от линии горизонта, то дополнительную количественную оценку для выбора параметра μ в алгоритме управления (2.6) можно получить, задав

требование к значению амплитудно-частотной функции для (2.19) на частоте ω_1 в виде следующего условия:

$$|S(\mu_\varepsilon, j\omega_1)| = \varepsilon. \quad (2.20)$$

При заданных значениях ошибки стабилизации углового положения платформы ε_β и амплитуды колебаний палубы корабля A_β величина ε выбирается по соотношению

$$\varepsilon = \varepsilon_\beta / A_\beta.$$

Подставив $s = j\omega_1$ в (2.19), получим из (2.20) следующее уравнение:

$$|S(j\omega_1)| = \left| \frac{-\mu\omega_1^2}{-\mu\omega_1^2 + k_0b_0(j\omega_1 + T^{-1})} \right| = \varepsilon. \quad (2.21)$$

Уравнение (2.21) можно записать следующим образом

$$\frac{\mu\omega_1^2}{\sqrt{(k_0b_0T^{-1} - \mu\omega_1^2)^2 + (k_0b_0\omega_1)^2}} = \varepsilon. \quad (2.22)$$

Возведем в квадрат обе части уравнения (2.22) и преобразуем данное уравнение к следующему виду:

$$\mu^2\omega_1^4 = \varepsilon^2 \left[(k_0b_0T^{-1} - \mu\omega_1^2)^2 + (k_0b_0\omega_1)^2 \right]. \quad (2.23)$$

Уравнение (2.23) можно записать следующим образом:

$$\mu^2\omega_1^4 = \varepsilon^2 \left[(k_0b_0T^{-1})^2 - 2k_0b_0T^{-1}\omega_1^2\mu + \mu^2\omega_1^4 + (k_0b_0\omega_1)^2 \right] \quad (2.24)$$

или

$$\mu^2\omega_1^4(1 - \varepsilon^2) + 2k_0b_0\omega_1^2\varepsilon^2T^{-1}\mu - k_0^2b_0^2\varepsilon^2(T^{-2} + \omega_1^2) = 0. \quad (2.25)$$

Обозначим:

$$\begin{aligned} b_1 &= \omega_1^4(1 - \varepsilon^2), \\ b_2 &= 2k_0b_0T^{-1}\omega_1^2\varepsilon^2, \\ b_3 &= -k_0^2b_0^2\varepsilon^2(T^{-2} + \omega_1^2). \end{aligned}$$

Тогда уравнение (2.25) можно записать в следующем виде:

$$b_1\mu^2 + b_2\mu + b_3 = 0. \quad (2.26)$$

Уравнение (2.26) имеет два решения:

$$\mu_1 = \frac{-b_2 + \sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3}}{2b_1}, \quad \mu_2 = \frac{-b_2 - \sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3}}{2b_1},$$

где при $0 < \varepsilon < 1$ выполняется условие $b_2^2 - 4b_1b_3 > 0$, так как $b_1 > 0$ и $b_3 < 0$.

Учитывая условие $\mu > 0$, получаем $\mu_\varepsilon = \mu_1$, определяемый следующим выражением:

$$\mu_\varepsilon = \mu_1 = \frac{-b_2 + \sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3}}{2b_1}. \quad (2.27)$$

Если $0 < \mu \leq \mu_\varepsilon$ то $|S(\mu, j\omega_1)| \leq \varepsilon$. Таким образом, требование (2.2) может быть обеспечено подбором параметра μ в соответствии с (2.20) и (2.27).

Отметим, что в установившемся режиме из (2.2) и (2.20) получаем следующее соотношение:

$$\varepsilon_\beta(\mu) = |S(\mu, j\omega_1)| A_{\beta_k}. \quad (2.28)$$

Поэтому окончательный выбор параметра μ в регуляторе (2.6) должен быть выполнен с учетом таких требований, как устойчивость замкнутой системы, разделение по темпов быстрых и медленных процессов в замкнутой системе, а также требования (2.2) к точности стабилизации углового положения при гармонических возмущениях. В результате, рекомендуется выбирать параметр μ следующим образом:

$$\mu = \min\{\mu_\eta, \mu_\varepsilon\}, \quad \text{где } \mu_\eta = T/\eta.$$

Как было отмечено в главе 2, в контуре регулирования тангажом платформы значение b_0 изменяется в диапазоне $0,3142 \leq b_0 \leq 1,1307$, когда угол наклона платформы находится в пределах: $-\pi/8 \leq \beta_p \leq \pi/8$. Изменение величины b_0 влияет на корни характеристического полинома ПБД (2.15). При заданных параметрах модели платформы с электрогидравлическим приводом и параметрах ПИ-регулятора корень характеристического полинома ПБД (2.17) будет изменяться. Например, в таблице 2.1, показаны корни характеристического полинома ПБД при изменении величины b_0 на интервале $[-\pi/8, \pi/8]$.

Из таблицы следует, что для всех трех случаев корень характеристического полинома ПБД (2.15) является отрицательным и достаточно удален от корня характеристического полинома ПМД (2.18) при изменении параметра b_0 от 0,3142 до 1,1307 (что соответствует углу наклона стабилизированной платформы относительно палубы судна в диапазоне от $-\pi/8$ до $\pi/8$).

Таблица 2.1—Параметры электрогидропривода (2.17)

β_p	b_0	$s^{\text{ПВД}}$
$-\pi/8$	0,3142	- 15,4
0	0,8165	- 40
$\pi/8$	1,1307	- 54,4

В качестве примера можно рассмотреть результаты численного моделирования для параметров системы, которые показаны в таблице 2.1. Заданы следующие параметры системы управления:

$$T = 0,5 \text{ с}; \quad \eta = 20; \quad \mu = T/\eta; \quad k_0 = 1/b_0; \quad b_0 = \bar{b}b; \quad b = 4,9533$$

$$\omega_1 = 2 \text{ рад/с}; \quad k_i = k_0/(\mu T); \quad k_p = k_0/\mu; \quad \bar{b} = [\partial\beta_p/\partial l] = 0,1648.$$

Результаты численного моделирования для модели платформы с электрогидроприводом (2.5) с ПИ-регулятором (2.6) приведены на рисунке 2.2.

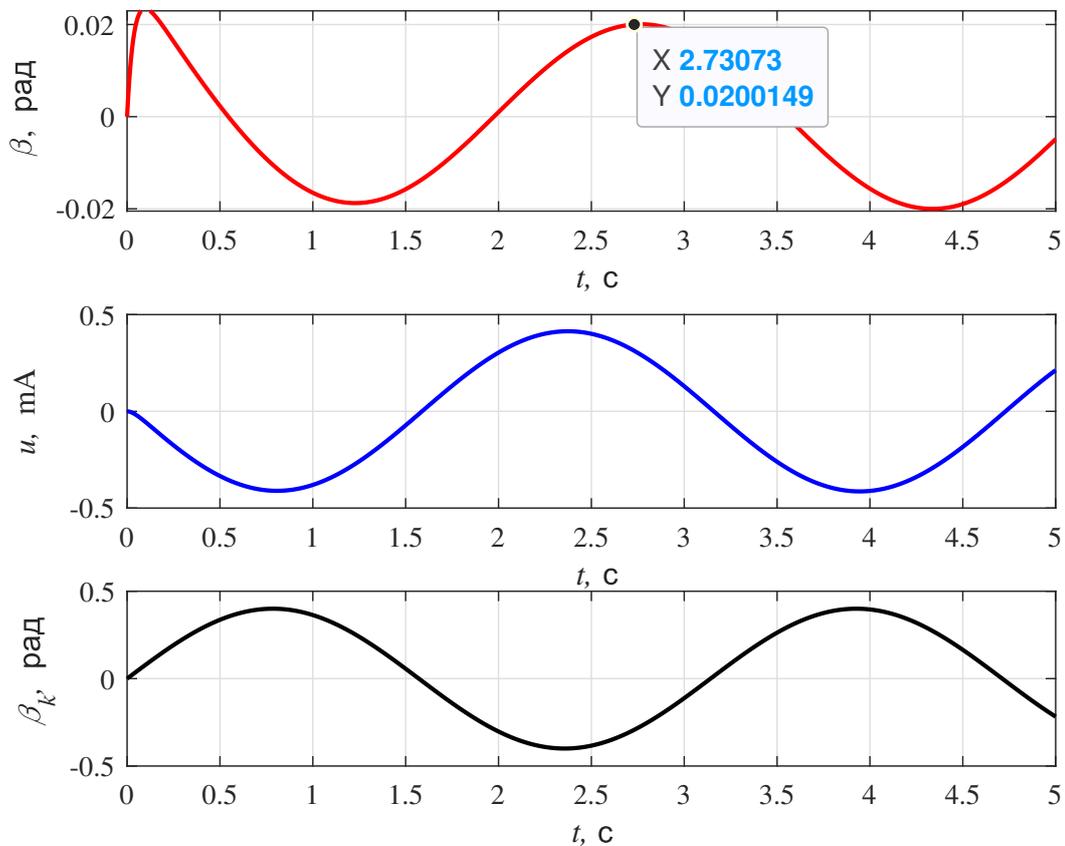


Рисунок 2.2—Результаты моделирования для модели платформы с электрогидроприводом (2.5) и ПИ-регулятором (2.6)

Если задать требование $\varepsilon_\beta = 0,02$, тогда из соотношений (2.27) и (2.28) получим: $\varepsilon = 0,05$; $\mu_\varepsilon = 0,0342$. На рисунке 2.2 приведены результаты численного моделирования замкнутой системы для модели платформы (2.5) с регулятором (2.6) при $\mu = \mu_\varepsilon$, из которых следует, что величина амплитуды ошибки в установившемся режиме соответствует заданной расчетной величине ε_β .

Численное моделирование выполнено с использованием математического пакета MatLAB/Simulink методом Рунге-Кутты 4-го порядка с постоянным шагом интегрирования $\Delta t = 10^{-4}$ с. Численное моделирование также выполнялось используя режим автоматического выбора метода численного интегрирования (automatic solver selection). Результаты моделирования указанными методами совпадают.

2.2.3 Синтез резонансного ПИ-регулятора методом разделения движений для стабилизации платформы

Отметим, что для передаточной функции (2.19) имеет место свойство:

$$|S(\mu, j\omega_1)| \neq 0 \text{ при } \omega_1 \neq 0$$

Таким образом, в системе (2.5), (2.6) не обеспечивается асимптотическое стремление к нулю (2.4) для угла отклонения платформы β от линии горизонта в условиях действия гармонического возмущения (2.2). Уменьшить влияние возмущения (2.2) на угол β возможно путем уменьшения величины параметра μ , однако это приводит к увеличению коэффициентов регулятора k_i и k_p , что не только усложняет практическую реализацию ПИ регулятора (2.6), но при наличии малых инерционностей и запаздываний в канале управления ведет к потере устойчивости системы управления. Поэтому для устранения данного противоречия в диссертационной работе предлагается выполнить синтез селективно-инвариантной системы управления по отношению гармоническому возмущению с известной частотой.

С целью обеспечения свойства асимптотического стремления к нулю (2.4) для угла отклонения платформы β от линии горизонта предлагается новая модифицированная структура ПИ-регулятора с дополнительным резонансным блоком. Предлагаемая структура регулятора имеет вид:

$$u(s) = - \left[1 + \frac{k_r s}{s^2 + \omega_1^2} \right] \frac{k_0(s + T^{-1})}{\mu s} \beta(s). \quad (2.29)$$

Структурная схема для упрощенной модели стабилизированной платформы с резонансным ПИ-регулятором в виде (2.29) показана на рисунке 2.3.

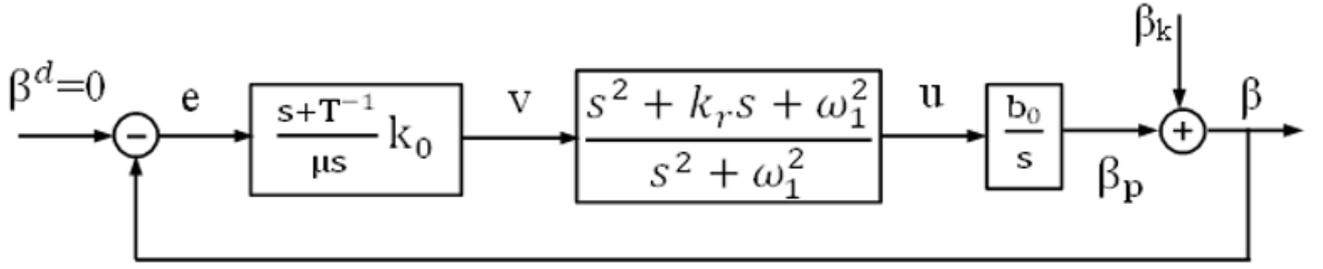


Рисунок 2.3—Структурная схема для упрощенной модели стабилизированной платформы (2.5) с резонансным ПИ-регулятором (2.29)

Из структуры на рисунке 2.3 получаем системы уравнений:

$$\begin{cases} \dot{\beta} = b_0 u + \bar{\beta}_k, \\ u^{(2)} + \omega_1^2 u = v^{(2)} + k_r v^{(1)} + \omega_1^2 v. \end{cases} \quad (2.30)$$

Обозначим $u_1 = \omega_1^2 v - \omega_1^2 u$, $u_2 = u_1 + k_r v$ и представим уравнения (2.30) в виде следующей системы уравнений:

$$\begin{cases} \frac{d\beta}{dt} = b_0 u + \bar{\beta}_k, \\ \frac{du_1}{dt} = \omega_1^2 v - \omega_1^2 u, \\ \frac{du_2}{dt} = u_1 + k_r v, \\ u = u_2 + v. \end{cases} \quad (2.31)$$

Исключая переменную u в правой части первого и второго уравнений системы уравнений (2.31), получим:

$$\begin{cases} \frac{d\beta}{dt} = b_0(u_2 + v) + \bar{\beta}_k, \\ \frac{du_1}{dt} = -\omega_1^2 u_2, \\ \frac{du_2}{dt} = u_1 + k_r v. \end{cases} \quad (2.32)$$

В соответствии со схемой на рисунке 2.3, рассмотрим систему уравнения с ПИ-регулятором:

$$\mu v^{(1)} = -k_0 \left[T^{-1} \beta + \beta^{(1)} \right]. \quad (2.33)$$

Для анализа свойств системы управления с резонансным ПИ-регулятором (2.29), рассмотрим уравнения замкнутой системы (2.32) и (2.33):

$$\begin{cases} \frac{d\beta}{dt} = b_0(u_2 + v) + \bar{\beta}_k, \\ \frac{du_1}{dt} = -\omega_1^2 u_2, \\ \frac{du_2}{dt} = u_1 + k_r v, \\ \mu \frac{dv}{dt} = -k_0 [T^{-1}\beta + \dot{\beta}]. \end{cases} \quad (2.34)$$

Заменим $\dot{\beta}$ в последнем уравнении системы (2.34) на правую часть первого уравнения этой системы. Получим

$$\begin{cases} \frac{d\beta}{dt} = b_0(u_2 + v) + \bar{\beta}_k, \\ \frac{du_1}{dt} = -\omega_1^2 u_2, \\ \frac{du_2}{dt} = u_1 + k_r v, \\ \mu \frac{dv}{dt} = -k_0 [T^{-1}\beta + b_0(u_2 + v) + \bar{\beta}_k]. \end{cases} \quad (2.35)$$

Наличие малого положительного параметра μ в системе (2.35) приводит к формированию разнотемповых процессов в замкнутой системе управления. Рассмотрим процедуру выделения уравнений подсистемы быстрых движений и медленных движений в системе (2.35). Введём в рассмотрение быстрое время t_0 , которое связано с исходным временем t следующим соотношением: $t = \mu t_0$. Тогда систему уравнений (2.35) можно представить в виде:

$$\begin{cases} \frac{d\beta}{dt_0} = \mu [b_0(u_2 + v) + \bar{\beta}_k], \\ \frac{du_1}{dt_0} = -\mu [\omega_1^2 u_2], \\ \frac{du_2}{dt_0} = \mu [u_1 + k_r v], \\ \mu \frac{dv}{dt} = -k_0 [T^{-1}\beta + b_0(u_2 + v) + \bar{\beta}_k]. \end{cases} \quad (2.36)$$

Полагаем, что $\mu \rightarrow 0$, тогда из системы уравнений (2.36) следует:

$$\begin{cases} \frac{d\beta}{dt_0} = 0, \\ \frac{du_1}{dt_0} = 0, \\ \frac{du_2}{dt_0} = 0, \\ \frac{dv}{dt_0} = -k_0 b_0 v - k_0 [T^{-1}\beta + b_0 u_2 + \bar{\beta}_k]. \end{cases} \quad (2.37)$$

где четвёртое уравнение в системе (2.37) является уравнением подсистемы быстрых движений в масштабе быстрого времени t_0 . В терминологии работ [58, 61] данное уравнение называется присоединенной системой, которая в данном случае имеет единственную точку равновесия.

Возвращаясь к исходной шкале времени t путем замены $t_0 = t/\mu$, получаем уравнение подсистемы быстрых движений:

$$\mu \frac{dv}{dt} = -k_0 b_0 v - k_0 [T^{-1}\beta + b_0 u_2 + \bar{\beta}_k], \quad (2.38)$$

где β_k , β и u_2 рассматриваются как "замороженные" переменные на интервале времени переходных процессов подсистемы быстрых движений. Характеристический полином для ПБД (2.38) имеет вид:

$$A_{\text{ПБД}}(s) = \mu s + k_0 b_0. \quad (2.39)$$

Полагаем, что характеристический полином (2.39) ПБД является устойчивым и имеет место быстрый переход ПБД в квазиравновесный режим работы. Уравнения для квазиравновесного режима ПБД в замкнутой системе получим из уравнений (2.35) путем предельного перехода $\mu \rightarrow 0$. Тогда из (2.35) получаем:

$$\begin{cases} \frac{d\beta}{dt} = b_0(u_2 + v) + \bar{\beta}_k, \\ \frac{du_1}{dt} = -\omega_1^2 u_2, \\ \frac{du_2}{dt} = u_1 + k_r v, \\ 0 = -k_0 b_0 v - k_0 [T^{-1}\beta + b_0 u_2 + \bar{\beta}_k]. \end{cases} \quad (2.40)$$

Исключая переменную v из (2.40), получим уравнение подсистемы медленных движений (ПМД):

$$\begin{cases} \frac{d\beta}{dt} = -T^{-1}\beta, \\ \frac{du_1}{dt} = -\omega_1^2 v_2, \\ \frac{du_2}{dt} = -k_r b_0^{-1} T^{-1} \beta + u_1 - k_r u_2 - k_r b_0^{-1} \bar{\beta}_k. \end{cases} \quad (2.41)$$

Уравнения (2.41) можно переписать следующим образом:

$$\begin{bmatrix} \dot{\beta} \\ \dot{u}_1 \\ \dot{u}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -T^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_1^2 \\ -k_r b_0^{-1} T^{-1} & 1 & -k_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta \\ u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -k_r b_0^{-1} \end{bmatrix} \bar{\beta}_k \quad (2.42)$$

Обозначим

$$A_{\text{ПМД}} = \begin{bmatrix} -T^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_1^2 \\ -k_r b_0^{-1} T^{-1} & 1 & -k_r \end{bmatrix}. \quad (2.43)$$

Из уравнений (2.42) и (2.43) получаем уравнение для характеристического полинома ПМД следующего вида:

$$A_{\text{ПМД}}(s) = \det [sI_3 - A_{\text{ПМД}}]. \quad (2.44)$$

Характеристический полином подсистемы медленных движений (ПМД) имеет вид:

$$A_{\text{ПМД}}(s) = (s + T^{-1}) (s^2 + k_r s + \omega_1^2). \quad (2.45)$$

Таким образом, при введении резонансного компонента в регулятор (2.29) можно использовать представленные выше расчётные соотношения для выбора параметров k_0 , T и μ пропорционально-интегральной компоненты регулятора. Отличие возникает только в появлении дополнительного условия на выбор параметра μ в виде следующего условия:

$$\mu \leq \min \{T/\eta, 1/(\omega_1 \eta)\}. \quad (2.46)$$

Данное условие требуется для выполнения требования на разделение темпов быстрых и медленных процессов в замкнутой системе управления с резонансным регулятором.

Вывод 1. Результаты выполненного аналитического анализа процессов в обсуждаемой системе с ПИ - регулятором и резонансным ПИ-регулятором показали, что введение резонансного блока не влияет на вид уравнений подсистемы быстрых движений в рассматриваемой системе управления.

Вывод 2. Введение резонансного блока в структуру регулятора влияет на вид уравнений подсистемы медленных движений. При этом нули передаточной функции резонансного блока входят в состав корней характеристического полинома подсистемы медленных движений замкнутой системы. С целью эффективного демпфирования процессов обусловленных нулями передаточной функции резонансного блока рекомендуется выбирать $k_r = 2\omega_1$.

Вывод 3. Выбор параметров резонансного блока зависит только от частоты подавляемого гармонического возмущения и осуществляется независимым образом от расчета пропорционально-интегральной компоненты регулятора. Расчет пропорционально-интегральной компоненты в резонансном регуляторе выполняется с учетом дополнительного требования (2.46).

2.2.4 Результаты моделирования

При численном моделировании использованы параметры системы, которые показаны в таблице 1.1. В соответствии с рассмотренными расчетными соотношениями заданы следующие параметры регулятора:

$$T = 0,5 \text{ с}; \quad \eta = 20; \quad \mu = T/\eta; \quad k_0 = 1/b_0; \quad b_0 = \bar{b}b; \quad b = 4,9533$$

$$\omega_1 = 2 \text{ рад/с}; \quad k_r = 2\omega_1; \quad k_i = k_0/(\mu T); \quad k_p = k_0/\mu,$$

где $\bar{b} = [\partial\beta_p/\partial l] = 0,1648$.

Результаты численного моделирования для упрощенной модели платформы с электрогидроприводом (2.5) с ПИ-регулятором (2.6) приведены на рисунке 2.4. На рисунке 2.5 показаны результаты численного моделирования для упрощенной модели платформы с резонансным ПИ-регулятором (2.29).

Численное моделирование выполнено с использованием математического пакета MatLAB/Simulink методом Рунге-Кутты 4-го порядка с постоянным шагом интегрирования $\Delta t = 10^{-4}$ с. Численное моделирование также выполнялось используя режим автоматического выбора метода численного интегрирования (automatic solver selection).

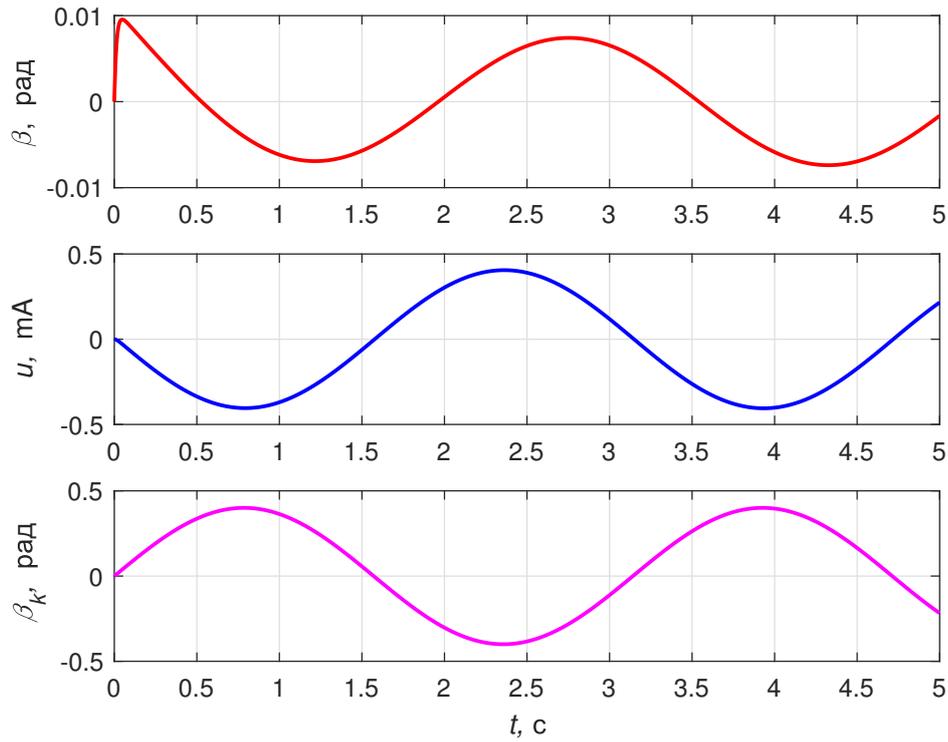


Рисунок 2.4—Результаты моделирования для модели платформы с электрогидроприводом (2.5) и ПИ-регулятором (2.6)

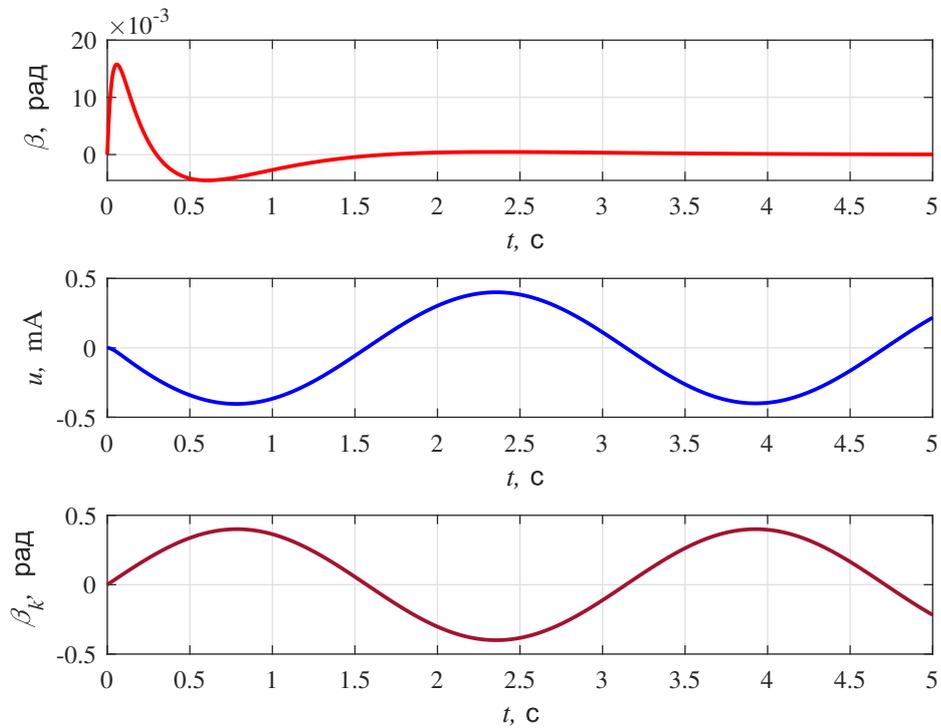


Рисунок 2.5—Результаты моделирования для модели платформы с электрогидроприводом (2.5) и резонансным ПИ-регулятором (2.29)

Результаты моделирования показывают, что для модели платформы (2.5) с ПИ-регулятором (2.6) угол отклонения стабилизированной платформы β по отношению к горизонту не стремится к нулю под действием возмущений (2.2). При использовании резонансного ПИ - регулятора (2.29) для модели платформы (2.5) угол отклонения стабилизированной платформы β по отношению к горизонту асимптотически стремится к нулю, т.е. условие (2.4) выполнено.

2.2.5 Синтез ПИ-регулятора с двумя резонансными блоками в канале управления

В случае, если имеет место полигармонический характер возмущений, например, возмущение является суммой двух гармонических сигналов с разными частотами, тогда условие (2.4) можно обеспечить путем введения двух резонансных блоков в канал управления. В данном разделе рассматривается задача синтеза ПИ-регулятора с двумя резонансными блоками для упрощенной математической модели платформы (2.5). Предлагается использовать алгоритм управления вида

$$\tilde{u}(s) = -k_0 \frac{(s + T^{-1})}{\mu s} \left[\frac{s^2 + k_{r1}s + \omega_1^2}{s^2 + \omega_1^2} \right] \left[\frac{s^2 + k_{r2}s + \omega_2^2}{s^2 + \omega_2^2} \right] \beta(s). \quad (2.47)$$

Уравнениям (2.5) и (2.47) соответствует структурная схема системы управления, которая показана на рисунке 2.6.

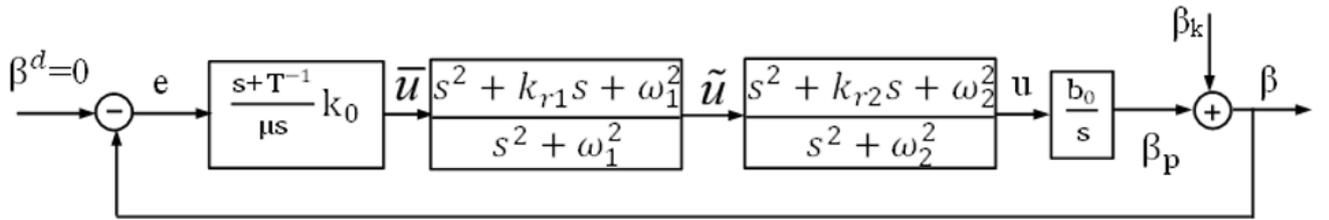


Рисунок 2.6—Структурная схема ПИ - регулятора с двумя резонансными блоками для упрощенной математической модели платформы

Из структурной схемы на рисунке 2.6, получим уравнения для регулятора с двумя резонансными блоками в следующей форме:

$$\begin{cases} \tilde{u}^{(2)} + \omega_1^2 \tilde{u} = \bar{u}^{(2)} + k_{r1} \bar{u}^{(1)} + \omega_1^2 \bar{u}, \\ u^{(2)} + \omega_1^2 u = \tilde{u}^{(2)} + k_{r2} \tilde{u}^{(1)} + \omega_2^2 \tilde{u}, \\ \mu \bar{u}^{(1)} = -k_0 [T^{-1} \beta + \beta^{(1)}]. \end{cases} \quad (2.48)$$

Обозначим:

$$\left\{ \begin{array}{l} h_1^{(1)} = \omega_1^2 \bar{u} - \omega_1^2 \tilde{u}, \\ h_2^{(1)} = h_1 + k_{r1} \bar{u}, \\ \tilde{u} = h_2 + \bar{u}, \\ m_1^{(1)} = \omega_2^2 \tilde{u} - \omega_2^2 u, \\ m_2^{(1)} = m_1 + k_{r2} \tilde{u}, \\ u = m_2 + \tilde{u}. \end{array} \right. \quad (2.49)$$

В соответствии с выражением (2.5) и структурной схемой на рисунке 2.6, представим математическую модель платформы с регулятором (2.47) в виде системы уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} \beta^{(1)} = b_0 u + \bar{\beta}_k, \\ h_1^{(1)} = \omega_1^2 \bar{u} - \omega_1^2 \tilde{u}, \\ h_2^{(1)} = h_1 + k_{r1} \bar{u}, \\ \tilde{u} = h_2 + \bar{u}, \\ m_1^{(1)} = \omega_2^2 \tilde{u} - \omega_2^2 u, \\ m_2^{(1)} = m_1 + k_{r2} \tilde{u}, \\ u = m_2 + \tilde{u}, \\ \mu \bar{u}^{(1)} = -k_0 \left[T^{-1} \beta + \beta^{(1)} \right]. \end{array} \right. \quad (2.50)$$

Исключая u и \tilde{u} в системе уравнения (2.50), а также подставляя правую часть из первого уравнения в системе (2.50) вместо $\beta^{(1)}$ в последнем уравнении данной системы, получим:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\beta}{dt} = b_0 (m_2 + h_2 + \bar{u}) + \bar{\beta}_k, \\ \frac{dh_1}{dt} = -\omega_1^2 h_2, \\ \frac{dh_1}{dt} = h_1 + k_{r1} \bar{u}, \\ \frac{dm_1}{dt} = -\omega_2^2 m_2, \\ \frac{dm_2}{dt} = m_1 + k_{r2} \tilde{u}, \\ \mu \frac{d\bar{u}}{dt} = -k_0 [T^{-1} \beta + b_0 (m_2 + h_2 + \bar{u}) + \bar{\beta}_k]. \end{array} \right. \quad (2.51)$$

Введем в рассмотрение быстрое время t_0 , которое связано с исходной шкалой времени t соотношением $t = \mu t_0$. Запишем систему уравнений (2.51) для новой (быстрой) шкалы времени в виде:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\beta}{dt_0} = \mu [b_0 (m_2 + h_2 + \bar{u}) + \bar{\beta}_k], \\ \frac{dh_1}{dt_0} = -\mu [\omega_1^2 h_2], \\ \frac{dh_2}{dt_0} = \mu [h_1 + k_{r1} \bar{u}], \\ \frac{dm_1}{dt_0} = -\mu [\omega_2^2 m_2], \\ \frac{dm_2}{dt_0} = \mu [m_1 + k_{r2} \tilde{u}], \\ \frac{d\bar{u}}{dt_0} = -k_0 [T^{-1} \beta + b_0 (m_2 + h_2 + \bar{u}) + \bar{\beta}_k]. \end{array} \right. \quad (2.52)$$

Полагая, что $\mu \rightarrow 0$, тогда из системы уравнений (2.52) следует:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\beta}{dt_0} = 0, \\ \frac{dh_1}{dt_0} = 0, \\ \frac{dh_2}{dt_0} = 0, \\ \frac{dm_1}{dt_0} = 0, \\ \frac{dm_2}{dt_0} = 0, \\ \frac{d\bar{u}}{dt_0} = -k_0 [T^{-1} \beta + b_0 (m_2 + h_2 + \bar{u}) + \bar{\beta}_k]. \end{array} \right. \quad (2.53)$$

Возвращаясь в (2.53) к исходной шкале времени t , путем замены $t_0 = t/\mu$, получаем уравнения подсистемы быстрых движений (ПБД):

$$\begin{cases} \frac{d\beta}{dt} = const, \\ \frac{dh_1}{dt} = const, \\ \frac{dh_2}{dt} = const, \\ \frac{dm_1}{dt} = const, \\ \frac{dm_2}{dt} = const, \\ \mu \frac{d\bar{u}}{dt} = -k_0 [T^{-1}\beta + b_0 (m_2 + h_2 + \bar{u}) + \bar{\beta}_k]. \end{cases} \quad (2.54)$$

Уравнения (2.54) можно переписать в следующем виде:

$$\mu \frac{d\bar{u}}{dt} = -k_0 b_0 \bar{u} - k_0 [T^{-1}\beta + b_0 (m_2 + h_2) + \bar{\beta}_k]. \quad (2.55)$$

Таким образом, из уравнения (2.55) следует, что для модели платформы (2.5) с регулятором (2.47) характеристический полином ПБД имеет вид:

$$A_{\text{ПБД}}(s) = \mu s + k_0 b_0. \quad (2.56)$$

Полагаем, что характеристический полином (2.56) ПБД является устойчивым и имеет место быстрый переход ПБД в квазиравновесный режим работы. Уравнения для квазиравновесного режима ПБД в замкнутой системе получим из уравнений (2.51) путем выполнения предельного перехода $\mu \rightarrow 0$. Тогда из (2.51) получаем:

$$\begin{cases} \frac{d\beta}{dt} = b_0 (m_2 + h_2 + \bar{u}) + \bar{\beta}_k, \\ \frac{dh_1}{dt} = -\omega_1^2 h_2, \\ \frac{dh_2}{dt} = h_1 + k_{r1} \bar{u}, \\ \frac{dm_1}{dt} = -\omega_2^2 m_2, \\ \frac{dm_2}{dt} = m_1 + k_{r2} \bar{u}, \\ 0 = -k_0 [T^{-1}\beta + b_0 (m_2 + h_2 + \bar{u}) + \bar{\beta}_k]. \end{cases} \quad (2.57)$$

Исключая переменную \bar{u} из уравнений (2.57), получим уравнение подсистемы медленных движений (ПМД) следующего вида:

$$\begin{cases} \frac{d\beta}{dt} = -T^{-1}\beta, \\ \frac{dh_1}{dt} = -\omega_1^2 h_2, \\ \frac{dh_2}{dt} = -k_{r1} (b_0 T)^{-1} \beta + h_1 - k_{r1} h_2 - k_{r1} m_2 - k_{r1} b_0^{-1} \bar{\beta}_k, \\ \frac{dm_1}{dt} = -\omega_2^2 m_2, \\ \frac{dm_2}{dt} = -k_{r2} (b_0 T)^{-1} \beta + m_1 - k_{r2} m_2 - k_{r2} b_0^{-1} \bar{\beta}_k. \end{cases} \quad (2.58)$$

Уравнения ПМД (2.58) можно переписать в следующем виде:

$$\begin{bmatrix} \dot{\beta} \\ \dot{h}_1 \\ \dot{h}_2 \\ \dot{m}_1 \\ \dot{m}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -T^{-1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_1^2 & 0 & 0 \\ -k_{r1} (b_0 T)^{-1} & 1 & -k_{r1} & 0 & -k_{r1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_2^2 \\ -k_{r2} (b_0 T)^{-1} & 0 & 0 & 1 & -k_{r2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta \\ h_1 \\ h_2 \\ m_1 \\ m_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -k_{r1} (b_0)^{-1} \\ 0 \\ -k_{r2} (b_0)^{-1} \end{bmatrix} F. \quad (2.59)$$

Из выражения для собственной матрицы системы (2.59)

$$A_{\text{собм}} = \begin{bmatrix} -T^{-1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_1^2 & 0 & 0 \\ -k_{r1} (b_0 T)^{-1} & 1 & -k_{r1} & 0 & -k_{r1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_2^2 \\ -k_{r2} (b_0 T)^{-1} & 0 & 0 & 1 & -k_{r2} \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

следует, что характеристический полином ПМД (2.59) имеет вид:

$$A_{\text{ПМД}}(s) = \det [sI_5 - A_{\text{собм}}] = (s + T^{-1}) (s^2 + k_{r1}s + \omega_1^2) (s^2 + k_{r2}s + \omega_2^2). \quad (2.61)$$

Вывод 1. Результаты выполненного аналитического анализа процессов в обсуждаемой системе с ПИ-регулятором и резонансным ПИ-регулятором показали, что введение двух резонансных блоков также не влияет на вид уравнений подсистемы быстрых движений в рассматриваемой системе управления.

