Министерство образования и науки Российской Федерации

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ

“САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ, МЕХАНИКИ И ОПТИКИ”

ВЫПУСКНАЯ КВАЛИФИКАЦИОННАЯ РАБОТА

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ С ЗАПАЗДЫВАНИЕМ В УСЛОВИЯХ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ, ВОЗМУЩЕНИЙ И ПОМЕХ ИЗМЕРЕНИЙ

Автор Нехороших Артём Николаевич __ _____
(Фамилия, Имя, Отчество) (Подпись)

Направление подготовки (специальность) 15.04.06
(код, наименование)
Сетевые и мультиагентные системы

Квалификация магистр
(бакалавр, магистр)*

Руководитель Фуртат И. Б., доц., д.т.н. __ _____
(Фамилия, И., О., ученое звание, степень) (Подпись)

К защите допустить

Зав. кафедрой Фрадков А. Л., проф., д.т.н. _____
(Фамилия, И., О., ученое звание, степень) (Подпись)

“____” _____ 20 ____г.

Санкт-Петербург, 2018 г.

Студент_Нехороших А. Н._ Группа__Р4239__Кафедра____УСС____Факультет___СУиР___
(Фамилия, И,О.)

Направленность (профиль), специализация _15.04.06 Сетевые и мультиагентные системы__
_____

Консультант (ы):
а) _____Андриевский Б. Р., проф., д.т.н._____ _____
(Фамилия, И., О., ученое звание, степень) (Подпись)

б) _____нормоконтроллер Быстров С. В., доц., к.т.н._____ _____
(Фамилия, И., О., ученое звание, степень) (Подпись)

ВКР принята “____”_____20 ____г.

Оригинальность ВКР _____%

ВКР выполнена с оценкой _____

Дата защиты “____”_____20 ____г.

Секретарь ГЭК _____ _____
(ФИО) (подпись)

Листов хранения _____

Демонстрационных материалов/Чертежей хранения _____

Министерство образования и науки Российской Федерации

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ

“САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ, МЕХАНИКИ И ОПТИКИ”

УТВЕРЖДАЮ

Зав. кафедрой_____УСС_____

___Фрадков А. Л._____

(ФИО) (подпись)

«____» «_____» 20___ г.

З А Д А Н И Е
НА ВЫПУСКНУЮ КВАЛИФИКАЦИОННУЮ РАБОТУ

Студенту__Нехороших А. Н.__**Группа**__P4239__**Кафедра**__УСС___**Факультет**___СУиР____

Руководитель_____Фуртат И. Б., доц., д.т.н., Университет ИТМО, профессор_____

(ФИО, ученое звание, степень, место работы, должность)

1 Наименование темы: _Разработка и исследование алгоритмов управления с запаздыванием_ _в условиях параметрической неопределенности, возмущений и помех измерений_____

Направление подготовки (специальность) _____15.04.06_____

Направленность (профиль) _____Сетевые и мультиагентные системы_____

Квалификация _____магистр_____

(бакалавр, магистр, специалист, инженер)

2 Срок сдачи студентом законченной работы «_30_» «_____апреля_____» 20_18_г.

3 Техническое задание и исходные данные к работе

_1) провести обзор существующих алгоритмов управления с запаздыванием в условиях _____ параметрической неопределенности, возмущений и помех измерения;_____
_2) разработать робастные алгоритмы управления структурно определенными и структурно ___ неопределенными линейными объектами по выходу при наличии запаздывания в канале _____ состояния;_____
_3) разработать робастный алгоритм управления линейными объектами по выходу при наличии высокочастотных помех измерения;_____
_4) обобщить полученные результаты на случай линейных мультиагентных систем; _____
_5) применить разработанные алгоритмы к задаче стабилизации электрогенератора_____ и электроэнергетической сети;_____
_6) продемонстрировать эффективность разработанных алгоритмов по сравнению_____ с некоторыми существующими аналогами._____

4 Содержание выпускной квалификационной работы (перечень подлежащих разработке вопросов)

_1) обзор алгоритмов управления с запаздыванием в условиях параметрической неопределенности, возмущений и помех измерения;
_2) робастные алгоритмы управления линейными объектами;
_3) робастные алгоритмы управления линейными мультиагентными системами;
_4) управление электроэнергетической сетью.

5 Перечень графического материала (с указанием обязательного материала)

_1) структурные схемы разработанных систем управления;
_2) переходные процессы по ошибке слежения и сигналу управления, полученные при компьютерном моделировании разработанных алгоритмов управления;
_3) эквивалентные схемы замещения электрогенератора и электроэнергетической сети;
_4) векторные диаграммы электрогенератора;
_5) таблицы, демонстрирующие эффективность разработанных схем управления по сравнению с некоторыми существующими аналогами.

6 Исходные материалы и пособия

_1) Фрадков, А.Л. Робастное управление сетью электрических генераторов / А.Л. Фрадков, И.Б. Фуртат // Автоматика и телемеханика. – 2013. – № 11. – С. 100-113.
_2) Фуртат, И.Б. Робастный статический алгоритм управления линейными объектами / И.Б. Фуртат // Автоматика и Телемеханика. – 2015. – №. 3. – С. 94-107.
_3) Astolfi, D. A high-gain nonlinear observer with limited gain power / D. Astolfi, L. Marconi // IEEE Trans. Automatic Control. – 2015. – Vol. 60. – No. 11. – P. 3059-3064.
_4) Anderson, P.M. Power system control and stability / P.M. Anderson, A.A. Fouad. – Iowa: Iowa State University Press, 1977. – 658 p.

КАЛЕНДАРНЫЙ ПЛАН

№№ п/п	Наименование этапов выпускной квалификационной работы	Срок выполнения этапов работы	Отметка о выполнении, подпись руков.
1.	Обзор существующих алгоритмов управления	09.2016 – 10.2016	
2.	Синтез алгоритмов управления с запаздыванием линейными объектами	11.2016 – 06.2017	
3.	Обобщение полученных результатов на класс линейных мультиагентных систем	07.2017 – 12.2017	
4.	Применение разработанных алгоритмов управления к задаче стабилизации электрогенератора и электроэнергетической сети	01.2018 – 02.2018	
5.	Оформление пояснительной записки	03.2018 – 04.2018	

8 Дата выдачи задания «____» «_____» 20____г.

Руководитель_____
(подпись)

Задание принял к исполнению_____ «____» «_____» 20____г.
(подпись)

Содержание

Сокращения и обозначения 4

Введение 5

1 Обзор алгоритмов управления с запаздыванием в условиях параметрической неопределенности, возмущений и помех измерения 9

1.1 Использование наблюдателей в условиях параметрической неопределенности, возмущений и помех измерения 9

1.2 Алгоритмы управления с искусственным запаздыванием 12

1.3 Алгоритмы управления электрическим генератором 17

1.4 Алгоритмы управления электроэнергетической сетью 19

1.5 Выводы по разделу 1 21

2 Робастные алгоритмы управления линейными объектами 23

2.1 Робастный алгоритм управления линейными объектами с запаздыванием по состоянию 23

2.2 Робастный алгоритм управления структурно неопределенными линейными объектами 26

2.3 Робастный алгоритм управления линейными объектами в условиях высокочастотных помех измерения 28

2.4 Примеры 31

2.5 Выводы по разделу 2 36

3 Робастные алгоритмы управления линейными мультиагентными системами 37

3.1 Робастный алгоритм управления линейными мультиагентными системами со структурно определенными агентами 37

3.2 Робастный алгоритм управления линейными мультиагентными системами со структурно неопределенными агентами 41

3.3 Робастный алгоритм управления линейными мультиагентными системами в условиях высокочастотных помех измерения 43

3.4 Примеры 46

3.5 Выводы по разделу 3 51

Перв. примен.

Справ. №

Подп. и дата.

Инв. № дубл.

Взам. инв. №

Подп. и дата

Инв. № подл.

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата
Разраб.		Нехороших А.Н.		21.04.18
Пров.		Фуртат И.Б.		21.04.18
Н. контр.		Быстров С.В.		21.04.18
Утв.		Фрадков А.Л.		21.04.18

КУСС.102.Р4239.001 ПЗ

Разработка и исследование алгоритмов управления с запаздыванием в условиях параметрической неопределенности, возмущений и помех измерений. Пояснительная записка

Лит.	Лист	Листов
	2	90

Университет ИТМО
Кафедра УСС
Группа Р4239

4 Управление электроэнергетической сетью 52
4.1 Робастный алгоритм управления электрическим генератором 52
4.2 Робастный алгоритм управления сетью электрических генераторов 64
4.3 Выводы по разделу 4 79

Заключение 80

Список использованных источников 82

Сокращения и обозначения

о.е. – относительные единицы;

$\mathbb{R}$ – множество действительных чисел;

$\mathbb{C}$ – множество комплексных чисел;

$\mathbb{S}^n_+$ – множество симметричных положительно определенных $n \times n$ матриц;

$p = d/dt$ – оператор дифференцирования;

$\lambda \in \mathbb{C}$ – комплексная переменная Лапласа;

$\exp[\cdot]$ – матричная экспонента;

$\overline{\lim\limits_{t\to\infty}} |\cdot| = \lim\limits_{t\to\infty} \sup\limits_{t\geq 0} |\cdot|$ – предел точной верхней границы;

$\mathrm{O}(\mu)$ – бесконечно малая функция порядка μ;

$\mathrm{diag}\{\ldots\}$ – диагональная матрица;

$O_{n\times k} \in \mathbb{R}^{n\times k}$ – нулевая $n \times k$ матрица;

$O_n \in \mathbb{R}^{n\times n}$ – нулевая $n \times n$ матрица;

$I_n \in \mathbb{R}^{n\times n}$ – единичная $n \times n$ матрица;

$*$ – симметричный элемент матрицы;

$\mathrm{sgn}[\cdot]$ – знак числа;

$C_i^j = \frac{i!}{j!(i-j)!}$ – биномиальный коэффициент.

Введение

Актуальность темы исследования

Для управления динамическим объектом или процессом необходимо иметь информацию о его состоянии. Однако переменные состояния не всегда могут быть непосредственно измерены или же их измерение может быть экономически невыгодным. В таком случае вместо вектора состояния используется его оценка, которая может быть получена с помощью наблюдателей. В условиях параметрической неопределенности объекта и наличия внешних возмущений задача синтеза наблюдателя усложняется. Таким образом, проектирование робастных к внешним возмущениям наблюдателей, обладающих высокой скоростью сходимости оценки вектора состояния к истинному значению, является одной из важнейших практических задач.

Информацию о доступных непосредственному измерению компонентах состояния можно получить, используя соответствующий датчик. Однако показания всех датчиков так или иначе содержат помехи измерения, обусловленные как физическим принципом действия датчика, так и особенностями функционирования системы. Игнорирование помех измерения при синтезе систем управления может привести к ухудшению качества регулирования или даже к потере устойчивости замкнутой системы. Решению данной проблемы посвятили труды многие ученые (Д. Астолфи, Л. Маркони, Л. Прайи, Х. Халил и др.). Как правило, проблему влияния высокочастотных помех измерения пытаются решить использованием наблюдателей с большим коэффициентом усиления с переключающейся структурой. Во время переходных процессов используется больший коэффициент усиления для ускорения восстановления вектора состояния объекта, в установившемся режиме – меньший коэффициент для уменьшения полосы пропускания наблюдателя и снижения влияния высокочастотной помехи на поведение системы. Но использование наблюдателей с переключающейся структурой вызывает проблемы с их технической реализацией, например, такие как выбор времени и порога переключения. Принципиально иным решением данной задачи является использование фильтра низких частот или расширение размерности наблюдателя таким образом, что дополнительные дифференциальные уравнения по своей сути также являются фильтрами низких частот.

Однако введение наблюдателя в систему управления повышает ее динамический порядок, что может иметь негативные последствия на устойчивость системы в целом. Альтернативой использованию наблюдателя может служить синтез алгоритмов управления с искусственным запаздыванием, где оценка производных осуществляется с помощью приближенного дифференцирования. В работах, посвященных использованию данного метода, отмечается чувствительность такого алгоритма к высокочастотным помехам измерения и указывается минимальное значение запаздывания, при котором влияние помехи не нарушает устойчивости системы.

Решением указанных недостатков может служить система управления, наследующая преимущества каждого из подходов. Синтезу такого алгоритма управления и посвящена данная ра-

бота. Важно отметить, что существует еще меньше работ, решающих проблему управления по выходу линейными мультиагентными системами в условиях параметрической неопределенности, внешних возмущений и помех измерения. Данный пробел также будет восполнен в настоящей работе. К немало важным преимуществам проектируемых алгоритмов можно отнести простоту выборы параметров регулятора и его технической реализации.

В качестве технической задачи, для которой актуальны вышеперечисленные проблемы, может выступать задача управления электрогенератором или электроэнергетической сетью. Параметры электрогенератора, а тем более параметры всей электроэнергетической сети не могут быть измерены, что соответствует параметрической неопределенности объекта. Поскольку электромагнитные процессы протекают за малые промежутки времени, то естественно возникновение высокочастотных помех измерения. Таким образом, разработка подобных алгоритмов имеет колоссальную практическую значимость на сегодняшний день.

Степень разработанности темы исследования

Несмотря на большое количество работ, посвященным синтезу робастных алгоритмов управления параметрически и структурно неопределенными системами в условиях внешних возмущений и высокочастотных помех измерения, данные проблемы редко рассматриваются в совокупности. Например, в работе Х. Халила (2016 г.) решается поставленная задача путем использования наблюдателя с большим коэффициентом усиления совместно с фильтром низких частот. Однако использование наблюдателя приводит к увеличению динамического порядка системы управления, что может негативно сказаться на устойчивости замкнутой системы. Наоборот, в работе И.Б. Фуртата (2015 г.) используется алгоритм управления с введением искусственного запаздывания, позволяющий получить невысокий динамический порядок системы управления. Однако в данной работе не рассматривалось наличие помех измерения. Данная работа будет посвящена обобщению указанных выше результатов для получения решения поставленной задачи.

Цель диссертационной работы

Целью диссертационной работы является разработка и исследование робастных алгоритмов управления параметрически и структурно неопределенными линейными объектами и мультиагентными системами в условиях внешних возмущений, запаздывания в канале состояния и высокочастотных помех измерений, а также разработка алгоритмов управления электрогенератором и электроэнергетической сетью. Разрабатываемые законы управления должны обеспечивать заданную точность функционирования системы в установившемся режиме.