Вывод 2. Выбор параметров резонансных блоков зависит только от частот подавляемого полигармонического возмущения и не зависит от пропорционально-интегральной компоненты регулятора. Нули передаточных функций резонансных блоков входят в состав корней характеристического полинома подсистемы медленных движений замкнутой системы. Параметры k_{r1} , k_{r2} резонансных блоков рекомендуется выбирать из требования на демпфирование переходного процесса в ПМД, например выбор $k_{r1} = 2\omega_1$, $k_{r2} = 2\omega_2$.

Вывод 3. Параметр μ пропорционально-интегральной компоненты регулятора (2.47) рекомендуется выбирать из условий:

$$\mu \leq \min\{T/\eta, 1/(\omega_1\eta), 1/(\omega_2\eta)\}, \quad \eta \geq 10. \quad (2.62)$$

Условие (2.62) необходимо для выполнения требования на разделение темпов быстрых и медленных процессов в замкнутой системе управления с двумя резонансными блоками.

2.2.6 Результаты моделирования системы с двумя резонансными блоками в канале управления

В данном примере приведены результаты моделирования системы с двумя резонансными блоками в канале управления при следующих параметрах:

$$b_0 = (\partial\beta/\partial l)b; \quad k_0 = 1/b_0; \quad a_1 = 1 \text{ м}; \quad b_1 = 1 \text{ м},$$

$$\omega_1 = 2 \text{ рад/с}; \quad k_{r1} = 2\omega_1; \quad \omega_2 = 3 \text{ рад/с}; \quad k_{r2} = 2\omega_2; \quad T = 0,5 \text{ с}; \quad \mu = T/20.$$

Здесь волновые возмущения заданы в виде суммы двух гармонических колебаний $\beta_{k1}(t)$ и $\beta_{k2}(t)$ с частотами ω_1 и ω_2 . Результаты моделирования для модели платформы с электрогидроприводом (2.5) и алгоритмом управления (2.47) представлены на рисунке 2.7. Результаты моделирования подтверждают, что предлагаемый алгоритм управления обеспечивает асимптотическое стремление к нулю (2.4) для угла отклонения платформы β от линии горизонта в условиях действия полигармонического возмущения.

Численное моделирование выполнено с использованием математического пакета MatLAB/Simulink методом Рунге-Кутты 4-го порядка с постоянным шагом интегрирования $\Delta t = 10^{-4}$ с. Численное моделирование также выполнялось используя режим автоматического выбора метода численного интегрирования (automatic solver selection). Результаты моделирования совпадают.

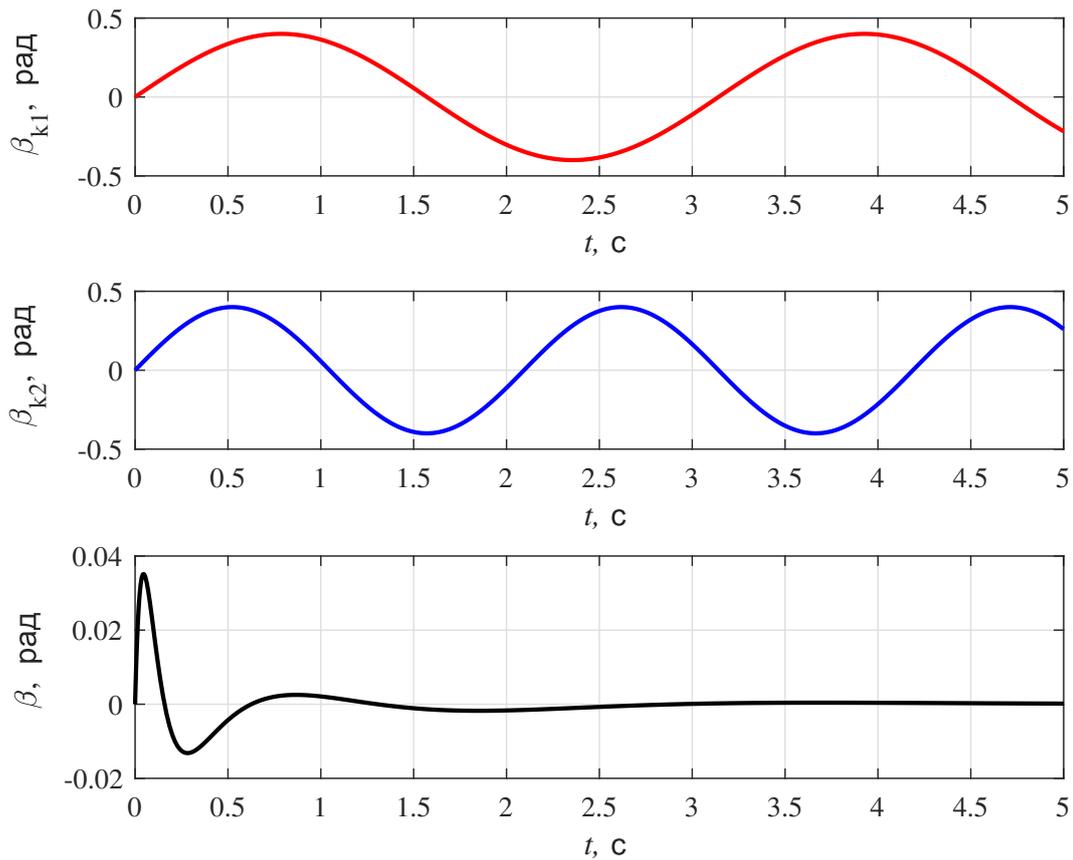


Рисунок 2.7—Результаты моделирования для модели (2.5) и алгоритмом управления с двумя резонансными блоками (2.47)

2.3 Синтез регулятора для стабилизации платформы с учетом малых параметров электрогидропривода

В этом разделе обсуждается методика расчета параметров резонансного ПИ-регулятора для платформы с электрогидравлическим приводом с учетом влияния малых параметров τ_1 и τ_2 в передаточной функции электрогидропривода (1.28). Цель данного анализа состоит в получении условий, при которых наличие малых параметров в контуре регулирования не приведет к ухудшению показателей качества переходных процессов и к потере устойчивости системы управления при ее практической реализации.

2.3.1 Синтез ПИ-регулятора для стабилизации платформы с учетом влияния малых параметров электрогидропривода

При анализе влияния малых параметров электрогидравлического привода (1.28) рассматривается алгоритм управления следующего вида:

$$\mu \dot{y} = -k_0 \left[T^{-1} \beta + \dot{\beta} \right]. \quad (2.63)$$

В соответствии с выражениями для передаточной функцию электрогидравлического привода (1.28) и алгоритма управления (2.63) структурная схема стабилизированной платформы с электрогидравлическим приводом показана на рисунке 2.8.

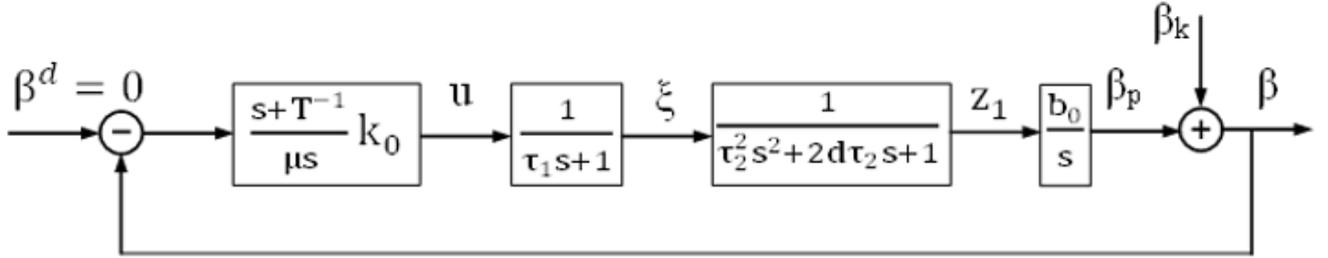


Рисунок 2.8—Структурная схема модели стабилизированной платформы (1.28) с ПИ - регулятором (2.63)

Из структуры на рисунке 2.8, получаем уравнения замкнутой системы следующего вида:

$$\begin{cases} s\beta = b_0 z_1 + \bar{\beta}_k, \\ (\tau_2^2 s^2 + 2d\tau_2 s + 1)z_1 = \xi, \\ (\tau_1 s + 1)\xi = u, \end{cases} \quad (2.64)$$

где $\bar{\beta}_k = d\beta_k/dt$.

Из второго уравнения системы (2.64) следует:

$$\tau_2 z_1^{(2)} + 2d\tau_2 z_1^{(1)} + z_1 = \xi. \quad (2.65)$$

Обозначим $z_2 = \tau_2 z_1^{(1)}$ и подставим в уравнение (2.65), получим следующее уравнение:

$$\tau_2 z_2^{(1)} = -z_1 - 2dz_2 + \xi. \quad (2.66)$$

Принимая во внимания (2.64) и (2.66), представим эту систему уравнений в следующей форме:

$$\begin{cases} \frac{d\beta}{dt} = b_0 z_1 + \bar{\beta}_k, \\ \tau_2 \frac{dz_1}{dt} = z_2, \\ \tau_2 \frac{dz_2}{dt} = -z_1 - 2dz_2 + \xi, \\ \tau_1 \frac{d\xi}{dt} = -\xi + u. \end{cases} \quad (2.67)$$

В результате получим уравнения замкнутой системы управления для платформы с электрогидравлическим приводом (2.67) и ПИ-регулятором (2.63) в следующем виде:

$$\begin{cases} \frac{d\beta}{dt} = b_0 z_1 + \bar{\beta}_k, \\ \tau_2 \frac{dz_1}{dt} = z_2, \\ \tau_2 \frac{dz_2}{dt} = -z_1 - 2dz_2 + \xi, \\ \tau_1 \frac{d\xi}{dt} = -\xi + u, \\ \mu \frac{du}{dt} = -k_0[\dot{\beta} + T^{-1}\beta]. \end{cases} \quad (2.68)$$

С целью анализа свойств процессов в замкнутой системе (2.68), заменим $\dot{\beta}$ в первом уравнении системы (2.68) на правую часть пятого уравнения данной системы. В результате получим сингулярно-возмущенную систему дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} \frac{d\beta}{dt} = b_0 z_1 + \bar{\beta}_k, \\ \tau_2 \frac{dz_1}{dt} = z_2, \\ \tau_2 \frac{dz_2}{dt} = -z_1 - 2dz_2 + \xi, \\ \tau_1 \frac{d\xi}{dt} = -\xi + u, \\ \mu \frac{du}{dt} = -k_0[b_0 z_1 + T^{-1}\beta + \bar{\beta}_k]. \end{cases} \quad (2.69)$$

Представим малые постоянные времени τ_1 и τ_2 в виде $\tau_1 = \mu\tau_{01}$ и $\tau_2 = \mu\tau_{02}$. Тогда систему уравнений (2.69) можно записать в следующем виде:

$$\begin{cases} \frac{d\beta}{dt} = b_0 z_1 + \bar{\beta}_k, \\ \mu\tau_{02} \frac{dz_1}{dt} = z_2, \\ \mu\tau_{02} \frac{dz_2}{dt} = -z_1 - 2dz_2 + \xi, \\ \mu\tau_{01} \frac{d\xi}{dt} = -\xi + u, \\ \mu \frac{du}{dt} = -k_0[b_0 z_1 + T^{-1}\beta + \bar{\beta}_k]. \end{cases} \quad (2.70)$$

Введем в рассмотрение быстрое время t_0 , которое связано с исходной шкалой времени t соотношением $t = \mu t_0$. Запишем систему уравнений (2.70) для новой (быстрой) шкалы времени в виде:

$$\begin{cases} \frac{d\beta}{dt_0} = \mu b_0 z_1 + \bar{\beta}_k, \\ \tau_{02} \frac{dz_1}{dt_0} = z_2, \\ \tau_{02} \frac{dz_2}{dt_0} = -z_1 - 2dz_2 + \xi, \\ \tau_{01} \frac{d\xi}{dt_0} = -\xi + u, \\ \frac{du}{dt_0} = -k_0[b_0 z_1 + T^{-1}\beta + \bar{\beta}_k]. \end{cases} \quad (2.71)$$

Полагая, что $\mu \rightarrow 0$, тогда из системы уравнений (2.71) следует:

$$\begin{cases} \frac{d\beta}{dt_0} = 0, \\ \tau_{02} \frac{dz_1}{dt_0} = z_2, \\ \tau_{02} \frac{dz_2}{dt_0} = -z_1 - 2dz_2 + \xi, \\ \tau_{01} \frac{d\xi}{dt_0} = -\xi + u \\ \frac{du}{dt_0} = -k_0[b_0 z_1 + T^{-1}\beta + \bar{\beta}_k]. \end{cases} \quad (2.72)$$

Возвращаясь в (2.72) к исходной шкале времени t , путем замены $t_0 = t/\mu$, $\tau_{01} = \tau_1/\mu$ и $\tau_{02} = \tau_2/\mu$, получаем уравнения подсистемы быстрых движений (ПБД):

$$\begin{cases} \beta = const, \\ \tau_2 \frac{dz_1}{dt} = z_2, \\ \tau_2 \frac{dz_2}{dt} = -z_1 - 2dz_2 + \xi, \\ \tau_1 \frac{d\xi}{dt} = -\xi + u, \\ \mu \frac{du}{dt} = -k_0[b_0 z_1 + T^{-1}\beta + \bar{\beta}_k]. \end{cases} \quad (2.73)$$

Характеристический полином ПБД (2.73) имеет вид:

$$A_{\text{ПБД}}(\mu, s) = \mu s(\tau_1 s + 1)(\tau_2^2 s^2 + 2d\tau_2 s + 1) + k_0 b_0. \quad (2.74)$$

Полагаем, что характеристический полином (2.74) является устойчивым и имеет место быстрый переход ПБД в квазиравновесный режим работы. Уравнения для квазиравновесного режима ПБД в замкнутой системе получим из уравнений (2.70) путем выполнения предельного перехода $\mu \rightarrow 0$. Тогда из (2.70) получаем:

$$\begin{cases} \frac{d\beta}{dt} = b_0 z_1 + \bar{\beta}_k, \\ 0 = z_2, \\ z_1 = \xi, \\ \xi = u, \\ 0 = -k_0 [b_0 z_1 + T^{-1} \beta + \bar{\beta}_k]. \end{cases} \quad (2.75)$$

Из уравнений (2.75) получаем уравнение подсистемы медленных движений (ПМД) следующего вида:

$$\frac{d\beta}{dt} = -T^{-1} \beta. \quad (2.76)$$

Таким образом устойчивость и быстрый переход в установившийся режим ПБД (2.74) приводят к формированию медленных процессов в замкнутой системе управления (2.69), которые соответствуют заданной эталонной модели (2.7) для желаемого поведения β с характеристическим полиномом

$$A_{\text{ПМД}}(s) = Ts + 1, \quad (2.77)$$

где параметр T в алгоритме управления (2.63) выбирается исходя из требования к желаемому времени переходного процесса для управляемой переменной β .

Устойчивость полиномов ПБД (2.74) и ПМД (2.77) для рассматриваемой сингулярно-возмущенной системы (2.70), а также достаточная степень разделения корней этих полиномов обеспечивает возможность применения метода разделения движений. При этом степень разделения темпов быстрых и медленных процессов зависит от выбора параметра μ в алгоритме управления (2.74), где количественную оценку этой степени можно оценить соотношением:

$$\eta(\mu) = \left[\min_{i=1,4} \left| \operatorname{Re} \left[s_i^{\text{ПБД}}(\mu) \right] \right| \right] / \left| s^{\text{ПМД}}(T) \right|, \quad (2.78)$$

где $s_i^{\text{ПБД}}(\mu)$ – корни характеристического полинома ПБД (2.74); $s^{\text{ПМД}}(T)$ – корни характеристического полинома ПМД (2.77), $s^{\text{ПМД}}(T) = -T^{-1}$. Выбор параметра μ осуществляется с учетом дополнительного требования, например, $\eta(\mu) \geq \eta_{\min}$, где $\eta_{\min} = 10$.

Необходимо отметить, что в силу наличия постоянных времени τ_1 и τ_2 в (1.28), происходит потеря устойчивости полинома ПБД (2.74) при уменьшении μ . В частности, в соответствии с критерием Михайлова, решение уравнения $A_{\text{ПБД}}(\mu_k, j\omega) = 0$, при $\mu_k > 0$ и $\omega > 0$, позволяет найти колебательную границу устойчивости для ПБД (2.74).

Подставляя $s = j\omega_1$ в уравнение (2.74), получим

$$A_{\text{ПБД}}(\mu, j\omega_1) = P + Qj, \quad (2.79)$$

где

$$\begin{cases} P = k_0 b_0 + \tau_1 \tau_2^2 \omega_1^4 \mu - (\tau_1 + 2d\tau_2) \omega_1^2 \mu, \\ Q = \omega_1 \mu - (\tau_2^2 + 2d\tau_1 \tau_2) \mu \omega_1^3. \end{cases} \quad (2.80)$$

В характеристическом полиноме ПБД (2.74) $k_0 b_0 \neq 0$ и при колебательной границе устойчивости для ПБД выполнены условия $P = 0$ и $Q = 0$. Тогда из системы уравнения (2.80), получаем:

$$\omega_1 \mu - (\tau_2^2 + 2d\tau_1 \tau_2) \mu \omega_1^3 = 0. \quad (2.81)$$

Решение уравнения (2.81) при условии $\omega_1 > 0$ имеет следующий вид:

$$\omega_1^2 = \frac{1}{\tau_2^2 + 2d\tau_1 \tau_2}. \quad (2.82)$$

Подставляя значение ω_1^2 в уравнение $P = 0$, получим:

$$k_0 b_0 + \frac{\tau_1 \tau_2^2}{(\tau_2^2 + 2d\tau_1 \tau_2)^2} \mu - \frac{(\tau_1 + 2d\tau_2)}{\tau_2^2 + 2d\tau_1 \tau_2} \mu = 0. \quad (2.83)$$

Решение уравнения (2.83) позволяет найти значение μ_k следующего вида:

$$\mu_k = \frac{k_0 b_0 \tau_2 (2d\tau_1 + \tau_2)^2}{(\tau_1 + 2d\tau_2) (\tau_2 + 2d\tau_1) - \tau_1 \tau_2}. \quad (2.84)$$

Таким образом, при $\mu = \mu_k$ ПБД находится на колебательной границе устойчивости, а при $0 < \mu < \mu_k$ ПБД является неустойчивой.

2.3.2 Расчет параметра μ регулятора на основе функции чувствительности

С целью оценки влияния внешнего гармонического возмущения β_k на величину угла отклонения платформы β от линии горизонта рассмотрим передаточную функцию $S(s) = \beta(s)/\beta_k(s)$ для системы (1.28) с ПИ-регулятором (1.28). Из уравнений (1.28) и (2.6) получим:

$$S(\mu, s) = \frac{\mu s^2(\tau_1 s + 1)(\tau_2^2 s^2 + 2d\tau_2 s + 1)}{\mu s^2(\tau_1 s + 1)(\tau_2^2 s^2 + 2d\tau_2 s + 1) + k_0 b_0 (s + T^{-1})}. \quad (2.85)$$

Подставим $s = j\omega_1$ в уравнение (2.85) получаем уравнение:

$$|S(\mu, j\omega_1)| = \frac{\mu \omega_1^2 \sqrt{A^2 + B^2}}{\sqrt{(k_0 b_0 T^{-1} - \mu \omega_1^2 A)^2 + (k_0 b_0 \omega_1 - \mu \omega_1^2 B)^2}}. \quad (2.86)$$

Здесь

$$A = 1 - \omega_1^2 \tau_2^2 - 2d\tau_1 \tau_2 \omega_1^2,$$

$$B = \tau_1 \omega_1 - \omega_1^3 \tau_1 \tau_2^2 + 2d\tau_2 \omega_1.$$

Величина $|S(\mu, j\omega_1)|$ есть оценка чувствительности угла отклонения платформы β от линии горизонта по отношению к гармоническому возмущению β_k с частотой ω_1 .

Так как основным назначением обсуждаемой системы управления является подавление влияния волновых колебаний палубы корабля на угол отклонения платформы от линии горизонта, поэтому дополнительную количественную оценку для выбора параметра μ в алгоритме управления (2.6) можно получить путем задания требования на значение амплитудно-частотной функции для (2.86) на частоте ω_1 в виде следующего условия:

$$|S(\mu_\varepsilon, j\omega_1)| = \varepsilon. \quad (2.87)$$

Из уравнений (2.86) и (2.87) получаем уравнение следующего вида:

$$\frac{\mu \omega_1^2 \sqrt{A^2 + B^2}}{\sqrt{(k_0 b_0 T^{-1} - \mu \omega_1^2 A)^2 + (k_0 b_0 \omega_1 - \mu \omega_1^2 B)^2}} = \varepsilon. \quad (2.88)$$

Чтобы найти значение μ_ε , необходимо решить уравнение (2.88) с условием $\varepsilon > 0$ согласно следующим шагам:

Первый шаг: Возводя в квадрат обе части уравнения (2.88), получим уравнение:

$$\mu^2 \omega_1^4 (A^2 + B^2) = \varepsilon^2 [(k_0 b_0 T^{-1} - \mu \omega_1^2 A)^2 + (k_0 b_0 \omega_1 - \mu \omega_1^2 B)^2]. \quad (2.89)$$

Второй шаг: преобразуя уравнение (2.89) в квадратичную форму μ :

$$\mu^2 (1 - \varepsilon^2) (A^2 + B^2) \omega_1^4 + 2k_0 b_0 \omega_1^2 \varepsilon^2 (AT^{-1} + \omega_1 B) \mu - \varepsilon^2 k_0^2 b_0^2 (T^{-2} + \omega_1^2) = 0. \quad (2.90)$$

Обозначим

$$\begin{aligned} a &= (1 - \varepsilon^2) (A^2 + B^2) \omega_1^4, \\ b &= 2k_0 b_0 \omega_1^2 \varepsilon^2 (AT^{-1} + \omega_1 B), \\ c &= -\varepsilon^2 k_0^2 b_0^2 (T^{-2} + \omega_1^2). \end{aligned}$$

Тогда уравнение (2.90) можно записать следующим образом

$$a\mu^2 + b\mu + c = 0. \quad (2.91)$$

Третий шаг: В результате решения уравнения (2.91) получим

$$\begin{aligned} \mu_1 &= \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}, \\ \mu_2 &= \frac{-b - \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}, \end{aligned}$$

где при $0 < \varepsilon < 1$ выполнено условие $b^2 - 4ac > 0$, так как $a > 0$ и $c < 0$.

Принимая во внимание $\mu > 0$, получаем

$$\mu_\varepsilon = \mu_1 = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}. \quad (2.92)$$

Из соотношений (2.2) и (2.87) следует, что в установившемся режиме для замкнутой системы управления выполнено условие:

$$\varepsilon_\beta(\mu_\varepsilon) = |S(\mu_\varepsilon, j\omega_1)| A_{\beta_k}. \quad (2.93)$$

Соотношения (2.93) и (2.92) позволяют выбрать параметры регулятора с учетом требования (2.3) на точность угловой стабилизации платформы при волновом возмущении в случае применения регулятора без резонансного блока.

Результаты численного моделирования. Численное моделирование выполнено при следующих параметрах линеаризованной математической модели (1.28) для углового положения платформы с электрогидроприводом [99, 110, 114]:

$$\tau_1 = 0,001 \text{ с}; \quad \tau_2 = 0,0031 \text{ с}; \quad b = 4,9533; \quad d = 0,9498. \quad (2.94)$$

Пусть параметр $b_0(\beta_p) = [\partial\beta_p/\partial l_1] b$ изменяется в интервале $0,3142 \leq b_0 \leq 1,1307$ при изменении угла наклона платформы в пределах: $-\pi/8 \leq \beta_p \leq \pi/8$, где $b_0(\beta_p = 0) = \bar{b}b = 0,8165$. Параметры возмущения (2.2) заданы условиями $A_{\beta_k} = 0,4$ и $\omega_1 = 2 \text{ с}^{-1}$. Параметр k_0 в алгоритме управления (2.63) выбран из условия $k_0 = 1/(\bar{b}b)$ и $T = 0,5 \text{ с}$.

На рисунке 2.9 представлен график для зависимости степени разделения темпов быстрых и медленных процессов от величины параметра μ при заданных параметрах системы управления и $b_0 = \bar{b}b$ (2.78). На основе данного графика можно оценить допустимый интервал для параметра μ , при котором выполнено условие $\eta(\mu) \geq \eta_{min}$. Из выражения (2.84) получим $\mu_k = 2,455610^{-3}$.

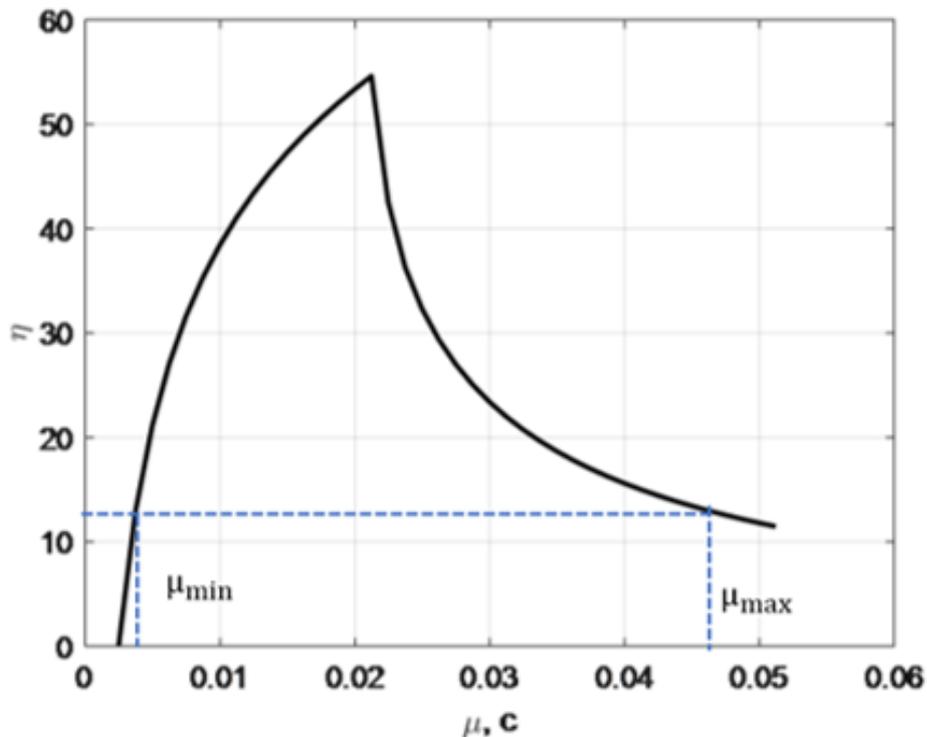


Рисунок 2.9—Зависимости $\eta(\mu)$ от величины параметра μ с учетом малых параметров в модели электрогидропривода

На рисунке 2.10 представлен график для функции чувствительности от величины параметра μ при заданных параметрах системы управления и $b_0 = \bar{b}b$.

На основе данного графика можно оценить допустимый интервал для параметра μ , при котором выполнено условие $\eta(\mu) \geq \eta_{min}$. Из выражения (2.84) получим $\mu_k = 2,455610^{-3}$.

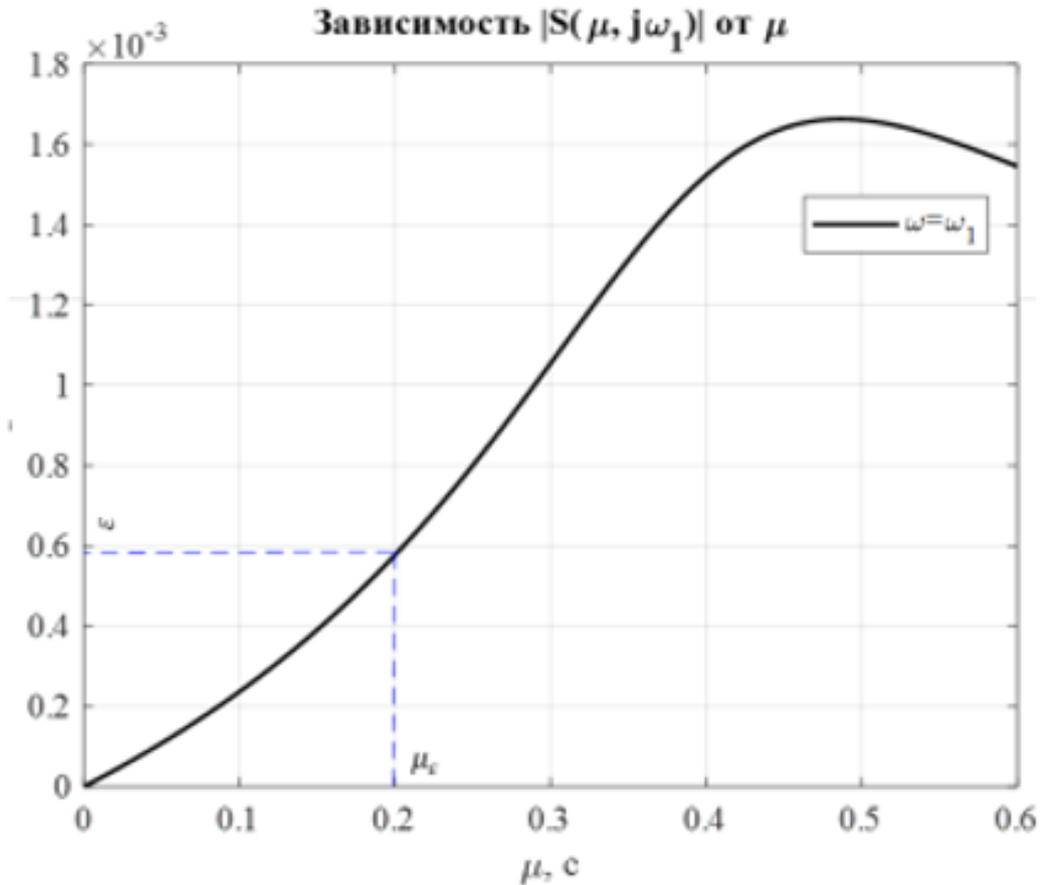


Рисунок 2.10—Зависимости $|S(\mu, j\omega_1)|$ от величины параметра μ с учетом малых параметров в модели электрогидропривод

Изменение величины b_0 влияет на корни характеристического полинома ПБД (2.74). При заданных параметрах модели платформы с электрогидравлическим приводом и параметрах ПИ-регулятора корни характеристического полинома ПБД (2.74) были получены для трех случаев, когда β_p равно $-\pi/8$, 0 и $\pi/8$. Например, на таблице 2.1, показаны корни характеристического полинома ПБД при изменении величины b_0 на интервале $[-\pi/8, \pi/8]$.

В соответствии с выражением для характеристического полинома ПБД (2.74), изменение величины коэффициента b_0 в процессе функционирования системы управления при расчетной величине параметра $k_0 = 1/(\bar{b}b)$ влияет на корни полинома (2.74). Степень данного влияния можно оценить по корням полинома (2.74), которые приведены в таблице 2 для различных значений угла наклона платформы по отношению к палубе корабля.

Таблица 2.2—Корни характеристического полинома ПБД (2.74)

β_p	b_0	$s_1^{\text{ПБД}}$	$s_2^{\text{ПБД}}$	$s_3^{\text{ПБД}}$	$s_4^{\text{ПБД}}$
$-\pi/8$	0,3142	- 995,1	- 326,8	- 270,04	- 26,75
0	0,8165	- 998.8	- 429.9	- 100,9 + 64,8i	- 100,9 - 64,8i
$\pi/8$	1,1307	- 981,4	- 463.0	- 87,1 + 104,9i	- 87,1-104,9i

Из представленных в таблице 2.2 следует, что все корни полинома ПБД (2.74) имеют отрицательную действительную часть и достаточно удалены от корня характеристического полинома ПМД (2.77) при изменении угла наклона стабилизированной платформы относительно палубы судна в указанном диапазоне.