Для достижения поставленных целей были решены следующие задачи:

а) разработаны алгоритмы управления по выходу параметрически и структурно неопределенными линейными объектами в условиях внешних возмущений, запаздывания в канале состояния и высокочастотных помех измерений. Сформулированы утверждения, соблюдение условий которых гарантирует выполнение задачи слежения объекта за заданным эталонным сигналом;

б) разработаны децентрализованные алгоритмы управления по выходу параметрически и структурно неопределенными линейными мультиагентными системами в условиях внешних возмущений и высокочастотных помех измерений. Сформулированы утверждения, соблюдение условий которых гарантирует выполнение задачи слежения объекта за заданным эталонным сигналом;

в) проведено математическое моделирование электрического генератора и электроэнергетической сети и исследование синтезированных алгоритмов управления, демонстрирующее эффективность предложенного подхода по сравнению с некоторыми существующими аналогами.

Научная новизна

Научная новизна работы заключается в следующем:

а) доказана сходимость ошибки слежения в ограниченную область при использовании закона управления по выходу с введением искусственного запаздывания параметрически и структурно неопределенными линейными объектами в условиях внешних возмущений, запаздывания в канале состояния и высокочастотных помех измерений;

б) доказана сходимость ошибки слежения в ограниченную область при использовании децентрализованного закона управления по выходу с введением искусственного запаздывания параметрически и структурно неопределенными линейными мультиагентными системами в условиях внешних возмущений и высокочастотных помех измерений;

в) разработана система управления, состоящая из алгоритма фильтрации высокочастотной помехи и закона управления с введением искусственного запаздывания и позволяющая более эффективно устранять негативное влияние помехи по сравнению с некоторыми существующими аналогами.

Теоретическая и практическая значимость

В диссертационном исследовании развиваются робастные алгоритмы управления объектами по выходу. Показана возможность синтеза системы управления пониженного динамического порядка, обеспечивающей требуемую точность функционирования параметрически и структурно неопределенного объекта в условиях внешних возмущений и высокочастотных помех измерения.

Разработанные алгоритмы могут быть применены в системах управления электроэнергетической сетью, ректификационной колонной, мобильными роботами и т.д., где измеренные при помощи датчиков выходные сигналы могут содержать высокочастотную помеху.

Методы исследования

Для решения поставленных задач была использован аппарат робастного синтеза системы управления. В работе был развит подход к управлению по выходу, при котором оценка производных выходной величины осуществлялась приближенным дифференцированием с помощью левых

разностей. Такой подход позволил упростить выбор параметров закона управления и уменьшить динамический порядок системы. Компьютерное моделирование разработанных алгоритмов проводилось с использованием программной среды Matlab.

Степень достоверности и апробация результатов

Основные результаты диссертации докладывались на следующих конференциях:

а) XVIII конференция молодых ученых «Навигация и управление движением». Санкт-Петербург, ОАО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор». 15.03.2016–18.03.2016;

б) 12th IFAC International Workshop on Adaptation and Learning in Control and Signal Processing (ALCOSP 2016). Эйндховен, Нидерланды. 29.06.2016–01.07.2016;

в) XIX конференция молодых ученых «Навигация и управление движением». Санкт-Петербург, ОАО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор». 14.03.2017–17.03.2017;

г) 25th Mediterranean Conference on Control and Automation (MED 2017). Валлетта, Мальта. 03.07.2017–06.07.2017.

Достоверность полученных результатов, представленных в диссертационной работе, подтверждается:

а) строгостью постановок задач, корректным использованием математического аппарата;

б) представленными в диссертационной работе результатами численного моделирования в программной среде MATLAB/Simulink;

в) печатными работами, а также статьями в сборниках трудов конференций. Среди 5 опубликованных трудов 2 работы напечатаны в рецензируемых журналах [1, 2], входящих в перечень ВАК, 2 статьи опубликованы в реферируемых изданиях трудов международных конференций, индексируемых международными базами данных Scopus и Web of Science [3, 4].

Результаты работы использовались при выполнении следующих НИОКР:

а) гранта Российского научного фонда № 14-29-00142;

б) грантов Российского фонда фундаментальных исследований (№ 16-08-00282, 16-08-00686, 17-08-01266, 17-08-01728);

в) гранта Министерства образования и науки Российской Федерации (№ 14.Z50.31.0031) ;

г) гранта Правительства Российской Федерации (074-U01);

д) гранта Президента Российской Федерации (договор № 14.W01.16.6325-МД (№ МД-6325.2016.8)).

1 Обзор алгоритмов управления с запаздыванием в условиях параметрической неопределенности, возмущений и помех измерения

1.1 Использование наблюдателей в условиях параметрической неопределенности, возмущений и помех измерения

При синтезе алгоритмов управления динамическими объектами необходимо иметь информацию о векторе состояния объекта. Однако когда переменные состояния не могут быть непосредственно измерены или их измерение экономически не выгодно, вместо вектора состояния используется его оценка, которая может быть получена с помощью наблюдателей. Проектирование робастных к внешним возмущениям наблюдателей, обладающих высокой скоростью сходимости оценки вектора состояния к истинному значению, является одной из важнейших практических задач.

В работах [6, 7] был предложен наблюдатель с большим коэффициентом усиления, который с тех пор стал важнейшим инструментом при оценке вектора состояния в задачах управления объектом по выходу. При отсутствии помех измерения данный наблюдатель позволят оценить производные выходного сигнала с достаточно большой скоростью, при этом оставаясь робастным к параметрическим неопределенностям и внешним возмущениям [6].

Однако теория использования наблюдателей показывает, что всегда существует компромисс между чувствительностью наблюдателя к помехам измерения и его способностью к быстрому восстановлению вектора состояния [8]. По мере увеличения коэффициента усиления пропускная способность наблюдателя расширяется. При расширении полосы пропускания поведение наблюдателя с большим коэффициентом усиления асимптотически приближается к поведению дифференциатора. В таком случае наличие высокочастотных помех изменения снижает возможности наблюдателя к точному восстановлению вектора состояния. В работе [9] авторы, рассматривая модель объекта в дискретном времени, решают данную проблему, используя переключающийся фильтр, состоящий из двух линейных фильтров (один для переходного режима, а другой для установившегося состояния). Переключение фильтров осуществляется в зависимости от величины ошибки оценки вектора состояния. Идея данного метода заключается в использовании фильтра с большим коэффициентом усиления во время переходного режима для ускорения процесса оценки вектора состояния. Фильтр с меньшим коэффициентом усиления начинает использоваться после того, как ошибка оценки достигает установившегося порога, тем самым уменьшая полосу пропускания фильтра и предотвращая значительное влияние помех измерения на поведение системы. В работе [10] авторы стремятся свести к минимуму ошибку квантования выхода при использовании дискретного датчика, вводя нелинейность с зоной нечувствительности в схему оценки вектора состояния. Нелинейность с зоной нечувствительности используется для «плавного» изменения полосы пропускания фильтра, чтобы первоначально достичь быстрой оценки вектора состояния,

а, в конечном счете, минимизировать ошибку квантования.

В работе [11] исследуется наблюдатель с большим коэффициентом усиления с неизвестным знаком коэффициента адаптации для систем с потенциально нелокальными липшицевыми функциями и зашумленным выходом. В работе [12] используется адаптивная схема настройки коэффициента усиления для обеспечения робастности системы к помехам измерения. Однако этот подход часто приводит к сильно колебательному, хотя и ограниченному переходному процессу оценки вектора состояния. В работе [13] авторы предлагают расширенный фильтр Калмана с адаптивно изменяющимся большим коэффициентом усиления для обеспечения подавления помех измерения и глобальной сходимости оценки вектора состояния при тщательной настройке параметров. В более общем плане в работе [14] анализируется поведение наблюдателей с улучшенными переходными характеристиками как для линейных, так и для нелинейных систем; эффекты наличия помех измерения кратко рассматриваются при проектировании одного наблюдателя с большим коэффициентом усиления.

Влияние помех измерения на успешность применения наблюдателя с большим коэффициентом усиления изучалось в работах [15–17]. В [15] показано, что установившееся значение ошибки оценки зависит от наличия неопределенностей в системе, влияние которых может быть уменьшено за счет увеличения коэффициента усиления. В то же время данная ошибка также зависит и от помех измерения, влияние которых усиливается за счет увеличения коэффициента усиления. Данная зависимость ограничивает максимальное значение коэффициента усиления, что приводит к снижению скорости оценки вектора состояния. В работе [16] коэффициент усиления выбирается в качестве выхода нелинейности таким образом, чтобы большие значения коэффициента соответствовали переходному процессу, а меньшие – установившемуся режиму. Наблюдатель с переключаемым коэффициентом усиления предлагается в [17] для обеспечения большего коэффициента усиления в течение переходного процесса для быстрой оценки вектора состояния и меньшего – для уменьшения влияния помехи измерения, после того как вектор состояния удовлетворительно оценен. Однако использование блока переключения может вызвать ряд осложнений, например, время и порог переключения коэффициентов усиления. Таким образом, техническая реализация наблюдателя с переключаемым коэффициентом усиления может быть затруднительной.

В работе [18] исследуется использование наблюдателя с большим коэффициентом усиления совместно в фильтром низких частот. Показано, что при правильном выборе большого коэффициента усиления наблюдателя и сопрягающей частоты фильтра экспоненциальная устойчивость замкнутой системы сохраняется. В работах [19, 20] предлагается использовать наблюдатель с большим коэффициентом усиления с увеличенной вдвое размерностью. Дополнительная динамика фильтра по своей сути является фильтром низких частот, что позволяет уменьшить влияние высокочастотных помех измерения. В работе [21] авторы исследуют чувствительность наблюдателя с большим коэффициентом усиления к высокочастотным помехам измерения. Анализ показал, что коэффициент усиления следует одновременно выбирать малым по сравнению с наименьшей

частотой помехи и достаточно большим для обеспечения сходимости оценки вектора состояния. В работе [22] предложен новый наблюдатель с большим коэффициентом усиления, на вход которого подается сигнал невязки оценки, пропущенный через нелинейность типа насыщения с адаптивно изменяющимися пределами. Такая схема позволяет уменьшить влияние помехи измерения, представленной как в виде высокочастотного сигнала, так и импульсного.

Альтернативой наблюдателю с большим коэффициентом усиления может служить наблюдатель, работающий в скользящем режиме. Как было показано в работах [23, 24], такой наблюдатель робастен к параметрическим неопределенностям и внешним возмущениям, но чувствителен к помехам измерения. В работе [25] получено ограничение на ошибку оценки производных выходного сигнала при использовании наблюдателя, работающего в скользящем режиме, высокого порядка. В работе [26] приведены результаты моделирования при использовании наблюдателя с большим коэффициентом усиления и наблюдателя, работающего в скользящем режиме, при наличии помех измерения. Сравнительный анализ показал, что использование обоих наблюдателей сопоставимо.

Не смотря на обширный список работ, посвященных проектированию и использованию наблюдателей, введение их в систему управления повышает ее динамический порядок, что может негативно сказаться на свойствах устойчивости системы. В связи с этим в следующем разделе рассматривается закон управления, в котором оценка производных выходного сигнала осуществляется с помощью приближенного дифференцирования. Данный закон управления зависит от параметра, по сути являющегося большим коэффициентом усиления. Соответственно данная схема наследует полезные качества наблюдателя с большим коэффициентом усиления: робастность к параметрическим неопределенностям и внешним возмущением, высокую скорость сходимости оценки вектора состояния.

1.2 Алгоритмы управления с искусственным запаздыванием

Хорошо известно, что наличие запаздывания в объекте управления в большинстве случаев может привести к неустойчивости системы. Однако для некоторых систем запаздывание может оказывать стабилизирующий эффект [27]. Рассмотрим модель двойного интегратора

$$\ddot{y}(t) = u(t), \tag{1.1}$$

где $y(t) \in \mathbb{R}$ – регулируемая переменная, о.е. (относительные единицы);

$u(t) \in \mathbb{R}$ – управляющее воздействие, о.е.

Двойной интегратор (1.1) не может быть стабилизирован статическим законом управления по выходу без введения искусственного запаздывания, т.е. законом управления вида

$$u(t) = -d_0 y(t), \tag{1.2}$$

где $d_0 > 0$ – коэффициент обратной связи по регулируемой переменной.

С другой стороны система (1.1) может быть стабилизирована при выборе закона управления вида

$$u(t) = -d_0 y(t) - d_1 \dot{y}(t), \tag{1.3}$$

где $d_1 > 0$ – коэффициент обратной связи по производной регулируемой переменной.

Поскольку производную регулируемой переменной $\dot{y}(t)$ можно оценить с помощью приближенного дифференцирования

$$\dot{y}(t) \approx \frac{y(t) - y(t-h)}{h}, \tag{1.4}$$

где $h > 0$ – искусственное запаздывание, с,

то закон управления (1.3) может быть переписан в статической форме

$$u(t) = -\bar{d}_0 y(t) - \bar{d}_1 y(t-h), \tag{1.5}$$

где

$$\bar{d}_0 = d_0 + d_1/h,$$
$$\bar{d}_1 = -d_1/h.$$

В работе [27] данная задача обобщается на случай объекта управления, состоящего из n интеграторов

$$y^{(n)}(t) = u(t). \tag{1.6}$$

Показано, что для стабилизации объекта (1.6) необходимо и достаточно использовать закон управления вида

$$u(t) = -\sum_{i=0}^{n-1} \bar{d}_i y(t-h_i), \tag{1.7}$$

$\bar{d}_i$ – коэффициент обратной связи;

$h_i > 0$ – искусственное запаздывание (можно выбрать в виде $h_i = ih$), с;

$h > 0$ – достаточно малое запаздывание, с.

Коэффициенты обратной связи вычисляются следующим образом:

$$\begin{bmatrix} \bar{d}_0 & \bar{d}_1 & \dots & \bar{d}_{n-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_0 & d_1 & \dots & d_{n-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -h_0 & \dots & \frac{(-h_0)^{n-1}}{(n-1)!} \\ 1 & -h_1 & \dots & \frac{(-h_1)^{n-1}}{(n-1)!} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & -h_{n-1} & \dots & \frac{(-h_{n-1})^{n-1}}{(n-1)!} \end{bmatrix}^{-1}, \tag{1.8}$$

где $d_0, d_1, \dots, d_{n-1}$ – коэффициенты, выбираемые так, чтобы полином $D(\lambda) = \lambda^n + d_{n-1}\lambda^{n-1} + \dots + d_1\lambda + d_0$ был гурвицевым;

$\lambda \in \mathbb{C}$ – комплексная переменная Лапласа.

В работе [28] рассмотрена задача управления объектом (1.6) в условиях параметрической неопределенности, внешних возмущений и помех измерения

$$\begin{cases} \dot{x}_i(t) = x_{i+1}(t) + f_i(t), i = 1, \dots, n-1, \\ \dot{x}_n(t) = a(d(t), x(t))u(t) + f_n(t), \\ z(t) = x_1(t) + w(t), \end{cases} \tag{1.9}$$

где $z(t) \in \mathbb{R}$ – выходной сигнал, доступный измерению, о.е.;

$x(t) = [x_1(t), \dots, x_n(t)]^T \in \mathbb{R}^n$ – вектор состояния модели;

$f_1(t), \dots, f_n(t) \in \mathbb{R}$ – внешние возмущающие воздействия, ограниченные по амплитуде, о.е.;

$d(t) \in \mathbb{R}^l$ – параметрическая неопределенность, ограниченная по амплитуде;

$a(d(t), x(t)) > 0 \in \mathbb{R}$ – ограниченная функция;

$w(t) \in \mathbb{R}$ – помеха измерения, ограниченная по амплитуде, о.е.