Если задать требования $\varepsilon_\beta = 0,01$, тогда при $b_0 = \bar{b}b$ из соотношений (2.92) и (2.93) получим: $\varepsilon = 0,025$; $\mu_\varepsilon = 0,0174$. В соответствии с рисунками 2.9 и 2.10, при изменении угла наклона платформы в указанном диапазоне сохраняется достаточно высокая степень разделения темпов быстрых и медленных процессов в системе управления. На рисунке 2.11 приведены результаты численного моделирования замкнутой системы при $\mu = \mu_\varepsilon$, из которых следует, что величина амплитуды ошибки регулирования для угла $\beta(t)$ в установившемся режиме соответствует заданной расчетной величине ε_β .

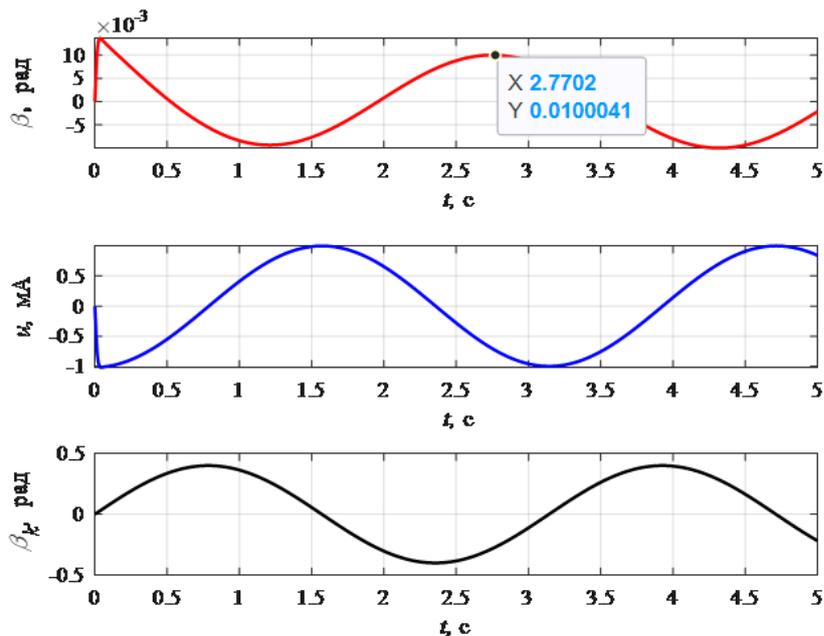


Рисунок 2.11—Результат моделирования для модели платформы (2.5) с ПИ-регулятором (2.63)

Результаты моделирования показывают, что при использовании ПИ-регулятора без резонансного блока для модели платформы с электрогидроприводом (1.28), угол отклонения платформы β по отношению к горизонту ограничен по величине (2.3), но отсутствует свойство асимптотической устойчивости процессов по регулируемой переменной (2.4). В следующем разделе рассматривается методика синтеза резонансного ПИ-регулятора методом разделения движений для стабилизации платформы с учетом влияния малых параметров электрогидропривода, что позволяет обеспечить свойство асимптотической устойчивости процессов по регулируемой переменной (2.4).

Предложенная методика проектирования системы управления стабилизированной платформой с привлечением функции чувствительности в методе разделения движений позволяет учесть влияние малых инерционностей высокого динамического порядка в электрогидравлическом приводе, а также требование к точности угловой стабилизации платформы при гармонических возмущениях. Результаты моделирования согласуются с полученными расчетными соотношениями.

Предложенная методика состоит из следующих этапов:

1. Задать требования на степень подавления гармонических возмущений и время переходных процессов для ошибки регулирования.
2. Получить оценки для параметров математической модели платформы с электрогидравлическим приводом.
3. Задать структуру алгоритма управления исходя из структуры модели платформы.
4. Выполнить анализ свойства замкнутой системы и получить уравнения для характеристических полиномов подсистем быстрых и медленных процессов.
5. Выбрать параметры регулятора исходя из требований на корни характеристических полиномов подсистем быстрых и медленных процессов. В частности требований на устойчивость подсистемы быстрых движений и на степень разделения темпов быстрых и медленных процессов, а также требования на степень подавления гармонических возмущений.

2.3.3 Синтез резонансного ПИ-регулятора методом разделения движений для стабилизации платформы

В данной разделе рассматривается резонансный ПИ-регулятор для платформы с электрогидроприводом, где передаточная функция электрогидропри-

вода имеет вид (1.28). Выражение для резонансного ПИ-регулятора задано следующим соотношением:

$$u(s) = - \left[\frac{s^2 + k_r s + \omega_1^2}{s^2 + \omega_1^2} \right] \frac{k_0(s + T^{-1})}{\mu s} \beta_p(s). \quad (2.95)$$

Соответствующая алгоритму управления (2.95) для платформы с электрогидроприводом (1.28) структурная схема представлена на рисунке 2.12.

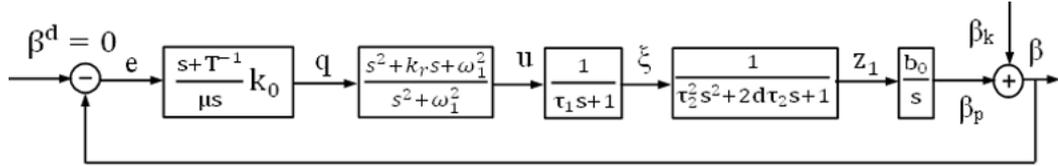


Рисунок 2.12—Структурная схема для модели платформы с электрогидроприводом (1.28) с резонансным ПИ-регулятором (2.95)

Согласно схемы на рисунке 2.12, связь между входом и выходом резонансного блока можно записать следующим образом:

$$u^{(2)} + \omega_1^2 u = q^{(2)} + k_r q^{(1)} + \omega_1^2 q. \quad (2.96)$$

Обозначим $i_1 = \omega_1^2 q - \omega_1^2 u$, $i_2 = u_1 + k_r q$ и подставим их в уравнение (2.96) получаем систему уравнения вида:

$$\begin{cases} i_1 = \omega_1^2 q - \omega_1^2 u, \\ i_2 = u_1 + k_r q, \\ u = u_2 + q. \end{cases} \quad (2.97)$$

Уравнение (2.97) можно записать следующим образом:

$$\begin{cases} i_1 = -\omega_1^2 u_2, \\ i_2 = u_1 + k_r q, \\ u = u_2 + q. \end{cases} \quad (2.98)$$

Из схемы на рисунке 2.12 получаем уравнение:

$$\mu \dot{q} = -k_0 \left[T^{-1} \beta + \dot{\beta} \right]. \quad (2.99)$$

Из системы уравнений (2.98) и алгоритма уравнения (2.99) получаем систему уравнения следующего вида:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{u}_1 = -\omega_1^2 u_2, \\ \dot{u}_2 = u_1 + k_r q, \\ u = u_2 + q, \\ \mu \dot{q} = -k_0 [T^{-1} \beta + \dot{\beta}]. \end{array} \right. \quad (2.100)$$

Согласно структурной схеме на рисунке. 2.12, получим уравнения замкнутой системы управления для модели платформы с электрогидроприводом (1.28) и резонансного ПИ - регулятора (2.95) следующего вида:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\beta}{dt} = b_0 z_1 + \bar{\beta}_k, \\ \tau_2 \frac{dz_1}{dt} = z_2, \\ \tau_2 \frac{dz_2}{dt} = -z_1 - 2dz_2 + \xi, \\ \tau_1 \frac{d\xi}{dt} = -\xi + u, \\ \frac{du_1}{dt} = -\omega_1^2 u_2, \\ \frac{du_2}{dt} = u_1 + k_r q, \\ \mu \frac{dq}{dt} = -k_0 [T^{-1} \beta + \dot{\beta}]. \end{array} \right. \quad (2.101)$$

С целью анализа свойств процессов в замкнутой системе (2.101), заменим $d\beta/dt$ в последнем уравнении системы (2.101) на правую часть первого уравнения данной системы. В результате получим сингулярно-возмущенную систему

дифференциальных уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\beta}{dt} = b_0 z_1 + \bar{\beta}_k, \\ \tau_2 \frac{dz_1}{dt} = z_2, \\ \tau_2 \frac{dz_2}{dt} = -z_1 - 2dz_2 + \xi, \\ \tau_1 \frac{d\xi}{dt} = -\xi + u, \\ \frac{du_1}{dt} = -\omega_1^2 u_2, \\ \frac{du_2}{dt} = u_1 + k_r q, \\ \mu \frac{dq}{dt} = -k_0 [T^{-1}\beta + b_0 z_1 + \bar{\beta}_k]. \end{array} \right. \quad (2.102)$$

Представим малые постоянные времена τ_1 и τ_2 в виде $\tau_1 = \mu\tau_{01}$ и $\tau_2 = \mu\tau_{02}$. Тогда систему уравнений (2.102) можно записать в следующем виде:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\beta}{dt} = b_0 z_1 + \bar{\beta}_k, \\ \mu\tau_{02} \frac{dz_1}{dt} = z_2, \\ \mu\tau_{02} \frac{dz_2}{dt} = -z_1 - 2dz_2 + \xi, \\ \mu\tau_{01} \frac{d\xi}{dt} = -\xi + u, \\ \frac{du_1}{dt} = -\omega_1^2 u_2, \\ \frac{du_2}{dt} = u_1 + k_r q, \\ \mu \frac{dq}{dt} = -k_0 [T^{-1}\beta + b_0 z_1 + \bar{\beta}_k]. \end{array} \right. \quad (2.103)$$

Введем в рассмотрение быстрое время t_0 , которое связано с исходной шкалой времени t соотношением $t = \mu t_0$. Запишем систему уравнений (2.103) для

новой (быстрой) шкалы времени в виде:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\beta}{dt_0} = \mu [b_0 z_1 + \bar{\beta}_k], \\ \tau_{02} \frac{dz_1}{dt_0} = z_2, \\ \tau_{02} \frac{dz_2}{dt_0} = -z_1 - 2dz_2 + \xi, \\ \tau_{01} \frac{d\xi}{dt_0} = -\xi + u, \\ \frac{du_1}{dt_0} = -\mu [\omega_1^2 u_2], \\ \frac{du_2}{dt_0} = \mu [u_1 + k_r q], \\ \frac{dq}{dt_0} = -k_0 [T^{-1}\beta + b_0 z_1 + \bar{\beta}_k]. \end{array} \right. \quad (2.104)$$

Полагая, что $\mu \rightarrow 0$, тогда из системы уравнений (2.104) следует:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\beta}{dt_0} = 0, \\ \tau_{02} \frac{dz_1}{dt_0} = z_2, \\ \tau_{02} \frac{dz_2}{dt_0} = -z_1 - 2dz_2 + \xi, \\ \tau_{01} \frac{d\xi}{dt_0} = -\xi + u, \\ \frac{du_1}{dt_0} = 0, \\ \frac{du_2}{dt_0} = 0, \\ \frac{dq}{dt_0} = -k_0 [T^{-1}\beta + b_0 z_1 + \bar{\beta}_k]. \end{array} \right. \quad (2.105)$$

Возвращаясь в (2.105) к исходной шкале времени t , путем замены $t_0 = t/\mu$, $\tau_1 = \tau_{01}\mu$ и $\tau_2 = \tau_{02}\mu$, получаем уравнения подсистемы быстрых движений:

$$\left\{ \begin{array}{l} \beta = const, \\ \tau_2 \frac{dz_1}{dt} = z_2, \\ \tau_2 \frac{dz_2}{dt} = -z_1 - 2dz_2 + \xi, \\ \tau_1 \frac{d\xi}{dt} = -\xi + u, \\ u_1 = const, \\ u_2 = const, \\ \mu \frac{dq}{dt} = -k_0 [T^{-1}\beta + b_0z_1 + \bar{\beta}_k]. \end{array} \right. \quad (2.106)$$

Характеристический полином ПБД (2.106) имеет вид:

$$A_{\text{ПБД}}(s) = \mu s(\tau_1 s + 1)(\tau_2^2 s^2 + 2d\tau_2 s + 1) + k_0 b_0. \quad (2.107)$$

Полагается, что характеристический полином (2.107) ПБД является устойчивым и имеет место быстрый переход ПБД в квазиравновесный режим работы. Уравнения для квазиравновесного режима ПБД в замкнутой системе получим из уравнений (2.103) путем выполнения предельного перехода $\mu \rightarrow 0$. Тогда из (2.103) получаем:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\beta}{dt} = b_0 z_1 + \bar{\beta}_k, \\ z_2 = 0, \\ z_1 = \xi, \\ \xi = u, \\ \frac{du_1}{dt} = -\omega_1^2 u_2, \\ \frac{du_2}{dt} = u_1 + k_r q, \\ 0 = -k_0 [T^{-1}\beta + b_0 z_1 + \bar{\beta}_k]. \end{array} \right. \quad (2.108)$$

Исключая в данной системе уравнений переменные z_1, z_2, z_1 и ξ , получим уравнения подсистемы медленных движений (ПМД) следующего вида:

$$\begin{cases} \frac{d\beta}{dt} = -T^{-1}\beta, \\ \frac{du_1}{dt} = -\omega_1^2 u_2, \\ \frac{du_2}{dt} = k_r(b_0 T)^{-1}\beta + u_1 - k_r u_2 + k_r b_0^{-1} \bar{\beta}_k. \end{cases} \quad (2.109)$$

Уравнение (2.109) можно записать в следующем виде:

$$\begin{bmatrix} \dot{\beta} \\ \dot{u}_1 \\ \dot{u}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -T^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_1^2 \\ -k_r(b_0 T)^{-1} & I_2 & -k_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta \\ u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -k_r(b_0)^{-1} \end{bmatrix} F \quad (2.110)$$

Обозначим

$$A_{\text{сод}} = \begin{bmatrix} -T^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_1^2 \\ -k_r b_0^{-1} T^{-1} & 1 & -k_r \end{bmatrix} \quad (2.111)$$

Из уравнений (2.110) и (2.111), получаем характеристический полином подсистемы медленных движений (ПМД):

$$A_{\text{ПМД}}(s) = \det [sI_3 - A_{\text{сод}}]. \quad (2.112)$$

Данный полином имеет следующий вид:

$$A_{\text{ПМД}}(s) = (s + T^{-1}) (s^2 + k_r s + \omega_1^2). \quad (2.113)$$

Вывод. Анализ свойств замкнутой системы с ПИ-регулятором и резонансным ПИ-регулятором для платформы с электрогидравлическим приводом с учетом влияния малых параметров τ_1 и τ_2 в передаточной функции электрогидропривода (1.28) позволяет выделить характеристический полином ПБД и исследовать влияние параметров τ_1 и τ_2 на устойчивость ПБД и на степень разделения темпов быстрых и медленных процессов в замкнутой системе управления.

2.3.4 Результаты моделирования

Для проведения моделирования в этом разделе используем параметры электрогидравлического привода, представленные в таблице 2.1.

В соответствии с рассмотренными расчетными соотношениями для параметров регуляторов (2.63) и (2.95) следующего вида:

$$\omega_1 = 2 \text{ рад/с}; k_r = 2\omega_1; T = 0.5 \text{ с}; \eta = 20,$$

$$\mu = T/\eta; k_0 = 1/b_0; b_0 = \bar{b}b; k_i = k_0/(\mu T); k_p = k_0/\mu$$

Результаты моделирования для модели платформы с электрогидроприводом (1.28) при использовании ПИ-регулятора (2.6) и резонансного ПИ-регулятора (2.95) показаны на рисунках 2.13 и 2.14.

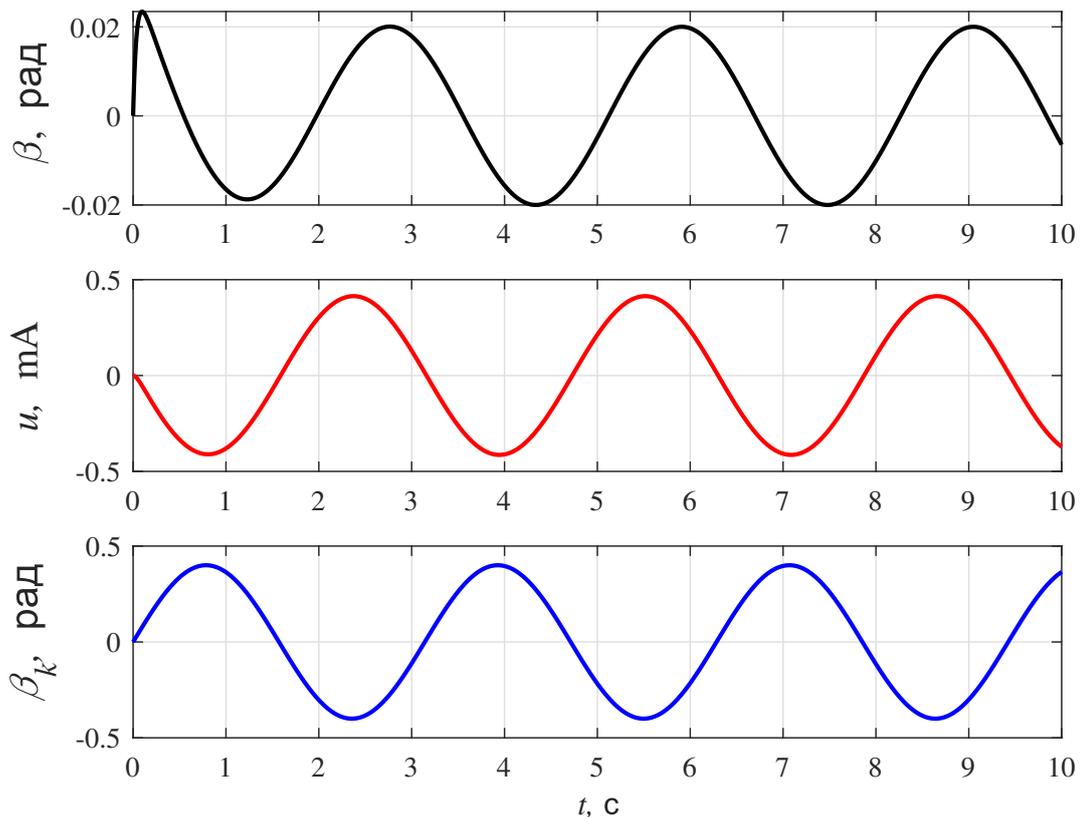


Рисунок 2.13—Результаты моделирования для модели платформы с электрогидроприводом (1.28) при использовании ПИ-регулятора (2.6)

Таким образом, результаты моделирования соответствуют результатам анализа и показывают, что для модели стабилизированной платформы с электрогидравлическим приводом (1.28) при использовании ПИ регулятора угол отклонения платформы β от линии горизонта ограничен заданной величиной,

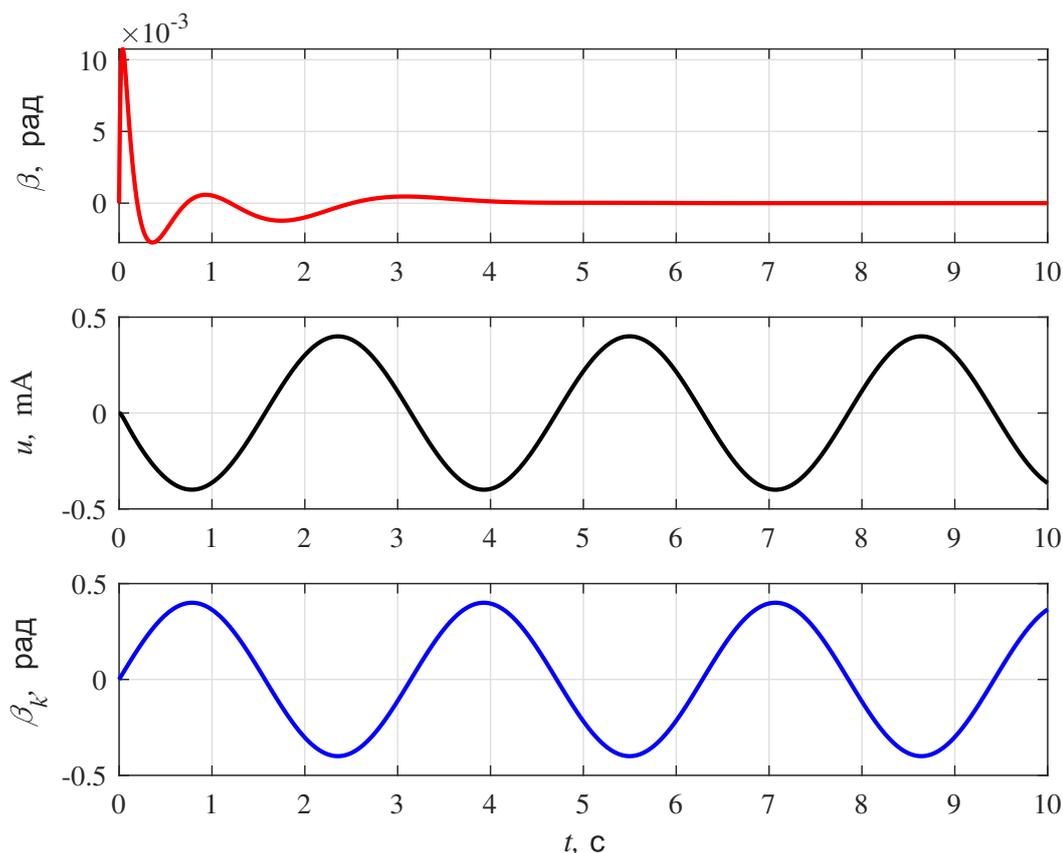


Рисунок 2.14—Результаты моделирования для модели платформы с электрогидроприводом (1.28) с резонансным ПИ-регулятором (2.95)

которая определяется по функции чувствительности. Использование резонансного ПИ-регулятора (2.95) для стабилизированной платформы с электрогидравлическим приводом (1.28) позволяет обеспечить выполнение условия асимптотической устойчивости (2.4) для угла $\beta(t)$ при действии гармонических возмущений.

Выводы по главе 2

В данной главе получены следующие основные результаты:

1. Разработана процедура синтеза ПИ-регулятора методом разделения движения для стабилизации платформы на корабле для упрощенной модели стабилизированной платформы с электрогидроприводом в виде интегрирующего звена.

2. Разработана процедура синтеза ПИ-регулятора методом разделения движения для стабилизации платформы на корабле для модели стабилизированной платформы с электрогидроприводом с учетом влияния малых параметров электрогидропривода. Показано, что наличие малых параметров электро-

гидропривода в контуре регулирования приводит к ограничению величины достижимой степени разделения темпов быстрых и медленных процессов в контуре регулирования.

3. Получены расчетные соотношения для выбора параметров ПИ-регулятора методом разделения движений на основе рассмотрения функции чувствительности.

4. Предложены структуры ПИ-регуляторов с резонансными блоками.

5. Разработана процедура синтеза резонансных ПИ-регуляторов методом разделения движения для стабилизации платформы на корабле, позволяющая обеспечить свойство асимптотического стремления к нулю для углов отклонения стабилизированной платформы при действии гармонических возмущений или полигармонических возмущений.

6. Разработана методика синтеза резонансного ПИ-регулятора методом разделения движений для стабилизации платформы с учетом влияния малых параметров электрогидропривода

7. Выполнено численное моделирование систем стабилизации платформы для предлагаемых структур алгоритмов управления, которые подтверждают результаты аналитических исследований.

Глава 3 Синтез двухканального ПИ-регулятора для стабилизации платформы

В предыдущей главе была представлена методика синтеза одноканальных систем стабилизации углового положения платформы на основе метода разделения движений, в частности, для предложенных структур резонансных регуляторов. В данной главе полученные результаты обобщены для двухканальных систем стабилизации углового положения платформы в условиях действия гармонических возмущений.

3.1 Постановка задачи управления

В данной главе рассматривается задача синтеза для модели двухканальной стабилизированной платформы, которая показана на рисунке 1.8.

Полагаем, что уравнения выхода двухканальной системы управления можно записать в виде

$$\begin{cases} \beta = \beta_p + \beta_k, \\ \alpha = \alpha_p + \alpha_k. \end{cases} \quad (3.1)$$

Возмущающим воздействием в данной системе является изменение угла наклона β_k, α_k палубы корабля относительно горизонта, которые обусловлены волновыми возмущениями водной среды. Предполагается, что основная составляющая данного возмущения может быть представлена в виде гармонического воздействия с известной частотой и неизвестными амплитудами.

$$\begin{cases} \beta_k = A_{\beta_k} \sin(\omega_1 t + \phi_1), \\ \alpha_k = A_{\alpha_k} \sin(\omega_1 t + \phi_2). \end{cases} \quad (3.2)$$

Цель управления положением стабилизированной платформы состоит в том, что необходимо обеспечить свойство:

$$\begin{cases} \limsup_{t \rightarrow \infty} \limsup_{t > 0} |\beta(t)| \leq \varepsilon_\beta, \\ \limsup_{t \rightarrow \infty} \limsup_{t > 0} |\alpha(t)| \leq \varepsilon_\alpha. \end{cases} \quad \text{или} \quad \begin{cases} \limsup_{t \rightarrow \infty} \limsup_{t > 0} |\beta(t)| = 0, \\ \limsup_{t \rightarrow \infty} \limsup_{t > 0} |\alpha(t)| = 0. \end{cases} \quad (3.3)$$

В условиях действия гармонического волнового возмущения (3.2) с известным частотам ω_1 и неизвестным амплитудам $A_{\beta_k}, A_{\alpha_k}$.

3.2 Синтез двухканального ПИ-регулятора методом разделения движений для стабилизации платформы

В данной главе рассматривается модель двухканальной стабилизированной платформы (1.32), которую представим в виде следующего уравнения:

$$\dot{y} = Gu + F. \quad (3.4)$$

Здесь $y = [\beta, \alpha]^T$ - вектор выхода, который доступен для измерения; $u = [u_1, u_2]^T$ - вектор управляющих переменных; F - вектор гладких гармонических возмущающих воздействий, которые недоступны для измерения, $F = [\bar{\beta}_k, \bar{\alpha}_k]^T$, где $\bar{\beta}_k = d\beta_k/dt$ и $\bar{\alpha}_k = d\alpha_k/dt$.

Рассмотрим структуру алгоритма управления для задачи стабилизации выхода системы стабилизированной платформы (3.4) в виде системы уравнений:

$$\begin{cases} u = K_0 \tilde{u}, \\ \mu \dot{\tilde{u}} = -(\mathcal{T}^{-1}y + \dot{y}), \end{cases} \quad (3.5)$$

где μ - малый положительный параметр, $\mathcal{T} = \text{diag}\{T_1, T_2\}$. Матрица K_0 выбирается из условия устойчивости подсистемы быстрых движений, например $K_0 = G^{-1}$.

Из диагонального вида матрицы \mathcal{T} следует, что двухканальный регулятор (3.4) состоит из согласующей матрицы K_0 и двух одноканальных регуляторов P_1, P_2 , как показано на рисунке 3.1. Уравнения одноканальных регуляторов имеют вид:

$$\mu \tilde{u}_i^{(1)} = -\left(T_i^{-1}y_i + \dot{y}_i^{(1)}\right). \quad (3.6)$$

Выполняя преобразование Лапласа выражение (3.6) при нулевых начальных условиях, можно записать в форме:

$$\tilde{u}_i(s) = -\left(\frac{1}{\mu T_i} \frac{1}{s} + \frac{1}{\mu}\right) y_i(s), \quad (3.7)$$

что соответствует структуре ПИ-регулятора с коэффициентами $k_I = 1/\mu T_i$ и $k_P = 1/\mu$.

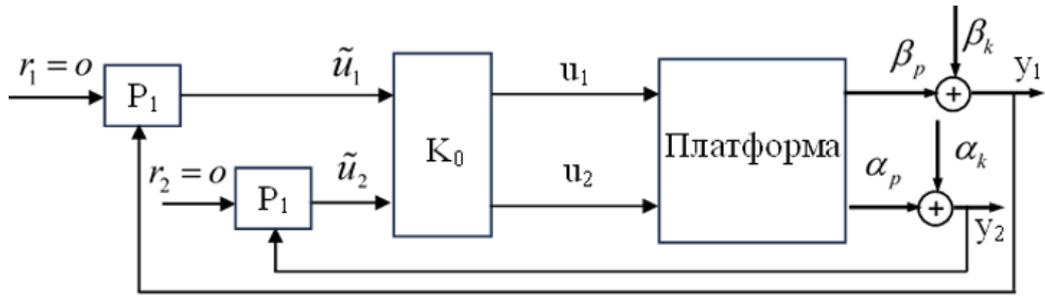


Рисунок 3.1—Структура двухканальной системы стабилизированной платформы с ПИ-регулятором

С целью анализа процессов в системе для объекта (3.4) и регулятор (3.5) рассмотрим уравнения замкнутой системы:

$$\begin{cases} \frac{dy}{dt} = Gu + F, \\ u = K_0 \tilde{u}, \\ \mu \frac{d\tilde{u}}{dt} = -(\mathcal{T}^{-1}y + \frac{dy}{dt}). \end{cases} \quad (3.8)$$

Заменяя \dot{y} в последнем уравнении системы (3.8), получим:

$$\begin{cases} \frac{dy}{dt} = G\tilde{u} + F, \\ \mu \frac{d\tilde{u}}{dt} = -(\mathcal{T}^{-1}y + GK_0\tilde{u} + F). \end{cases} \quad (3.9)$$

Введем в рассмотрение быстрое время t_0 , которое связано с исходной шкалой времени t соотношением $t = \mu t_0$. Запишем систему уравнений (3.9) для новой (быстрой) шкалы времени в виде:

$$\begin{cases} \frac{dy}{dt_0} = \mu(G\tilde{u} + F), \\ \frac{d\tilde{u}}{dt_0} = -(\mathcal{T}^{-1}y + GK_0\tilde{u} + F). \end{cases} \quad (3.10)$$

Полагая, что $\mu \rightarrow 0$, тогда из системы уравнений (3.10) следует:

$$\begin{cases} \frac{dy}{dt_0} = 0, \\ \frac{d\tilde{u}}{dt_0} = -(\mathcal{T}^{-1}y + GK_0\tilde{u} + F). \end{cases} \quad (3.11)$$

Возвращаясь в (3.11) к исходной шкале времени t , путем замены $t_0 = t/\mu$, получаем уравнения подсистемы быстрых движений (ПБД):

$$\begin{cases} \frac{dy}{dt} = const, \\ \mu \frac{d\tilde{u}}{dt} = -(\mathcal{T}^{-1}y + GK_0\tilde{u} + F). \end{cases} \quad (3.12)$$

Уравнение (3.12) можно переписать в следующем виде:

$$\begin{cases} \frac{dy}{dt} = const, \\ \mu \frac{d\tilde{u}}{dt} = -GK_0\tilde{u} - (\mathcal{T}^{-1}y + F). \end{cases} \quad (3.13)$$

Из системы уравнений (3.13) получим характеристический полином ПБД следующего вида:

$$A_{\text{ПБД}}(s) = \det(\mu s I_2 + GK_0), \quad (3.14)$$

где при $K_0 = G^{-1}$ получим

$$A_{\text{ПБД}}(s) = (\mu s + 1)^2. \quad (3.15)$$

Полагаем, что характеристический полином (3.14) ПБД является устойчивым и имеет место быстрый переход ПБД в квазиравновесный режим работы. Уравнения для квазиравновесного режима ПБД в замкнутой системе получим из уравнений (3.8) путем выполнения предельного перехода $\mu \rightarrow 0$. Тогда из (3.8) получаем:

$$\begin{cases} \frac{dy}{dt} = GK_0\tilde{u} + F, \\ 0 = -(\mathcal{T}^{-1}y + GK_0\tilde{u} + F). \end{cases} \quad (3.16)$$

Исключая переменную \tilde{u} , получим уравнение подсистемы медленных движений (ПМД) следующего вида:

$$\frac{dy}{dt} = -\mathcal{T}^{-1}y. \quad (3.17)$$

Полагаем, что $T_1 = T_2 = T$. Тогда характеристический полином ПМД имеет вид:

$$A_{\text{ПМД}}(s) = (Ts + 1)^2. \quad (3.18)$$

С целью иллюстрации свойств обсуждаемой системы управления было проведено численное моделирование. В таблице 1.1 приведены параметры электрогидропривода, которые были использованы для численного моделирования.

При параметрах модели стабилизированной платформы в таблице 2.1 получены параметры для модели (2.5).

$$\tau_1 = 0,001 \text{ с}; \tau_2 = 0,0031 \text{ с}; b = 4,9533; d = 0,9498.$$

В соответствии с расчетными параметрами регулятора для двух каналов стабилизированной платформы, которые показаны в следующем виде:

$$b_{01} = (\partial\beta/\partial l)b; b_{02} = (\partial\alpha/\partial l)b; k_{01} = 1/b_{01}; k_{02} = 1/b_{02}; T = 0.5$$

$$\mu = T/\eta; \eta = 20; K_{i1} = 1/\mu T; K_{i2} = 1/\mu T; K_{p1} = 1/\mu; K_{p2} = 1/\mu$$

Результаты моделирования для модели (3.4) с ПИ-регулятором (3.5) приведены на рисунке 3.2 и графики $u_1(t)$, $u_2(t)$ на соответствующих каналах показаны на рисунке 3.3.

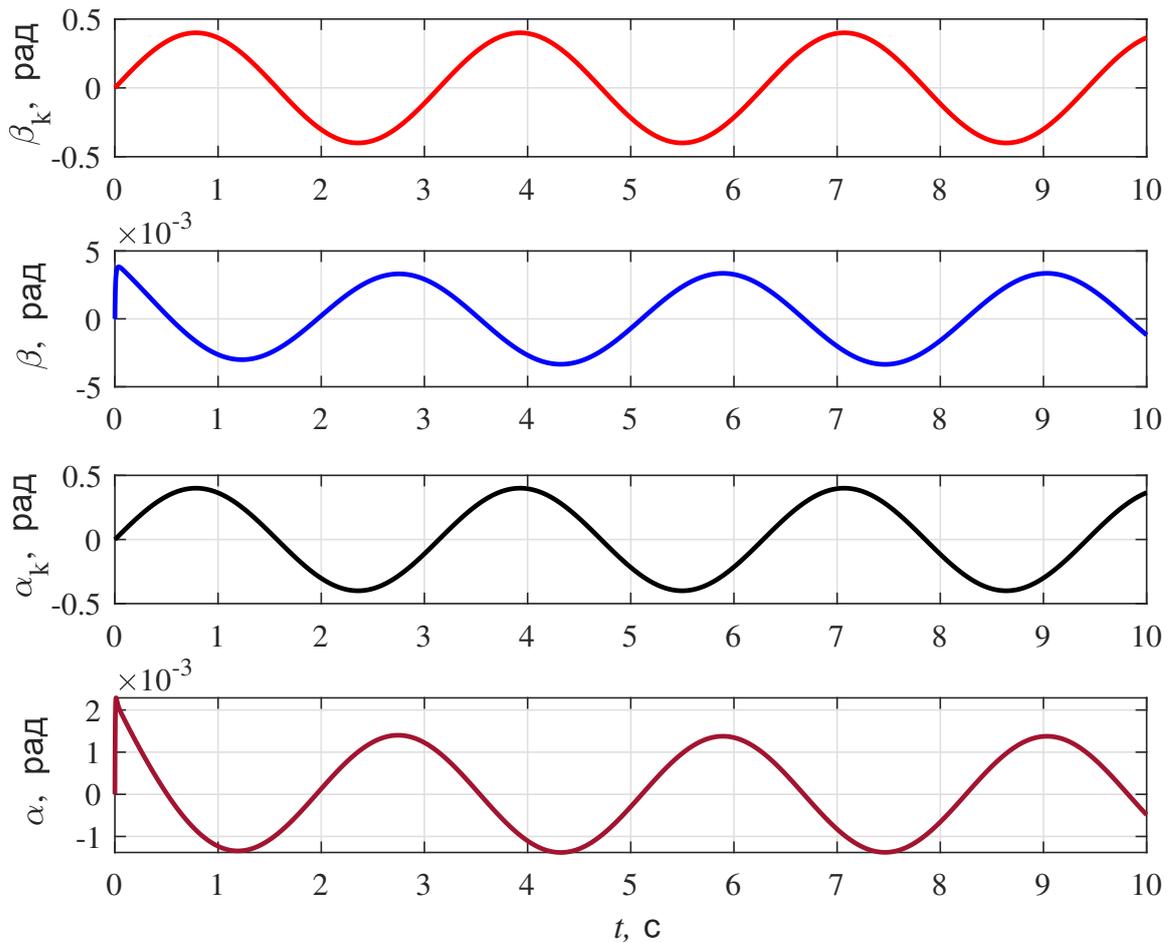


Рисунок 3.2—Результаты моделирования для модели двухканальной стабилизированной платформы(3.4) с ПИ-регулятором (3.5)

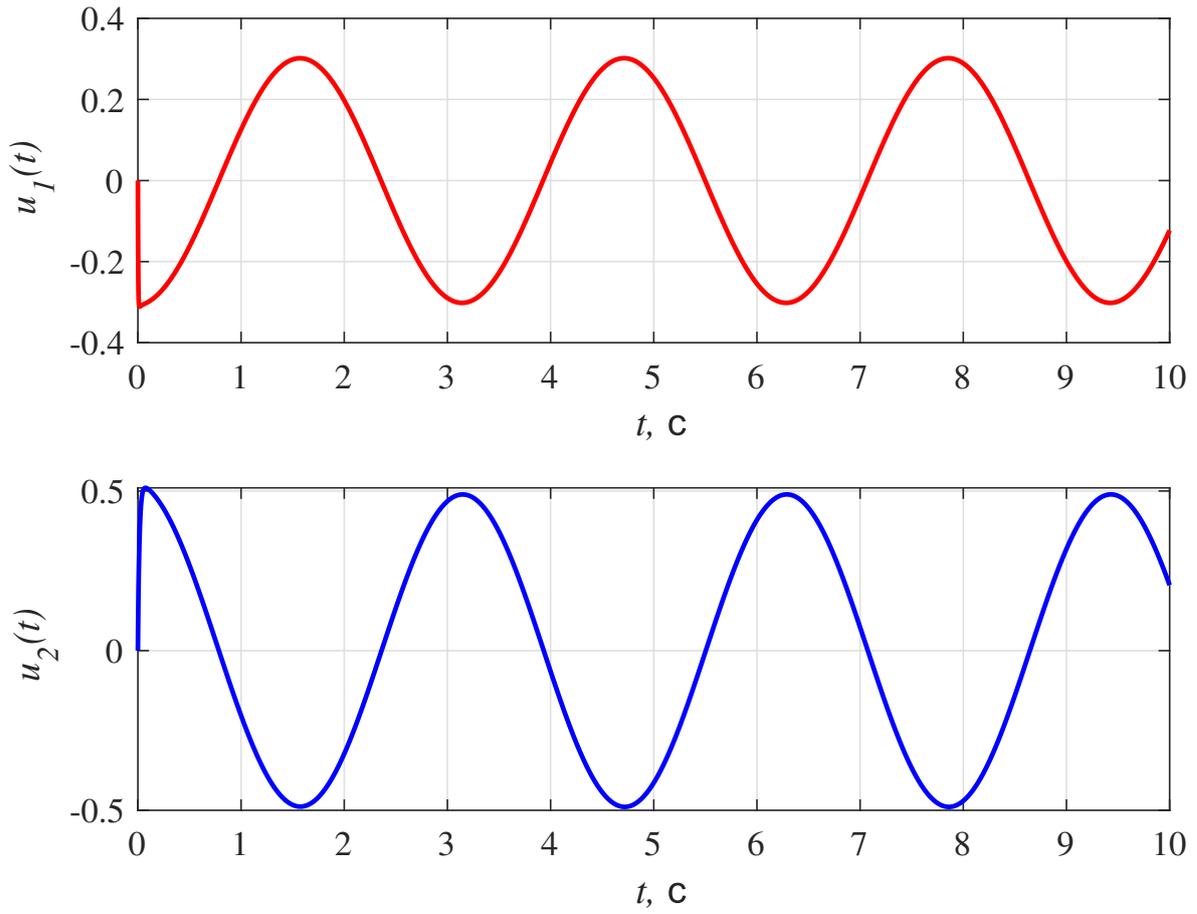


Рисунок 3.3—Графики $u_1(t)$ и $u_2(t)$ для модели двухканальной стабилизированной платформы (3.4) с ПИ-регулятором (3.5)

Результаты моделирования показывают, что при использовании ПИ-регулятора для модели (3.4) и алгоритма управления (3.5), углы отклонения стабилизированной платформы β, α являются гармоническими колебаниями под действием возмущений (3.2). Амплитуды этих колебаний зависят от амплитуды возмущений, т.е. зависят от амплитуды угловых колебаний палубы корабля.

3.3 Синтез двухканального резонансного ПИ-регулятора для стабилизации платформы

В этом разделе разработана методика синтеза двухканального резонансного ПИ - регулятора для стабилизации платформ на кораблях с использованием метода разделения движения. Структурная схема для стабилизации платформы с двухканальными резонансными ПИ - регуляторами показана на рисунке 3.4.

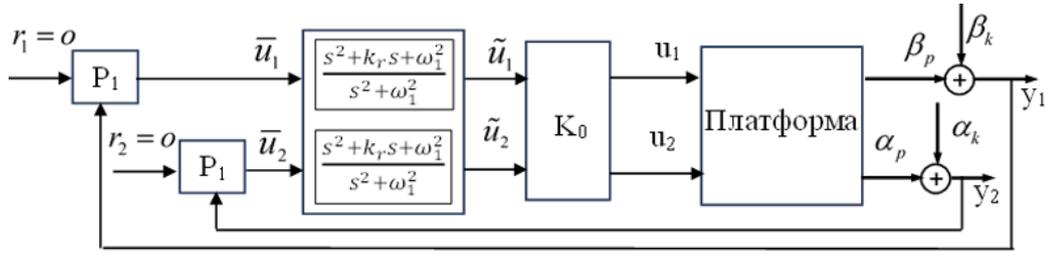


Рисунок 3.4—Структура двухканальной системы стабилизированной платформы с резонансным ПИ-регулятором

Рассматривается задача синтеза резонансного ПИ - регулятора, в структуру которого вместе с резонансным блоком входит регулятор вида:

$$\begin{cases} u = K_0 \tilde{u}, \\ \mu_i \bar{u}_i^{(1)} = - \left[T_i^{-1} y_i + y_i^{(1)} \right], \quad i = 1, 2 \end{cases} \quad (3.19)$$

Из структурной схемы на рисунке 3.4, получим уравнение связи между входом и выходом резонансного блока:

$$\tilde{u}_i^{(2)} + \omega_1^2 \tilde{u}_i = \bar{u}_i^{(2)} + k_r \bar{u}_i^{(1)} + \omega_1^2 \bar{u}_i. \quad (3.20)$$

Обозначим

$$\begin{cases} h_{i1}^{(1)} = \omega_1^2 \bar{u}_i - \omega_1^2 \tilde{u}_i, \\ h_{i2}^{(1)} = h_{i1} + k_r \bar{u}_i, \\ \tilde{u}_i = h_{i2} + \bar{u}_i. \end{cases}$$

Введем следующие обозначения:

$$h_1 = [h_{11}, h_{21}]^T, \quad h_2 = [h_{12}, h_{22}]^T.$$

В соответствии с выражением (3.4) и структурной схемой на рисунке 3.4, представим математическую модель платформы с двумя электрогидравлическими приводами в виде системы уравнений:

$$\begin{cases} y^{(1)} = Gu + F, \\ h_1^{(1)} = -\omega_1^2 h_2, \\ h_2^{(1)} = h_1 + k_r \bar{u}, \\ \tilde{u} = h_2 + \bar{u}, \\ u = K_0 \tilde{u}, \\ \mu \bar{u}^{(1)} = - [\mathcal{T}^{-1} y + \dot{y}]. \end{cases} \quad (3.21)$$

Исключая u и \bar{u} в системе уравнения (3.21), получим

$$\begin{cases} \frac{dy}{dt} = GK_0(\bar{u} + h_2) + F, \\ \frac{dh_1}{dt} = -\omega_1^2 h_2, \\ \frac{dh_2}{dt} = h_1 + k_r \bar{u}, \\ \mu \frac{d\bar{u}}{dt} = -[\mathcal{T}^{-1}y + \dot{y}]. \end{cases} \quad (3.22)$$

Заменяя \dot{y} в четвертом уравнении системы (3.22) на правую часть первого уравнения данной системы, получим:

$$\begin{cases} \frac{dy}{dt} = GK_0(\bar{u} + h_2) + F, \\ \frac{dh_1}{dt} = -\omega_1^2 h_2, \\ \frac{dh_2}{dt} = h_1 + k_r \bar{u}, \\ \mu \frac{d\bar{u}}{dt} = -[\mathcal{T}^{-1}y + GK_0(\bar{u} + h_2) + F]. \end{cases} \quad (3.23)$$

Введем в рассмотрение быстрое время t_0 , которое связано с исходной шкалой времени t соотношением $t = \mu t_0$. Запишем систему уравнений (3.23) для новой (быстрой) шкалы времени в виде:

$$\begin{cases} \frac{dy}{dt_0} = \mu (GK_0(\bar{u} + h_2) + F), \\ \frac{dh_1}{dt_0} = -\mu \omega_1^2 h_2, \\ \frac{dh_2}{dt_0} = \mu (h_1 + k_r \bar{u}), \\ \frac{d\bar{u}}{dt_0} = -[\mathcal{T}^{-1}y + GK_0(\bar{u} + h_2) + F]. \end{cases} \quad (3.24)$$

Полагается, что $\mu \rightarrow 0$, тогда из системы уравнений (3.24) следует:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dy}{dt_0} = 0, \\ \frac{dh_1}{dt_0} = 0, \\ \frac{dh_2}{dt_0} = 0, \\ \frac{d\bar{u}}{dt_0} = - [\mathcal{T}^{-1}y + GK_0(\bar{u} + h_2) + F]. \end{array} \right. \quad (3.25)$$

Возвращаясь в (3.25) к исходной шкале времени t , путем замены $t_0 = t/\mu$, получаем уравнения подсистемы быстрых движений (ПБД):

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dy}{dt} = const, \\ \frac{dh_1}{dt} = const, \\ \frac{dh_2}{dt} = const, \\ \mu \frac{d\bar{u}}{dt} = - [\mathcal{T}^{-1}y + GK_0(\bar{u} + h_2) + F]. \end{array} \right. \quad (3.26)$$

Уравнения (3.26) можно переписать в следующем виде:

$$\left\{ \begin{array}{l} y = const, \\ h_1 = const, \\ h_2 = const, \\ \mu \frac{d\bar{u}}{dt} = - [\mathcal{T}^{-1}y + GK_0(\bar{u} + h_2) + F]. \end{array} \right. \quad (3.27)$$

Из системы уравнений (3.27) получим характеристический полином ПБД, который имеет вид:

$$A_{\text{ПБД}}(s) = \det(\mu s I_2 + GK_0). \quad (3.28)$$

В частности, при $K_0 = G^{-1}$ характеристический полином для уравнения (3.27) будет иметь следующий вид:

$$A_{\text{ПБД}}(s) = (\mu s + 1)^2. \quad (3.29)$$

Полагается, что характеристический полином (3.28) ПБД является устойчивым и имеет место быстрый переход ПБД в квазиравновесный режим работы. Уравнения для квазиравновесного режима ПБД в замкнутой системе получим из уравнений (3.22) путем выполнения предельного перехода $\mu \rightarrow 0$. Тогда из (3.22) получаем:

$$\begin{cases} \frac{dy}{dt} = GK_0(\bar{u} + h_2) + F, \\ \frac{dh_1}{dt} = -\omega_1^2 h_2, \\ \frac{dh_2}{dt} = h_1 + k_r \bar{u}, \\ 0 = -[\mathcal{T}^{-1}y + GK_0(\bar{u} + h_2) + F]. \end{cases} \quad (3.30)$$

Исключая переменную \bar{u} из уравнения (3.30) получим уравнение подсистемы медленных движений (ПМД) следующего вида:

$$\begin{cases} \frac{dy}{dt} = -\mathcal{T}^{-1}y, \\ \frac{dh_1}{dt} = -\omega_1^2 h_2, \\ \frac{dh_2}{dt} = -k_r (GK_0 \mathcal{T})^{-1} y + h_1 - k_r h_2 - k_r (GK_0)^{-1} F. \end{cases} \quad (3.31)$$

Уравнение (3.31) можно записать в следующем виде:

$$\begin{bmatrix} \dot{y} \\ \dot{h}_1 \\ \dot{h}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mathcal{T}^{-1} & \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 \\ \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 & -\omega_1^2 I_2 \\ -k_r (GK_0 \mathcal{T})^{-1} & I_2 & k_r I_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y \\ h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathcal{O}_2 \\ \mathcal{O}_2 \\ -k_r (GK_0)^{-1} \end{bmatrix} F. \quad (3.32)$$

Обозначим

$$A_{\text{сoб1}} = \begin{bmatrix} -\mathcal{T}^{-1} & \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 \\ \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 & -\omega_1^2 I_2 \\ k_r (GK_0 \mathcal{T})^{-1} & -I_2 & -k_r I_2 \end{bmatrix}. \quad (3.33)$$

Полагаем, что $T_1 = T_2 = T$. Тогда из уравнения (3.31) и (3.33), получаем характеристический полином ПМД для модели (3.4) и регулятора (3.19) следующего вида:

$$A_{\text{ПМД}}(s) = \det [sI_6 - A_{\text{сoб1}}] = (s + T^{-1})^2 (s^2 + k_r s + \omega_1^2)^2. \quad (3.34)$$

С целью иллюстрации свойств обсуждаемой системы управления было проведено численное моделирование. При параметрах модели из таблицы 1.1 получены параметры для модели стабилизированной платформы (2.5).

$$\tau_1 = 0,001 \text{ с}; \quad \tau_2 = 0,0031 \text{ с}; \quad b = 4,9533; \quad d = 0,9498.$$

В соответствии с полученными расчетными соотношениями для параметров двухканального регулятора имеем:

$$b_{01} = (\partial\beta/\partial l)b; \quad b_{02} = (\partial\alpha/\partial l)b; \quad k_{01} = 1/b_{01}; \quad k_{02} = 1/b_{02}$$

$$\omega_1 = 2 \text{ рад/с}; \quad k_{r1} = 2\omega_1; \quad T = 0,5 \text{ с}; \quad \mu = T/\eta; \quad \eta = 20,$$

$$K_{i1} = 1/\mu T; \quad K_{i2} = 1/\mu T; \quad K_{p1} = 1/\mu; \quad K_{p2} = 1/\mu$$

Результаты моделирования для модели (3.4) с ПИ-регулятором (3.19) приведены на рисунке 3.5 и графики $u_1(t)$, $u_2(t)$ на соответствующих каналах показаны на рисунке 3.6.

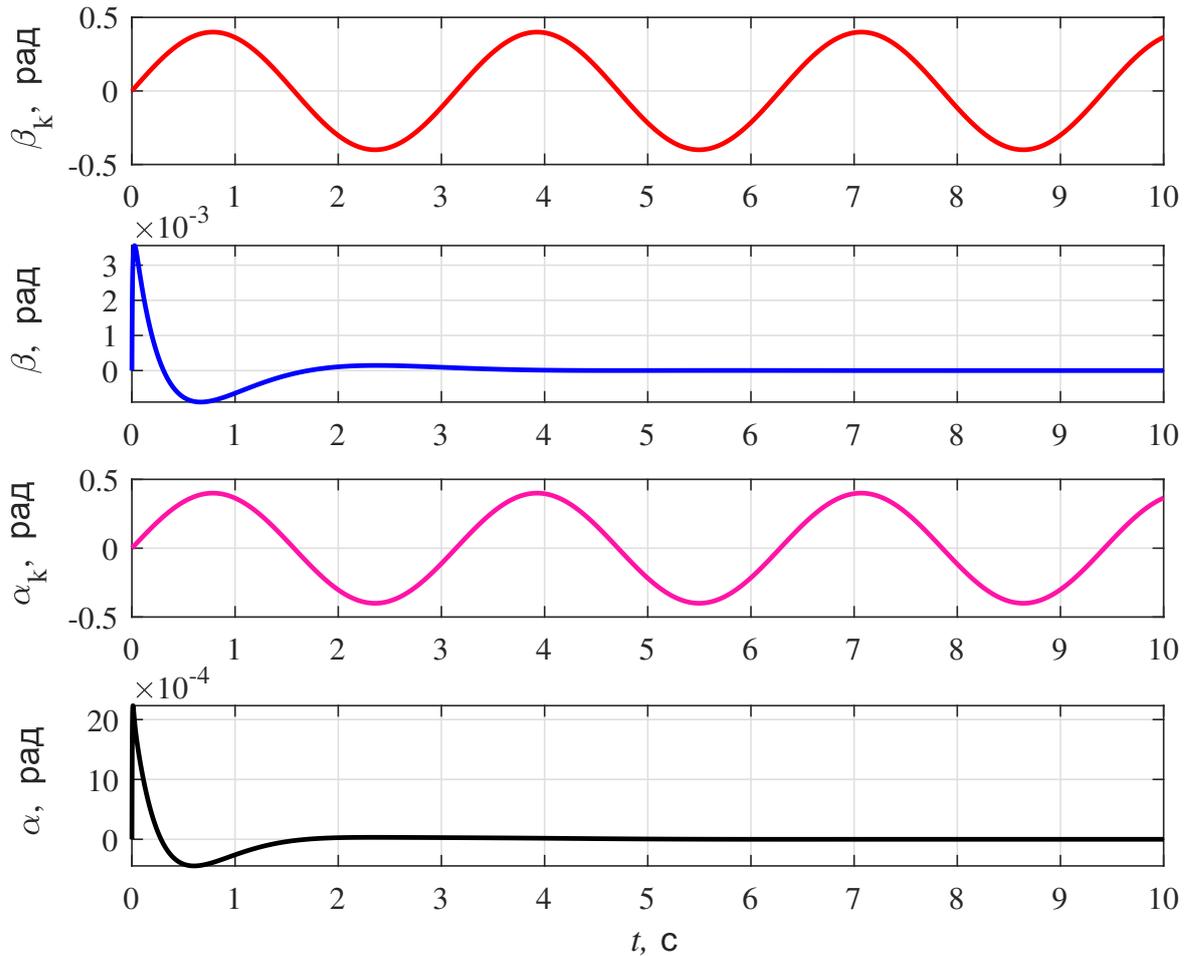


Рисунок 3.5—Результаты моделирования для модели двухканальной стабилизированной платформы (3.4) с резонансным ПИ-регулятором (3.19), (3.20)

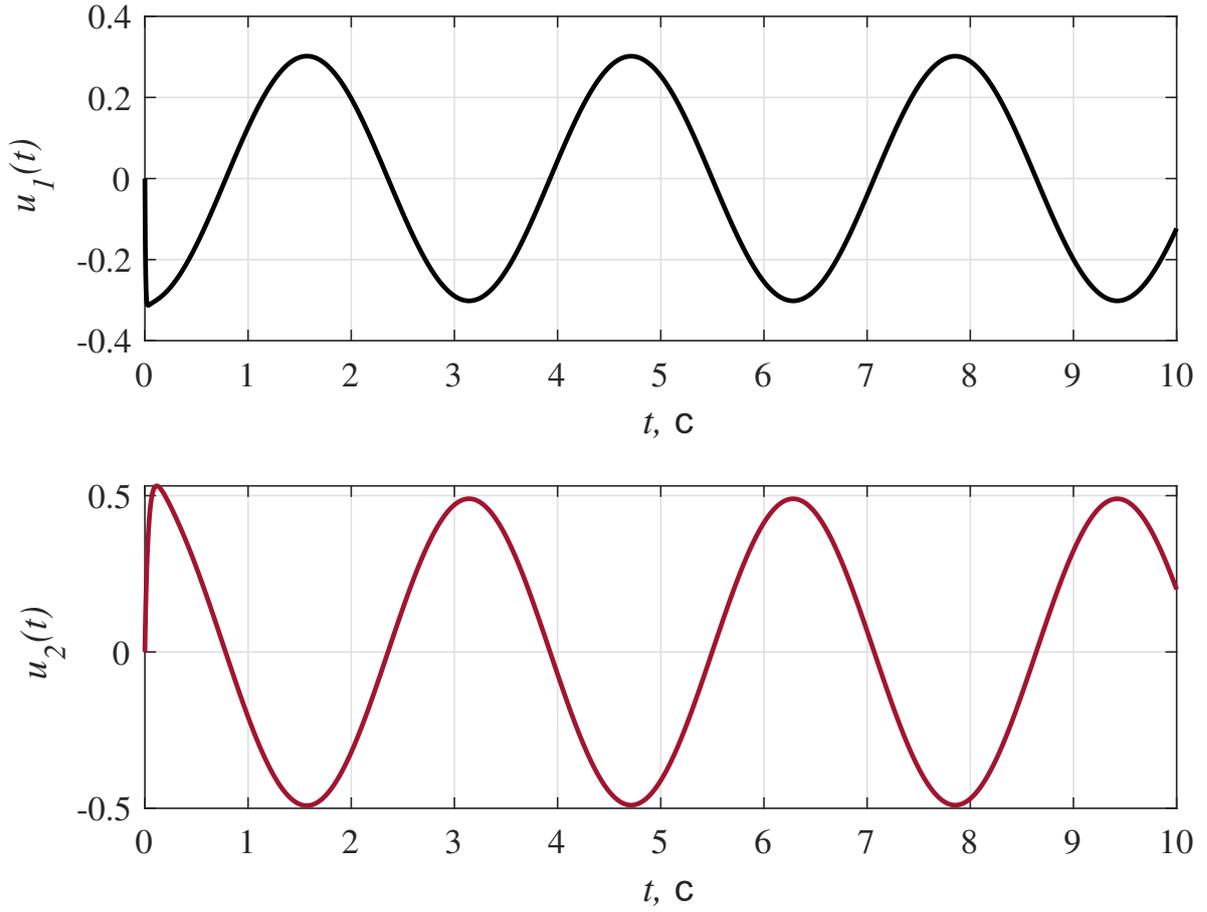


Рисунок 3.6—Графики $u_1(t)$ и $u_2(t)$ для модели двухканальной стабилизированной платформы (3.4) с резонансным ПИ-регулятором (3.19), (3.20)

Результаты моделирования показывают, что при использовании резонансного ПИ - регулятора (3.19), (3.20) для модели (3.4) углы отклонения стабилизированной платформы β по отношению к горизонту стремятся к нулю.

3.4 Синтез ПИ-регулятора с двумя резонансными блоками в каждом канале управления для стабилизации платформы

В данной разделе рассматривается задача синтеза ПИ- регулятора с двумя резонансными блоками для модели (3.4). Предполагается, что алгоритм регулятора каждого канала имеет вид:

$$\tilde{u}_i(s) = -\frac{(s + T_i^{-1})}{\mu_i s} \left[\frac{s^2 + k_{r1}s + \omega_1^2}{s^2 + \omega_1^2} \right] \left[\frac{s^2 + k_{r2}s + \omega_2^2}{s^2 + \omega_2^2} \right] y_i(s). \quad (3.35)$$

Из уравнения модели (3.4) и алгоритма управления(3.35), построим структурную схему показана на рисунке 3.7.

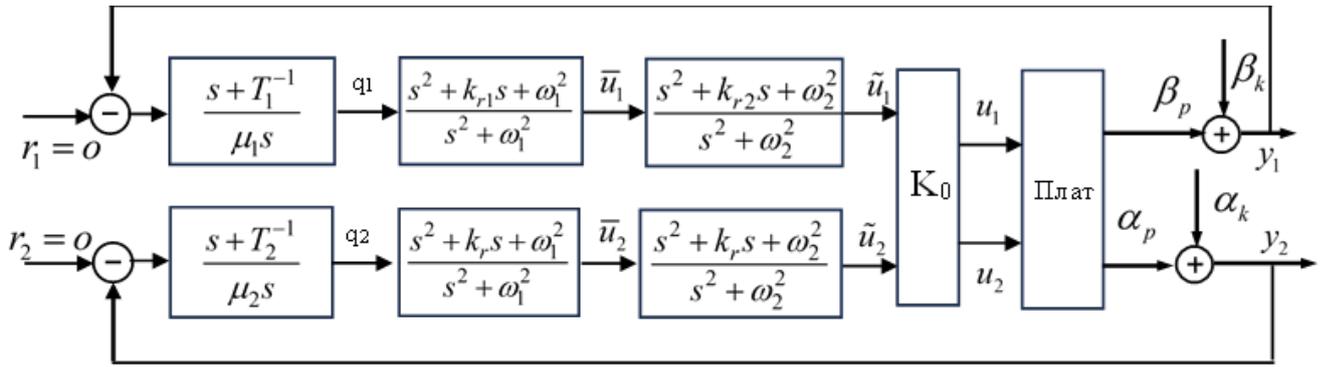


Рисунок 3.7—Структурная схема стабилизированной платформы с двумя резонансными блоками

Из структурной схемы на рисунке 3.7, получим уравнение связи между входами и выходами резонансных блоков следующим образом:

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{u}_i^{(2)} + \omega_1^2 \bar{u}_i = q_i^{(2)} + k_{r1} q_i^{(1)} + \omega_1^2 q_i, \\ \tilde{u}_i^{(2)} + \omega_1^2 \tilde{u}_i = \bar{u}_i^{(2)} + k_{r2} \bar{u}_i^{(1)} + \omega_2^2 \bar{u}_i, \\ u_i = K_0 \tilde{u}_i, \\ \mu_i q_i^{(1)} = - [T^{-1} y + y_i^{(1)}]. \end{array} \right. \quad (3.36)$$

Обозначим:

$$\left\{ \begin{array}{l} h_{i1}^{(1)} = \omega_1^2 q_i - \omega_1^2 \bar{u}_i, \\ h_{i2}^{(1)} = h_{i1}^{(1)} + k_{r1} q_i, \\ \bar{u}_i = h_{i2}^{(1)} + q_i, \\ m_{i1}^{(1)} = \omega_2^2 \bar{u}_i - \omega_2^2 \tilde{u}_i, \\ m_{i2}^{(1)} = m_{i1}^{(1)} + k_{r2} \bar{u}_i, \\ \tilde{u}_i = m_{i2}^{(1)} + \bar{u}_i. \end{array} \right. \quad (3.37)$$

В соответствии с выражением (3.4) и структурной схемой на рисунке 3.7, представим математическую модель платформы с двумя электрогидравлическими

скими приводами во виде системы уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} y^{(1)} = Gu + F, \\ h_1^{(1)} = -\omega_1^2 h_2, \\ h_2^{(1)} = h_1 + k_{r1}q, \\ \bar{u} = h_2 + q, \\ m_1^{(1)} = -\omega_2^2 m_2, \\ m_2^{(1)} = m_1 + k_{r2}\bar{u}, \\ \tilde{u} = m_2 + \bar{u}_1, \\ u = K_0\tilde{u}, \\ \mu q^{(1)} = - [\mathcal{T}^{-1}y + y^{(1)}]. \end{array} \right. \quad (3.38)$$

Исключая u , \bar{u} и \tilde{u} в системе уравнения (3.38), получим

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dy}{dt} = GK_0(q + m_2 + h_2) + F, \\ \frac{dh_1}{dt} = -\omega_1^2 h_2, \\ \frac{dh_2}{dt} = h_1 + k_{r1}q, \\ \frac{dm_1}{dt} = -\omega_2^2 m_2, \\ \frac{dm_2}{dt} = m_1 + k_{r2}\bar{u}, \\ \mu \frac{dq}{dt} = - [\mathcal{T}^{-1}y + GK_0(q + m_2 + h_2) + F]. \end{array} \right. \quad (3.39)$$

Запишем систему уравнений (3.39) для новой (быстрой) шкалы времени $t = \mu t_0$ в виде:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dy}{dt_0} = \mu [GK_0(q + m_2 + h_2) + F], \\ \frac{dh_1}{dt_0} = -\mu [\omega_1^2 h_2], \\ \frac{dh_2}{dt_0} = \mu [h_1 + k_{r1}q], \\ \frac{dm_1}{dt_0} = -\mu [\omega_2^2 m_2], \\ \frac{dm_2}{dt_0} = \mu [m_1 + k_{r2}\bar{u}], \\ \frac{dq}{dt_0} = - [\mathcal{T}^{-1}y + GK_0(q + m_2 + h_2) + F]. \end{array} \right. \quad (3.40)$$

Полагается, что $\mu \rightarrow 0$, тогда из системы уравнений (3.40) следует:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dy}{dt_0} = 0, \\ \frac{dh_1}{dt_0} = 0, \\ \frac{dh_2}{dt_0} = 0, \\ \frac{dm_1}{dt_0} = 0, \\ \frac{dm_2}{dt_0} = 0, \\ \frac{dq}{dt_0} = - [\mathcal{T}^{-1}y + GK_0(q + m_2 + h_2) + F]. \end{array} \right. \quad (3.41)$$

Возвращаясь в (3.41) к исходной шкале времени t , путем замены $t_0 = t/\mu$, получаем уравнения подсистемы быстрых движений (ПБД):

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dy}{dt} = const, \\ \frac{dh_1}{dt} = const, \\ \frac{dh_2}{dt} = const, \\ \frac{dm_1}{dt} = const, \\ \frac{dm_2}{dt} = const, \\ \mu \frac{dq}{dt} = - [\mathcal{T}^{-1}y + GK_0(q + m_2 + h_2) + F]. \end{array} \right. \quad (3.42)$$

Уравнение (3.42) можно переписать в следующем виде:

$$\mu \frac{dq}{dt} = -GK_0q - [\mathcal{T}^{-1}y + GK_0(m_2 + h_2)]. \quad (3.43)$$

Из системы уравнений (3.43), при $K_0 = G^{-1}$ получим характеристический полином ПБД для модели (3.4) и регулятора (3.35):

$$A_{\text{ПБД}}(s) = (\mu + 1)^2. \quad (3.44)$$

Полагается, что характеристический полином (3.44) ПБД является устойчивостью и имеет место быстрый переход ПБД в квазиравновесный режим работы. Уравнения для квазиравновесного режима ПБД в замкнутой системе получим из уравнений (3.39) путем выполнения предельного перехода $\mu \rightarrow 0$.

Тогда из (3.39) получаем:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dy}{dt} = GK_0(q + m_2 + h_2) + F, \\ \frac{dh_1}{dt} = -\omega_1^2 h_2, \\ \frac{dh_2}{dt} = h_1 + k_{r1}q, \\ \frac{dm_1}{dt} = -\omega_2^2 m_2, \\ \frac{dm_2}{dt} = m_1 + k_{r2}\bar{u}, \\ 0 = -[\mathcal{T}^{-1}y + GK_0(q + m_2 + h_2) + F]. \end{array} \right. \quad (3.45)$$

Исключая переменную q и \bar{u} из уравнения (3.45) получим уравнение подсистемы медленных движений (ПМД) следующего вида:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dy}{dt} = -\mathcal{T}^{-1}y, \\ \frac{dh_1}{dt} = -\omega_1^2 h_2, \\ \frac{dh_2}{dt} = -k_{r1}(GK_0\mathcal{T})^{-1}y + h_1 - k_{r1}h_2 - k_{r1}m_2 - k_{r1}(GK_0)^{-1}F, \\ \frac{dm_1}{dt} = -\omega_2^2 m_2, \\ \frac{dm_2}{dt} = -k_{r2}(GK_0\mathcal{T})^{-1}y + m_1 + k_{r2}m_2 - k_{r2}(GK_0)^{-1}F. \end{array} \right. \quad (3.46)$$

Если $K = G^{-1}$, уравнение (3.46) можно переписать в следующем виде:

$$\begin{bmatrix} \dot{y} \\ \dot{h}_1 \\ \dot{h}_2 \\ \dot{m}_1 \\ \dot{m}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mathcal{T}^{-1} & \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 \\ \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 & -\omega_1^2 & \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 \\ -k_{r1}\mathcal{T}^{-1} & I_2 & -k_{r1}I_2 & \mathcal{O}_2 & -k_{r1}I_2 \\ \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 & -\omega_2^2 I_2 \\ -k_{r2}\mathcal{T}^{-1} & \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 & I_2 & -k_{r2}I_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y \\ h_1 \\ h_2 \\ m_1 \\ m_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathcal{O}_2 \\ \mathcal{O}_2 \\ -k_{r1} \\ \mathcal{O}_2 \\ -k_{r2} \end{bmatrix} F. \quad (3.47)$$

Обозначим $A_{\text{соб}}$ является собственной матрицей и из уравнения (3.47), получим:

$$A_{\text{соб}} = \begin{bmatrix} -\mathcal{T}^{-1} & \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 \\ \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 & -\omega_1^2 I_2 & \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 \\ -k_{r1} \mathcal{T}^{-1} & I_2 & -k_{r1} I_2 & \mathcal{O}_2 & -k_{r1} I_2 \\ \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 & -\omega_2^2 I_2 \\ -k_{r2} \mathcal{T}^{-1} & \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 & I_2 & -k_{r2} I_2 \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

Из уравнения (3.47), получаем уравнение характеристического полинома ПМД следующего вида:

$$A_{\text{ПМД}}(s) = \det [sI_{10} - A_{\text{соб}}]. \quad (3.49)$$

Характеристический полином ПМД для модели (3.4) и алгоритма (3.35) имеет вид:

$$A_{\text{ПМД}}(s) = (s + T^{-1})^2 (s^2 + k_{r1}s + \omega_1^2)^2 (s^2 + k_{r2}s + \omega_2^2)^2. \quad (3.50)$$

Вывод: Введение резонансного блока не меняет характеристический полином ПБД, а полиномы числителя резонансных блоков входят в характеристический полином ПМД.