В работе показано, что для стабилизации объекта (1.9) достаточно использовать закон управления вида

$$u(t) = -\sum_{i=0}^{n-1} \bar{d}_i z(t - ih). \tag{1.10}$$

Коэффициенты обратной связи $\bar{d}_i$ вычисляются по формуле (1.8), учитывая, что $h_i = ih$. Приведена верхняя оценка величины запаздывания h, при которой замкнутая система остается устойчивой. Однако по словам авторов данная оценка является слишком консервативной. В работе указано, что при уменьшении запаздывания h система становится чувствительной к помехам измерения. Данный недостаток присущ всем законам управления с большим коэффициентом усиления.

В работе [29] рассмотрен параметрически неопределенный объект управления в условиях внешних возмущений

$$Q(p)y(t) = kR(p)u(t) + f(t), \tag{1.11}$$

где $f(t) \in \mathbb{R}$ – внешнее возмущающее воздействие, ограниченное по амплитуде, о.е.;

$Q(p), R(p)$ – нормированные линейные стационарные дифференциальные операторы с неизвестными коэффициентами порядка n и m соответственно;

$k > 0$ – высокочастотный коэффициент усиления;

$p = d/dt$ – оператор дифференцирования.

Для стабилизации объекта (1.11) закон управления задается в форме

$$u(t) = -\alpha \sum_{i=0}^{\gamma-1} d_i \bar{y}^{(i)}(t), \tag{1.12}$$

где $\alpha > 0$ – настраиваемый параметр;

$\gamma = n - m$ – относительная степень объекта управления;

$d_0, d_1, \ldots, d_{n-1}$ – коэффициенты, выбираемые так, чтобы полином $D(\lambda) = d_{n-1}\lambda^{n-1} + \ldots + d_1\lambda + d_0$ был гурвицевым;

$\bar{y}^{(i)}(t)$ – оценка i-ой производной выходного сигнала, вычисляемая в силу уравнения

$$\begin{aligned} \bar{y}(t) &= y(t), \\ \bar{y}^{(i)}(t) &= \frac{\bar{y}^{(i-1)}(t) - \bar{y}^{(i-1)}(t-h)}{h}, \quad i = 1, \ldots, \gamma - 1. \end{aligned} \tag{1.13}$$

Таким образом, закон управления (1.12) можете быть переписан в виде

$$u(t) = -\alpha \sum_{i=0}^{\gamma-1} \frac{d_i}{h^i} \sum_{j=0}^{i} (-1)^j C_i^j y(t - jh), \tag{1.14}$$

где $C_i^j = \dfrac{i!}{j!(i-j)!}$ – биномиальный коэффициент.

В работе [30] обобщается задача управления объектом (1.11) на случай присутствия помех измерения:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + b(u(t) + f(t)), \\ z(t) = Cx(t) + w(t), \end{cases} \tag{1.15}$$

где $A \in \mathbb{R}^{n\times n}$, $b \in \mathbb{R}^{n\times 1}$, $C \in \mathbb{R}^{1\times n}$ – матрицы состояния, входа и выхода объекта соответственно.

Для стабилизации объекта (1.15) достаточно использовать закон управления вида

$$u(t) = -\nu \sum_{i=0}^{\gamma-1} \kappa^{\gamma-i} d_i \bar{z}^{(i)}(t), \tag{1.16}$$

где $\nu, \kappa > 1$ – достаточно большие коэффициенты;

$\bar{z}^{(i)}(t)$ – оценка i-й производной сигнала $z(t)$, вычисляемая в силу выражения

$$\begin{aligned} \bar{z}(t) &= z(t), \\ \bar{z}^{(i)}(t) &= \frac{\bar{z}^{(i-1)}(t) - \bar{z}^{(i-1)}(t-h)}{h}, \quad i = 1, \ldots, \gamma - 1. \end{aligned} \tag{1.17}$$

В работе доказано, что в случае отсутствия внешних возмущений и помех измерения замкнутая система является экспоненциально устойчивой. Однако при уменьшении запаздывания h система также становится чувствительной к помехам измерения, как и при использовании закона управления (1.10).

В работе [31] рассмотрена задача управления многомерным объектом:

$$\begin{cases} y^{(n)}(t) = \sum\limits_{i=0}^{n-1} A_i y^{(i)}(t) + Bu(t), \\ z(t) = y(t) + Ew(t), \end{cases} \tag{1.18}$$

где $y(t) \in \mathbb{R}^k$ – регулируемая переменная, о.е.;

$u(t) \in \mathbb{R}^m$ – управляющее воздействие, о.е.;

$w(t) \in \mathbb{R}^r$ – помеха измерения, о.е.;

$A_i \in \mathbb{R}^{k\times k}, B \in \mathbb{R}^{k\times m}, E \in \mathbb{R}^{k\times r}$ – известные матрицы состояния, входа и выхода объекта соответственно.

Показано, что для стабилизации объекта (1.18) достаточно использовать закон управления вида

$$u(t) = -\sum_{i=0}^{n-1} \bar{D}_i z(t - h_i), \tag{1.19}$$

$\bar{D}_i \in \mathbb{R}^{m\times k}$ – матрица коэффициентов обратной связи;

$h_i > 0$ – искусственное запаздывание ($h_0 = 0$), с.

Матрицы коэффициентов обратной связи вычисляются следующим образом:

$$\begin{bmatrix} \bar{D}_0 & \bar{D}_1 & \ldots & \bar{D}_{n-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_0 & D_1 & \ldots & D_{n-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_k & O_k & \ldots & O_k \\ I_k & -h_1 I_k & \ldots & \frac{(-h_1)^{n-1}}{(n-1)!} I_k \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ I_k & -h_{n-1} I_k & \ldots & \frac{(-h_{n-1})^{n-1}}{(n-1)!} I_k \end{bmatrix}^{-1}, \tag{1.20}$$

где $D_0, D_1, \ldots, D_{n-1} \in \mathbb{R}^{m\times k}$ – матрицы коэффициентов, выбираемые так, чтобы матрица

$$A + \bar{B}D = \begin{bmatrix} O_k & I_k & O_k & \ldots & O_k \\ O_k & O_k & I_k & \ldots & O_k \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ O_k & O_k & O_k & \ldots & I_k \\ A_0 & A_1 & A_2 & \ldots & A_{n-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} O_{k\times m} \\ O_{k\times m} \\ \vdots \\ O_{k\times m} \\ B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_0 & D_1 & \ldots & D_{n-1} \end{bmatrix} \tag{1.21}$$

была гурвицевой;

$O_{k\times m} \in \mathbb{R}^{k\times m}$ – нулевая $k \times m$ матрица;

$O_k \in \mathbb{R}^{k\times k}$ – нулевая $k \times k$ матрица;

$I_k \in \mathbb{R}^{k\times k}$ – единичная $k \times k$ матрица.

Из приведенного выше обзора видно, что введение искусственного запаздывания позволяет синтезировать алгоритмы управления, робастные к параметрическим неопределенностям и внешним возмущениям при наличии помех измерения. Однако существует недостаток, присущий всем алгоритмам, заключающийся в отрицательном влиянии помехи измерения на устойчивость замкнутой системы при выборе достаточно малого запаздывания h. Из приведенных выше формул видно, что величина запаздывания возводится в отрицательную степень, что в конечном счете эквивалентно использованию большого коэффициента усиления. Таким образом, алгоритмы управления с искусственным запаздыванием оказываются так же чувствительны к помехам измерения, как и наблюдатели с большим коэффициентом усиления. Данная работа будет посвящена обобщению метода [29] для управления объектами и мультиагентными системами в условиях параметрических неопределенностей, внешних возмущений и высокочастотных помех измерения. Для подавления влияния высокочастотной помехи измерения на устойчивость замкнутой системы предлагается предварительно использовать фильтр низких частот, как в работе [18].

1.3 Алгоритмы управления электрическим генератором

Проблема устойчивой работы электрогенератора по существу является проблемой соблюдения баланса механической P_m и электрической P_e мощностей. В электроэнергетических системах регулирование механической мощности P_m осуществляется с помощью регулятора первичного двигателя, например, турбины. Поскольку механические процессы протекают гораздо медленнее, чем электрические, то в задачах устойчивости и управления электрогенератором механическую мощность P_m полагают постоянной величиной. Величину электрической мощности P_e можно изменять посредством изменения тока, протекающего в обмотке возбуждения генератора. Таким образом, прикладывая требуемое напряжение к обмотке возбуждения, можно добиться баланса мощностей $P_e = P_m$ и тем самым обеспечить устойчивость системы.

При разработке регулятора контура возбуждения электрогенератора возникает ряд сложностей: математическая модель генератора существенно нелинейна, а также параметры модели могут значительно изменяться в течение функционирования системы. Для преодоления данных сложностей было разработано множество вариантов регулятора контура возбуждения, речь о которых пойдет ниже.

Идея использования контура возбуждения генератора для стабилизации системы была предложена в [32] и затем обобщена в [33]. Для синтеза линейного регулятора, подавляющего низкочастотные колебания в энергетической системе, используется линеаризованная модель объекта. Ключевая идея работ [32, 33] заключается в создании дополнительного демпфирующего момента в системе при помощи контура возбуждения генератора. Этот подход совершенствовался на протяжении многих лет, и в настоящее время это хорошо зарекомендовавший себя метод для разработки линейных регуляторов контура возбуждения в энергосистеме [34–40]. Основное ограничение данных линейных регуляторов заключается в том, что их рабочие области не могут быть расширены далеко от точки равновесия, для которой они разработаны.

Для принципиального преодоления этого ограничения требуется использование нелинейных регуляторов контура возбуждения электрогенератора [41, 42]. В работе [43] для синтеза регулятора контура возбуждения генератора предлагается использовать нелинейный метод бэкстеппинга. Данный подход обеспечивает стабилизацию электрогенератора, если параметры модели точно известны, в противном случае – нет. Для решения данной проблемы в [44–46] используется адаптивный метод бэкстеппинга. Однако в данных работах наличие внешнего возмущения не рассматривается. Работа [47] опирается на введение робастной модификации в адаптивный метод бэкстеппинга для борьбы с параметрическими неопределенностями, внешними возмущениями и помехами измерения. Основной проблемой адаптивных методов бэкстеппинга является выбор коэффициентов адаптации. В случае их неправильного выбора качество функционирования регулятора ухудшается.

Использование метода управления в скользящем режиме также широко использовалось для синтеза регуляторов контура возбуждения генератора. В работах [48–50] предложены регулято-

ры, работающие в скользящем режиме, для обеспечения робастности к параметрическим неопределенностям и внешним возмущениям. Однако главным ограничением на использование такого рода регуляторов является выбор поверхности переключения во время быстро протекающих переходных процессов, которые довольно распространены в энергосистемах. К тому же еще одним хорошо известным недостатком таких регуляторов является возникновения немоделируемой динамики вследствие эффекта чаттеринга.

Также существует несколько работ, в которых используется метод пассификации при синтезе нелинейного регулятора контура возбуждения генератора. Например, в [51, 52] для синтеза регулятора используется информация о полной энергии системы. Однако в реальных условиях достаточно трудно, а порой и невозможно вычислить точно полную энергию генератора, что не привело к широкому распространению данного метода в реальных энергосистемах.

Нелинейные методы управления с прогнозирующими моделями позволяют сразу синтезировать регулятор контура возбуждения генератора во время оптимизации некоторой нелинейной целевой функции [53, 54]. Данный подход удобен в задачах управления генератором, поскольку целевая функция достаточно проста. Однако реализация схемы управления с прогнозирующими моделями требует знание точной информации о параметрах объекта для обеспечения требуемой цели функционирования.

Метод линеаризации обратной связью широко используется в энергетических приложениях. Методы точной линеаризации обратной связью использовался в работах [55–57] для синтеза регулятора контура возбуждения генератора. В [55–57] для стабилизации линеаризованной системы использовался линейно-квадратичный регулятор. Однако в [55–57] не рассматриваются параметрические неопределенности и внешние возмущения. Метод прямой линеаризации обратной связью использовался в работе [58] для синтеза регулятора контура возбуждения генератора в отсутствии неопределенностей. Улучшенная версия метода прямой линеаризации обратной связью был предложен [59, 60] в условиях параметрических неопределенностей объекта. Метод частичной линеаризации обратной связью использовался в работах [61, 62] для управления генератором, где в качестве выходного сигнала выступала частота вращения ротора генератора. Однако в работах [61, 62] не рассматривались какие-либо неопределенности в системе. Улучшенная робастная модификации метода частичной линеаризации обратной связью была предложена в работе [63], где параметрические и зависящие от вектора состояния неопределенности интерпретировались как структурные неопределенности, которые учитываются при синтезе линейно-квадратичного регулятора. Так как спроектированный линейно-квадратичный регулятор зависит от предварительно оцененных структурных неопределенностей, то его функционирование может ухудшится при существенном изменении параметров. Таким образом, существующие методы линеаризации обратной связью совместно с линейно-квадратичным регулятором не обеспечивают робастность замкнутой системы к параметрическим неопределенностям, внешним возмущениям и помехам измерения.

1.4 Алгоритмы управления электроэнергетической сетью

Электроэнергетические сети – это большие сложные системы, состоящие из электрогенераторов, трансформаторов и нагрузок, соединенных между собой линиями электропередач. Разработка регуляторов и исследование устойчивости электроэнергетических сетей является более сложной и практически ориентированной задачей.

Линейные регуляторы широко используются для синтеза регуляторов контура возбуждения электрогенератора, входящего в электроэнергетическую сеть [64, 65]. Стабилизаторы электроэнергетических систем использовались еще с первых дней работы энергосистем [66, 67]. Как упоминалось ранее, главная проблема, возникающая при использовании линейных регуляторов, это узкая рабочая зона функционирования системы. Кроме того, для линеаризации математической модели сети электрогенераторов требуется наличие информации о взаимосвязях в системе, которую в действительности чрезвычайно сложно получить с достаточной точностью. Вдобавок, регуляторы контура возбуждения, спроектированные для определенной схемы электроэнергетической сети, не будут работать должным образом для другой схемы [68]. Таким образом, линейные регуляторы контура возбуждения не обеспечивают требуемого демпфирования колебания, возникающих в электроэнергетических системах. Как обсуждалось ранее, очень важно синтезировать регуляторы контура возбуждения каждого электрогенератора таким образом, чтобы функционирование данных регуляторов было не зависело от топологии электроэнергетической сети и рабочей области генератора.