3.5 Результаты моделирования

В соответствии с полученными расчетными соотношениями для параметров регулятора с двумя каналами управления положением стабилизированной платформы, выполним численное моделирование для следующих значений параметров регулятора:

$$b_{01} = (\partial\beta/\partial l)b; \quad b_{02} = (\partial\alpha/\partial l)b; \quad k_{01} = 1/b_{01}; \quad k_{02} = 1/b_{02},$$

$$\omega_1 = 2 \text{ рад/с}; \quad k_{r1} = 2\omega_1; \quad \omega_2 = 3 \text{ рад/с}; \quad k_{r2} = 2\omega_2; \quad T = 0,5 \text{ с},$$

$$K_{i1} = 1/\mu T; \quad K_{i2} = 1/\mu T; \quad K_{p1} = 1/\mu; \quad K_{p2} = 1/\mu; \quad \mu_1 = T/\eta; \quad \eta = 20.$$

Результаты моделирования для модели платформы (3.4) и алгоритма управления (3.35) представлены на рисунке 3.8, а графики $u_1(t)$, $u_2(t)$ для соответствующих каналов управления показаны на рисунке 3.9.

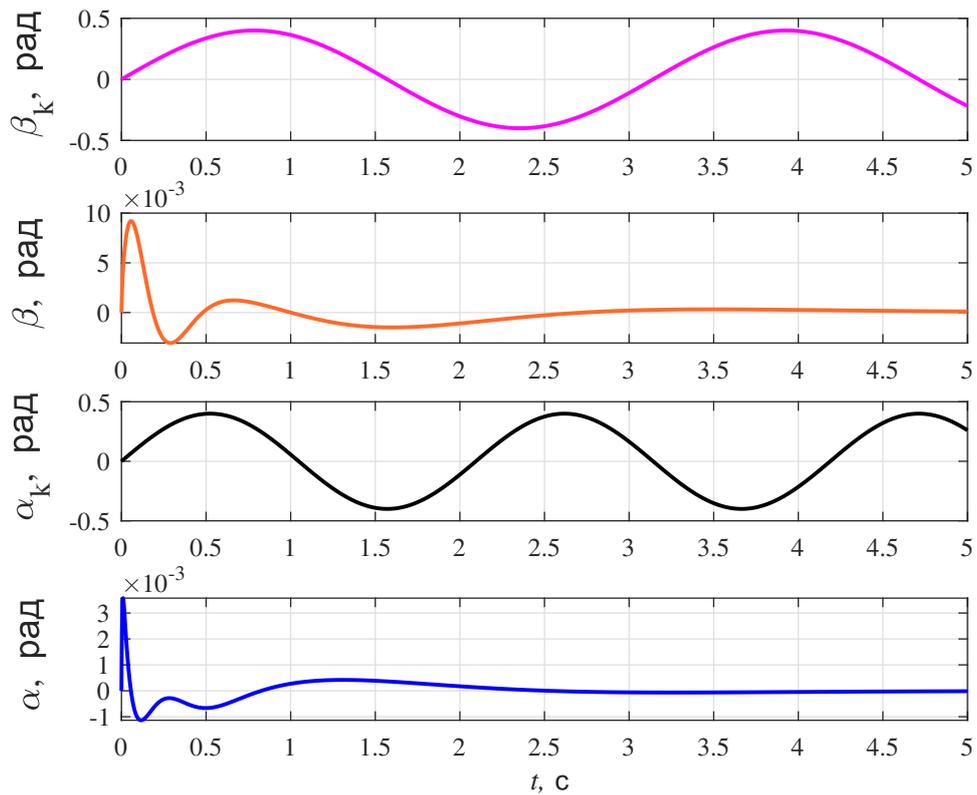


Рисунок 3.8—Результаты моделирования для модели (3.4) с алгоритмом управления (3.35) с двумя резонансными блоками

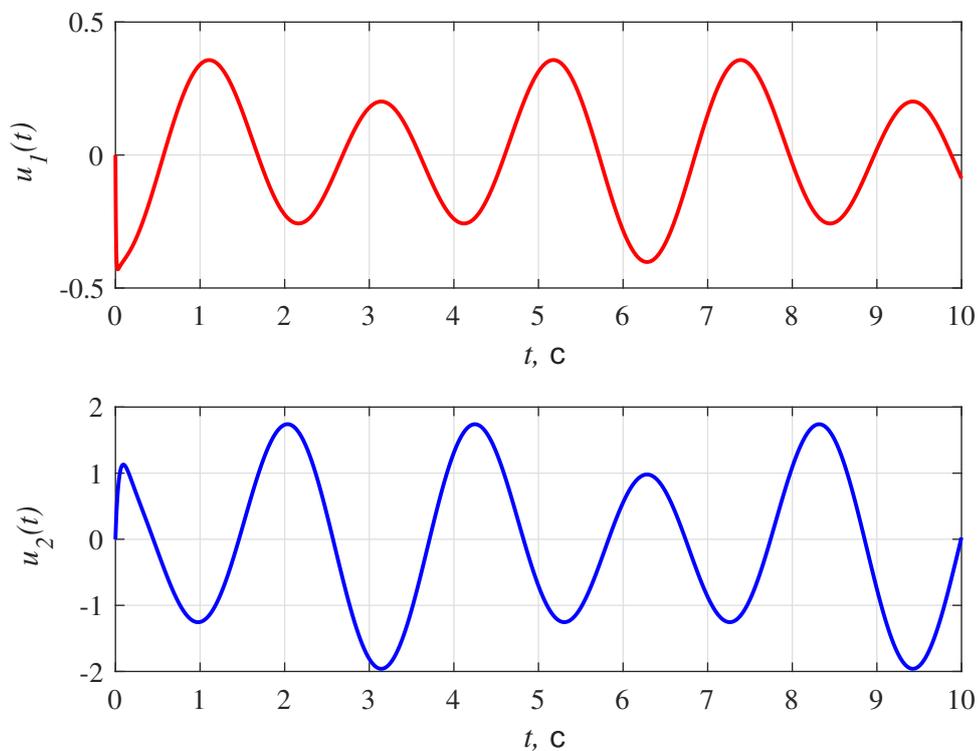


Рисунок 3.9—Графики $u_1(t)$ и $u_2(t)$ для модели (3.4) и алгоритма управления (3.35) с двумя резонансными блоками в каждом канале управления

Из результатов численного моделирования следует, что предлагаемый алгоритм управления для двухканальной системы стабилизации платформы позволяет обеспечить асимптотическую устойчивость заданного углового положения платформы по крену и тангажу в условиях действия полигармонического возмущающего волнового воздействия на палубу корабля.

Выводы по главе 3

В данной главе получены следующие основные результаты:

1. Разработана процедура синтеза двухканального ПИ-регулятора методом разделения движений для стабилизации платформы с жесткими кинематическими связями платформы и палубы корабля.

2. Предложена структура двухканального резонансного ПИ-регуляторов для системы угловой стабилизации платформы с жесткими кинематическими связями платформы и палубы корабля.

3. Разработана процедура синтеза двухканального резонансного ПИ-регуляторов методом разделения движений для стабилизации платформы с жесткими кинематическими связями платформы и палубы корабля.

4. Показано, что разработанная методика синтеза методом разделения движения двухканальных резонансных ПИ-регуляторов для стабилизации платформы на корабле позволяет обеспечить свойство асимптотического стремления к нулю для углов отклонения стабилизированной платформы при действии гармонических и полигармонических возмущений.

5. Показано, что применение метода разделения движений позволяет упростить процедуру выбора параметров двухканального ПИ-регулятора и обеспечить требования к показателям качества динамических процессов в замкнутой системе управления в условиях неполной информации о параметрах модели стабилизированной платформы.

6. Выполнено численное моделирование двухканальной системы стабилизации платформы для предлагаемых структур алгоритмов управления, которые подтверждают результаты аналитических исследований.

Глава 4 Синтез регулятора для стабилизации положения упругого подвеса

4.1 Постановка задачи управления

Системы виброизоляции платформ широко используются при выполнении высокоточных оптических измерений, при подавлении вибраций рабочего места операторов машин, выполняющих разгрузочно-погрузочные работы, и при подавлении вибраций в виброударных механизмах [115, 116]. Указанные системы виброизоляции включают пассивные виброизоляторы, состоящие из пружин и демпферов, а также активные виброизоляторы, содержащие датчик для измерения вибраций и исполнительный механизм для улучшения характеристик виброизоляции [109, 117].

В данной главе рассматривается упрощенная модель системы активного подавления вибраций (рисунок 4.1), которая включает упругий подвес с элементами пассивной системы подавления колебаний и привод линейных перемещений с регулятором для активного подавления вибраций [118].

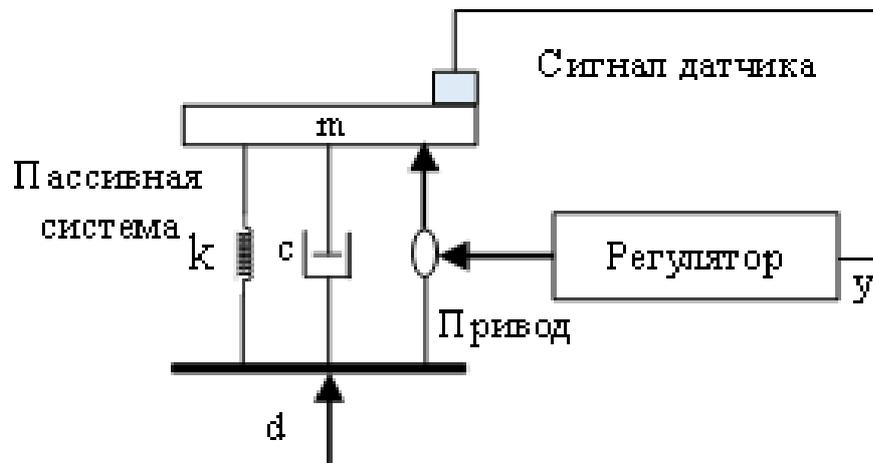


Рисунок 4.1—Функциональная схема системы управления положением упругого подвеса

Математическую модель упругого подвеса на рисунке 4.1 можно записать в следующем виде [117—119]:

$$m\ddot{y} + c\dot{y} + ky = b(u + d) \quad (4.1)$$

где m - масса подвеса; k - коэффициент жесткости пружины; c - коэффициент демпфирования гидравлического поршня; $y(t)$ - измеряемая величина перемещения подвеса под действием внешних возмущающих сил (выход); $u(t)$ -

управляющее воздействие (вход); $d(t)$ - внешнее возмущение является гармоническим волновым возмущением с известной частотой ω_1 и неизвестной амплитудой. Предполагается, что возмущение $d(t)$ имеет вид:

$$d(t) = A_d \sin(\omega_1 t + \phi) \quad (4.2)$$

Цель управления для системы подавления упругого подвеса состоит в том, что необходимо обеспечить свойство:

$$\limsup_{t \rightarrow \infty} \sup_{t > 0} |y(t)| = 0 \quad \text{или} \quad \limsup_{t \rightarrow \infty} \sup_{t > 0} |y(t)| \leq \varepsilon_y. \quad (4.3)$$

В условиях действия гармонического волнового возмущения (4.2) с известной частотой ω_1 и неизвестной амплитудой A_d .

4.2 Синтез ПИД регулятора методом разделения движений для стабилизации положения упругого подвеса

В данном разделе рассматривается алгоритм управления для системы активного подавления вибраций, который задан в виде следующего дифференциального уравнения [120, 121]:

$$\mu^2 u^{(2)} + d_1 \mu u^{(1)} = -k_0 [T^{-2} y + a_1^d T^{-1} y^{(1)} + y^{(2)}], \quad (4.4)$$

где μ - малый положительный параметр, а эталонное уравнение для желаемого поведение выхода включено в правую часть выражения (4.4).

Из уравнений (4.1) и (4.4) следует структурная схема системы управления для упругого подвеса, которая показана на рисунке 4.2.

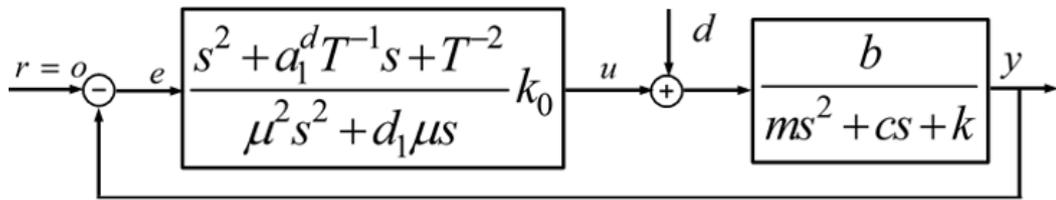


Рисунок 4.2—Структурная схема для модели упругого подвеса (4.1) и алгоритма управления (4.4)

Для анализа процессов в системе (4.1) с регулятором (4.4) рассмотрим уравнения замкнутой системы управления

$$\begin{cases} y^{(2)} = -\frac{c}{m} y^{(1)} - \frac{k}{m} y + \frac{b}{m} (u + d), \\ \mu^2 u^{(2)} + d_1 \mu u^{(1)} = -k_0 [T^{-2} y + a_1^d T^{-1} y^{(1)} + y^{(2)}]. \end{cases} \quad (4.5)$$

Обозначим $y_1 = y$, $y_2 = \dot{y}$, $u_1 = u$, $u_2 = \mu \dot{u}$. Тогда систему (4.5) можно представить в виде

$$\begin{cases} \frac{dy_1}{dt} = y_2, \\ \frac{dy_2}{dt} = -\frac{c}{m}y_2 - \frac{k}{m}y_1 + \frac{b}{m}(u + d), \\ \mu \frac{du_1}{dt} = u_2, \\ \mu \frac{du_2}{dt} = -d_1u_2 - k_0 \left[T^{-2}y_1 + a_1^d T^{-1}y_2 + \frac{dy_2}{dt} \right]. \end{cases} \quad (4.6)$$

Заменяя \dot{y}_2 в правой части четвёртого уравнения данной системы правой частью второго уравнения системы (4.6), получим

$$\begin{cases} \frac{dy_1}{dt} = y_2, \\ \frac{dy_2}{dt} = -\frac{c}{m}y_2 - \frac{k}{m}y_1 + \frac{b}{m}(u + d), \\ \mu \frac{du_1}{dt} = u_2, \\ \mu \frac{du_2}{dt} = -\frac{k_0 b}{m}u_1 - d_1u_2 + \Phi(y_1, y_2, d), \end{cases} \quad (4.7)$$

где $\Phi(y_1, y_2, d) = -k_0 [(T^{-2} - k/m)y_1 + (a_1^d T^{-1} - c/m)y_2 + bd/m]$

Наличие малого параметра μ приводит к формированию в замкнутой системе управления (4.1), (4.4) разнотемповых процессов, анализ которых может быть выполнен методом разделения движений [120, 121]. В результате данного анализа получим уравнения подсистемы быстрых движений ПБД и подсистемы медленных движений ПМД.

Введем быстрое время t_0 , которое связано с исходной шкалой времени t соотношением $t = \mu t_0$. Тогда уравнение (4.7) можно записать для быстрого

масштаба времени в следующем виде:

$$\begin{cases} \frac{dy_1}{dt_0} = \mu y_2, \\ \frac{dy_2}{dt_0} = \mu \left[-\frac{c}{m} y_2 - \frac{k}{m} y_1 + \frac{b}{m} (u + d) \right], \\ \frac{du_1}{dt_0} = u_2, \\ \frac{du_2}{dt_0} = -\frac{k_0 b}{m} u_1 - d_1 u_2 + \Phi(y_1, y_2, d). \end{cases} \quad (4.8)$$

Полагаем, что $\mu \rightarrow 0$, тогда из уравнений (4.8) следует:

$$\begin{cases} \frac{dy_1}{dt_0} = 0, \\ \frac{dy_2}{dt_0} = 0, \\ \frac{du_1}{dt_0} = u_2, \\ \frac{du_3}{dt_0} = -\frac{k_0 b}{m} u_1 - d_1 u_2 + \Phi(y_1, y_2, d). \end{cases} \quad (4.9)$$

Возвращаясь в (4.9) к исходной шкале времени t , путем замены $t_0 = t/\mu$, получаем уравнения ПБД:

$$\begin{cases} \mu \frac{du_1}{dt} = u_2, \\ \mu \frac{du_2}{dt} = -k_0 b u_1 - d_1 u_2 + \Phi(y_1, y_2, d), \end{cases} \quad (4.10)$$

где $\Phi(y_1, y_2, d)$ рассматривается как функция с "замороженными" аргументами на интервале времени переходных процессов в ПБД.

Характеристический полином для ПБД (4.10) имеет вид:

$$A_{\text{ПБД}}(s) = \mu^2 s^2 + d_1 \mu s + \frac{k_0 b}{m}. \quad (4.11)$$

Так как $\mu > 0$, то устойчивость характеристического полинома ПБД (4.11) имеет место при $d_1 > 0$ и $k_0 b/m > 0$. Выбором величины параметра d_1 можно обеспечить требуемую степень демпфирования быстрых процессов в ПБД, например, $d_1 = 2$. Коэффициент k_0 регулятора можно принять равным, например,

величине

$$k_0 = m/b, \quad (4.12)$$

тогда скорость затухания быстрых процессов будет определяться выбором параметра μ .

Если процессы в ПБД являются устойчивыми и $\mu \rightarrow 0$, то для равновесного режима ПБД получим

$$\begin{cases} 0 = u_2, \\ 0 = -d_1 u_2 - \frac{k_0 b}{m} u_1 + \Phi(y_1, y_2, d). \end{cases} \quad (4.13)$$

Следовательно,

$$u_1 = m \frac{\Phi(y_1, y_2, d)}{k_0 b} = m b^{-1} \left[(T^{-2} - \frac{k}{m}) y_1 + (a_1^d T^{-1} - \frac{c}{m}) y_2 + \frac{b}{m} \right].$$

Таким образом, из системы (4.7) при равновесном режиме ПБД (4.10) получаем вырожденную систему уравнений вида

$$\begin{cases} \frac{dy_1}{dt} = y_2, \\ \frac{dy_2}{dt} = -\frac{c}{m} y_2 - \frac{k}{m} y_1 + \frac{b}{m} (u_1 + d), \\ 0 = u_2, \\ 0 = -d_1 u_2 - \frac{k_0 b}{m} u_1 + \Phi(y_1, y_2, d). \end{cases} \quad (4.14)$$

Исключив u_1 и u_2 из (4.14), получим уравнения ПМД

$$\begin{cases} \frac{dy_1}{dt} = y_2, \\ \frac{dy_2}{dt} = -T^{-2} y_1 - a_1^d T^{-1} y_2. \end{cases} \quad (4.15)$$

Из уравнения (4.15) следует характеристический полином ПМД:

$$A_{\text{ПМД}}(s) = s^2 + a_1^d T^{-1} s + T^{-2}. \quad (4.16)$$

Вывод 1: Характеристический полином подсистемы медленных процессов совпадает с заданным эталонным уравнением, которое было включено в правую часть уравнения алгоритма управления (4.4). Выбором в регуляторе

(4.4) параметров T и a_1^d обеспечиваются желаемые показатели качества переходных процессов для регулируемой переменной y .

Вывод 2: Требование на степень разделения темпов быстрых и медленных процессов в замкнутой системе управления можно обеспечить выбором параметра μ в соответствии с условием

$$\mu \leq \mu_\eta, \text{ где } \mu_\eta = T/\eta, \text{ например, } \eta \geq 10. \quad (4.17)$$

4.3 Расчет параметра μ регулятора на основе функции чувствительности

Расчет параметров регулятора в методе разделения движений можно выполнить на основе рассмотрения функции чувствительности, что позволяет получить явные соотношения для выбора параметра μ в алгоритме управления. Для расчета параметра μ регулятора можно переписать уравнение (4.1) следующим образом:

$$(s^2 + a_1s + a_0) y(s) = b_0 [u(s) + d(s)], \quad (4.18)$$

где $a_1 = c/m$, $2a_0 = k/m$ и $b_0 = b/m$.

Рассмотрим передаточную функцию $S(\mu, s) = y(s)/d(s)$ для системы (4.18) с регулятором в форме (4.4), которая зависит от параметра μ . Из уравнений (4.4), (4.18) получаем:

$$S(\mu, s) = \frac{b_0 (\mu^2 s^2 + d_1 \mu s)}{(\mu^2 s^2 + d_1 \mu s) (s^2 + a_1 s + a_0) + k_0 b_0 (s^2 + a_1^d T^{-1} s + T^{-2})}. \quad (4.19)$$

Величина $|S(\mu, j\omega_1)|$ является оценкой чувствительности величины перемещения подвеса y от состояния равновесия по отношению к гармоническому возмущению d с частотой ω_1 . Тогда дополнительную оценку для выбора μ в алгоритме управления (4.4) можно получить, задав требование:

$$|S(\mu_\varepsilon, j\omega_1)| = \varepsilon, \quad (4.20)$$

где

$$\varepsilon = \varepsilon_y / A_d. \quad (4.21)$$

Здесь ε выбирается из требования на величину ошибки угловой стабилизации ε_y заданную условием (4.3) и величины амплитуды гармонических возмущающих воздействий A_d вида (4.2).

В качестве примера для анализа зависимости функции чувствительности $|S(\mu, j\omega_1)|$ от параметра μ в конкретном случае можно рассмотреть следующие параметры системы:

$$m = 500 \text{ кг}; \quad c = 1000 \text{ Нс/м}; \quad k = 2000 \text{ Н/м}; \quad b = 2.$$

$$a_1 = c/m, \quad a_0 = k/m, \quad a_1^d = 2, \quad d_1 = 2, \quad T = 0,5, \quad \omega_1 = 2.$$

Графики для зависимости степени разделения темпов быстрых и медленных процессов $\eta(\mu)$ и функции чувствительности $|S(\mu, j\omega_1)|$ от значения μ показаны на рисунках (4.3) и (4.4).

Значение параметра μ выбирается в соответствии с условием:

$$0 < \mu \leq \min \{ \mu_\eta, \mu_\varepsilon \} \quad (4.22)$$

Условие (4.22) необходимо для выполнения требования на разделение темпов быстрых и медленных процессов в замкнутой системе управления без резонансного блока.

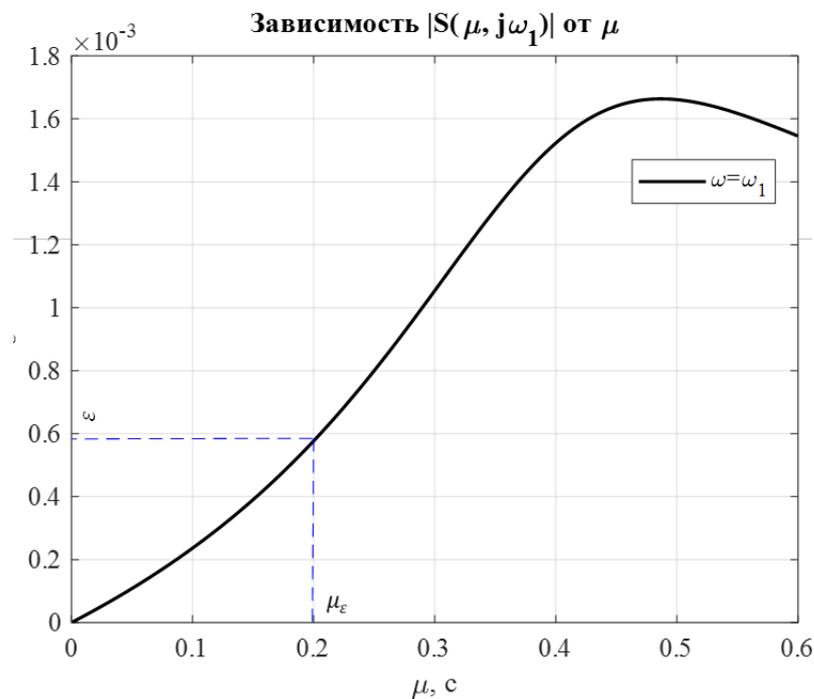


Рисунок 4.3—Зависимость $|S(\mu, j\omega_1)|$ от величины параметра μ для (4.19)

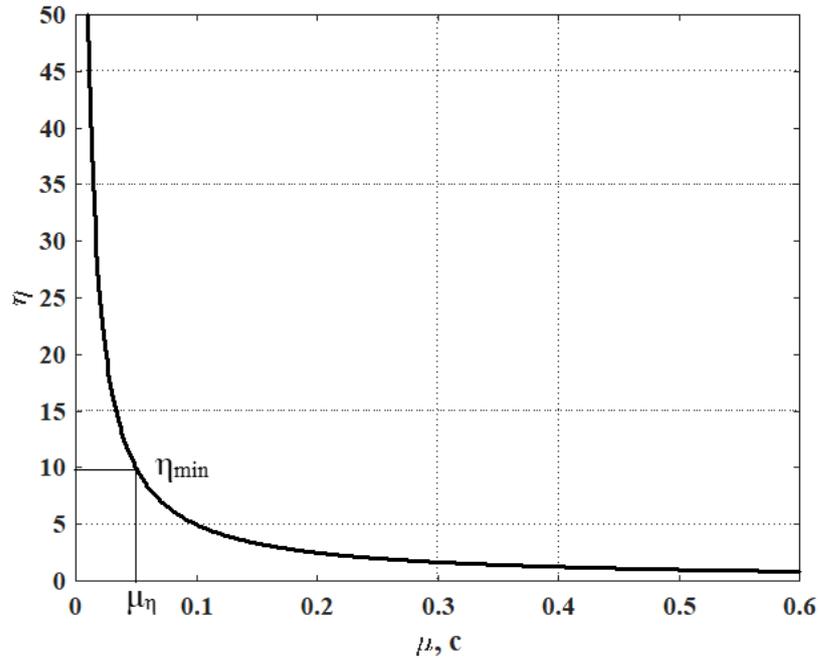


Рисунок 4.4—Зависимость $\eta(\mu)$ от величины параметра μ для (4.19)

Процедура выбора параметров ПИД регулятора без резонансного блока для стабилизации положения упругого подвеса.

1. Исходя из структуры математической модели подвеса (4.1) выбирается структура алгоритма управления вида (4.4).
2. Исходя из требований на время переходный процессов и перерегулирование для $y(t)$ выбираются параметры T , a_1^d эталонной модели в структуре алгоритма управления (4.4).
3. Коэффициент k_0 регулятора выбирается из условия (4.12).
4. Вычисляется μ_η из условия на степень разделения темпов быстрых и медленных процессов в замкнутой систем управления на основе соотношения (4.17).
5. Вычисляется ε из условия (4.21) и величина μ_ε как решение уравнения (4.20).
6. Значение параметра μ выбирается в соответствии с условием (4.22), а выбором параметра регулятора d_1 обеспечивается демпфирование процессов в ПБД, например, $d_1 = 2$.

4.4 Синтез резонансного ПИД регулятора для стабилизации положения упругого подвеса

В данной разделе рассматривается задача синтеза резонансного ПИД-регулятора для стабилизации положения упругого подвеса (4.1) на основе мето-

да разделения движений. Включение резонансного блока в структуру регулятора позволяет обеспечить для функции чувствительности свойство $|S(\mu, j\omega_1)| = 0$, что соответствует асимптотической устойчивости положения упругого подвеса при действии гармонических возмущений с частотой ω_1 .

Рассмотрим структурную схему, которая показана на рисунке 4.5.

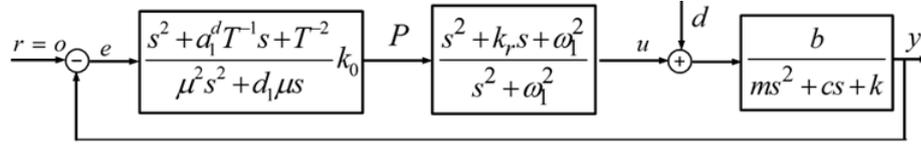


Рисунок 4.5—Структурная схема системы управления для упругого подвеса с резонансным ПИД регулятором

Алгоритм управления для модели (4.1) включает ПИД-регулятор

$$\mu^2 P^{(2)} + d_1 \mu P^{(1)} = -k_0 \left[T^{-2} y + a_1^d T^{-1} y^{(1)} + y^{(2)} \right] \quad (4.23)$$

и резонансный блок, где уравнение связи между входом и выходом резонансного блока представлено следующим уравнением:

$$u^{(2)} + \omega_1^2 u = P^{(2)} + k_r P^{(1)} + \omega_1^2 P. \quad (4.24)$$

Для анализа процессов в системе (4.1) с регулятором (4.23), (4.24), рассмотрим уравнения замкнутой системы:

$$\begin{cases} y^{(2)} = -\frac{c}{m} y^{(1)} - \frac{k}{m} y + \frac{b}{m} (u + d), \\ u^{(2)} + \omega_1^2 u = P^{(2)} + k_r P^{(1)} + \omega_1^2 P, \\ \mu^2 P^{(2)} + d_1 \mu P^{(1)} = -k_0 \left[T^{-2} y + a_1^d T^{-1} y^{(1)} + y^{(2)} \right]. \end{cases} \quad (4.25)$$

Обозначим:

$$\begin{cases} q_1^{(1)} = \omega_1^2 P - \omega_1^2 u, & q_2^{(1)} = q_1 + k_r P, \\ u = q_2 + P, & y_1 = y, & y_2 = \dot{y}, \\ p_1 = P, & p_2 = \mu P^{(1)}. \end{cases} \quad (4.26)$$

Тогда уравнения (4.25), (4.26) можно представить в виде:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dy_1}{dt} = y_2, \\ \frac{dy_2}{dt} = -\frac{c}{m}y_2 - \frac{k}{m}y_1 + \frac{b}{m}(q_2 + p_1 + d), \\ \frac{dq_1}{dt} = -\omega_1^2 q_2, \\ \frac{dq_2}{dt} = q_1 + k_r p_1, \\ \mu \frac{dp_1}{dt} = p_2, \\ \mu \frac{dp_2}{dt} = -d_1 p_2 - k_0 \left[T^{-2} y_1 + a_1^d T^{-1} y_2 + y_2^{(1)} \right]. \end{array} \right. \quad (4.27)$$

Заменяя \dot{y}_2 в правой части последнего уравнения системы уравнений (4.27) на правую части второго уравнения этой системы, получим:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dy_1}{dt} = y_2, \\ \frac{dy_2}{dt} = -\frac{c}{m}y_2 - \frac{k}{m}y_1 + \frac{b}{m}(q_2 + P + d), \\ \frac{dq_1}{dt} = -\omega_1^2 q_2, \\ \frac{dq_2}{dt} = q_1 + k_r p_1, \\ \mu \frac{dp_1}{dt} = p_2, \\ \mu \frac{dp_2}{dt} = -d_1 p_2 - \frac{k_0 b}{m} p_1 + Q(t). \end{array} \right. \quad (4.28)$$

Здесь

$$Q(t) = -k_0 \left[\left(T^{-2} - \frac{k}{m} \right) y_1 + \left(a_1^d T^{-1} - \frac{c}{m} \right) y_2 + \frac{b}{m} q_2 + \frac{b}{m} d \right].$$

Наличие малого параметра приводит к формированию в замкнутой системе управления (4.28) разнотемповых процессов, анализ которых может быть выполнен методом разделения движений [120]. В результате данного анализа

получим уравнения подсистемы быстрых движений (ПБД) и подсистемы медленных движений (ПМД).

Введем быстрое время t_0 , которое связано с исходной шкалой времени t соотношением $t = \mu t_0$. Тогда уравнения (4.28) можно записать для быстрого масштаба времени в следующем виде:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dy_1}{dt_0} = \mu y_2, \\ \frac{dy_2}{dt_0} = \mu \left[\frac{c}{m} y_2 - \frac{k}{m} y_1 + \frac{b}{m} (q_2 + p_1 + d) \right], \\ \frac{dq_1}{dt_0} = \mu [-\omega_1^2 q_2], \\ \frac{dq_2}{dt_0} = \mu [q_1 + k_r p_1], \\ \frac{dp_1}{dt_0} = p_2, \\ \frac{dp_2}{dt_0} = -d_1 p_2 - \frac{k_0 b}{m} p_1 + Q(t). \end{array} \right. \quad (4.29)$$

Полагаем, что $\mu \rightarrow 0$, тогда из уравнений (4.29) следует:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dy_1}{dt_0} = 0, \\ \frac{dy_2}{dt_0} = 0, \\ \frac{dq_1}{dt_0} = 0, \\ \frac{dq_2}{dt_0} = 0, \\ \frac{dp_1}{dt_0} = p_2, \\ \frac{dp_2}{dt_0} = -d_1 p_2 - \frac{k_0 b}{m} p_1 + Q(t). \end{array} \right. \quad (4.30)$$

Уравнение (4.30) можно записать в следующем виде:

$$\begin{cases} \frac{dy_1}{dt_0} = const, \\ \frac{dy_2}{dt_0} = const, \\ \frac{dq_1}{dt_0} = const, \\ \frac{dq_2}{dt_0} = const, \\ \frac{dp_1}{dt_0} = p_2, \\ \frac{dp_2}{dt_0} = -d_1 p_2 - \frac{k_0 b}{m} p_1 + Q(t). \end{cases} \quad (4.31)$$

Возвращаясь в (4.31) к исходной шкале времени t , путем замены $t_0 = t/\mu$ получаем уравнения ПБД:

$$\begin{cases} \mu \frac{dp_1}{dt} = p_2, \\ \mu \frac{dp_2}{dt} = -d_1 p_2 - \frac{k_0 b}{m} p_1 + Q(t), \end{cases} \quad (4.32)$$

где $Q(t)$ рассматривается как функция с замороженными аргументами на интервале времени переходных процессов в системе (4.32).

Обозначим $b_0 = b/m$, тогда характеристический полином для ПБД (4.32) имеет вид:

$$A_{\text{ПБД}}(s) = \mu^2 s^2 + d_1 \mu s + k_0 b_0. \quad (4.33)$$

Так как $\mu > 0$, то устойчивость ПБД (4.32) имеет место при $d_1 > 0$ и $k_0 b_0 > 0$. Выбором величины параметра d_1 можно обеспечить требуемую степень демпфирования быстрых процессов в ПБД. Коэффициент k_0 регулятора можно принять равным величине

$$k_0 = 1/b_0, \quad (4.34)$$

тогда скорость затухания быстрых процессов будет определяться выбором параметра μ .

При $\mu \rightarrow 0$, для равновесного режима ПБД получим:

$$\begin{cases} 0 = p_2, \\ 0 = -d_1 p_2 - \frac{k_0 b}{m} p_1 + Q(t). \end{cases} \quad (4.35)$$

Следовательно $p_1 = mQ(t)/k_0b$.

Таким образом, из системы (4.28) при равновесном режиме ПБД (4.32) получаем вырожденную систему уравнений вида:

$$\begin{cases} \frac{dy_1}{dt} = y_2, \\ \frac{dy_2}{dt} = -\frac{c}{m}y_2 - \frac{k}{m}y_1 + \frac{b}{m}(q_2 + p_1 + d), \\ \frac{dq_1}{dt} = -\omega_1^2 q_2, \\ \frac{dq_2}{dt} = q_1 + k_r p_1, \\ 0 = p_2, \\ 0 = -d_1 p_2 - \frac{k_0 b}{m} p_1 + Q(t). \end{cases} \quad (4.36)$$

Исключая переменную p_1 из уравнения (4.36) получим уравнение подсистемы медленных движений (ПМД) следующего вида:

$$\begin{cases} \frac{dy_1}{dt} = y_2, \\ \frac{dy_2}{dt} = -T^{-2}y_1 - a_1^d T^{-1}y_2, \\ \frac{dq_1}{dt} = -\omega_1^2 q_2, \\ \frac{dq_2}{dt} = -g_1 y_1 - g_2 y_2 + q_1 - k_r q_2 - k_r d. \end{cases} \quad (4.37)$$

где

$$g_1 = k_r b^{-1} m \left(T^{-2} - \frac{k}{m} \right),$$

$$g_2 = k_r b^{-1} m \left(a_1^d T^{-1} - \frac{c}{m} \right).$$

Уравнение (4.37) можно переписать в следующем виде:

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \\ \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -T^{-2} & -a_1^d T^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_1^2 \\ -g_1 & -g_2 & 1 & -k_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ q_1 \\ q_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -k_r \end{bmatrix} d, \quad (4.38)$$

Характеристический полином для (4.38) имеет вид:

$$A_{\text{ПМД}}(s) = \det [sI_4 - A_{\text{ПМД}}], \quad (4.39)$$

здесь

$$A_{\text{ПМД}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -T^{-2} & -a_1^d T^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_1^2 \\ -g_1 & -g_2 & 1 & -k_r \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

Из уравнения (4.39) получим характеристический полином ПМД для модели (4.1) и алгоритма (4.23) следующего вида:

$$A_{\text{ПМД}}(s) = (s^2 + k_r s + \omega_1^2) (s^2 + a_1^d T^{-1} s + T^{-2}). \quad (4.41)$$

Вывод 1: Введение резонансного блока не меняет характеристический полином ПБД, а полиномы числителя резонансных блоков включены в характеристический полином ПМД.

Вывод 2: Введение резонансного блока обеспечивает свойство асимптотической устойчивости положения упругого подвеса и при этом введение этого блока не меняет представленную выше процедуру выбора параметров ПИД регулятора.

Вывод 3: Выбор резонансных компонент регулятора определяется только частотой гармонического возмущения.

4.5 Результаты моделирования для упругого подвеса

Для проведения моделирования системы виброподавления (4.1) параметры системы выберет следующим образом:

$$m = 500 \text{ кг}; \quad c = 1000 \text{ Нс/м}; \quad k = 2000 \text{ Н/м}; \quad b = 2; \quad \tilde{b} = b/m.$$

$$k_0 = 1/\tilde{b}; \quad a_1^d = 2; \quad d_1 = 2; \quad \omega_1 = 2 \text{ рад/с}; \quad k_r = 2\omega_1.$$

Результаты моделирования в двух случаях без резонансного блока и с резонансным блоком показаны на рисунках 4.6, 4.7.

Результаты моделирования показали эффективность работы системы управления для системы упругого подвеса. При использовании резонансного ПИД регулятора обеспечивается подавление влияния гармонических возмущений.

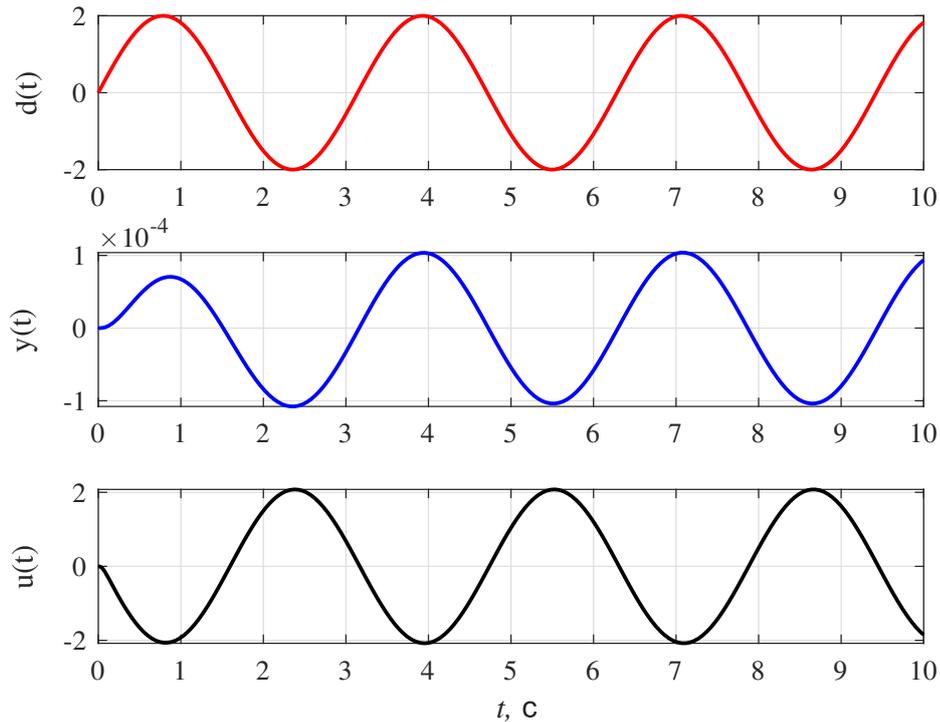


Рисунок 4.6—Результаты моделирования для модели упругого подвеса (4.1) без резонансного блока (4.4)

Выводы по главе 4

В данной главе получены следующие основные результаты:

1. Рассмотрена математическая модель упругого подвеса.
2. Разработана процедура синтеза ПИД-регулятора методом разделения движения для стабилизации положения упругого подвеса.
3. Разработана методика вычисления параметров ПИД-регулятора на основе функции чувствительности для стабилизации положения упругого подвеса.
4. Предложена структура ПИД-регулятора с резонансными блоками для стабилизации положения упругого подвеса.
5. Разработана процедура синтеза резонансного ПИД-регулятора методом разделения движения для стабилизации положения упругого подвеса, позволяющая обеспечить свойство асимптотического стремления к нулю отклонения подвеса при действии гармонических возмущений или полигармонических возмущений.

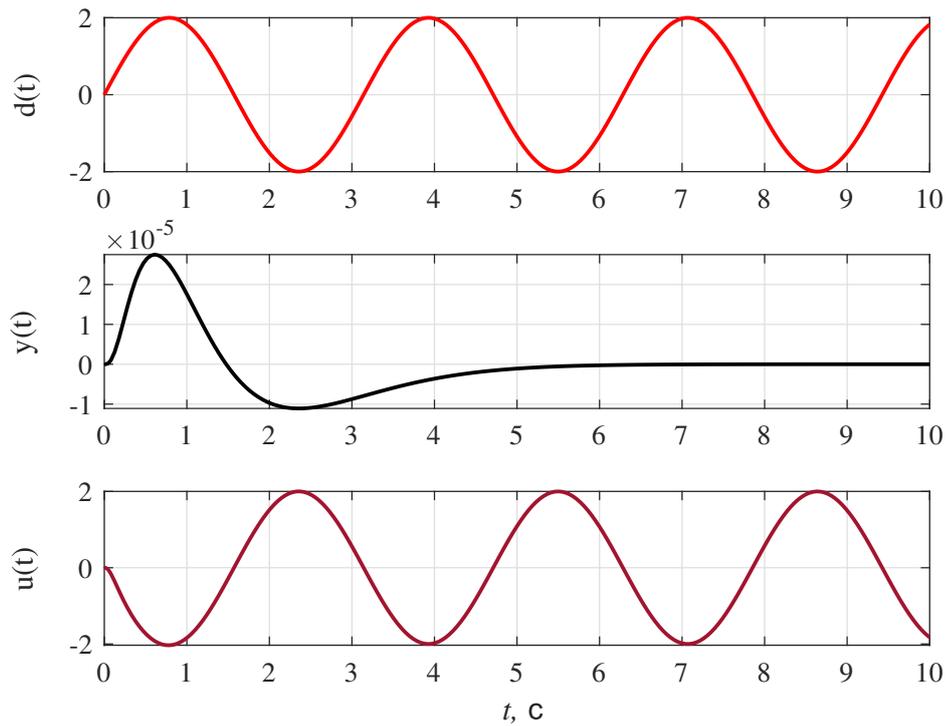


Рисунок 4.7—Результаты моделирования для упругого подвеса (4.1) с резонансным блоком (4.23)

6. Выполнено численное моделирование систем стабилизации положения упругого подвеса для предлагаемых структур алгоритмов управления, которые подтверждают результаты аналитических исследований.

Глава 5 Синтез ПИД регулятора для стабилизации платформы с упругими связями

5.1 Постановка задачи управления

Рассмотрим упрощенную кинематическую схему платформы с упругой связью штока гидропривода с платформой, которая показана на рисунке 5.1:

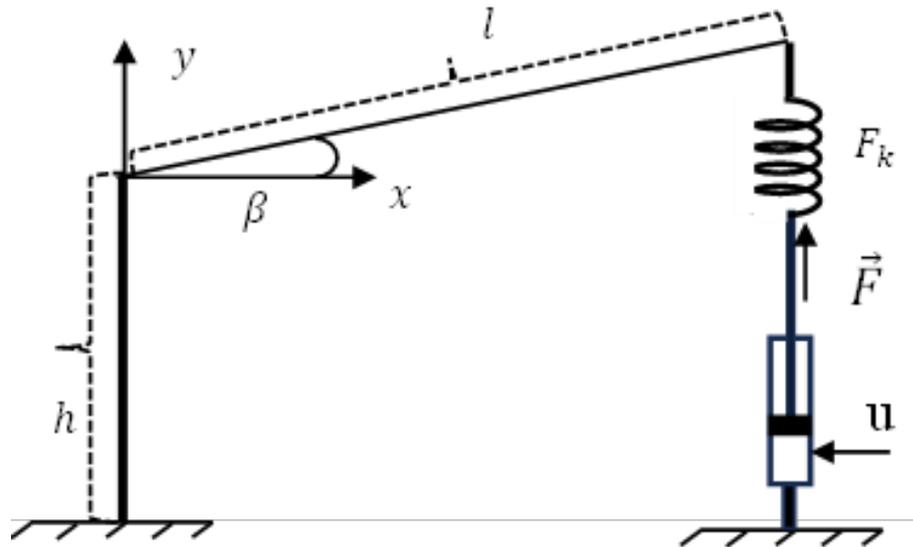


Рисунок 5.1—Кинематическая схема платформы с упругой связью штока гидропривода и платформы

В соответствии с рисунком 5.1, угловое перемещение платформы можно описать следующим уравнением [50, 51]:

$$J_1 \ddot{\beta} + \bar{C}_1 \dot{\beta} + K_1 \beta = u_1. \quad (5.1)$$

где $F = u_1$, J_1 является моментом инерции, $J_1 = ml^2/3$; F_{k1} - упругая сила пружины; F - сила, создаваемая движением поршня; K_1 является жёсткостью пружины; \bar{C}_1 является коэффициентом демпфирования; β - угол тангажа стабилизированной платформы по отношению к горизонту.

В главе 1 рассматривались математические модели движения поршня как с учетом, так и без учета малых инерционностей электрогидропривода. На основе данных моделей в главе 2 представлены методики синтеза ПИ-регуляторов методом разделения движений для платформы с электрогидроприводом, используя которые можно построить контур управления для создания желаемой силы в системе, показанной на рисунке 5.2.

С целью управления угловым перемещением платформы (рисунок 5.1) можно рассмотреть двухконтурную систему регулирования, которая показана



Рисунок 5.2—Контур формирования желаемой силы

на рисунке 5.3. Обеспечив устойчивость и малое время переходных процессов во внутреннем контуре формирования желаемой величины силы F , будем полагать установившийся режим для процессов во внутреннем контуре, где $F = F^d$. Тогда синтез алгоритма управления угловым перемещением платформы β на основе модели вида (5.1) можно осуществить полагая $F = u_1$.

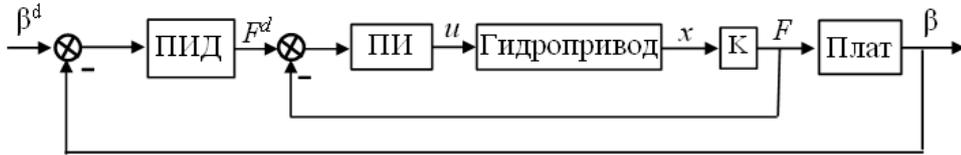


Рисунок 5.3—Структурная схема системы управления для одноканальной стабилизированной платформы с упругой связью штока гидропривода

Кинематическая схема платформы с двумя каналами управления и упругими связями штоков гидроцилиндров с платформой показана на рисунке 5.4.

Согласно рисунку 5.4, введем следующие обозначения:

$$y = [y_1, y_2]^T = [\beta, \alpha]^T, u = [u_1, u_2]^T, f = [\beta_k, \alpha_k]^T. \quad (5.2)$$

Угловые перемещения для двухканальной стабилизированной платформы можно описать в линейном приближении следующим уравнением [2]:

$$Jy^{(2)} + \bar{C}y^{(1)} + \bar{G}y = u + f. \quad (5.3)$$

Обозначим $\bar{y}_1 = y, \bar{y}_2 = \dot{y}$ и преобразуем уравнение (5.3) к следующему виду:

$$\begin{cases} \bar{y}_1^{(1)} = \bar{y}_2, \\ \bar{y}_2^{(1)} = J^{-1}\bar{G}\bar{y}_1 - J^{-1}\bar{C}\bar{y}_2 + J^{-1}u + J^{-1}f. \end{cases} \quad (5.4)$$

Уравнения (5.4) можно записать следующим образом:

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + B(u + f), \\ y = CX, \end{cases} \quad (5.5)$$

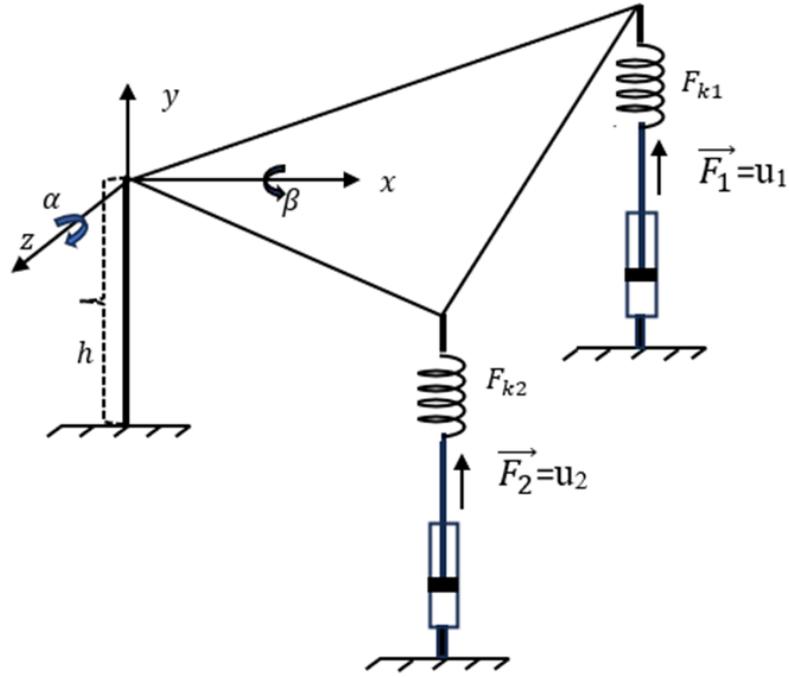


Рисунок 5.4—Кинематическая схема платформы с двумя каналами управления и упругими связями штоков гидроцилиндров с платформой

где

$$X = \begin{bmatrix} \bar{y}_1 \\ \bar{y}_2 \end{bmatrix}; A = \begin{bmatrix} 0 & I \\ J^{-1}\bar{G} & J^{-1}\bar{C} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0 \\ J^{-1} \end{bmatrix}; C = \begin{bmatrix} I & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.6)$$

Предполагается, что основная составляющая возмущения f может быть представлена в виде гармонического воздействия с известной частотой и неизвестными амплитудами:

$$\begin{cases} \beta_k = A_{\beta_k} \sin(\omega_1 t + \phi_1), \\ \alpha_k = A_{\alpha_k} \sin(\omega_1 t + \phi_2). \end{cases} \quad (5.7)$$

Цель управления для системы угловой стабилизации платформы на рисунке 5.4 состоит в том, что необходимо обеспечить требования:

$$\begin{cases} \limsup_{t \rightarrow \infty} \limsup_{t > 0} |\beta(t)| = 0 \\ \limsup_{t \rightarrow \infty} \limsup_{t > 0} |\alpha(t)| = 0 \end{cases} \quad \text{или} \quad \begin{cases} \limsup_{t \rightarrow \infty} \limsup_{t > 0} |\beta(t)| \leq \varepsilon_\beta, \\ \limsup_{t \rightarrow \infty} \limsup_{t > 0} |\alpha(t)| \leq \varepsilon_\alpha. \end{cases} \quad (5.8)$$

Второе требование используется при вычислении параметра μ регулятора без резонансного блока на основе метода разделения движений.

5.2 Синтез ПИД-регулятора для стабилизации платформы

Рассмотрим математическую модель угловых перемещений платформы вида (5.5). Из уравнений (5.5) следует:

$$\begin{cases} \dot{y} = CAx + CBu + CBf, \\ \ddot{y} = CA^2x + CABu + CABf + CB\dot{u} + CB\dot{f}. \end{cases} \quad (5.9)$$

Из выражений для матриц (5.6) следует, что CB является нулевой матрицей и одновременно справедливо свойство $\det CAB \neq 0$, т.е. индекс обратимости для каждой компоненты вектора выхода y равен двум [122, 123].

Сформируем эталонное уравнение для желаемого поведения вектора выхода в виде:

$$\ddot{y} + A^d \mathcal{T}^{-1} \dot{y} + \mathcal{T}^{-2} y = 0, \quad (5.10)$$

где $\mathcal{T} = \text{diag}\{T_1, T_2\}$, $A^d = \text{diag}\{a_1^d, a_2^d\}$, $T_i > 0$, $a_i^d > 0$, $\forall i = 1, 2$.

Полагаем, что $T_1 = T_2 = T$, $a_1^d = a_2^d = a^d$. Тогда характеристический полином эталонного уравнения (5.10) имеет вид:

$$A_{\mathcal{E}y}(s) = (s^2 + a^d T^{-1} s + T^{-2})^2. \quad (5.11)$$

Для решения задачи стабилизации выхода системы (5.5) рассмотрим структуру алгоритма управления в виде:

$$\begin{cases} u = K_0 \tilde{u}, \\ \tilde{u}_i(s) = - \left(\frac{s^2 + a_i^d T_i^{-1} s + T_i^{-2}}{\mu_i^2 s^2 + d_i \mu_i s} \right) y_i(s), \end{cases} \quad (5.12)$$

где $\tilde{u} = [\tilde{u}_1, \tilde{u}_2]^T$; $D = \text{diag}\{d_1, d_2\}$, $d_i > 0$; $\forall i = 1, 2$.

Полагаем, что $\mu_1 = \mu_2 = \mu$; $d_1 = d_2 = d$. Из диагонального вида матриц A^d , T следует, что многоканальный регулятор (5.12) состоит из согласующей матрицы K_0 и двух одноканальных регуляторов вида:

$$\mu^2 \tilde{u}_i^{(2)} + d_i \mu \tilde{u}_i^{(1)} = -T_i^{-2} y_i - a_i^d T_i^{-1} y_i^{(1)} - y_i^{(2)}. \quad (5.13)$$

Выполняя преобразование Лапласа для уравнения (5.13) при нулевых начальных условиях, получим:

$$\tilde{u}_i(s) = - \frac{1}{\mu^2 s + d\mu} (T_i^{-2} s^{-1} y_i(s) + a_i^d T_i^{-1} y_i(s) + s y_i(s)). \quad (5.14)$$

Таким образом, каждый одноканальный регулятор можно представить как ПИД-регулятор с фильтром первого порядка. Общая структура системы управления соответствует схеме на рисунке 5.5:

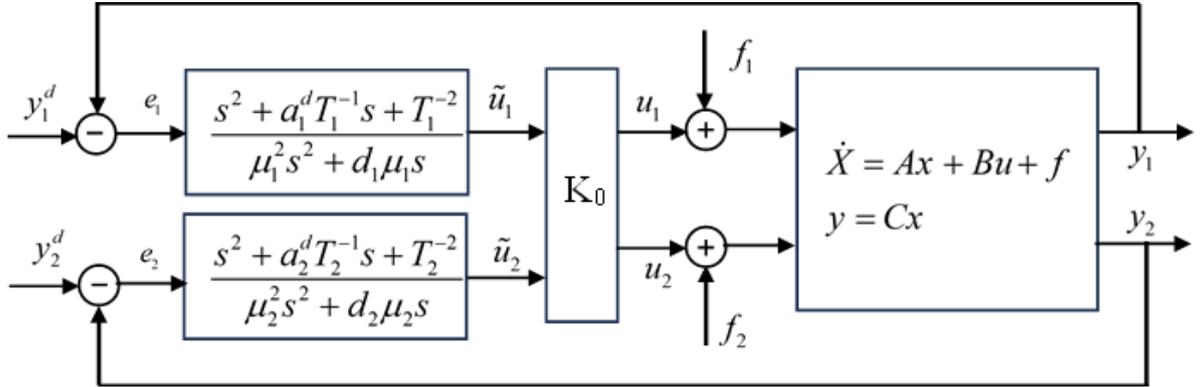


Рисунок 5.5—Структура системы управления для модели (5.5) с ПИД-регулятором (5.12)

В соответствии с структурой на рисунке 5.5, имеем соотношение:

$$u = K_0 \tilde{u}. \quad (5.15)$$

С целью упрощения и наглядности методики анализа свойств системы (5.5) с регулятором вида (5.12) [121, 124], из уравнений (5.5) получим:

$$\begin{cases} \bar{y}_1 = Cx, \\ \bar{y}_2 = CAx. \end{cases} \quad (5.16)$$

Обозначим

$$N = \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C \\ CA \end{bmatrix}. \quad (5.17)$$

Из уравнений (5.16) получим соотношение:

$$X = \bar{N}_1 \bar{y}_1 + \bar{N}_2 \bar{y}_2, \quad (5.18)$$

где $[\bar{N}_1, \bar{N}_2] = N^{-1}$.

Представим уравнения (5.5) в системе координат \bar{y}_1 и \bar{y}_2 , получим уравнения:

$$\begin{cases} \bar{y}_1^{(1)} = \bar{y}_2, \\ \bar{y}_2^{(1)} = M_1 \bar{y}_1 + M_2 \bar{y}_2 + \bar{B}u + f_y, \end{cases} \quad (5.19)$$

где $M_1 = N_2 A \bar{N}_1$, $M_2 = N_2 A \bar{N}_2$, $\bar{B} = CAB$ и $f_y = \bar{B}f$.

Введем новые переменные $\bar{u}_1 = \tilde{u}$, $\bar{u}_2 = \mu \tilde{u}^{(1)}$. В результате получаем уравнения регулятора (5.12) в виде [121]:

$$\begin{cases} u = K_0 \tilde{u}, \\ \mu \bar{u}_1^{(1)} = \bar{u}_2, \\ \mu \bar{u}_2^{(1)} = -D\bar{u}_2 - \mathcal{T}^{-2}\bar{y}_1 - A^d \mathcal{T}^{-1}\bar{y}_2 - \bar{y}_2^{(1)}. \end{cases} \quad (5.20)$$

Из уравнений (5.19) и (5.20), получим уравнения замкнутой системы следующего вида:

$$\begin{cases} \bar{y}_1^{(1)} = \bar{y}_2, \\ \bar{y}_2^{(1)} = M_1 \bar{y}_1 + M_2 \bar{y}_2 + \bar{B}K_0 \bar{u}_1 + f_y, \\ \mu \bar{u}_1^{(1)} = \bar{u}_2, \\ \mu \bar{u}_2^{(1)} = -D\bar{u}_2 - \mathcal{T}^{-2}\bar{y}_1 - A^d \mathcal{T}^{-1}\bar{y}_2 - \bar{y}_2^{(1)}. \end{cases} \quad (5.21)$$

Заменяя $\tilde{y}_2^{(1)}$ в последнем уравнении системы (5.21) на правую часть второго уравнения, получаем:

$$\begin{cases} \frac{d\bar{y}_1}{dt} = \bar{y}_2, \\ \frac{d\bar{y}_2}{dt} = M_1 \bar{y}_1 + M_2 \bar{y}_2 + \bar{B}K_0 \bar{u}_1 + f_y, \\ \mu \frac{d\bar{u}_1}{dt} = \bar{u}_2, \\ \mu \frac{d\bar{u}_2}{dt} = -\bar{B}K_0 \bar{u}_1 - D\bar{u}_2 + \phi_2(\bar{y}_1, \bar{y}_2, f_y), \end{cases} \quad (5.22)$$

где $\phi_2(\bar{y}_1, \bar{y}_2, f_y) = -M_1 \bar{y}_1 - M_2 \bar{y}_2 - \mathcal{T}^{-2}\bar{y}_1 - A^d \mathcal{T}^{-1}\bar{y}_2 - f_y$.

Введем в рассмотрение быстрое время t_0 , которое связано с исходной шкалой времени t соотношением $t = \mu t_0$. Запишем систему уравнений (5.22) для

новой (быстрой) шкалы времени в виде:

$$\begin{cases} \frac{d\bar{y}_1}{dt_0} = \mu\bar{y}_2, \\ \frac{d\bar{y}_2}{dt_0} = \mu (M_1\bar{y}_1 + M_2\bar{y}_2 + \bar{B}K_0\bar{u}_1 + f_y), \\ \frac{d\bar{u}_1}{dt_0} = \bar{u}_2, \\ \frac{d\bar{u}_2}{dt_0} = -\bar{B}K_0\bar{u}_1 - D\bar{u}_2 + \phi_2(\bar{y}_1, \bar{y}_2, f_y). \end{cases} \quad (5.23)$$

Полагаем, что $\mu \rightarrow 0$, соответственно уравнения замкнутой системы (5.23) относятся к классу сингулярно – возмущенных систем дифференциальных уравнений [58, 62]. Применяя метод разделения движений и возвращаясь к исходной шкалой времени t , получим из системы (5.23) уравнения ПБД:

$$\begin{cases} \mu\bar{u}_1^{(1)} = \bar{u}_2, \\ \mu\bar{u}_2^{(1)} = -\bar{B}K_0\bar{u}_1 - D\bar{u}_2 + \phi_2(\bar{y}_1, \bar{y}_2, f_y), \end{cases} \quad (5.24)$$

где $\phi_2(\bar{y}_1, \bar{y}_2, f_y)$ рассматривается как функция с замороженными аргументами $\bar{y}_1, \bar{y}_2, f_y$ на интервале времени переходных процессов в системе (5.24).

Устойчивость процессов в ПБД (5.24) обеспечивается выбором параметров матриц D и K_0 . В частности, если принять $K_0 = \bar{B}^{-1}$, то характеристический полином ПБД (5.24) примет вид:

$$A_{\text{ПБД}}(s) = (\mu^2 s^2 + d\mu s + 1)^2. \quad (5.25)$$

Полагаем, что характеристический полином (5.25) ПБД является устойчивым и имеет место быстрый переход ПБД в квазиравновесный режим работы. Уравнения для квазиравновесного режима ПБД в замкнутой системе получим из уравнений (5.22) путем выполнения предельного перехода $\mu \rightarrow 0$. Тогда из (5.22) получаем:

$$\begin{cases} \bar{y}_1^{(1)} = \bar{y}_2, \\ \bar{y}_2^{(1)} = M_1\bar{y}_1 + M_2\bar{y}_2 + \bar{B}K_0\bar{u}_1 + f_y, \\ 0 = \bar{u}_2, \\ 0 = -\bar{B}K_0\bar{u}_1 - D\bar{u}_2 + \phi(\bar{y}_1, \bar{y}_2, f_y). \end{cases} \quad (5.26)$$

Исключая переменную \bar{u}_1 из уравнений (5.26), получим уравнения подсистемы медленных движений (ПМД) следующего вида:

$$\begin{cases} \frac{d\bar{y}_1}{dt} = \bar{y}_2, \\ \frac{d\bar{y}_2}{dt} = -\mathcal{T}^{-2}\bar{y}_1 - A^d\mathcal{T}^{-1}\bar{y}_2. \end{cases} \quad (5.27)$$

Обозначим собственную матрицу системы (5.27):

$$A_{\text{ПМД}} = \begin{bmatrix} \mathcal{O}_2 & I_2 \\ -\mathcal{T}^{-2} & -A^d\mathcal{T}^{-1} \end{bmatrix}, \quad (5.28)$$

где \mathcal{O}_2 является нулевой матрицей, $\mathcal{O}_2 \in R^{2 \times 2}$, и I_2 является единичной матрицей $I_2 \in R^{2 \times 2}$. Полагаем, что $T_1 = T_2 = T$, тогда характеристический полином ПМД (5.27) примет вид:

$$A_{\text{ПМД}}(s) = \det(sI_4 - A_{\text{ПМД}}) = (s^2 + a^d T^{-1}s + T^{-2})^2, \quad (5.29)$$

где I_4 является единичной матрицей, $I_4 \in R^{4 \times 4}$.

5.3 Синтез резонансного ПИД-регулятора методом разделения движений для стабилизации платформы

В этом разделе рассматривается синтез резонансного ПИД - регулятора для стабилизации платформ на основе метода разделения движений. Структурная схема обсуждаемой системы управления показана на рисунке 5.6.

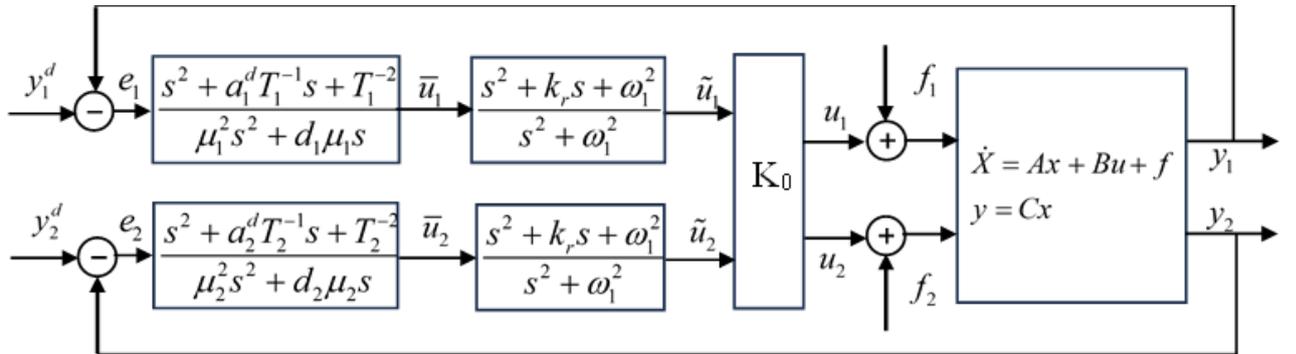


Рисунок 5.6—Структура системы управления для модели платформы (5.5) с резонансным ПИД - регулятором (5.31)

В соответствие с рисунком 5.6, имеем соотношение:

$$u = K_0 \tilde{u}. \quad (5.30)$$

В данной части рассматривается задача синтеза резонансного ПИД-регулятора. Предполагается, что структура регулятора каждого канала имеет вид:

$$\tilde{u}_i(s) = - \left(\frac{s^2 + a_i^d T_i^{-1} s + T_i^{-2}}{\mu_i^2 s^2 + d_i \mu_i s} \right) \left(\frac{s^2 + k_r s + \omega_1^2}{s^2 + \omega_1^2} \right) y_i(s), \quad (5.31)$$

Полагаем, что $\mu_1 = \mu_2 = \mu$, $a_1^d = a_2^d = a^d$, $d_1 = d_2 = d$ и $T_1 = T_2 = T$. Тогда можно переписать уравнение (5.31) в следующем виде:

$$\tilde{u}_i(s) = - \left(\frac{s^2 + a^d T^{-1} s + T^{-2}}{\mu^2 s^2 + d \mu s} \right) \left(\frac{s^2 + k_r s + \omega_1^2}{s^2 + \omega_1^2} \right) y_i(s) \quad (5.32)$$

Из структурной схемы на рисунке 5.6, получим уравнение связи между входом и выходом резонансного блока следующим образом:

$$\tilde{u}_i^{(2)} + \omega_1^2 \tilde{u}_i = \bar{u}_i^{(2)} + k_r \bar{u}_i^{(1)} + \omega_1^2 \bar{u}_i. \quad (5.33)$$

Обозначим

$$\begin{cases} v_{i1}^{(1)} = \omega_1^2 \bar{u}_i - \omega_1^2 \tilde{u}_i, \\ v_{i2}^{(1)} = v_{i1} + k_r \bar{u}_i, \\ \tilde{u}_i = v_{i2} + \bar{u}_i. \end{cases} \quad (5.34)$$

Введем следующие обозначения:

$$v_1 = [v_{11}, v_{21}]^T, v_2 = [v_{12}, v_{22}]^T.$$

В соответствии с выражениями (5.32), (5.30) и (5.34), представим уравнения ПИД-регулятора с резонансными блоками в виде:

$$\begin{cases} u = K_0 (v_2 + \bar{u}), \\ v_1^{(1)} = -\omega_1^2 v_2, \\ v_2^{(1)} = v_1 + k_r \bar{u}, \\ \mu^2 \bar{u}^{(2)} + D \mu \bar{u}^{(1)} = -\mathcal{T}^{-2} y - A^d \mathcal{T}^{-1} y^{(1)} - y^{(2)}. \end{cases} \quad (5.35)$$

Обозначим

$$z_1 = \bar{u}, z_2 = \mu \bar{u}^{(1)}.$$

Тогда можно переписать уравнения (5.35) в таком виде:

$$\begin{cases} u = K_0(v_2 + z_1), \\ v_2^{(1)} = -\omega_1^2 v_2, \\ v_2^{(1)} = v_1 + k_r z_1, \\ \mu z_1^{(1)} = z_2, \\ \mu z_2^{(1)} = -Dz_2 - \mathcal{T}^{-2}\bar{y}_1 - A^d \mathcal{T}^{-1}\bar{y}_2 - \bar{y}_2^{(1)}. \end{cases} \quad (5.36)$$

Из уравнений (5.19) и (5.36), получим систему уравнений замкнутой системы для модели стабилизированной платформы (5.5) с регулятором (5.36) следующего вида:

$$\begin{cases} \bar{y}_1^{(1)} = \bar{y}_2, \\ \bar{y}_2^{(1)} = M_1\bar{y}_1 + M_2\bar{y}_2 + \bar{B}K_0(v_2 + z_1) + f_y, \\ v_1^{(1)} = -\omega_1^2 v_2, \\ v_2^{(1)} = v_1 + k_r z_1, \\ \mu z_1^{(1)} = z_2, \\ \mu z_2^{(1)} = -Dz_2 - \mathcal{T}^{-2}\bar{y}_1 - A^d \mathcal{T}^{-1}\bar{y}_2 - \bar{y}_2^{(1)}. \end{cases} \quad (5.37)$$

Заменяя $\bar{y}_2^{(1)}$ в последнем уравнении на правую часть второго уравнения системы (5.37), получаем:

$$\begin{cases} \frac{d\bar{y}_1}{dt} = \bar{y}_2, \\ \frac{d\bar{y}_2}{dt} = M_1\bar{y}_1 + M_2\bar{y}_2 + \bar{B}K_0(v_2 + z_1) + f_y, \\ \frac{dv_1}{dt} = -\omega_1^2 v_2, \\ \frac{dv_2}{dt} = v_1 + k_r z_1, \\ \mu \frac{dz_1}{dt} = z_2, \\ \mu \frac{dz_2}{dt} = -\bar{B}K_0 z_1 - Dz_2 + \phi_3(\bar{y}_1, \bar{y}_2, v_2, f_y), \end{cases} \quad (5.38)$$

где $\phi_3(\bar{y}_1, \bar{y}_2, v_2, f_y) = -M_1\bar{y}_1 - M_2\bar{y}_2 - \mathcal{T}^{-2}\bar{y}_1 - A^d\mathcal{T}^{-1}\bar{y}_2 - \bar{B}K_0v_2 - f_y$.