Недостатки линейных регуляторов контура возбуждения в электроэнергетических сетях могут быть преодолены при использовании нелинейных регуляторов [69–71]. В работе [72] используется нелинейный метод бэкстеппинга для синтеза регулятора контура возбуждения электрогенераторов, поскольку данный метод позволяет использовать ”полезные”нелинейности, имеющиеся в системе. Однако в работе [72] не рассматриваются параметрические неопределенности объекта и внешние возмущения, а значит данный регулятор не может обеспечить робастность системы к указанным факторам. В работах [73–75] для борьбы с параметрическими неопределенностями при проектировании регуляторов контура возбуждения используется адаптивный метод бэкстеппинга. Тем не менее, в данных работах внешние возмущения также не рассматриваются, хотя они могут оказать существенное влияние на поведение системы. В [76] предложена робастная модификация адаптивного метода бэкстеппинга для синтеза регулятора контура возбуждения электрогенераторов. В данной работе рассматривается наличие параметрических неопределенностей и внешних возмущений, а также помех измерения. Несмотря на это, все регуляторы, спроектированные с помощью метода бэкстеппинга, содержат большое количество коэффициентов усиления, которые напрямую влияют на поведение системы в целом и выбор которых представляет собой достаточно сложную задачу на практике. Неверный выбор этих коэффициентов снижает скорость оценки параметров системы, что значительно увеличивает время переходного процесса при использовании данных регуляторов в условии больших внешних возмущений.

Использование регуляторов контура возбуждения, работающих в скользящем режиме, позволяет избежать вычисления большого числа коэффициентов усиления, а также обеспечивает замкнутой системе робастность к параметрическим неопределенностям и внешним возмущениям [77–79]. Однако функционирование таких регуляторов строго зависит от выбора поверхности скольжения. Хотя выбор поверхности скольжения при проектировании регулятора в задаче управления одним электрогенератором достаточно прост и понятен, то в случае управления электроэнергетической сетью этот выбор становится достаточно сложным ввиду взаимодействия генераторов и более сложного изменения параметров сети во время переходного процесса. Более того, эффект чаттеринга, присущий методам скользящего режима, может возбудить немоделируемую динамику в системе, что является нежелательным.

Не смотря на то, что метод пассификации в основном используется в задачах управления одним генератором, также существует несколько работ, посвященных использованию данного метода в задачах управления электроэнергетической сетью [80, 81]. Основная идея этого подхода заключается в использовании информации о полной энергии системы для обеспечения демпфирования колебаний с помощью регуляторов контура возбуждения таким образом, чтобы в установившемся режиме полная энергия имело конечное значение [80, 81]. Точность функционирования такой схемы управления в значительной степени зависит от вычисления полной энергии системы. Вычислить полную энергию сети электрогенераторов практически невозможно. Таким образом, применимость данного метода в реальных задачах управления является сомнительной.

Нелинейные методы управления с прогнозирующими моделями очень полезны при синтезе регуляторов контура возбуждения электрогенераторов, поскольку данный подход позволяет напрямую спроектировать регуляторы, минимизирующие некоторую нелинейную целевую функцию [82,83]. В случае управления электроэнергетической сетью часто достаточно сложно выбрать данную целевую функцию, а иногда время сходимости к оптимальному решению оказывается очень большим. Однако устойчивость системы должна быть обеспечена за заданный интервал. К тому же данный подход не гарантирует робастность замкнутой системы к параметрическим неопределенностям.

Метод линеаризации обратной связью довольно части применяется в задачах управления сетью электрогенераторов [84]. Применение метода линеаризации обратной связью в случае управления электроэнергетической сетью обладает рядов преимуществ. Главным преимуществом данного подхода является возможность разбиения сети, состоящей из N электрогенераторов, на N независимых [85]. Другое важное преимущество заключается в переводе нелинейной модели системы в линейную, что позволяет использовать линейные методы синтеза регулятора [85]. Большинство существующих методов линеаризации обратной связью используют линейно-квадратичные регуляторы в качестве линейных регуляторов контура возбуждения. Для синтеза линейно-квадратичного регулятора требуется наличие информации о векторе состояния линеаризованной системы. Однако весь вектор состояния (особенно для точного и прямого метода лине-

аризации обратной связью) не может быть измерен и требует использование наблюдателей состояния [86, 87]. Проектирование и реализация наблюдателей состояния для синтеза нелинейных регуляторов контура возбуждения не является рентабельным. Данную проблему можно решить путем использования метода частичной линеаризации обратной связью [88, 89]. Большинство данных схем управления не обеспечивают робастность к параметрическим неопределенностям, так как метод линеаризации обратной связью в значительной степени зависит от параметров системы. Все же в последнее время были предприняты некоторые усилия для обеспечения робастности регуляторов, синтезированных с помощью данного метода [90, 91]. Для этого наряду с регулятором, синтезированным на основе метода частичной линеаризации обратной связью, используется регулятор по выходу.

Из приведенного выше обзора можно сделать вывод, что задача управления одним электрогенератором и электроэнергетической сетью с помощью регулирования контура возбуждения является одной из актуальных и важнейших проблем электроэнергетики. Однако не смотря на большое число работ, посвященных решению данной задаче, проблема синтеза регулятора, обеспечивающего робастность к параметрическим неопределенностям, внешним возмущениям и помехам измерения, не достаточно полно исследована и решена. На сегодняшний день существует острая необходимость в разработке практически полезных регуляторов, обеспечивающих требуемое функционирование системы. В связи с этим в настоящей работе рассмотрена задача управления электрогенератором и электроэнергетической сетью, когда измерению доступны только зашумленные углы поворота поперечной оси ротора относительно синхронной оси вращения.

1.5 Выводы по разделу 1

В данном разделе были решены следующие задачи:

а) приведен обзор наблюдателей, позволяющих синтезировать алгоритмы управления динамическим объектом по выходу в условиях параметрической неопределенности, возмущений и помех измерения. Однако введение наблюдателей повышает динамический порядок системы управления, что может негативно сказаться на свойствах устойчивости системы. В связи с этим предлагается использовать законы управления, в которых оценка производных выходного сигнала осуществляется с помощью приближенного дифференцирования;

б) приведен обзор алгоритмов управления с введением искусственного запаздывания, робастных к параметрическим неопределенностям, внешним возмущениям. Однако данные системы управления оказываются чувствительными к высокочастотным помехам измерения. Для преодоления данного ограничения предлагается дополнительно ввести в контур управления фильтр низких частот;

в) приведен обзор алгоритмов управления электрогенератором и электроэнергетической сетью с помощью регулирования контура возбуждения. Указанный обзор выявил острую необхо-

димость в разработке практически полезных регуляторов, обеспечивающих требуемое функционирование системы. В данной работе предлагается синтезировать линейный регулятор контура возбуждения электрогенератора, робастный к параметрическим неопределенностям и высокочастотным помехам измерения. Предполагается, что измерению доступны только зашумленные показания угла поворота поперечной оси ротора относительно синхронной оси вращения.

2 Робастные алгоритмы управления линейными объектами

2.1 Робастный алгоритм управления линейными объектами с запаздыванием по состоянию

Постановка задачи

Рассмотрим объект управления, динамические процессы в котором описываются следующим дифференциальным уравнением

$$Q(p)y(t) + S(p)y(t-\tau) = kR(p)u(t) + f(t), \tag{2.1}$$

где $y(t) \in \mathbb{R}$ – регулируемая переменная, о.е. (относительные единицы);

$u(t) \in \mathbb{R}$ – управляющее воздействие, о.е.;

$f(t) \in \mathbb{R}$ – внешнее возмущающее воздействие, ограниченное по амплитуде, о.е.;

$\tau > 0$ – известное запаздывание в канале состояния, с;

$Q(p), R(p)$ – нормированные линейные стационарные дифференциальные операторы с неизвестными коэффициентами порядка n и m соответственно;

$S(p)$ – линейный стационарный дифференциальный оператор с неизвестными коэффициентами порядка $l < n$;

$k > 0$ – неизвестный высокочастотный коэффициент усиления;

$p = d/dt$ – оператор дифференцирования.

Требуется найти такой закон управления, чтобы при любых начальных условиях все сигналы в замкнутой системе были ограниченными функциями времени и дополнительно выполнялось целевое условие:

$$\forall \varepsilon > 0 \; \exists \, T > 0 : |y(t) - y_m(t)| < \varepsilon \quad \text{при } t > T, \tag{2.2}$$

где $y_m(t) \in \mathbb{R}$ – гладкий эталонный сигнал, о.е.;

$\varepsilon > 0$ – требуемая точность слежения за эталонным сигналом, о.е.;

$T > 0$ – время переходного процесса, с.

При решении задачи на объект управления наложены следующие ограничения:

а) коэффициенты операторов $Q(p), R(p), S(p)$ и коэффициент $k > 0$ принадлежат известному компактному множеству Ξ;

б) полином $R(\lambda)$ гурвицев, где $\lambda \in \mathbb{C}$ – комплексная переменная Лапласа;

в) измерению доступен только сигнал $y(t)$, но не его производные.

Данная постановка задачи является распространенной в теории робастного управления. Например, она рассматривалась в работе [92].

Метод решения

Принимая во внимание уравнения (2.1) и (2.2), сформируем ошибку слежения $e(t) = y(t) - y_m(t)$ в виде

$$Q(p)e(t) = kR(p)u(t) - S(p)e(t-\tau) + \varphi(t), \tag{2.3}$$

где $\varphi(t) = f(t) - Q(p)y_m(t) - S(p)y_m(t-\tau)$ – новое возмущающее воздействие, обусловленное наличием внешнего возмущения и задержкой в канале состояния, о.е.

Для дальнейшего синтеза системы управления воспользуемся алгоритмом [29]. Из постановки задачи известно, что производные регулируемой переменной $y(t)$ не доступны измерению. Исходя из этого, зададим закон управления в форме [93, 94]

$$u(t) = -\alpha \sum_{i=0}^{\gamma-1} d_i \bar{e}^{(i)}(t), \tag{2.4}$$

где $\alpha > 0$ – настраиваемый параметр;

$\gamma = n - m$ – относительная степень объекта управления;

$d_0, d_1, \ldots, d_{\gamma-1}$ – коэффициенты, выбираемые так, чтобы полином $D(\lambda) = d_{\gamma-1}\lambda^{\gamma-1} + \ldots + d_1\lambda + d_0$ был гурвицевым;

$\bar{e}^{(i)}(t)$ – оценка i-й производной ошибки слежения $e(t)$, $i = 0, 1, \ldots, \gamma - 1$.

Подставим (2.4) в (2.3) и перепишем (2.3) в виде:

$$F(p)e(t) = \alpha kR(p)g(t) - S(p)e(t-\tau) + \varphi(t), \tag{2.5}$$

где $F(p) = Q(p) + \alpha kR(p)D(p)$ – нормированный линейный стационарный дифференциальный оператор порядка n;

$g(t) = D(p)e(t) - \sum\limits_{i=0}^{\gamma-1} d_i \bar{e}^{(i)}(t)$ – ошибка оценки производных сигнала $e(t)$, о.е.

Поскольку множество Ξ известно, то всегда существуют параметр $\alpha > 0$ и полином $D(\lambda)$ такие, что полином $F(\lambda)$ будет гурвицевым.

Для реализации закона управления (2.4) будем определять оценки производных $\bar{e}^{(i)}(t)$ с использованием алгоритма, основанного на введении искусственного запаздывания:

$$\begin{aligned} \bar{e}(t) &= e(t), \\ \bar{e}^{(1)}(t) &= \frac{\bar{e}(t) - \bar{e}(t-h)}{h}, \\ &\vdots \\ \bar{e}^{(\gamma-1)}(t) &= \frac{\bar{e}^{(\gamma-2)}(t) - \bar{e}^{(\gamma-2)}(t-h)}{h}, \end{aligned} \tag{2.6}$$

где $h > 0$ – искусственное запаздывание, с.

Подставив (2.6) в (2.4), перепишем закон управления (2.4) в виде

$$u(t) = -\alpha \sum_{i=0}^{\gamma-1} \frac{d_i}{h^i} \sum_{j=0}^{i} (-1)^j C_i^j e(t - jh), \tag{2.7}$$

где $C_i^j = \dfrac{i!}{j!(i-j)!}$ – биномиальный коэффициент.

Перепишем уравнение замкнутой системы (2.5) следующим образом:

$$\begin{cases} \dot{\epsilon}(t) = A\epsilon(t) + \alpha k B_1 g(t) + B_2\varphi(t) + B_3\epsilon(t-\tau), \\ e(t) = L\epsilon(t), \end{cases} \tag{2.8}$$

где $\epsilon(t) \in \mathbb{R}^n$ – вектор состояния модели такой, что $\epsilon_i(t) = e^{(i-1)}(t)$, $i = 1, 2, \ldots, n$;

$A \in \mathbb{R}^{n\times n}$, $B_1 \in \mathbb{R}^{n\times 1}$, $B_2 \in \mathbb{R}^{n\times 1}$, $B_3 \in \mathbb{R}^{n\times 1}$, $L \in \mathbb{R}^{1\times n}$ – матрицы, полученные при переходе от представления (2.5) к (2.8).

Учитывая структуру выражения $g(t)$ и закон управления (2.7), перепишем систему (2.8) в следующем виде:

$$\begin{cases} \dot{\epsilon}(t) = A\epsilon(t) + \alpha k B_1 \rho^T \epsilon(t) + B_2\varphi(t) + B_3\epsilon(t-\tau) - \\ \qquad -\alpha k B_1 \left[\displaystyle\sum_{i=0}^{\gamma-1} \frac{d_i}{h^i} L\epsilon(t) + \sum_{i=1}^{\gamma-1} \frac{d_i}{h^i} \sum_{j=1}^{i} (-1)^j C_i^j L\epsilon(t-jh) \right], \\ e(t) = L\epsilon(t), \end{cases} \tag{2.9}$$

где $\rho \in \mathbb{R}^n$ – вектор, составленный из коэффициентов оператора $D(p)$.

Сформулируем утверждение, при соблюдении условий которого введение закона управления (2.7) гарантирует выполнение целевого условия (2.2).

Утверждение 2.1 *Пусть существуют параметр $\alpha > 0$ и запаздывание $h > 0$ такие, что*

$$W = Q - 2\alpha k P B_1 \rho^T + 2\alpha k P B_1 L \sum_{i=0}^{\gamma-1} \frac{d_i}{h^i} - 0{,}5\alpha k\gamma(\gamma-1)\chi P B_1 B_1^T P -$$
$$- \frac{\chi}{h} P B_2 B_2^T P - \chi P B_3 B_3^T P - \sum_{i=1}^{\gamma-1}\sum_{j=1}^{i} N_{ij} - M > 0,$$
$$R_{ij} = N_{ij} - \alpha k \chi^{-1} \left(\frac{d_i}{h^i} C_i^j \right)^2 L^T L > 0, \quad i = 1, \ldots, \gamma-1, \quad j = 1, \ldots, i,$$
$$U = M - \chi^{-1} I_n > 0,$$

где $P \in \mathbb{S}_+^n$ – решение матричного уравнения Ляпунова $A^T P + PA = -Q$;

$Q \in \mathbb{S}_+^n$, $N_{ij} \in \mathbb{S}_+^n$, $M \in \mathbb{S}_+^n$ – матрицы, выбираемые разработчиком;

$I_n \in \mathbb{R}^{n\times n}$ – единичная $n \times n$ матрица;

$\chi > 0$ – малое число.