Введем в рассмотрение быстрое время t_0 , которое связано с исходной шкалой времени t соотношением $t = \mu t_0$. Запишем систему уравнений (5.38) для новой (быстрой) шкалы времени в виде:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\bar{y}_1}{dt_0} = \mu\bar{y}_2, \\ \frac{d\bar{y}_2}{dt_0} = \mu (M_1\bar{y}_1 + M_2\bar{y}_2 + \bar{B}K_0(v_2 + z_1) + f_y), \\ \frac{dv_1}{dt_0} = -\mu\omega_1^2v_2, \\ \frac{dv_2}{dt_0} = \mu(v_1 + k_r z_1), \\ \frac{dz_1}{dt_0} = z_2, \\ \frac{dz_2}{dt_0} = -\bar{B}K_0z_1 - Dz_2 + \phi_3(\bar{y}_1, \bar{y}_2, v_2, f_y). \end{array} \right. \quad (5.39)$$

Предполагается, что $\mu \rightarrow 0$, тогда уравнения замкнутой системы (5.39) относятся к классу сингулярно – возмущенных систем дифференциальных уравнений. Применяя метод разделения движений, получим из системы (5.39) уравнения ПБД:

$$\left\{ \begin{array}{l} \mu z_1^{(1)} = z_2, \\ \mu z_2^{(1)} = -\bar{B}K_0z_1 - Dz_2 + \phi_3(\bar{y}_1, \bar{y}_2, v_2, f_y), \end{array} \right. \quad (5.40)$$

где $\phi_3(\bar{y}_1, \bar{y}_2, v_2, f_y)$ рассматривается как функция с замороженными аргументами $\bar{y}_1, \bar{y}_2, v_2, f_y$ на интервале времени переходных процессов в системе (5.40).

Устойчивость процессов в ПБД (5.40) обеспечивается выбором параметров матриц D и K_0 . В частности, если принять $K_0 = \bar{B}^{-1}$ и $d_1 = d_2 = d$, то характеристический полином ПБД (5.40) примет вид:

$$A_{\text{ПБД}}(s) = (\mu^2 s^2 + d\mu s + 1)^2. \quad (5.41)$$

Полагаем, что характеристический полином (5.41) ПБД является устойчивым и имеет место быстрый переход ПБД в квазиравновесный режим работы. Уравнения для квазиравновесного режима ПБД в замкнутой системе получим из уравнений (5.38) путем выполнения предельного перехода $\mu \rightarrow 0$. Тогда из

(5.38) получаем:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\bar{y}_1}{dt} = \bar{y}_2, \\ \frac{d\bar{y}_2}{dt} = M_1\bar{y}_1 + M_2\bar{y}_2 + \bar{B}K_0(v_2 + z_1) + f_y, \\ \frac{dv_1}{dt} = -\omega_1^2 v_2, \\ \frac{dv_2}{dt} = v_1 + k_r z_1, \\ 0 = z_2, \\ 0 = -\bar{B}K_0 z_1 - Dz_2 + \phi_3(\bar{y}_1, \bar{y}_2, v_2, f_y). \end{array} \right. \quad (5.42)$$

Исключая переменную z_1 из уравнений (5.42) получим уравнения подсистемы медленных движений (ПМД) следующего вида:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\bar{y}_1}{dt} = \bar{y}_2, \\ \frac{d\bar{y}_2}{dt} = -\mathcal{T}^{-2}\bar{y}_1 - A^d\mathcal{T}^{-1}\bar{y}_2, \\ \frac{dv_1}{dt} = -\omega_1^2 v_2, \\ \frac{dv_2}{dt} = v_1 - k_r v_2 - k_r(\mathcal{T}^{-2} + M_1)\bar{y}_1 - k_r(A^d\mathcal{T}^{-1} + M_2)\bar{y}_2 - k_r f_y. \end{array} \right. \quad (5.43)$$

Обозначим

$$A_r = \begin{bmatrix} \mathcal{O}_2 & I_2 & \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 \\ -\mathcal{T}^{-2} & -A^d\mathcal{T}^{-1} & \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 \\ \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 & -\omega_1^2 I_2 \\ -k_r(\mathcal{T}^{-2} + M_1) & -k_r(A^d\mathcal{T}^{-1} + M_2) & I_2 & -k_r I_2 \end{bmatrix}, \quad (5.44)$$

где \mathcal{O}_2 является нулевой матрицей, $\mathcal{O}_2 \in R^{2 \times 2}$ и I_2 является единичной матрицей, $I_2 \in R^{2 \times 2}$.

Уравнения (5.43) можно переписать в виде:

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{y}}_1 \\ \dot{\bar{y}}_2 \\ \dot{v}_1 \\ \dot{v}_2 \end{bmatrix} = A_r \begin{bmatrix} \bar{y}_1 \\ \bar{y}_2 \\ v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathcal{O}_2 \\ \mathcal{O}_2 \\ \mathcal{O}_2 \\ -k_r I_2 \end{bmatrix} f_y. \quad (5.45)$$

Полагаем, что $T_1 = T_2 = T$, $a_1^d = a_2^d = a^d$. Тогда характеристический полином ПМД (5.45) примет вид:

$$A_{\text{ПМД}}(s) = \det(sI_8 - A_r) = (s^2 + k_r s + \omega_1^2)^2 (s^2 + a^d T^{-1} s + T^{-2})^2. \quad (5.46)$$

Вывод: Введение резонансного блока не меняет характеристический полином ПБД, а полиномы числителя резонансных блоков входят в характеристический полином ПМД.

5.4 Синтез ПИД регулятора для стабилизации платформы с двумя резонансными блоками в каждом канале управления

В этом разделе рассматривается синтез ПИД - регулятора для стабилизации платформы с двумя резонансными блоками в каждом канале управления. Структурная схема обсуждаемой системы управления для стабилизации платформы с двумя резонансными блоками показана на рисунке 5.7.

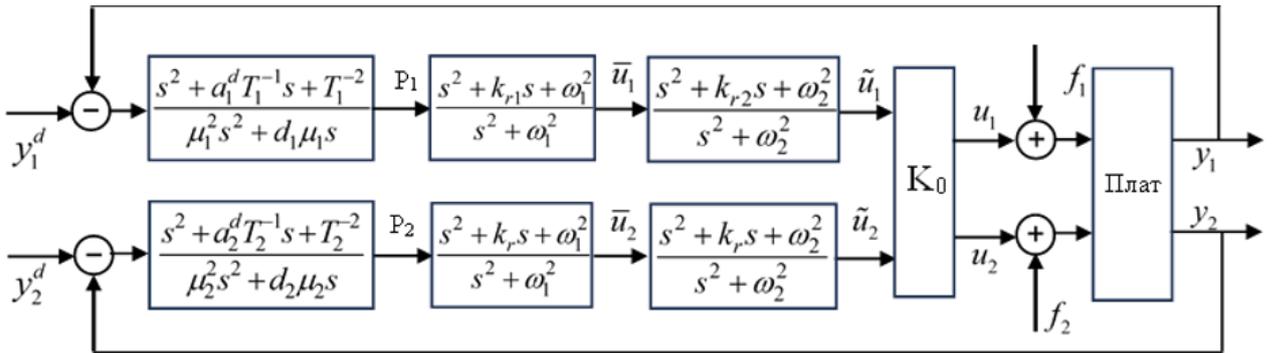


Рисунок 5.7—Структура системы управления для модели (5.5) с резонансными ПИД – регуляторами (5.31)

В соответствии с структурой на рисунке 5.7, имеем:

$$u = K_0 \tilde{u}. \quad (5.47)$$

В данной части рассматривается задача синтеза резонансного ПИД - регулятора. Предполагается, что структура регулятора каждого канала имеет вид:

$$\tilde{u}_i(s) = - \left(\frac{s^2 + a_i^d T_i^{-1} s + T_i^{-2}}{\mu_i^2 s^2 + d_i \mu_i s} \right) \left(\frac{s^2 + k_{r1} s + \omega_1^2}{s^2 + \omega_1^2} \right) \left(\frac{s^2 + k_{r2} s + \omega_2^2}{s^2 + \omega_2^2} \right) y_i(s). \quad (5.48)$$

Полагаем, что $\mu_1 = \mu_2 = \mu$, $a_1^d = a_2^d = a^d$, $d_1 = d_2 = d$ и $T_1 = T_2 = T$. Тогда можно переписать уравнение (5.48) в следующем виде:

$$\tilde{u}_i(s) = - \left(\frac{s^2 + a^d T^{-1} s + T^{-2}}{\mu^2 s^2 + d \mu s} \right) \left(\frac{s^2 + k_{r1} s + \omega_1^2}{s^2 + \omega_1^2} \right) \left(\frac{s^2 + k_{r2} s + \omega_2^2}{s^2 + \omega_2^2} \right) y_i(s). \quad (5.49)$$

Из структурной схемы на рисунке 5.7, получим систему уравнений связи между входами и выходами резонансных блоков следующим образом:

$$\begin{cases} \tilde{u}_i^{(2)} + \omega_1^2 \tilde{u}_i = \bar{u}_i^{(2)} + k_{r1} \bar{u}_i^{(1)} + \omega_1^2 \bar{u}_i, \\ \bar{u}_i^{(2)} + \omega_2^2 \bar{u}_i = P_i^{(2)} + k_{r2} P_i^{(1)} + \omega_2^2 P_i. \end{cases} \quad (5.50)$$

Обозначим

$$\begin{cases} v_{i1}^{(1)} = \omega_1^2 \bar{u}_i - \omega_1^2 \tilde{u}_i, \\ v_{i2}^{(1)} = v_{i1} + k_{r1} \bar{u}_i, \\ \tilde{u}_i = v_{i2} + \bar{u}_i, \\ \psi_{i1}^{(1)} = \omega_2^2 P_i - \omega_2^2 \bar{u}_i, \\ \psi_{i2}^{(1)} = \psi_{1i} + k_{r2} P_i, \\ \bar{u}_i = \psi_{i2} + P_i. \end{cases} \quad (5.51)$$

Введем следующие обозначения:

$$v_1 = [v_{11}, v_{21}]^T, v_2 = [v_{12}, v_{22}]^T, \psi_1 = [\psi_{11}, \psi_{21}]^T, \psi_2 = [\psi_{12}, \psi_{22}]^T.$$

В соответствии с выражениями (5.47), (5.49) и (5.51), представим уравнения ПИД-регулятора с резонансными блоками в виде:

$$\begin{cases} u = K_0 (v_2 + [\psi_2 + P]), \\ v_1^{(1)} = -\omega_1^2 v_2, \\ v_2^{(1)} = v_1 + k_{r1} (\psi_2 + P), \\ \psi_1^{(1)} = -\omega_2^2 \psi_2, \\ \psi_2^{(1)} = \psi_1 + k_{r2} P, \\ \mu^2 P^{(2)} + D\mu P^{(1)} = -\mathcal{T}^{-2}y - A^d \mathcal{T}^{-1}y^{(1)} - y^{(2)}. \end{cases} \quad (5.52)$$

Обозначим

$$z_1 = P, z_2 = \mu P^{(1)}.$$

Тогда можно переписать уравнения (5.52) в виде:

$$\begin{cases} u = (v_2 + [\psi_2 + z_1]), \\ v_1^{(1)} = -\omega_1^2 v_2, \\ v_2^{(1)} = v_1 + k_{r1} (\psi_2 + z_1), \\ \psi_1^{(1)} = -\omega_2^2 \psi_2, \\ \psi_2^{(1)} = \psi_1 + k_{r2} z_1, \\ \mu z_1^{(1)} = z_2, \\ \mu^2 z_2^{(1)} = -Dz_2 - \mathcal{T}^{-2}y - A^d \mathcal{T}^{-1}y^{(1)} - y^{(2)}. \end{cases} \quad (5.53)$$

Из уравнений (5.19) и (5.53), получим систему уравнений замкнутой системы следующего вида:

$$\begin{cases} \bar{y}_1^{(1)} = \bar{y}_2, \\ \bar{y}_2^{(1)} = M_1 \bar{y}_1 + M_2 \bar{y}_2 + \bar{B}K_0 (v_2 + \psi_2 + z_1) + f_y, \\ v_1^{(1)} = -\omega_1^2 v_2, \\ v_2^{(1)} = v_1 + k_{r1} (\psi_2 + z_1), \\ \psi_1^{(1)} = -\omega_2^2 \psi_2, \\ \psi_2^{(1)} = \psi_1 + k_{r2} z_1, \\ \mu z_1^{(1)} = z_2, \\ \mu z_2^{(1)} = -Dz_2 - \mathcal{T}^{-2}\bar{y}_1 - A^d \mathcal{T}^{-1}\bar{y}_2 - \bar{y}_2^{(1)}. \end{cases} \quad (5.54)$$

Заменяя $\tilde{y}_2^{(1)}$ в последнем уравнении системы (5.54) правой частью второго уравнения, получаем:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\bar{y}_1}{dt} = \bar{y}_2, \\ \frac{d\bar{y}_2}{dt} = M_1\bar{y}_1 + M_2\bar{y}_2 + \bar{B}K_0(v_2 + \psi_2 + z_1) + f_y, \\ \frac{dv_1}{dt} = -\omega_1^2 v_2, \\ \frac{dv_2}{dt} = v_1 + k_r z_1, \\ \frac{d\psi_1}{dt} = -\omega_2^2 \psi_2, \\ \frac{d\psi_2}{dt} = \psi_1 + k_{r2} z_1, \\ \mu \frac{dz_1}{dt} = z_2, \\ \mu \frac{dz_2}{dt} = -\bar{B}K_0 z_1 - Dz_2 + \phi_4(\bar{y}_1, \bar{y}_2, v_2, \psi_2, f_y), \end{array} \right. \quad (5.55)$$

где $\phi_4(\bar{y}_1, \bar{y}_2, v_2, \psi_2, f_y) = -M_1\bar{y}_1 - M_2\bar{y}_2 - \mathcal{T}^{-2}\bar{y}_1 - A^d\mathcal{T}^{-1}\bar{y}_2 - \bar{B}K_0(v_2 + \psi_2) - f_y$.

Введем в рассмотрение быстрое время t_0 , которое связано с исходной шкалой времени t соотношением $t = \mu t_0$. Запишем систему уравнений (5.55) для новой (быстрой) шкалы времени в виде:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\bar{y}_1}{dt_0} = \mu \bar{y}_2, \\ \frac{d\bar{y}_2}{dt_0} = \mu (M_1\bar{y}_1 + M_2\bar{y}_2 + \bar{B}K_0(v_2 + \psi_2 + z_1) + f_y), \\ \frac{dv_1}{dt_0} = -\mu \omega_1^2 v_2, \\ \frac{dv_2}{dt_0} = \mu (v_1 + k_r z_1), \\ \frac{d\psi_1}{dt_0} = -\mu \omega_2^2 \psi_2, \\ \frac{d\psi_2}{dt_0} = \mu (\psi_1 + k_{r2} z_1), \\ \frac{dz_1}{dt_0} = z_2, \\ \frac{dz_2}{dt_0} = -\bar{B}K_0 z_1 - Dz_2 + \phi_4(\bar{y}_1, \bar{y}_2, v_2, \psi_2, f_y). \end{array} \right. \quad (5.56)$$

Полагаем, что $\mu \rightarrow 0$, тогда в замкнутой системе формируются быстрые и медленные переходные процессы. Применяя метод разделения движений, получим из системы (5.56) уравнения ПБД:

$$\begin{cases} \mu z_1^{(1)} = z_2, \\ \mu z_2^{(1)} = -\bar{B}K_0 z_1 - dz_2 + \phi_4(\bar{y}_1, \bar{y}_2, v_2, \psi_2, f_y), \end{cases} \quad (5.57)$$

где $\phi_4(\bar{y}_1, \bar{y}_2, v_2, \psi_2, f_y)$ рассматривается как функция с замороженными аргументами $\bar{y}_1, \bar{y}_2, v_2, \psi_2, f_y$ на интервале времени переходных процессов в системе (5.57).

Устойчивость процессов в ПБД (5.57) обеспечивается выбором параметров матриц K_0 . В частности, если принять $K_0 = \bar{B}^{-1}$ и $d_1 = d_2 = d$, то характеристический полином ПБД (5.57) примет вид:

$$A_{\text{ПБД}}(s) = (\mu^2 s^2 + d\mu s + 1)^2. \quad (5.58)$$

Полагаем, что характеристический полином (5.58) ПБД является устойчивым и имеет место быстрый переход ПБД в квазиравновесный режим работы. Уравнения для квазиравновесного режима ПБД в замкнутой системе получим из уравнений (5.55) путем выполнения предельного перехода $\mu \rightarrow 0$. Тогда из (5.55) получаем:

$$\begin{cases} \frac{d\bar{y}_1}{dt} = \bar{y}_2, \\ \frac{d\bar{y}_2}{dt} = M_1 \bar{y}_1 + M_2 \bar{y}_2 + \bar{B}K_0(v_2 + \psi_2 + z_1) + f_y, \\ \frac{dv_1}{dt} = -\omega_1^2 v_2, \\ \frac{dv_2}{dt} = v_1 + k_r z_1, \\ \frac{d\psi_1}{dt} = -\omega_2^2 \psi_2, \\ \frac{d\psi_2}{dt} = \psi_1 + k_{r2} z_1, \\ 0 = z_2, \\ 0 = -\bar{B}K_0 z_1 - D z_2 + \phi_4(\bar{y}_1, \bar{y}_2, v_2, \psi_2, f_y). \end{cases} \quad (5.59)$$

Исключая переменную z_1, z_2 из уравнений (5.59) получим уравнения подсистемы медленных движений (ПМД) следующего вида:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\bar{y}_1}{dt} = \bar{y}_2, \\ \frac{d\bar{y}_2}{dt} = -\mathcal{T}^{-2}\bar{y}_1 - A^d\mathcal{T}^{-1}\bar{y}_2, \\ \frac{dv_1}{dt} = -\omega_1^2 v_2, \\ \frac{dv_2}{dt} = v_1 - \Theta_1\bar{y}_1 - \Theta_2\bar{y}_2 - k_{r1}v_2 - k_{r1}\psi_2 - k_{r1}f_y, \\ \frac{d\psi_1}{dt} = -\omega_2^2\psi_2, \\ \frac{d\psi_2}{dt} = \psi_1 - \Phi_1\bar{y}_1 - \Phi_2\bar{y}_2 - k_{r2}v_2 - k_{r2}\psi_2 - k_{r2}f_y, \end{array} \right. \quad (5.60)$$

где

$$\begin{aligned} \Theta_1 &= k_{r1}M_1 + \mathcal{T}^{-2}; \Theta_2 = k_{r1}M_2 + A^d\mathcal{T}^{-1}, \\ \Phi_1 &= k_{r2}M_1 + \mathcal{T}^{-2}; \Phi_2 = k_{r2}M_2 + A^d\mathcal{T}^{-1}. \end{aligned}$$

Обозначим

$$A_{2r} = \begin{bmatrix} \mathcal{O}_2 & I_2 & \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 \\ -\mathcal{T}^{-2} & -A^d\mathcal{T}^{-1} & \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 \\ \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 & -\omega_1^2 I_2 & \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 \\ -\Theta_1 & -\Theta_2 & I_2 & -k_{r1}I_2 & \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 \\ \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 & -\omega_2^2 I_2 \\ -\Phi_1 & -\Phi_2 & \mathcal{O}_2 & -k_{r2}I_2 & I_2 & -k_{r2}I_2 \end{bmatrix}. \quad (5.61)$$

где \mathcal{O}_2 является нулевой матрицей, $\mathcal{O}_2 \in R^{2 \times 2}$, и I_2 является единичной матрицей, $I_2 \in R^{2 \times 2}$.

Уравнение (5.60) можно переписать во виде:

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \\ \dot{v}_1 \\ \dot{v}_2 \\ \dot{\psi}_1 \\ \dot{\psi}_2 \end{bmatrix} = A_{2r} \begin{bmatrix} \bar{y}_1 \\ \bar{y}_2 \\ v_1 \\ v_2 \\ \psi_1 \\ \psi_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathcal{O}_2 \\ \mathcal{O}_2 \\ \mathcal{O}_2 \\ -k_{r1}I_2 \\ \mathcal{O}_2 \\ -k_{r2}I_2 \end{bmatrix} f_y. \quad (5.62)$$

Характеристический полином ПМД (5.60) имеет вид

$$A_{\text{ПМД}}(s) = \det (sI_{12} - A_{2r}). \quad (5.63)$$

Полагаем, что $T_1 = T_2 = T$, $a_1^d = a_2^d = a^d$. Тогда характеристический полином ПМД (5.60) примет вид

$$A_{\text{ПМД}}(s) = (s^2 + k_{r1}s + \omega_1^2)^2 (s^2 + k_{r2}s + \omega_1^2)^2 (s^2 + a^dT^{-1}s + T^{-2})^2. \quad (5.64)$$

Вывод: Введение двух резонансных блоков не меняют характеристический полином ПБД, а полиномы числителя резонансных блоков входят в характеристический полином ПМД.

5.5 Результаты моделирования

Для выполнения моделирования в данном случае используются параметры, которые даны в работе [2]:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0.08 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0.145 & 0 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0.667 & 0.333 \\ 0 & 0 \\ 0.051 & -0.051 \end{bmatrix}; C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.65)$$

Параметры регулятора

$$T_1 = T_2 = 0,5 \text{ с}; \omega_1 = 2 \text{ рад/с}; k_{r1} = 2\omega_1; \omega_2 = 3 \text{ рад/с}; k_{r2} = 2\omega_2.$$

$$a_1^d = a_2^d = 2; \mu_1 = \mu_2 = T/\eta; \eta = 20; d_1 = d_2 = 2.$$

Первый случай: Результаты моделирования при использовании ПИД-регуляторов без резонансных блоков, которые показаны на рисунке 5.8, а графики $u_1(t)$, $u_2(t)$ на соответствующих каналах показаны на рисунке 5.9.

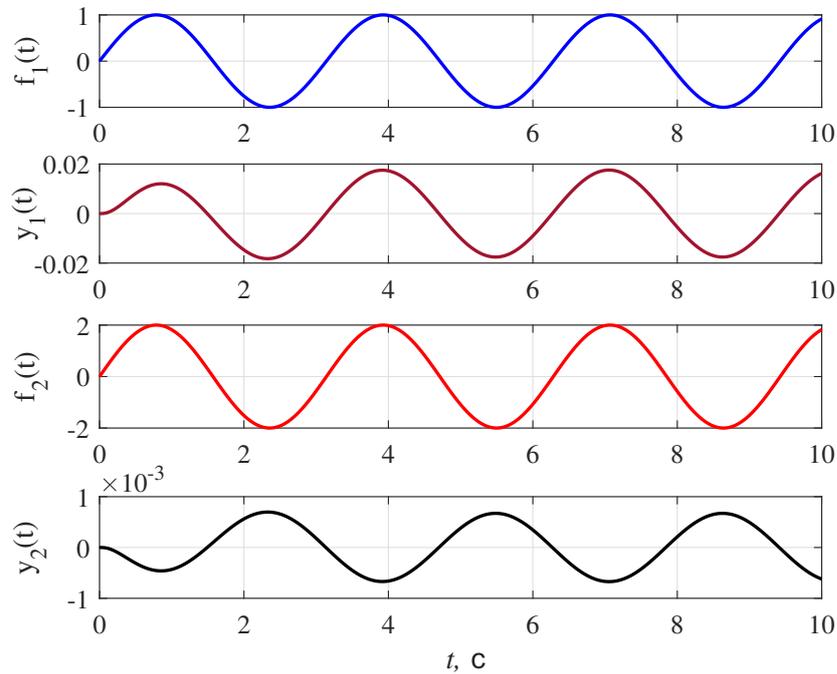


Рисунок 5.8—Результаты моделирования для модели (5.5) с ПИД регулятором

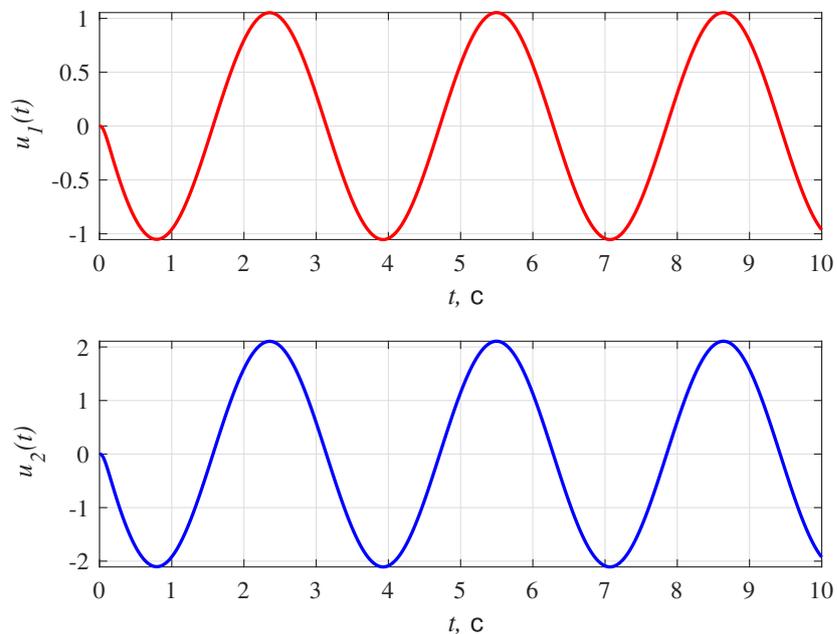


Рисунок 5.9—Графики $u_1(t)$ и $u_2(t)$ для модели (5.5) с ПИД-регулятором

Второй случай: Результаты моделирования при использовании ПИД-регуляторов с резонансным блоком показаны на рисунке 5.10, а графики $u_1(t)$, $u_2(t)$ на соответствующих каналах приведены на рисунке 5.11.

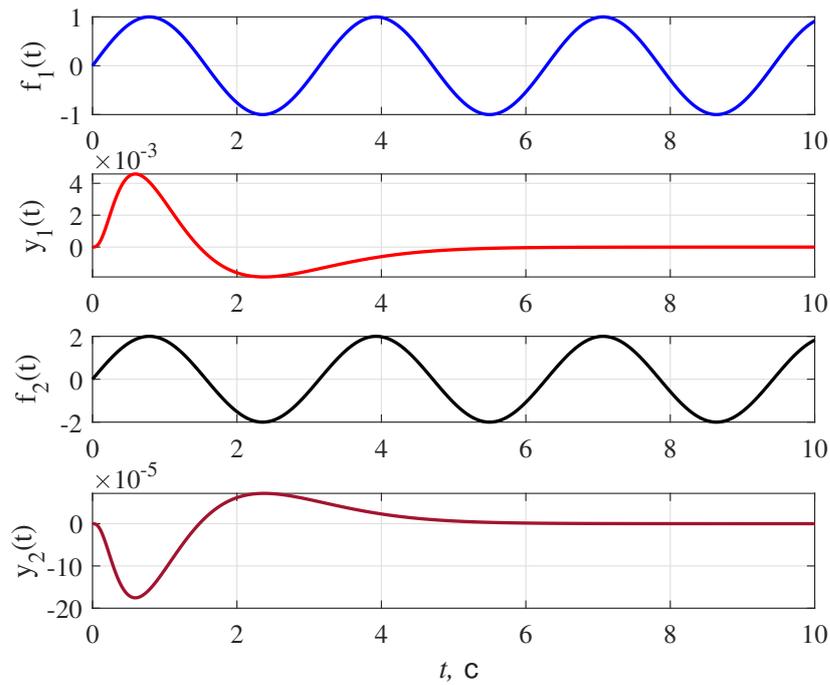


Рисунок 5.10—Результаты моделирования для модели стабилизированной платформы (5.9) с резонансным ПИД регулятором

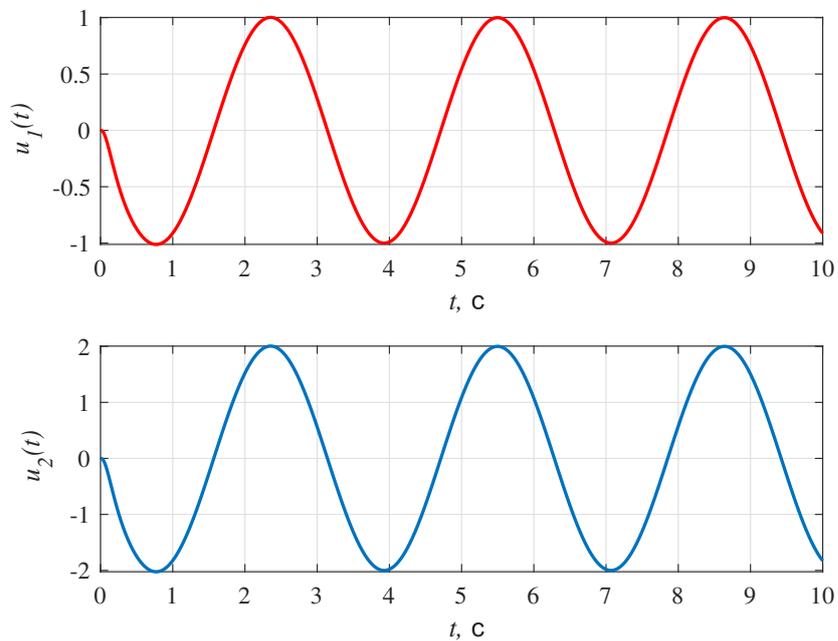


Рисунок 5.11—Графики $u_1(t)$ и $u_2(t)$ для (5.9) с резонансным ПИД регулятором

Третий случай: Результаты моделирования при использовании ПИД-регуляторов без резонансных блоков при возмущениях в виде суммы колебаний с двумя разными частотами показаны на рисунке 5.12, а графики $u_1(t)$ и $u_2(t)$ на соответствующих каналах показаны на рисунке 5.13.

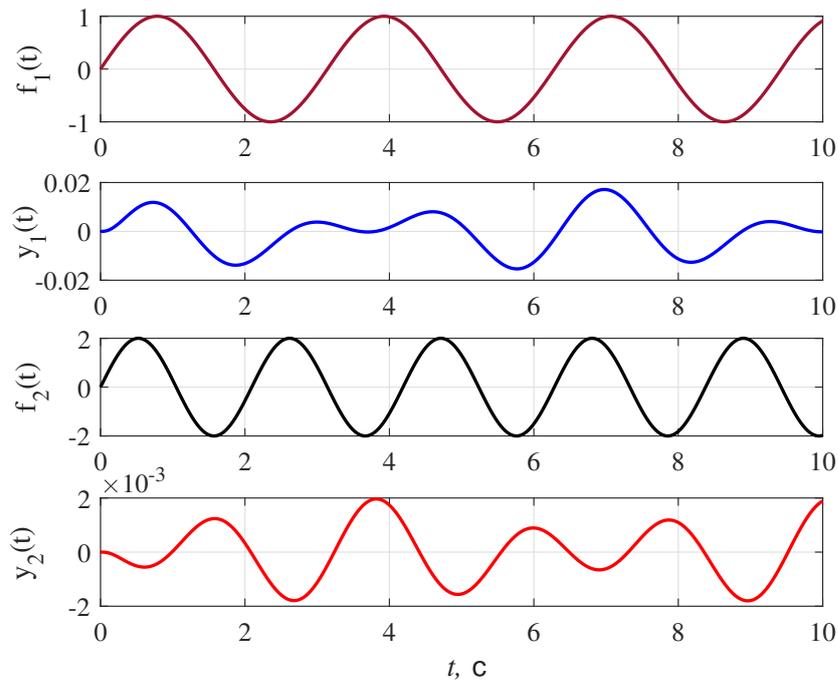


Рисунок 5.12—Результаты моделирования для модели (5.5) с ПИД регуляторами без резонансных блоков при возмущениях в виде суммы колебаний с двумя разными частотами

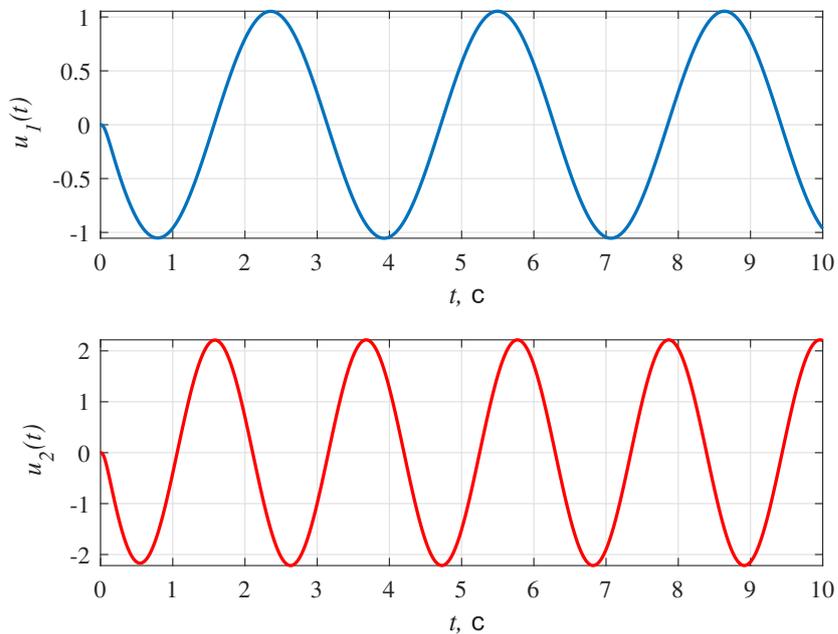


Рисунок 5.13—Графики $u_1(t)$ и $u_2(t)$ для модели (5.5) с ПИД регуляторами без резонансных блоков при возмущениях в виде суммы колебаний с двумя разными частотами

Четвертый случай: Результаты моделирования при использовании ПИД-регуляторов с двумя резонансными блоками и при возмущениях в виде суммы

колебаний с двумя разными частотами, показаны на рисунке 5.14, а графики $u_1(t)$, $u_2(t)$ на соответствующих каналах показаны на рисунке 5.15.