Тогда система управления, представленная законом управления (2.7)*, обеспечивает выполнение целевого условия* (2.2) *и ограниченность всех сигналов в замкнутой системе.*

Доказательство утверждения 2.1 приведено в [5].

2.2 Робастный алгоритм управления структурно неопределенными линейными объектами

Постановка задачи

Рассмотрим теперь случай, когда порядки операторов $Q(p)$ и $R(p)$ неизвестны. Для решения данной задачи дополнительно предположим, что известна верхняя оценка $\bar{\gamma}$ относительной степени объекта γ, т.е. $\bar{\gamma} \geq \gamma$. Цель управления по-прежнему состоит в выполнении целевого условия (2.2).

Метод решения

Принимая во внимание уравнения (2.1) и (2.2), сформируем ошибку слежения $e(t) = y(t) - y_m(t)$ в виде (2.3). Далее зададим закон управления следующим образом:

$$u(t) = -\alpha \sum_{i=0}^{\bar{\gamma}-1} d_i \bar{e}^{(i)}(t), \tag{2.10}$$

где $d_0, d_1, \ldots, d_{\bar{\gamma}-1}$ – коэффициенты, выбираемые так, чтобы полином $D(\lambda) = d_{\bar{\gamma}-1}\lambda^{\bar{\gamma}-1} + \ldots + d_1\lambda + d_0$ был гурвицевым.

Подставив (2.10) в (2.3), получим уравнение замкнутой системы вида (2.5). Очевидно, что всегда существуют число $\alpha > 0$ и полином $D(\lambda)$ такие, что полином $F(\lambda)$ будет гурвицевым.

Для реализации закона управления (2.10) будем определять оценки производных $\bar{e}^{(i)}(t)$ с использованием алгоритма, основанного на введении искусственного запаздывания:

$$\begin{aligned} \bar{e}(t) &= e(t), \\ \bar{e}^{(1)}(t) &= \frac{\bar{e}(t) - \bar{e}(t - k_1 h)}{k_1 h}, \\ &\vdots \\ \bar{e}^{(\bar{\gamma}-1)}(t) &= \frac{\bar{e}^{(\gamma-2)}(t) - \bar{e}^{(\gamma-2)}(t - k_{\bar{\gamma}-1} h)}{k_{\bar{\gamma}-1} h}, \end{aligned} \tag{2.11}$$

где $1 = k_0 \geq k_1 \geq \ldots \geq k_{\bar{\gamma}-1} > 0$ – коэффициенты, используемые для уменьшения величины запаздывания с целью повышения точности оценки каждой последующей производной.

Введем множество $\Theta = \{i = 1, \ldots, \bar{\gamma}\}$. Подставив (2.11) в (2.10), получим закон управления вида:

$$\begin{aligned} u(t) = -\alpha \Bigg\{ & d_0 e(t) + d_1 \frac{e(t) - e(t - k_1 h)}{k_1 h} + \ldots + \frac{d_{\bar{\gamma}-1}}{h^{\bar{\gamma}-1} \prod_{i=1}^{\bar{\gamma}-1} k_i} \times \\ & \times \left[e(t) - \sum_{i_1 \in \Theta} e(t - k_{i_1} h) + \ldots + (-1)^{\bar{\gamma}-1} \sum_{\substack{i_1, \ldots, i_{\bar{\gamma}-1} \in \Theta \\ i_1 < \ldots < i_{\bar{\gamma}-1}}} e(t - (k_{i_1} + \ldots + k_{i_{\bar{\gamma}-1}}) h) \right] \Bigg\}. \end{aligned} \tag{2.12}$$

В результате уравнение замкнутой системы будет представлено выражением (2.8), где матрицы A, B_1, B_2, B_3, L получены при переходе от (2.5) к (2.8) с учетом того, что $D(\lambda) = d_{\bar{\gamma}-1}\lambda^{\bar{\gamma}-1} + \ldots + d_1\lambda + d_0$.

Утверждение 2.2 *Пусть существуют параметр* $\alpha > 0$*, запаздывание* $h > 0$ *и коэффициенты* $1 = k_0 \geq k_1 \geq \ldots \geq k_{\bar{\gamma}-1} > 0$ *такие, что*

$$W = Q - 2\alpha k P B_1 \rho^T + 2\alpha k P B_1 L \sum_{i=0}^{\bar{\gamma}-1} \frac{d_i}{h^i \prod_{j=0}^{i} k_j} - 0{,}5\alpha k \gamma(\gamma-1)\chi P B_1 B_1^T P -$$

$$- \frac{\chi}{h} P B_2 B_2^T P - \chi P B_3 B_3^T P - \sum_{i=1}^{\bar{\gamma}-1} \sum_{j=1}^{i} N_{ij} - M > 0,$$

$$R_{ij} = N_{ij} - \alpha k \chi^{-1} \left(\sum_{i=1}^{\bar{\gamma}-1} \frac{d_i}{h^i \prod_{j=1}^{i} k_j} \right)^2 L^T L > 0, \quad i = 1, \ldots, \gamma-1, \quad j = 1, \ldots, i,$$

$$U = M - \chi^{-1} I_n > 0.$$

Тогда система управления, представленная законом управления (2.12)*, обеспечивает выполнение целевого условия* (2.2) *и ограниченность всех сигналов в замкнутой системе.*

Доказательство утверждения 2.2 приведено в [5]. На рисунке 2.1 представлена структурная схема синтезированной системы управления.

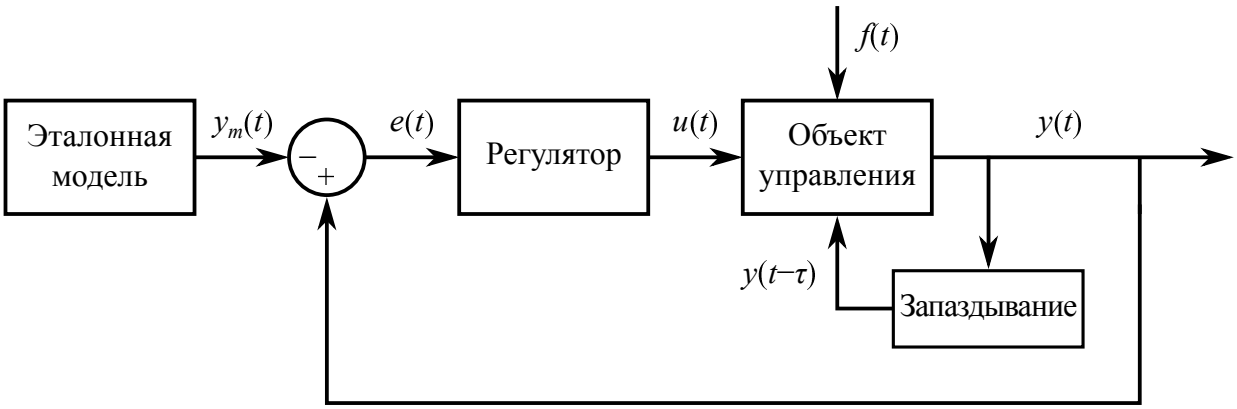


Рисунок 2.1 – Структурная схема системы управления (2.12)

2.3 Робастный алгоритм управления линейными объектами в условиях высокочастотных помех измерения

Постановка задачи

Рассмотрим объект управления, модель которого описывается следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} Q(p)y(t) = kR(p)u(t) + f(t), \\ z(t) = y(t) + w(t), \end{cases} \tag{2.13}$$

где $z(t) \in \mathbb{R}$ – выходной сигнал, доступный измерению, о.е.;

$w(t) \in \mathbb{R}$ – высокочастотная помеха измерения, ограниченная по амплитуде, о.е.

Требуется найти такой закон управления, чтобы при любых начальных условиях все сигналы в замкнутой системе были ограниченными функциями времени и дополнительно выполнялось целевое условие:

$$\overline{\lim_{t\to\infty}} |y(t) - y_m(t)| < \varepsilon. \tag{2.14}$$

При решении задачи ранее введенные предположения сохраняются. Дополнительно предполагается, что частотный диапазон помехи $w(t)$ достаточно отделен от собственного частотного диапазона объекта управления.

Алгоритм фильтрации высокочастотной помехи измерения

Для выделения сигнала $y(t)$ из $z(t)$, воспользуемся следующим алгоритмом:

$$\begin{cases} \mu\dot{\xi}(t) = G\xi(t) + H(z(t) - y_m(t)), \\ \hat{e}(t) = J\xi(t), \end{cases} \tag{2.15}$$

где $\xi(t) \in \mathbb{R}^r$;

r – динамический порядок фильтра;

$\hat{e}(t)$ – оценка ошибки слежения $e(t)$, о.е.;

$\mu > 0$ – достаточно малое число;

$\sigma_i > 0$ – постоянная времени, с, $i = 1, 2, \ldots, r$;

$$G = \begin{bmatrix} -\sigma_1^{-1} & 0 & 0 & \ldots & 0 & 0 \\ \sigma_2^{-1} & -\sigma_2^{-1} & 0 & \ldots & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_3^{-1} & -\sigma_3^{-1} & \ldots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \ldots & \sigma_r^{-1} & -\sigma_r^{-1} \end{bmatrix}; H = \begin{bmatrix} \sigma_1^{-1} \\ 0 \\ 0 \\ \ldots \\ 0 \end{bmatrix}; J = \begin{bmatrix} 0 & \ldots & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Утверждение 2.3 *Пусть сигнал $y(t)$ ограничен по амплитуде. Тогда для любого достаточно малого числа $\mu > 0$ существует число*

$$\Delta(\mu) = \frac{1}{\mu} \overline{\lim_{t\to\infty}} \left| \int_0^t \exp[\mu^{-1}G(t-s)]Hw(s)ds \right|$$

такое, что решения системы (2.15) *ограничены и выполняется следующее соотношение*

$$\overline{\lim_{t\to\infty}}\,|\hat{e}(t)-e(t)| < \Delta(\mu)+\mathrm{O}(\mu),$$

где $\mathrm{O}(\mu)$ *– бесконечно малая функция порядка* μ*.*

Доказательство утверждения 2.3 приведено в [4].

Из утверждения 2.3 видно, что фильтрующие качества алгоритма (2.15) в значительной степени зависят от величины $\Delta(\mu)$. В свою очередь величина $\Delta(\mu)$ зависит от параметра μ и порядка r алгоритма (2.15). В некоторых случаях эта зависимость может быть показана в явном виде. С этой целью рассмотрим помеху $w(t)$, представленную мультигармоническим сигналом

$$w(t)=\sum_{i=1}^{k} a_i \sin(\omega_i t+\vartheta_i), \tag{2.16}$$

где a_i – амплитуда i-й гармоники, о.е.;

ω_i – частота i-й гармоники, рад/с;

ϑ_i – фаза i-й гармоники, рад.

Формула (2.16) может быть получена при разложении ограниченной помехи в ряд Фурье с последующим извлечением частичной суммы ряда. Данная техника, например, используется для решения задач в электротехнике [95], информатике [96], теории управления [97] и т.д.

Утверждение 2.4 *Пусть сигнал* $y(t)$ *ограничен по амплитуде и помеха* $w(t)$ *представлена в форме* (2.16)*. Тогда для любого достаточно малого числа* $\mu>0$ *решения системы* (2.15) *ограничены и выполняется следующее соотношение*

$$\overline{\lim_{t\to\infty}}\,|\hat{e}(t)-e(t)| \le \sum_{i=1}^{k} a_i \left(\prod_{j=1}^{r}\frac{1}{\sqrt{1+\omega_i^2\mu^2\sigma_j^2}}\right)+\mathrm{O}(\mu).$$

Доказательство утверждения 2.4 приведено в [4].

Синтез системы управления

Зададим закон управления в форме

$$u(t)=-\alpha\sum_{i=0}^{\gamma-1} d_i\bar{e}^{(i)}(t), \tag{2.17}$$

где $\bar{e}^{(i)}(t)$ – оценка i-й производной сигнала $\hat{e}(t)$, $i=0,1,\ldots,\gamma-1$.

Подставляя закон управления (2.17) в (2.13), получим уравнение замкнутой системы:

$$F(p)e(t)=\alpha kR(p)g(t)+\alpha kR(p)D(p)\psi(t)+\varphi(t), \tag{2.18}$$

где $g(t)=D(p)\hat{e}(t)-\sum\limits_{i=0}^{\gamma-1} d_i\bar{e}^{(i)}(t)$ – ошибка оценки производных сигнала $\hat{e}(t)$, о.е.;

$\psi(t) = e(t) - \hat{e}(t)$ – погрешность фильтрации помехи $w(t)$, о.е.;

$\varphi(t) = f(t) - Q(p)y_m(t)$ – новое возмущающее воздействие, о.е.

Поскольку множество Ξ известно, то всегда существуют параметр $\alpha > 0$ и полином $D(\lambda)$ такие, что полином $F(\lambda)$ будет гурвицевым.

Для реализации закона управления (2.17) будем определять оценки производных $\bar{e}^{(i)}(t)$ с использованием алгоритма, основанного на введении искусственного запаздывания:

$$\begin{aligned} \bar{e}(t) &= \hat{e}(t), \\ \bar{e}^{(1)}(t) &= \frac{\bar{e}(t) - \bar{e}(t-h)}{h}, \\ &\dots \\ \bar{e}^{(\gamma-1)}(t) &= \frac{\bar{e}^{(\gamma-2)}(t) - \bar{e}^{(\gamma-2)}(t-h)}{h}. \end{aligned} \tag{2.19}$$

Подставив (2.19) в (2.17), перепишем закон управления (2.17) в виде

$$u(t) = -\alpha \sum_{i=0}^{\gamma-1} \left[\frac{d_i}{h^i} \sum_{j=0}^{i} (-1)^j C_i^j \hat{e}(t-jh) \right]. \tag{2.20}$$

Утверждение 2.5 *Пусть помеха $w(t)$ ограничена по амплитуде, если $r \geq \gamma - 1$, или ограничена по амплитуде вместе со своими $\gamma - 1 - r$ производными, если $r < \gamma - 1$. Тогда существуют параметр $\alpha > 0$ и запаздывание $h > 0$ такие, что система управления, представленная алгоритмом фильтрации* (2.15) *и законом управления* (2.20)*, обеспечивает выполнение целевого условия* (2.14) *и ограниченность всех сигналов в замкнутой системе.*

Доказательство утверждения 2.5 приведено в [4]. На рисунке 2.2 представлена структурная схема синтезированной системы управления.

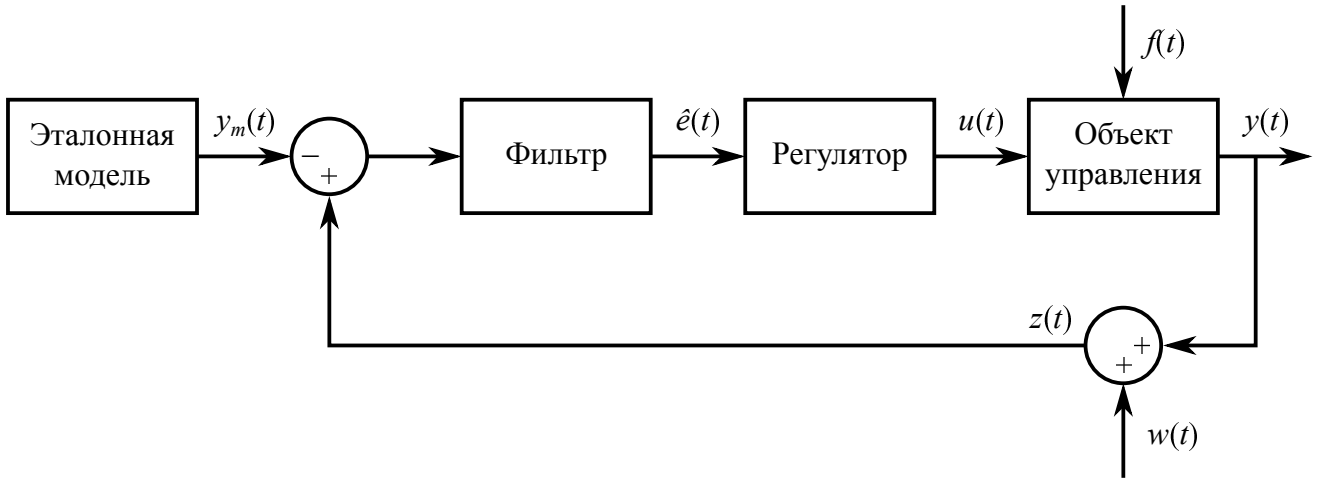


Рисунок 2.2 – Структурная схема системы управления (2.15), (2.20)

2.4 Примеры

Пример 2.1 Пусть динамические процессы объекта управления (2.1) описываются уравнением

$$(q_3p^3 + q_2p^2 + q_1p + q_0)y(t) + (s_1p + s_0)y(t-\tau) = k(p + r_0)u(t) + f(t). \tag{2.21}$$

Множество Ξ определено следующими неравенствами

$$\begin{gathered} 0 \le q_3 \le 1;\ -3 \le q_i \le 3;\ -3 \le s_j \le 3;\ i = 0,1,2;\ \ j = 0,1; \\ 0 < r_0 \le 5;\ 0 < k \le 10. \end{gathered} \tag{2.22}$$

Предположим, что порядки операторов $Q(p)$ и $R(p)$ в (2.21) известны.

Выберем коэффициенты $\alpha = 25$, $d_1 = 0{,}1$, $d_0 = 15$ и запаздывание $h = 0{,}01$ с. Тогда управляющее воздействие (2.7) перепишется в виде

$$u(t) = -25\left[15e(t) + 0{,}1\frac{e(t) - e(t-0{,}01)}{0{,}01}\right] = -25\left[25e(t) - 10e(t-0{,}01)\right]. \tag{2.23}$$

Пусть параметры объекта управления (2.21), начальные условия и возмущающее воздействие $f(t)$ заданы следующим образом

$$\begin{gathered} q_3 = 1;\ q_2 = -2;\ q_1 = 1;\ q_0 = 1{,}9;\ s_1 = -0{,}5;\ s_0 = 1{,}4;\ r_0 = 0{,}3;\ k = 3; \\ \tau = 0{,}1 \text{ с};\ \ddot{y}(0) = 1 \text{ о.е./с}^2;\ \dot{y}(0) = 1 \text{ о.е./с};\ y(0) = 1 \text{ о.е.};\ f(t) = 1 + 3\sin(t). \end{gathered} \tag{2.24}$$

Положим, что эталонный сигнал задан в виде $y_m(t) = \sin(0{,}7t)$. На рисунке 2.3 представлены результаты моделирования по ошибке слежения $e(t)$, а на рисунке 2.4 – по сигналу управления $u(t)$. Из рисунка 2.3 видно, что заданная точность $\varepsilon = 0{,}05$ о.е. достигается за время $T = 1{,}14$ с.

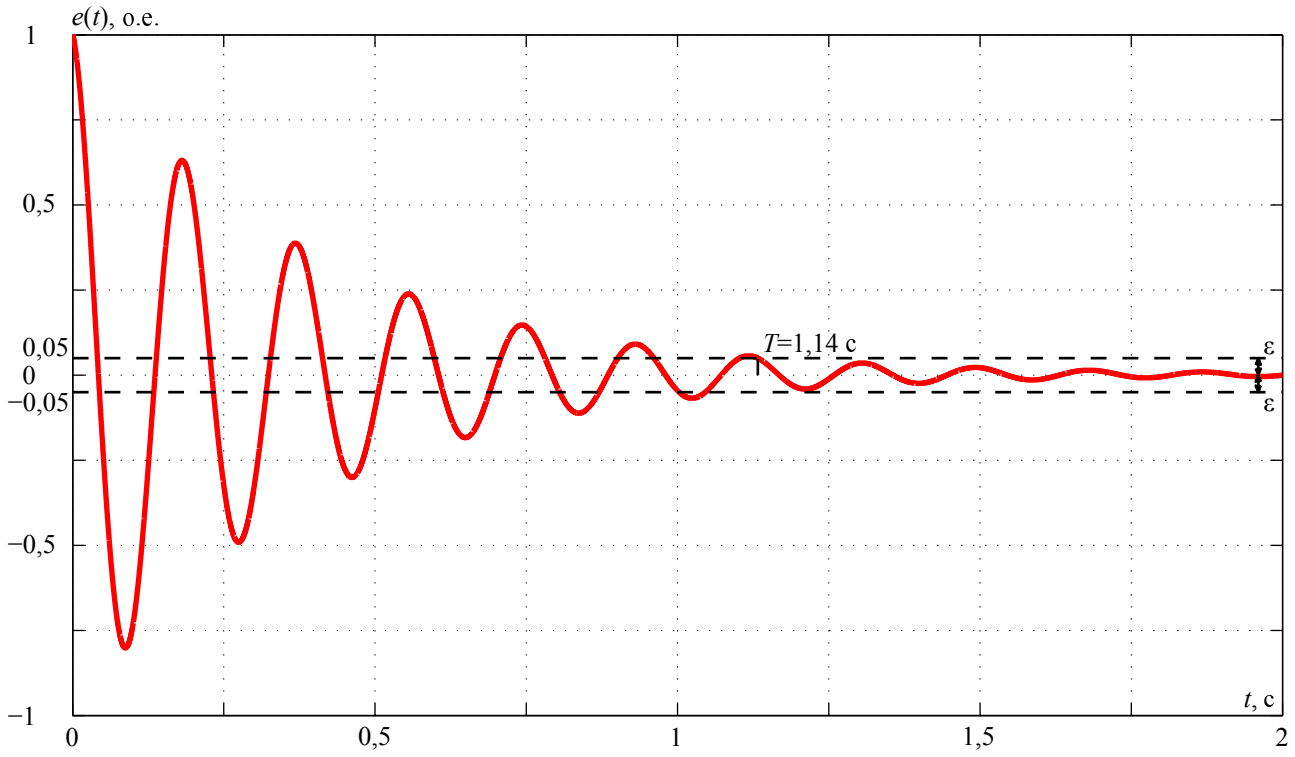


Рисунок 2.3 – Ошибка слежения $e(t)$

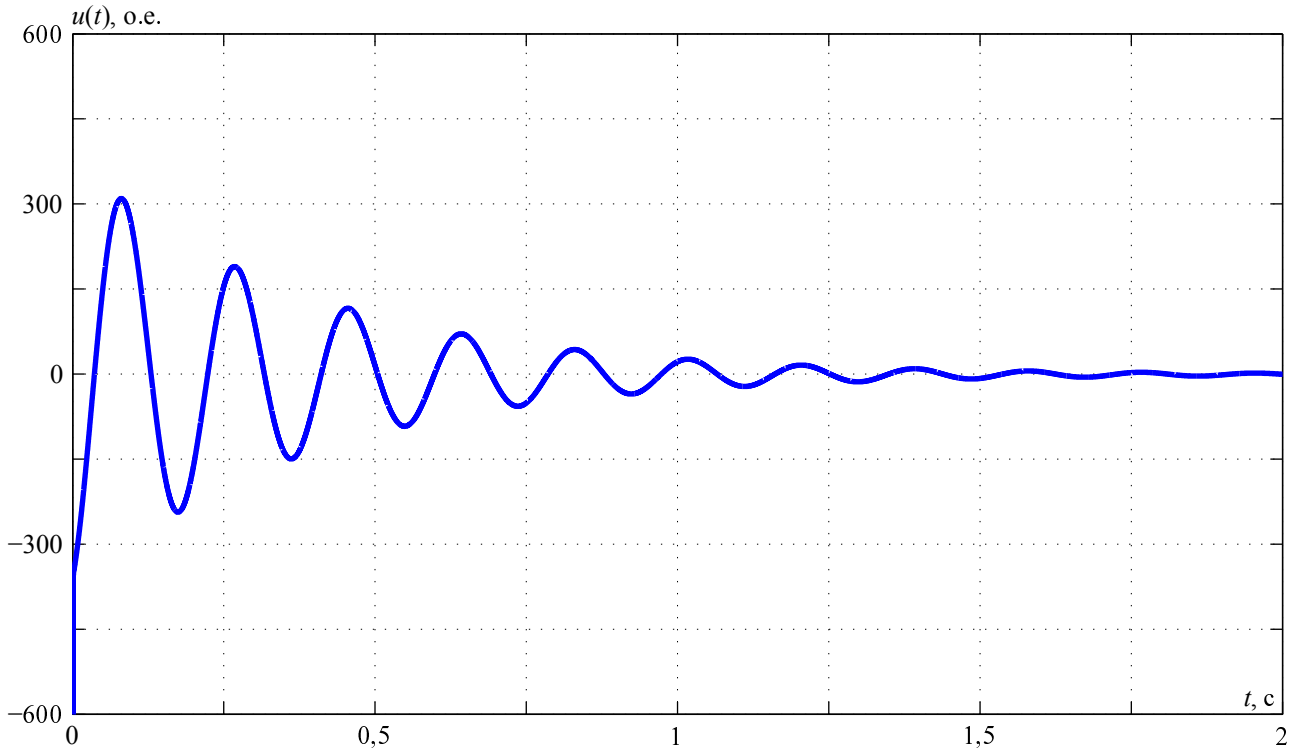


Рисунок 2.4 – Сигнал управления $u(t)$

Пример 2.2 Пусть динамические процессы объекта управления (2.1) также описываются уравнением (2.21). Предположим теперь, что порядки операторов $Q(p)$ и $R(p)$ в (2.21) не известны.

Допустим, что параметры объекта управления (2.21) изменились так, что теперь $q_3 = 0;\ q_2 = 1$. Положим, что верхняя оценка относительной степени объекта управления равна $\bar{\gamma} = 2$. Выберем коэффициенты $\alpha = 25$, $d_1 = 0{,}1$, $d_0 = 15$, запаздывание $h = 0{,}01$ с и $k_1 = 1$. Тогда управляющее воздействие (2.12) перепишется в виде

$$u(t) = -25\left[15e(t) + 0{,}1\frac{e(t) - e(t-0{,}01)}{0{,}01}\right] = -25\left[25e(t) - 10e(t-0{,}01)\right]. \qquad (2.25)$$

На рисунке 2.5 представлены результаты моделирования по ошибке слежения $e(t)$, а на рисунке 2.6 – по сигналу управления $u(t)$. Из рисунка 2.5 видно, что заданная точность $\varepsilon = 0{,}05$ о.е. достигается за время $T = 7{,}98$ мс.