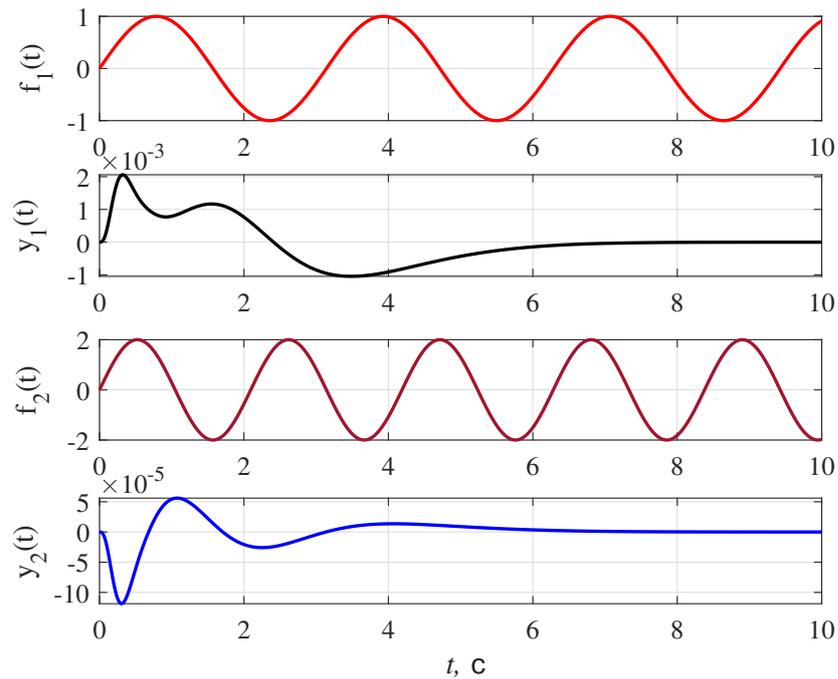


Рисунок 5.14—Результаты моделирования для модели (5.5) с двумя резонансными ПИД регуляторами при возмущениях в виде суммы колебаний с двумя разными частотами

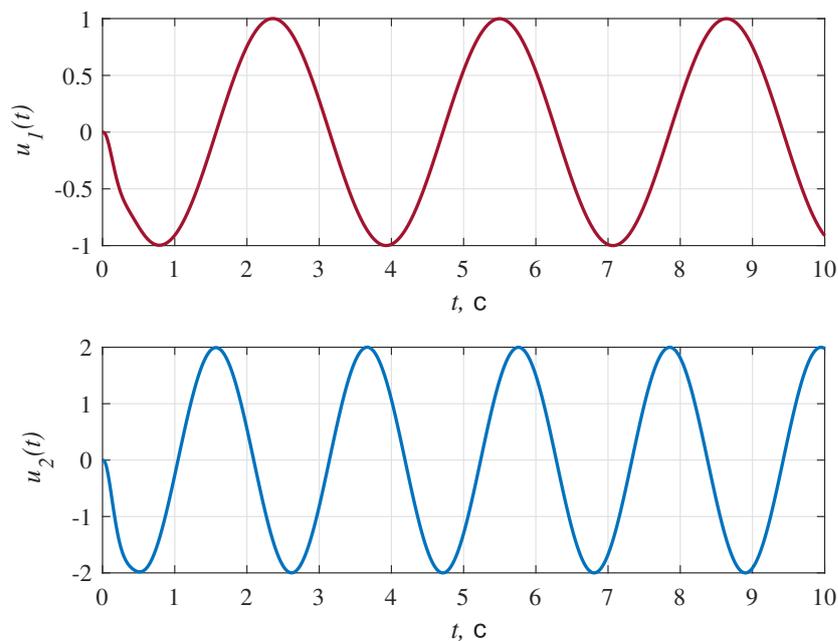


Рисунок 5.15—Графики $u_1(t)$ и $u_2(t)$ для модели (5.5) с двумя резонансными ПИД регуляторами при возмущениях в виде суммы колебаний с двумя разными частотами

Результаты моделирования для замкнутой системы в четырех случаях показаны на рисунках 5.8 - 5.14, из которых видно, что использование резонансных ПИД-регуляторов позволяет обеспечить асимптотическую устойчивость углового положения платформы при действии гармонических и полигармонических возмущений.

Выводы по главе 5

В данной главе получены следующие основные результаты:

1. Рассмотрена математическая модель стабилизированной платформы для случая упругой кинематической связи платформы и штоков гидроцилиндров.

2. Разработана процедура синтеза двухканального ПИД-регулятора методом разделения движений для стабилизации платформы с упругими кинематическими связями платформы и палубы корабля.

2. Предложена структура двухканального резонансного ПИД-регулятора для системы угловой стабилизации платформы с упругими кинематическими связями платформы и палубы корабля.

3. Разработана процедура синтеза двухканального резонансного ПИД-регулятора методом разделения движений для стабилизации платформы с упругими кинематическими связями платформы и палубы корабля.

4. Показано, что разработанная методика синтеза методом разделения движения двухканального резонансного ПИД-регулятора для стабилизации платформы на корабле позволяет обеспечить свойство асимптотического стремления к нулю для углов отклонения стабилизированной платформы при действии гармонических и полигармонических возмущений.

5. Показано, что применение метода разделения движений позволяет упростить процедуру выбора параметров двухканального ПИД-регулятора и обеспечить требования к показателям качества динамических процессов в замкнутой системе управления в условиях неполной информации о параметрах модели стабилизированной платформы. В частности, позволяет выполнить выбор параметров резонансных компонент регулятора независимо от выбора параметров компонент ПИ- и ПИД-регуляторов.

6. Выполнено численное моделирование двухканальной системы стабилизации платформы для предлагаемых структур алгоритмов управления, которые подтверждают результаты аналитических исследований.

Заключение

В ходе диссертационного исследования были разработаны алгоритмы управления для решения проблемы угловой стабилизации платформ на подвижном основании с учётом требования на заданную степень подавления влияния гармонических возмущений или требования асимптотической устойчивости углового положения платформы при действии гармонических возмущений.

1. Разработана методика синтеза ПИ-регуляторов для угловой стабилизации платформ на основе применения метода разделения движений, позволяющая учесть влияние малых инерционностей электрогидропривода на устойчивость процессов в системе управления.

2. Разработана методика синтеза ПИ-регуляторов и ПИД-регуляторов для угловой стабилизации платформ на основе применения метода разделения движений и функции чувствительности, позволяющая обеспечить заданную степень подавления влияния гармонических возмущений.

3. Предложены новые структуры резонансных алгоритмов управления для одноканальных и многоканальных систем управления платформой, применение которых позволяет обеспечить асимптотическую устойчивость процессов по тангажу и крену платформы в условиях действия гармонических и полигармонических возмущений.

4. Разработана методика синтеза резонансных ПИ- и ПИД-регуляторов для одноканальных и многоканальных систем угловой стабилизации платформы с электрогидроприводами, особенностью которой является возможность выбора параметров резонансных компонент регулятора независимо от выбора параметров для компонент ПИ- и ПИД-регуляторов.

Результаты диссертационного исследования были использованы:

- при разработке резонансных алгоритмов управления для электрогидроприводов стендов прочностных испытаний в Сибирском научно-исследовательском институте авиации имени С. А. Чаплыгина (СибНИА, г. Новосибирск);

- в учебном процессе при изучении дисциплины «Специальные главы теории автоматического управления» на кафедре автоматики Новосибирского государственного технического университета (НЭТИ), г. Новосибирск.

Список литературы

1. *Гупалов В. И., Подгорная Л. Н., Ткаченко А. Н.* Стабилизированные платформы: учебное пособие. — Минобрнауки России, Санкт-Петербургский гос. электротехнический "ЛЭТИ Санкт-Петербург: ЛЭТИ, 2012. — С. 53.
2. Стабилизация управляемой платформы при наличии ветровых возмущений / В. В. Александров [и др.] // *Фундаментальная и прикладная математика.* — 2005. — Т. 11, № 7. — С. 97—115.
3. *Батанов А. Ф., Хаханов Ю. А.* Малогабаритные многоосевые высокоточные стабилизированные платформы для отработки новых технологий в условиях микрогравитации // *Научная значимость работ К.Е. Циолковский: история и современность. Материалы 55-х Научных чтений памяти К.Е. Циолковский.* — 2020. — С. 80—82.
4. *Hilkert J. M.* Inertially stabilized platform technology. Concepts and principles // *IEEE Control Systems Magazine.* — 2008. — Т. 28, № 28. — С. 26—46.
5. *Wang Ling L. X.* Development of a Parallel-Series Stabilized Platform System // *Applied Mechanics and Materials.* — 2013. — Т. 319. — С. 414—418.
6. *Tsai L. W.* The Mechanics of Serial and Parallel Manipulators. — Wiley, New York : Robot Analysis, 1999. — С. 520.
7. *Stewart D.* A Platform with Six Degrees of Freedom // *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers.* Т. 180. — 1965. — С. 371—386.
8. *Masten M. K.* Inertially stabilized platforms for optical imaging systems // *IEEE Control Systems Magazine.* — 2008. — Т. 28. — С. 47—64.
9. *Wang H. G., Williams T. C.* Strategic inertial navigation systems - high-accuracy inertially stabilized platforms for hostile environments // *IEEE Control Systems Magazine.* — 2008. — Т. 28, № 1. — С. 65—85.
10. *Dunlop D. R., Jones T. P.* Position analysis of a two DOF parallel mechanism - the Canterbury tracker // *Mechanism and Machine Theory.* — 1999. — Т. 34, № 4. — С. 94—114.

11. Kinematic Analysis and Optimization of a New Three Degree-of-Freedom Spatial Parallel Manipulator / J. A. Carretero [и др.] // Journal of Mechanical Design. — 1999. — Т. 122. — С. 17—24.
12. Conceptual Design and Dimensional Synthesis of a Novel 2-DOF Translational Parallel Robot for Pick-and-Place Operations / T. Huang [и др.] // Journal of Mechanical Design. — 2003. — Т. 126, № 3. — С. 449—455.
13. *Zhang D.* Kinetostatic analysis and optimization of parallel and hybrid architectures for machine tools. — Laval University, Quebec, Canada, 2000. — С. 257.
14. *Habib A. A. A. A., Ali A. E. M., Nawar M. A. M.* Simple computational platform of ship stability for engineering education // IUGRC International Undergraduate Research Conference. Military Technical College. — 2018. — Т. 3. — С. 6.
15. Development of a Parallel-Series Stabilized Platform System / L. L. Wang [и др.] // Applied Mechanics and Materials. — 2013. — Т. 319. — С. 414—418.
16. *Ericson R. W., Dragen M.* Inertially Stabilized Platform Technology Concepts and Principles // IEEE Control Systems Magazine. — 2008. — Т. 28, № 1. — С. 26—46.
17. Kinematics, dynamics and control of a stabilized platform with 6-RUS parallel mechanism / E. Z. Zhao [и др.] // International Journal of Robotics and Automation. — 2017. — Т. 32, № 3. — С. 283—290.
18. *Кузнецов Б. И., Василец Т. Е., Варфоломеев А. А.* Разработка нейросетевой системы наведения и стабилизации вооружения легкобронированных машин // Электротехника и электромеханика – Харьков. — 2008. — № 2. — С. 31—34.
19. *Кручинина К. С., Самусенко А. А., Григорьев М. Д.* Важность стабилизатора вооружения на современной бронетехнике // Альманах Пермского военного института войск национальной гвардии. — 2021. — Т. 4, № 4. — С. 212—215.
20. *Сущенко О. А., Азарсков В. Н.* Проектирование робастных систем стабилизации оборудования беспилотных летательных аппаратов // Вестник Самарского государственного аэрокосмического университета. — 2014. — Т. 43, № 1. — С. 80—90.

21. *Лихоманов К. А., Изергин Н. Д., Старков Р. В.* Направления развития систем наблюдения и разведки целей современных боевых машин // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. — 2022. — № 2. — С. 408—417.
22. *Исаева Н. В., Шенбергер А. Ю., Щеглов Е. В.* Системы управления огнём танков // Специальная техника и технологии транспорта. — 2022. — № 16. — С. 20—27.
23. *Вахрушева Ю. В., Шенбергер А. Ю., Щеглов Е. В.* Системы стабилизации танкового вооружения // Специальная техника и технологии транспорта. — 2022. — № 15. — С. 16—24.
24. *Мельников П. Н.* Алгоритм ведения стрельбы в артиллерийском зенитном комплексе // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. — 2023. — № 3. — С. 451—456.
25. Active disturbance rejection control for gun control of unmanned turret / L. Ye [и др.] // Control Theory Applications. — 2014. — Т. 31, № 11. — С. 1580—1588.
26. *Синев А. В., Соловьев В. С.* Исследование активных виброзащитных систем с автоподстройкой частоты // Виброзащита человека-оператора и колебания в машинах: сб. тр. — М.: Наука. — 1977. — С. 38—40.
27. Исследование уровней микровибраций в лазерном интерферометре с системой активной виброизоляции / Ю. К. Грузевич [и др.] // Оптический журнал. — 2018. — Т. 85. — С. 68—74.
28. Активная виброзащита – назначение, принципы, состояние. 1. Назначение и принципы разработки / А. В. Кирюхин [и др.] // Проблемы машиностроения и автоматизации. — 2011. — № 2. — С. 108—111.
29. *Бурьян Ю. А., Ситников Д. В., Бурьян А. А.* Система виброизоляции с активным динамическим гасителем колебаний с управлением по виброперемещению и виброскорости // Мехатроника, автоматика и робототехника. — 2023. — № 11. — С. 84—93.
30. *Михайлов В. П., Тун Л. А.* Исследование платформы для активной виброизоляции неботехнологического оборудования // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. — 2017. — Т. 17, № 3. — С. 654—657.

31. *Михайлов В. П., Копылов А. А.* Платформа для активной виброизоляции нентехнологического оборудования // Наноиндустрия. — 2023. — Т. 5, № 122. — С. 282—287.
32. *Barman S. D., Hussain A., Ahmed T.* Speed control of DC motor using PWM Tecnique: Pulse Width Modulated DC motor control. — 2012. — С. 56.
33. *Kilic Z.* Design and control of a 2 DOF stabilizer // In partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science Mechanical Engineering. — 2019. — С. 417.
34. *William S. C., Weber H. I.* Dynamic modeling of a 2-dof parallel electrohydraulic – actuated homokinetic platform // Mechanism and Machine Theory. — 2017. — Т. 118. — С. 1—13.
35. *Xu C. C., Xue C., Duan X. C.* A novel 2R parallel mechanism for altazimuth pedestal // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. — 2018. — Т. 428.
36. *Cao Y., Li T.* Review of Antiswing Control of Shipboard Cranes // IEEE/CAA Journal of automatica Sinica. — 2020. — Т. 7. — С. 346—354.
37. Kinematics dynermics and control of a stabilized platform with 6-RUS parellel mechanism / Y. Zhao [и др.] // International Journal of Robotics and Automation. — 2017. — Т. 32. — С. 283—290.
38. Adaptive decoupling synchronous control of dissimilar redundant actuation system for large civil aircraft / C. Shi [и др.] // Aerospace Science and Technology. — 2015. — Т. 47. — С. 114—124.
39. *Yao J., Deng W.* Active Disturbance Rejection Adaptive Control of Hydraulic Servo Systems // IEEE Transactions on Industrial Electronics. — 2017. — Т. 64. — С. 8023—8032.
40. *Zhu Y., Liu J.* The adaptive control simulation of electro-hydraulic proportional system // 2010 International Conference on Computer. — Control, Electronic Engineering, China : Mechatronics, 2010. — С. 199—201.
41. *Sushchenko O.* Robust control of inertially stabilized platforms for ground vehicles based on H-infty synthesis // Proceedings of National Aviation University. Т. 3. — 2016. — С. 24—34.

42. Study of electro-hydraulic force servo control system based on fuzzy control / J. Y. Li [и др.] // Conference on Intelligent Computing and Intelligent Systems. — 2009. — С. 688—693.
43. *Zibin X., Jianqing M., Ruan J.* Adaptive backstepping neural network control of electro-hydraulic position servo system // 2nd International Symposium on Systems and Control in Aerospace and Astronautics. — China, 2008. — С. 1—4.
44. *Chen Y.* Backstepping controller design for electro-hydraulic servo system with sliding observer // Proceedings of the 29th Chinese Control Conference. — China, 2010. — С. 391—394.
45. *Kaddissi C., J. Kenne P., Saadc M.* Identification and Real-Time Control of an Electrohydraulic Servo System Based on Nonlinear Backstepping / C // IEEE/ASME Transactions on Mechatronics. — 2007. — Т. 12. — С. 12—22.
46. Robust adaptive backstepping control design for a Nonlinear Hydraulic-Mechanical System / M. Choux [и др.] // Proceedings of the 48th IEEE Conference on Decision and Control (CDC). — 2009. — С. 2460—2467.
47. *Wang H., Qiao J., Wang Q.* A hybrid adaptive wavelet neural network control and sliding mode control for electro-hydraulic servo system // Proceedings of the 29th Chinese Control Conference. — China, 2010. — С. 2328—2333.
48. Robust Trajectory Tracking for an Electrohydraulic Actuator / A. G. Loukianov [и др.] // IEEE Transactions on Industrial Electronics. — 2009. — Т. 56. — С. 3523—3531.
49. *Fraguela L., Fridman L., Alexandrov V. V.* Output integral sliding mode control to stabilize position of a Stewart platform // Journal of the Franklin Institute. — 2012. — Т. 349. — С. 1526—1542.
50. *Chao P. C. P., Chiu C.-W.* Design and experimental validation of a sliding-mode stabilizer for a ship-carried satellite antenna // Microsystem technologies. — 2012. — Т. 18. — С. 1651—1660.
51. *Young K.-K. D.* Controller design for a manipulator using theory of variable structure systems // IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics. — 1978. — Т. 8, № 2. — С. 101—109.

52. *Кулебакин В. С.* Об основных задачах и методах повышения качества автоматике управляемых систем // Труды II Всесоюзного совещания по теории автоматического регулирования. Т. II. — М.; Л.: Изд-во АН СССР. — 1955. — С. 184—207.
53. *Кулебакин В. С.* Операторное $K(D)$ -изображение функций и его практическое применение // Труды ВВИА им. Жуковского. — 1958. — Вып. 695.
54. *Мееров М. В.* О системах авторегулирования, устойчивых при сколь угодно большом коэффициенте усиления // Автоматика и телемеханика. — 1947. — Т. 4. — С. 225—242.
55. *Мееров М. В.* Синтез структур систем автоматического регулирования высокой точности. — 1959. — С. 284.
56. *Крутько П. Д.* Принцип управления по ускорению в задачах проектирования автоматических систем // Изв. АН СССР. Техническая кибернетика. — 1987. — № 6. — С. 115—126.
57. *Филимонов А. Б., Филимонов Н. Б.* Робастная коррекция в системах управления с большим коэффициентом усиления // Мехатроника, автоматизация, управление. — 2014. — Т. 12. — С. 3—10.
58. *Тихонов А. Н.* Системы дифференциальных уравнений, содержащие малые параметры при производных // Математический сборник. — 1952. — Т. 31, № 3. — С. 575—586.
59. *Красовский Н. Н.* Об устойчивости решений системы двух дифференциальных уравнений // Прикладная математика и механика. — 1953. — Т. 17. — С. 651—672.
60. *Красовский Н. Н.* Некоторые задачи теории устойчивости движения. — М.: Физматгиз, 1959. — С. 211.
61. *Климушев А. И., Красовский Н. Н.* Равномерная асимптотическая устойчивость систем дифференциальных уравнений с малыми параметрами при производных // Прикладная математика и механика. — 1961. — Т. 25, вып. 4. — С. 680—694.
62. *Геращенко Е. И., Геращенко С. М.* Метод разделения движений и оптимизация нелинейных систем. — М.: Наука, 1975. — С. 296.

63. *Краснова С. А., Уткин В. А., Уткин А. В.* Блочный подход к анализу и синтезу инвариантных нелинейных систем слежения // Автоматика и телемеханика. — 2017. — Вып. 12. — С. 26—53.
64. *Антипов А. С., Краснова С. А., Уткин В. А.* Синтез инвариантных нелинейных одноканальных систем слежения с сигмоидальными обратными связями с обеспечением заданной точности слежения // Автоматика и телемеханика. — 2022. — Вып. 1. — С. 40—66.
65. *Francis B. A., Wonham W. M.* The internal model principle of control theory // Automation. — 1979. — Т. 12, № 5. — С. 457—465.
66. An Educational Approach to the Internal Model Principle for Periodic Signals / R. Costa-Castello [и др.] // International Journal of Innovative Computing, Information and Control. — 2012. — Т. 8, № 8.
67. *Mandel Y., Weiss G.* Adaptive Internal Model Based Suppression of Torque Ripple in Brushless DC Motor Drives // Systems Science & Control Engineering. — 2015.
68. *Бобцов А. А.* Алгоритм управления по выходу с компенсацией гармонического возмущения со смещением // Автоматика и телемеханика. — 2008. — Т. 8. — С. 25—32.
69. *Бобцов А. А., Кремлев А. С.* Алгоритм компенсации неизвестного синусоидального возмущения для линейного неминимально фазового объекта // Мехатроника, автоматизация, управление. — 2008. — Т. 10. — С. 14—17.
70. *Бобцов А. А.* Адаптивное управление по выходу с компенсацией гармонического смещенного возмущения // Изв. РАН. Теория и системы управления. — 2009. — Т. 1. — С. 45—48.
71. *Бобцов А. А., Пыркин А. А.* Компенсация гармонического возмущения в условиях запаздывания по управлению // Изв. РАН. Теория и системы упр. — 2008. — Т. 4. — С. 19—23.
72. *Бобцов А. А., Пыркин А. А.* Компенсация неизвестного синусоидального возмущения для линейного объекта любой относительной степени // Автоматика и телемеханика. — 2009. — № 3. — С. 114—122.

73. *Пыркин А. А., Бобцов А. А., Кремлев А. С.* Компенсация гармонического возмущения для параметрически и функционально не определенного нелинейного объекта // Автоматика и телемеханика. — 2011. — Т. 1. — С. 121—129.
74. *Арановский С. В., Бобцов А. А., Пыркин А. А.* Адаптивный наблюдатель неизвестного синусоидального выходного возмущения для линейного объекта // Автоматика и телемеханика. — 2009. — № 11. — С. 108—116.
75. *Гайдук А. Р.* Синтез селективно инвариантных систем управления // Вестник Ивановского государственного энергетического университета. — 2017. — № 1. — С. 46—55.
76. *Гайдук А. Р.* Синтез нелинейных селективно инвариантных систем управления на основе квазилинейных моделей // Автоматика и телемеханика. — 2023. — № 2. — С. 81—102.
77. *Аполонский В. В., Копылова Л. Г., Тарарыкин С. В.* Разработка и исследование селективно-инвариантных электромеханических систем с адаптацией регуляторов к изменениям уровня скорости // Известия РАН. Теория и системы управления. — 2020. — № 5. — С. 28—43.
78. *Тихомирова И. А.* Разработка и исследование электромеханических систем со свойствами селективной инвариантности к колебаниям момента нагрузки: дис. ... канд // дис. ... канд. техн. наук: 05.09.03. Иваново. — 2018.
79. *Тихомирова И. А., Копылова Л. Г., Тарарыкин С. В.* Адаптивное селективно-инвариантное управление следящими электроприводами с упругими кинематическими передачами // Вестник ИГЭУ. — 2021. — Вып. 4. — С. 57—64.
80. *Тарарыкин С. В., Копылова Л. Г., Тихомирова И. А.* Структурно-параметрический синтез и оптимизация регуляторов селективно-инвариантных электромеханических систем с гармоническим моментом нагрузки // Электротехника. — 2015. — С. 5.
81. The simplified control technique for PMSM torque ripple reduction / O. V. Nos, D. A. Shtein, G. S. Leus [и др.] // Proc. of the 21st Int. Conf. of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). — Russia : Chemal, 07.2020. — С. 475—481.

82. *Nos O. V., Makys P., Kharitonov S. A.* Modified resonant controllers with time delay compensation // 18 International Scientific Technical Conference Alternating Current Electric Drives (ACED2021), Ekaterinburg. — 2021. — С. 1—5.
83. *Garganeev A. G., Aboelsaud R., Ibrahim A.* Voltage Control of Autonomous Three-Phase Four-Leg VSI Based on Scalar PR Controllers // 20th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). — 2019. — С. 558—564.
84. *Halim D., Moheimani S. O. R.* Spatial resonant control of flexible structures - Application to a piezoelectric laminate beam // IEEE Trans. Control Syst. Technol. — 2001. — Т. 9, № 1. — С. 37—53.
85. Proportional resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters / R. Teodorescu [и др.] // IEE Proc. Electr. Power Appl. — 2006. — Т. 153, № 5. — С. 750—762.
86. *Citro C., Siano P., Cecati C.* Designing inverters' current controllers with resonance frequencies cancellation // IEEE Trans. Industrial Electronics. — 2016. — Т. 63, № 5. — С. 3072—3090.
87. *Pereira L. F. A., Bazanella A. S.* Tuning rules for proportional resonant controllers // IEEE Transactions on Control Systems Technology. — 2015. — Т. 5. — С. 2010—2017.
88. Combined resonant controller and two-degree-of-freedom PID controller for PMSLM current harmonics suppression / Z. Pan, F. Dong, J. Zhao [и др.] // IEEE Trans. Industrial Electronics. — 2018. — Т. 65, № 9. — С. 7558—7568.
89. Design of multifrequency proportional-resonant current controllers for voltage-source converters / F. Hans [и др.] // IEEE Trans. Power Electronics. — 2020. — Т. 35, № 12. — С. 13573—13589.
90. Analysis of multi-resonant current control structures and tuning methods / A. De Heredia, H. Gaztanaga, I. Etxeberria-Otadui [и др.] // Proc. of the 32nd IEEE Annual Conference on Industrial Electronics (IECON 2006). — Paris, France, 11.2006. — С. 2156—2161.

91. *Lorenzini C., Pereira L. F. A., Bazanella A. S. A.* Generalized Forced Oscillation Method for Tuning Proportional-Resonant Controllers // *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. — 2020. — Т. 28, № 3. — С. 1108—1115.
92. *Фрадков А. Л.* Синтез адаптивной системы стабилизации линейного динамического объекта // *Автоматика и телемеханика*. — 1974. — № 12. — С. 96—103.
93. *Пыркин А. А.* Адаптивный алгоритм компенсации параметрически неопределенного смещенного гармонического возмущения для линейного объекта с запаздыванием в канале управления // *Автоматика и телемеханика*. — 2010. — Т. 8. — С. 62—78.
94. *Баландин Д. В., Коган М. М.* Оптимальное робастное управление по выходу // *Доклады Академии наук РАН*. — 2007. — Т. 416, № 5. — С. 606—609.
95. *Баландин Д. В., Коган М. М.* Оптимальное линейно-квадратичное управление в классе обратных связей о выходе // *Доклады Академии наук РАН*. — 2007. — Т. 415, № 6. — С. 748—750.
96. *Баландин Д. В., Коган М. М.* Синтез законов управления на основе линейных матричных неравенств. — М.: Физматлит, 2007. — С. 280.
97. *Нao F., Merlet J. P.* Multi-criteria optimal design of parallel manipulators based on interval analysis // *Mechanism and Machine Theory*. — 2005. — Т. 40. — С. 157—171.
98. *Parenti-Castelli V., Gregorio D., Raffaele A.* New Algorithm Based on Two Extra-Sensors for Real-Time Computation of the Actual Configuration of the Generalized Stewart-Gough Manipulator // *Journal of Mechanical Design*. — 2014. — Т. 122. — С. 1534—1542.
99. *Bui V. T.* Synthesis of an adaptive slide controller for a stabilized object on the ship // *2020 1st International Conference Problems of Informatics, Electronics, and Radio Engineering (PIERE)*. — 2020. — С. 237—240.
100. *Ekstrand B.* Equations of motion for a two-axes gimbal system // *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. — 2001. — Т. 37. — С. 1083—1091.

101. *Khodadadi H., Motlagh M. R. J., Gorji M.* Robust control and modeling a 2-DOF Inertial Stabilized Platform // Control and Computer Engineering 2011 / под ред. I. C. on Electrical. — Malaysia : InECCE), 2011. — С. 223—228.
102. *Cardozo W. S., Weber H. I.* Dynamic modeling of a 2-dof parallel electrohydraulic-actuated homokinetic platform // Mechanism and Machine Theory. — 2017. — Т. 118. — С. 1—13.
103. PD control with gravity compensation for hydraulic 6-DOF parallel manipulator / С. Yang [и др.] // Mechanism and Machine Theory. — 2010. — Т. 19, вып. 4, № 2. — С. 666—677.
104. Trajectory tracking control of a 6-DOF hydraulic parallel robot manipulator with uncertain load disturbances / С. Yang [и др.] // Mechanism and Machine Theory. — 2011. — Т. 19, вып. 2. — С. 185—193.
105. *Chen S. H., Fu L. C.* Observer-based backstepping control of a 6-dof parallel hydraulic manipulator // Control Engineering Practice. — 2015. — Т. 36. — С. 100—112.
106. PD control with gravity compensation for hydraulic 6-DOF parallel manipulator / Y. Chifu [и др.] // Mechanism and Machine Theory. — Т. 45, вып. 4. — С. 666—677.
107. Model Predictive Control of a Shipborne Hydraulic Parallel Stabilized Platform Based on Ship Motion Prediction / H. Qiang [и др.] // IEEE Access. Industrial Electronics. — 2020. — Т. 8. — С. 181880—181892.
108. *Schilling R. J.* Fundamentals of robotics // Analysis and control. — 1992. — С. 38—40.
109. *Wolfson I. I. A.* Brief Course in the Theory of Mechanical Vibrations. — VNTR Library - VNTR, 2017. — С. 241.
110. *Буй В. Т.* Математическая модель стабилизированной платформы с электрогидроприводом на корабле // Системы анализа и обработки данных. — 2023. — Т. 3, № 91. — С. 7—18.
111. *Bui V. T., Yurkevich V. D.* Platform Stabilization on a Ship under Wave Disturbances // IEEE International Multi-Conference on Engineering, Computer, and Information Sciences (SIBIRCON). — Yekaterinburg, Russian Federation : IEEE, 2022. — С. 1740—1743.

112. Математический анализ примеры и задачи / Н. Г. Афондикова [и др.]. — 2011. — С. 152.
113. *Буй В. Т.* Построение математической модели корабельной платформы для подавления эффектов качки // Автоматика и программная инженерия. — 2021. — Т. 2, № 36. — С. 96—109.
114. *Буй В. Т., Юркевич В. Д.* Резонансный ПИ-регулятор для судовой электрогидравлической стабилизированной платформы // Доклады ТУСУР. — 2023. — Т. 26, № 2. — С. 81—87.
115. Force feedback versus acceleration feedback in active vibratio isolation / A. Preumont [и др.] // Journal of Sound and Vibration. — 2002. — Т. 257, № 4. — С. 605—613.
116. *Michiel A. Beijen A., Dirk Tjepkema D., Johannes van Dijk J. V.* Two-sensor control in active vibration isolation using hard mounts // Control Engineering Practice. — 2014. — Т. 26. — С. 82—90.
117. *Beijen M. A., Heertjes M. F., Butler H.* Self-tuning disturbance feedforward control with drift prevention for air mount systems // 2015 IEEE Conference on Control Applications (CCA). — NSW, Australia : Sydney, 2015. — С. 400—405.
118. *Буй В. Т.* Модификация метода расчета ПИД-регулятора для колебательного объекта второго порядка с запаздыванием // Автоматика и программная инженерия. — 2021. — Т. 35, № 1. — С. 21—27.
119. *Yu L., Rao C., Du L.* An active control method for vibration isolation of precision equipments // ISECS International Colloquium on Computing, Communication, Control, and Management, Sanya, China. — 2009. — С. 368—371.
120. *Yurkevich V. D., Naidu D. S.* Educational issues of PI-PID controllers // IFAC Proceedings Volumes. — 2012. — Т. 45, № 11. — С. 448—453.
121. *Юркевич В. Д.* Многоканальные системы управления. Синтез линейных систем с разнотемповыми процессами: учеб. — пособие. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2016. — С. 183.
122. *Porter W. A.* Diagonalization and inverses for nonlinear systems // Int. J. Control. — 1970. — Т. 11, № 1. — С. 67—76.

123. *Silverman L. M.* Decoupling with state feedback and precompensation // IEEE Trans. Automatic Control. — 1970. — Т. 15, № 3. — С. 487—489.
124. *Юркевич В. Д.* Алгоритм анализа реализуемости управляющих воздействий, обеспечивающих заданные движения на выходе объекта // Автоматизированное проектирование систем управления: межвуз. — 1988. — № 508. — С. 28—40.

Приложение А

Акты внедрения научных результатов диссертационной работы

НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ЦЕНТР
ИНСТИТУТ ИМЕНИ Н.Е. ЖУКОВСКОГО



ФЕДЕРАЛЬНОЕ АВТОНОМНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ

«СИБИРСКИЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
ИНСТИТУТ АВИАЦИИ ИМ. С.А. ЧАПЛЫГИНА»
(ФАУ «СибНИА им. С.А. Чаплыгина»)

ул. Ползунова, д. 21, г. Новосибирск, 630051

тел.: (383) 278 70 10, факс: (383) 278 70 01, sibnia@sibnia.ru, www.sibnia.ru
ОГРН 1225400008151, ИНН 5405071094, КПП 540501001, ОКПО 58030460

№ _____

На № _____ от _____

УТВЕРЖДАЮ

Научный руководитель

института

В.Л. Чемезов



марта 2024 г.

АКТ

о внедрении результатов диссертационного исследования
Буй Ван Там

Настоящим актом подтверждается, что результаты диссертационной работы на соискание ученой степени кандидата технических наук аспиранта кафедры «Автоматика» НГТУ Буй Ван Там по теме «Синтез резонансных регуляторов методом разделения движений для стабилизации платформ на подвижном основании» используются при разработке и реализации алгоритмов управления для электрогидравлических стендов прочностных испытаний авиационных конструкций в ФАУ «СибНИА им. С.А. Чаплыгина». Получены следующие результаты:

- проведена апробация резонансного регулятора на экспериментальном стенде прочностных испытаний;
- повышена точность формирования заданного гармонического режима силового нагружения конструкций за счет применения резонансного алгоритма управления;
- программный модуль резонансного регулятора включен в состав экспериментального программного комплекса системы управления стендом прочностных испытаний.

Начальник научно-исследовательского
отделения усталостной и статической
прочности авиационных конструкций
ФАУ «СибНИА им. С.А. Чаплыгина»

А.С. Лазненко

УТВЕРЖДАЮ:

Проректор по учебной работе
к.э.н., доцент, С.С. Чернов

«14» марта 2024 г.



АКТ

о внедрении научных результатов диссертационной работы Буй Ван Там
в процесс обучения студентов НГТУ

Материалы диссертационного исследования аспиранта кафедры «Автоматика» НГТУ Буй Ван Там «Синтез резонансных регуляторов методом разделения движений для стабилизации платформ на подвижном основании» используются в учебном процессе НГТУ в рамках дисциплины «Специальные главы теории управления», а также в процессе подготовки бакалавров по специальности 27.03.04 и магистров по специальности 27.04.04 «Управление в технических системах».

Декан АВТФ, к.т.н., доцент

И.Л. Рева

Заведующий кафедрой Автоматики,
к.т.н., доцент

И.Л. Рева

Ученый секретарь кафедры Автоматики,
к.т.н., доцент

Г.В. Саблина