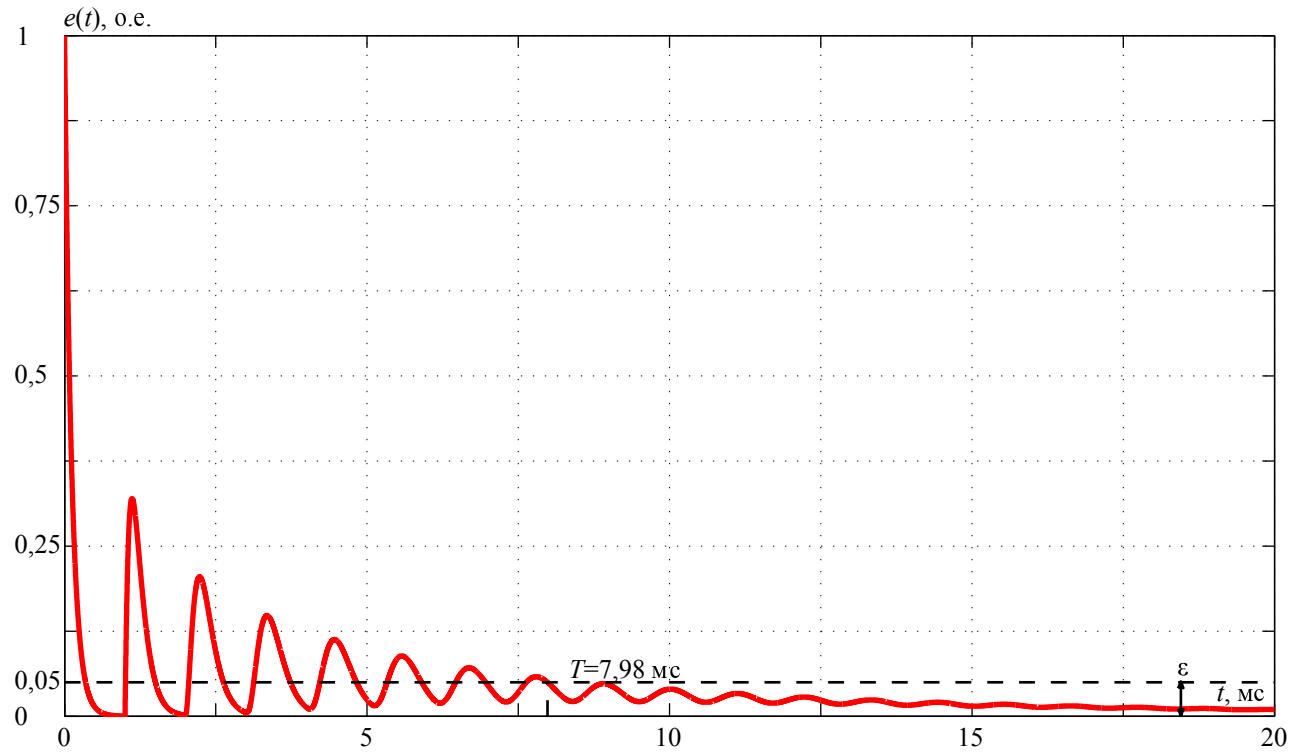


Рисунок 2.5 – Ошибка слежения $e(t)$

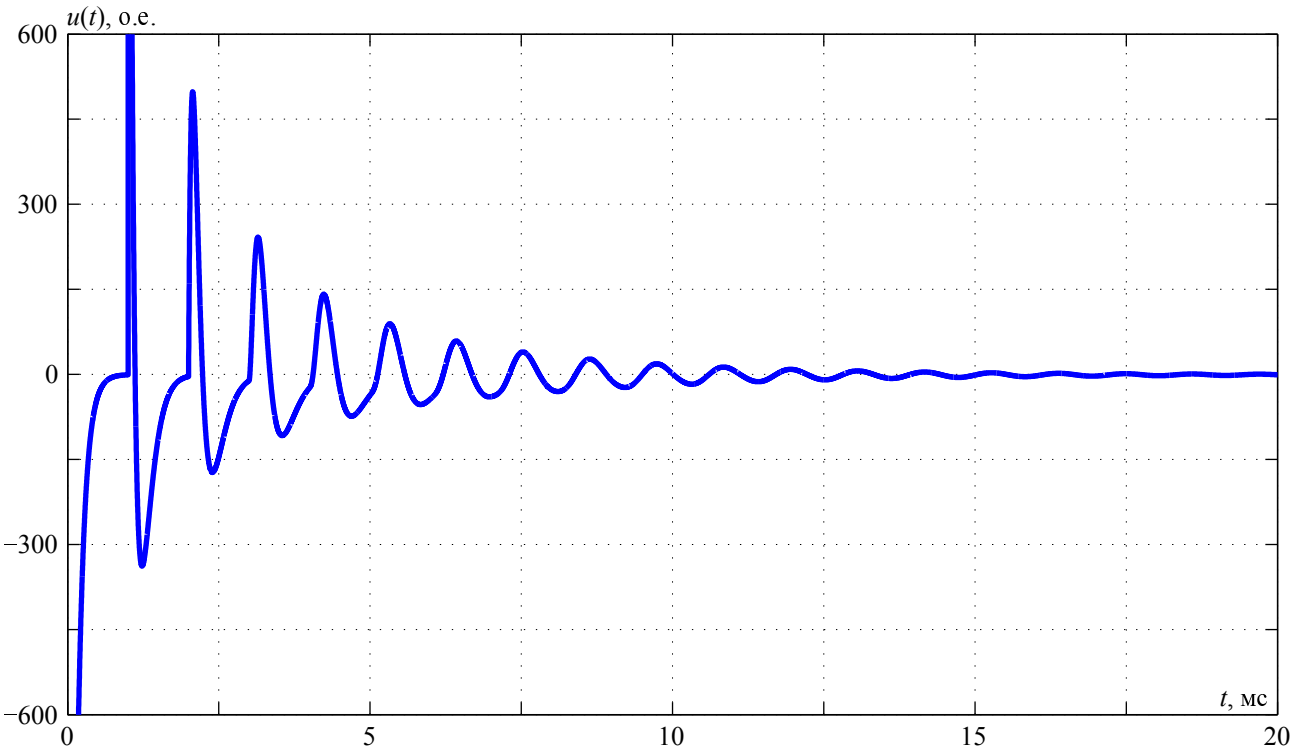


Рисунок 2.6 – Сигнал управления $u(t)$

Пример 2.3 Пусть динамические процессы объекта управления (2.13) описываются системой уравнений

$$\begin{cases} (p^3 + q_2 p^2 + q_1 p + q_0) y(t) = k(p + r_0) u(t) + f(t), \\ z(t) = y(t) + w(t). \end{cases} \tag{2.26}$$

Множество Ξ определено следующими неравенствами

$$-3 \le q_i \le 3;\ i = 0, 1, 2;\ 0 < r_0 \le 5;\ 0 < k \le 10. \tag{2.27}$$

Для фильтрации высокочастотной помехи зададим параметры алгоритма (2.15) следующими: $r = 3$, $\mu = 0{,}001$ и $\sigma_i = 0{,}1$ с, $i = 1, 2, 3$. Тогда алгоритм фильтрации (2.15) можно переписать в виде:

$$\hat{e}(t) = \frac{1}{(0{,}0001p + 1)^3}(z(t) - y_m(t)). \tag{2.28}$$

Выберем коэффициенты $\alpha = 25$, $d_1 = 0{,}1$ и $d_0 = 15$ и запаздывание $h = 0{,}01$ с. Тогда управляющее воздействие (2.20) перепишется в виде

$$u(t) = -25\left[15\hat{e}(t) + 0{,}1\frac{\hat{e}(t) - \hat{e}(t - 0{,}01)}{0{,}01}\right] = -25\left[25\hat{e}(t) - 10\hat{e}(t - 0{,}01)\right]. \tag{2.29}$$

Пусть параметры объекта управления (2.26), начальные условия и возмущающее воздействие $f(t)$ заданы следующим образом

$$\begin{gathered} q_2 = -2;\ q_1 = 1;\ q_0 = 1{,}9;\ r_0 = 0{,}3;\ k = 3; \\ \ddot{y}(0) = 1 \text{ о.е./с}^2;\ \dot{y}(0) = 1 \text{ о.е./с};\ y(0) = 1 \text{ о.е.};\ f(t) = 1 + 3\sin(t). \end{gathered} \tag{2.30}$$

Помеха измерения $w(t)$ представляет собой сигнал следующего вида

$$w(t) = 0{,}1\sin(10^5 t) + 0{,}1\cos(10^4 t) + \theta(t), \tag{2.31}$$

где $\theta(t)$ – случайный сигнал, полученный пропусканием дискретного "белого шума" с интервалом дискретности $\Delta t = 0{,}1$ мс и спектральной плотностью $S = 0{,}01^2\Delta t/2$ о.е.^{2}/Гц через фильтр высоких частот третьего порядка с сопрягающей частотой $f_c = 1$ кГц.

Положим, что эталонный сигнал задан в виде $y_m(t) = \sin(0{,}7t)$. На рисунке 2.7 представлены результаты моделирования по ошибке слежения $e(t)$, а на рисунке 2.8 – по сигналу управления $u(t)$. Из рисунка 2.7 видно, что заданная точность $\varepsilon = 0{,}05$ о.е. достигается за время $T = 1{,}22$ с.

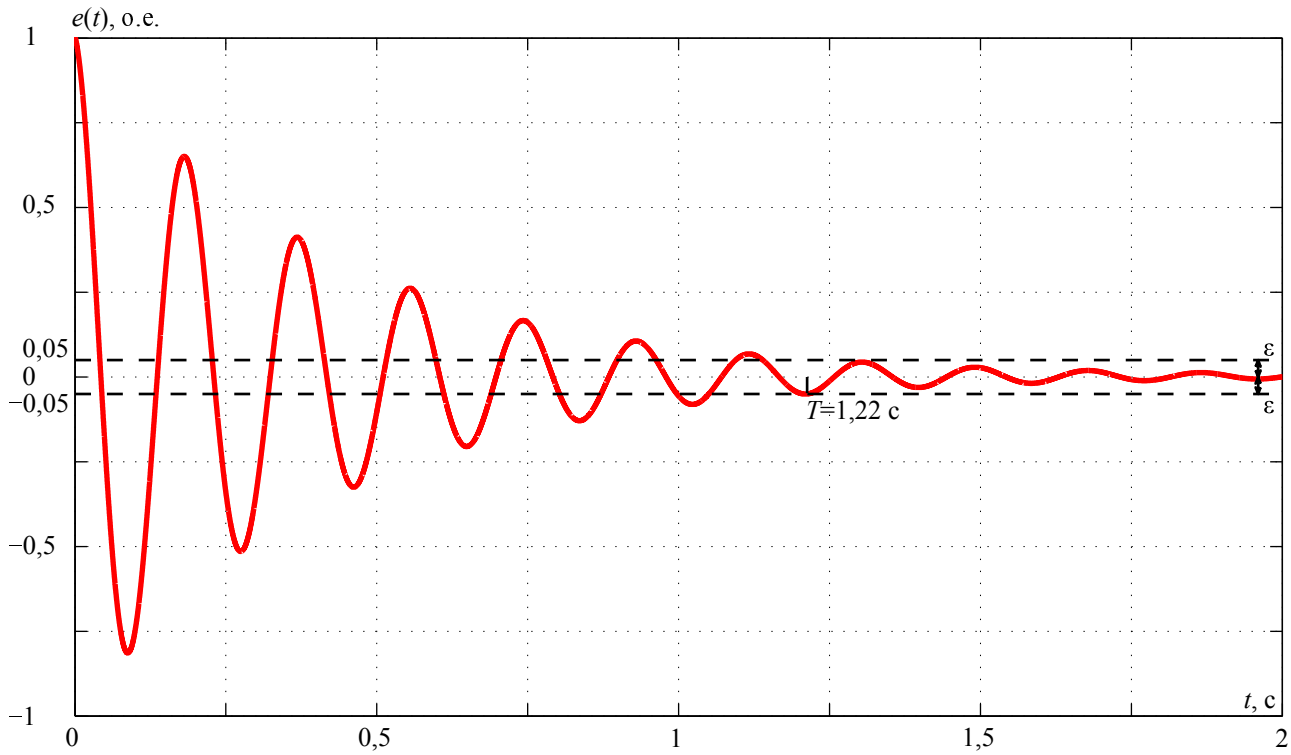


Рисунок 2.7 – Ошибка слежения $e(t)$

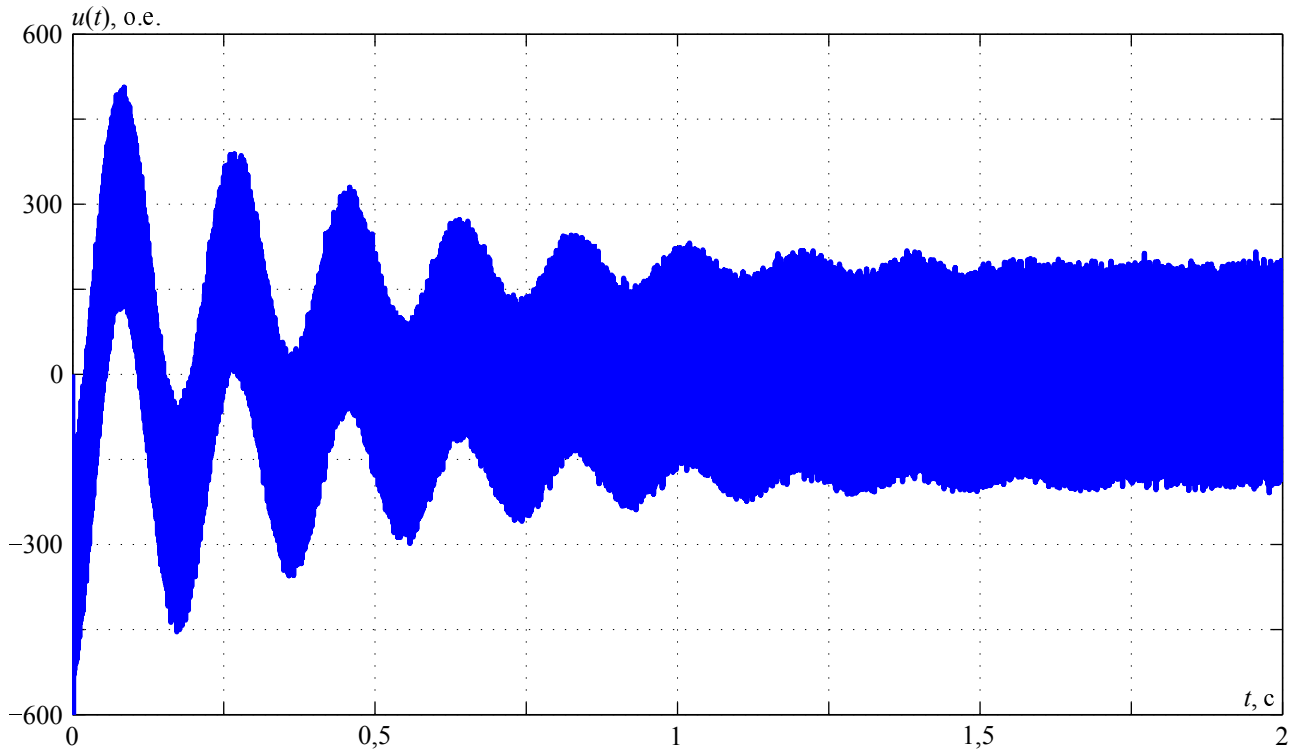


Рисунок 2.8 – Сигнал управления $u(t)$

2.5 Выводы по разделу 2

В данном разделе были решены следующие задачи:

а) синтезирован робастный алгоритм управления линейными объектами по выходу при наличии запаздывания в канале состояния. Сформулировано утверждение, соблюдение условий которого гарантирует выполнение задачи слежения объекта за заданным эталонным сигналом;

б) синтезирован робастный алгоритм управления структурно неопределенными линейными объектами по выходу при наличии запаздывания в канале состояния. Сформулировано утверждение, соблюдение условий которого гарантирует выполнение задачи слежения объекта за заданным эталонным сигналом;

в) синтезирован робастный алгоритм управления линейными объектами по выходу при наличии высокочастотных помех измерения. Сформулировано утверждение, соблюдение условий которого гарантирует выполнение задачи слежения объекта за заданным эталонным сигналом;

г) приведены результаты численного моделирования разработанных систем управления, демонстрирующие их работоспособность.

3 Робастные алгоритмы управления линейными мультиагентными системами

3.1 Робастный алгоритм управления линейными мультиагентными системами со структурно определенными агентами

Постановка задачи

Пусть динамические процессы каждого агента S_i системы S описываются следующими дифференциальными уравнениями

$$Q_i(p)y_i(t) = k_i R_i(p)u_i(t) + \sum_{\substack{j=1,\\ j\neq i}}^{N} Y_{ij}(p)y_j(t) + f_i(t), \quad i = 1, \ldots, N, \tag{3.1}$$

где $y_i(t) \in \mathbb{R}$ – регулируемая переменная, о.е. (относительные единицы);

$u_i(t) \in \mathbb{R}$ – управляющее воздействие, о.е.;

$f_i(t) \in \mathbb{R}$ – внешнее возмущающее воздействие, ограниченное по амплитуде, о.е.;

$Q_i(p), R_i(p)$ – нормированные линейные стационарные дифференциальные операторы с неизвестными коэффициентами порядка n_i и m_i соответственно;

$Y_{ij}(p)$ – линейный стационарный дифференциальный оператор с неизвестными коэффициентами порядка $n_{ij} < n_i$;

$k_i > 0$ – неизвестный высокочастотный коэффициент усиления;

$N > 1$ – количество агентов в сети;

$p = d/dt$ – оператор дифференцирования.

Требуется найти такой децентрализованный закон управления, чтобы при любых начальных условиях все сигналы в замкнутой системе были ограниченными функциями времени и дополнительно выполнялось целевое условие:

$$\forall \varepsilon > 0 \; \exists \, T > 0 : |y_i(t) - y_{mi}(t)| < \varepsilon \quad \text{при } t > T, \quad i = 1, \ldots, N, \tag{3.2}$$

где $y_{mi}(t) \in \mathbb{R}$ – гладкий эталонный сигнал, о.е.;

$\varepsilon > 0$ – требуемая точность слежения за эталонным сигналом, о.е.;

$T > 0$ – время переходного процесса, с.

При решении задачи на каждого агента сети наложены следующие ограничения:

а) коэффициенты операторов $Q_i(p), R_i(p), Y_{ij}(p)$ и коэффициенты $k_i > 0$ принадлежат известному компактному множеству Ξ;

б) полиномы $R_i(\lambda)$ гурвицевы, где $\lambda \in \mathbb{C}$ – комплексная переменная Лапласа;

в) измерению доступны только сигналы $y_i(t)$, но не их производные.

Метод решения

Принимая во внимание уравнения (3.1) и (3.2), сформируем ошибку слежения $e_i(t) = y_i(t) - y_{mi}(t)$ в виде

$$Q_i(p)e_i(t) = k_i R_i(p)u_i(t) + \varphi_i(t) + \sum_{\substack{j=1,\\ j\neq i}}^{N} Y_{ij}(p)e_j(t), \quad i = 1, \ldots, N, \tag{3.3}$$

где $\varphi_i(t) = f_i(t) - Q_i(p)y_{mi}(t) + \sum\limits_{\substack{j=1,\\ j\neq i}}^{N} Y_{ij}(p)y_{mj}(t)$ – новое возмущающее воздействие, обусловленное наличием внешнего возмущения и взаимодействием агентов, о.е.

Из постановки задачи известно, что производные регулируемой переменной $y_i(t)$ не доступны измерению. Исходя из этого, зададим закон управления в форме

$$u_i(t) = -\alpha_i \sum_{l=0}^{\gamma_i - 1} d_{li}\bar{e}_i^{(l)}(t), \quad i = 1, \ldots, N, \tag{3.4}$$

где $\alpha_i > 0$ – настраиваемый параметр;

$\gamma_i = n_i - m_i$ – относительная степень агента;

$d_{0,i}, d_{1,i}, \ldots, d_{\gamma_i - 1,i}$ – коэффициенты, выбираемые так, чтобы полиномы $D_i(\lambda) = d_{\gamma_i-1,i}\lambda^{\gamma_i-1} + \ldots + d_{1,i}\lambda + d_{0,i}$ были гурвицевыми;

$\bar{e}_i^{(l)}(t)$ – оценка l-й производной ошибки слежения $e_i(t)$, $l = 0, 1, \ldots, \gamma_i - 1$.

Подставим (3.4) в (3.3) и перепишем (3.3) в виде:

$$F_i(p)e_i(t) = \alpha_i k_i R_i(p)g_i(t) + \varphi_i(t) + \sum_{\substack{j=1,\\ j\neq i}}^{N} Y_{ij}(p)e_j(t), \quad i = 1, \ldots, N, \tag{3.5}$$

где $F_i(p) = Q_i(p) + \alpha_i k_i R_i(p)D_i(p)$ – нормированный линейный стационарный дифференциальный оператор порядка n_i;

$g_i(t) = D_i(p)e_i(t) - \sum\limits_{l=0}^{\gamma_i - 1} d_{li}\bar{e}_i^{(l)}(t)$ – ошибка оценки производных сигнала $e_i(t)$, о.е.

Поскольку множество Ξ известно, то всегда существуют параметры $\alpha_i > 0$ и полиномы $D_i(\lambda)$ такие, что полиномы $F_i(\lambda)$ будут гурвицевыми.

Для реализации закона управления (3.4) будем определять оценки производных $\bar{e}_i^{(l)}(t)$ с использованием алгоритма, основанного на введении искусственного запаздывания:

$$\begin{aligned} \bar{e}_i(t) &= e_i(t), \\ \bar{e}_i^{(1)}(t) &= \frac{\bar{e}_i(t) - \bar{e}_i(t-h)}{h}, \\ &\vdots \\ \bar{e}_i^{(\gamma_i-1)}(t) &= \frac{\bar{e}_i^{(\gamma_i-2)}(t) - \bar{e}_i^{(\gamma_i-2)}(t-h)}{h}, \end{aligned} \qquad i = 1, \ldots, N. \tag{3.6}$$

Подставив (3.6) в (3.4), перепишем закон управления (3.4) в виде

$$u_i(t) = -\alpha_i \sum_{l=0}^{\gamma_i - 1} \frac{d_{li}}{h^l} \sum_{j=0}^{l} (-1)^j C_l^j e_i(t - jh), \quad i = 1, \ldots, N, \tag{3.7}$$

где $C_l^j = \dfrac{l!}{j!(l-j)!}$ – биномиальный коэффициент.

Перепишем уравнение замкнутой системы (3.5) следующим образом:

$$\begin{cases} \dot{\epsilon}_i(t) = A_i \epsilon_i(t) + \alpha_i k_i B_{1,i} g_i(t) + B_{2,ij} \varphi_i(t) + B_{3,i} \sum\limits_{\substack{j=1, \\ j \neq i}}^{N} \epsilon_j(t), \\ \\ e_i(t) = L_i \epsilon_i(t), \end{cases} \quad i = 1, \ldots, N, \tag{3.8}$$

где $\epsilon_i(t) \in \mathbb{R}^{n_i}$ – вектор состояния модели такой, что $\epsilon_{ji}(t) = e_i^{(j-1)}(t)$, $j = 1, 2, \ldots, n_i$;

$A_i \in \mathbb{R}^{n_i \times n_i}$, $B_{1,i} \in \mathbb{R}^{n_i \times 1}$, $B_{2,i} \in \mathbb{R}^{n_i \times 1}$, $B_{3,ij} \in \mathbb{R}^{n_i \times n_j}$, $L_i \in \mathbb{R}^{1 \times n_i}$ – матрицы, полученные при переходе от представления (3.5) к (3.8).

Учитывая структуру выражения $g_i(t)$ и закон управления (3.7), перепишем систему (3.8) в следующем виде:

$$\begin{cases} \dot{\epsilon}_i(t) = A_i \epsilon_i(t) + \alpha_i k_i B_{1,i} \rho_i^T \epsilon_i(t) + B_{2,i} \varphi_i(t) + B_{3,ij} \sum\limits_{\substack{j=1, \\ j \neq i}}^{N} \epsilon_j(t) - \\ \\ \qquad -\alpha_i k_i B_{1,i} \left[\sum\limits_{l=0}^{\gamma_i - 1} \dfrac{d_{li}}{h^l} L_i \epsilon_i(t) + \sum\limits_{l=1}^{\gamma_i - 1} \sum\limits_{j=1}^{l} \dfrac{d_{li}}{h^l} (-1)^j C_l^j L_i \epsilon_i(t - jh) \right], \\ e_i(t) = L_i \epsilon_i(t), \end{cases} \quad i = 1, \ldots, N, \tag{3.9}$$

где $\rho_i \in \mathbb{R}^{n_i}$ – вектор, составленный из коэффициентов оператора $D_i(p)$.

Введем следующие обозначения:

$$\tilde{A}_i = A_i + \alpha_i k_i B_{1,i} \rho_i^T - \alpha_i k_i B_{1,i} \sum_{l=0}^{\gamma_i - 1} \frac{d_{li}}{h^l} L_i, \quad i = 1, \ldots, N;$$

$$A = \begin{bmatrix} \tilde{A}_1 & B_{3,12} & \ldots & B_{3,1N} \\ B_{3,21} & \tilde{A}_2 & \ldots & B_{3,2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ B_{3,N1} & B_{3,N2} & \ldots & \tilde{A}_N \end{bmatrix}; \tag{3.10}$$

$$\tilde{F}_{lj}^i = \begin{cases} (-1)^{j+1} \alpha_i k_i B_{1,i} \dfrac{d_{li}}{h^l} C_l^j L_i, \text{ если } j \leq l \leq \gamma_i - 1, \\ \\ O_{n_i}, \text{ в противном случае,} \end{cases} \quad i = 1, \ldots, N;$$

$$F_{lj} = \operatorname{diag}\left\{ \tilde{F}_{lj}^1, \quad \tilde{F}_{lj}^2, \quad \ldots, \quad \tilde{F}_{lj}^N \right\}; \qquad B = \operatorname{diag}\left\{ B_{2,1}, \quad B_{2,2}, \quad \ldots, \quad B_{2,N} \right\};$$

$$\epsilon(t) = \left[\epsilon_1^T(t), \quad \epsilon_2^T(t), \quad \ldots, \quad \epsilon_N^T(t) \right]^T; \quad \varphi(t) = \left[\varphi_1^T(t), \quad \varphi_2^T(t), \quad \ldots, \quad \varphi_N^T(t) \right]^T,$$

где $O_{n_i} \in \mathbb{R}^{n_i \times n_i}$ – нулевая $n_i \times n_i$ матрица.

Тогда с учетом обозначений (3.10) можно переписать систему (3.9) в виде

$$\dot{\epsilon}(t) = A\epsilon(t) + \sum_{l=1}^{\gamma-1}\sum_{j=1}^{l} F_{lj}\epsilon(t-jh) + B\varphi(t), \tag{3.11}$$

где $\gamma = \max\limits_{i=1,\dots,N}\{\gamma_i\}$ – максимальное значение относительной степени.

Для формулировки главного результата введем еще следующие обозначения:

$$\Psi_{1,1}^{1,1} = P_2^T A_s + A_s^T P_2 + \sum_{l=1}^{\gamma-1}\sum_{j=1}^{l} S_{lj};$$

$$\Psi_{1,1}^{1,2} = P - P_2^T + A_s^T P_3;$$

$$\Psi_{1,1}^{2,2} = -P_3 - P_3^T + \sum_{l=1}^{\gamma-1}\sum_{j=1}^{l} jhR_{lj};$$

$$\Psi_{1,1} = \begin{bmatrix} \Psi_{1,1}^{1,1} & \Psi_{1,1}^{1,2} \\ * & \Psi_{1,1}^{2,2} \end{bmatrix};$$

$$\Psi_{1,2} = \begin{bmatrix} P_2^T \sum\limits_{l=1}^{\gamma-1} F_{l,1} & 2P_2^T \sum\limits_{l=1}^{\gamma-1} F_{l,2} & \dots & (\gamma-1)P_2^T \sum\limits_{l=1}^{\gamma-1} F_{l,\gamma-1} \\ P_3^T \sum\limits_{l=1}^{\gamma-1} F_{l,1} & 2P_3^T \sum\limits_{l=1}^{\gamma-1} F_{l,2} & \dots & (\gamma-1)P_3^T \sum\limits_{l=1}^{\gamma-1} F_{l,\gamma-1} \end{bmatrix}; \tag{3.12}$$

$$\Psi_{1,3} = \begin{bmatrix} P_2^T B \\ P_3^T B \end{bmatrix};$$

$$\Psi_{2,2} = -he^{-2\chi h}\,\mathrm{diag}\left\{\sum_{l=1}^{\gamma-1} R_{l,1}, \quad 2\sum_{l=1}^{\gamma-1} R_{l,2}, \quad \dots, \quad (\gamma-1)\sum_{l=1}^{\gamma-1} R_{l,\gamma-1}\right\};$$

$$\Psi = \begin{bmatrix} \Psi_{1,1} & \Psi_{1,2} & \Psi_{1,3} \\ * & \Psi_{2,2} & O_{(\gamma-1)n\times N} \\ * & * & -\beta I_N \end{bmatrix},$$

где $A_s = A + \sum\limits_{l=1}^{\gamma-1}\sum\limits_{j=1}^{l} F_{lj}$;

$P, P_2, P_3, S_{lj}, R_{lj} \in \mathbb{S}_+^n$, $j \le l = 1, \dots, \gamma-1$;

$n = \sum\limits_{i=1}^{N} n_i$ – динамический порядок замкнутой системы;

$I_N \in \mathbb{R}^{N\times N}$ – единичная $N \times N$ матрица;

$\beta > 0$.

Утверждение 3.1 *Пусть выполнены условия предположений и задано число $\chi > 0$. Если существуют число $\beta > 0$ и матрицы $P, P_2, P_3, S_{lj}, R_{lj} \in \mathbb{S}_+^n$, $j \le l = 1, \dots, \gamma-1$ такие, что матрица $\Psi < 0$, тогда система управления, представленная законом управления* (3.7)*, обеспечивает ограниченность всех сигналов в замкнутой системе и выполнение целевого условия* (3.2)*.*

Доказательство утверждения 3.1 приведено в [1, 3].

3.2 Робастный алгоритм управления линейными мультиагентными системами со структурно неопределенными агентами

Постановка задачи

Теперь рассмотрим случай, когда порядки операторов $Q_i(p)$ и $R_i(p)$ неизвестны. Для решения данной задачи дополнительно предположим, что известны верхние оценки $\bar{\gamma}_i$ относительной степени агентов γ_i, т.е. $\bar{\gamma}_i \geq \gamma_i$. Цель управления по-прежнему состоит в выполнении целевого условия (3.2).

Метод решения

Принимая во внимание уравнения (3.1) и (3.2), сформируем ошибку слежения $e_i(t) = y_i(t) - y_{mi}(t)$ в виде (3.3). Далее зададим закон управления следующим образом:

$$u_i(t) = -\alpha_i \sum_{l=0}^{\bar{\gamma}_i - 1} d_{li} \bar{e}_i^{(l)}(t), \quad i = 1, \ldots, N, \tag{3.13}$$

где $d_{0,i}, d_{1,i}, \ldots, d_{\bar{\gamma}_i - 1,i}$ – коэффициенты, выбираемые так, чтобы полиномы $D_i(\lambda) = d_{\bar{\gamma}_i - 1,i}\lambda^{\bar{\gamma}_i - 1} + \ldots + d_{1,i}\lambda + d_{0,i}$ были гурвицевыми.

Подставив (3.13) в (3.3), получим уравнение замкнутой системы вида (3.5). Очевидно, что всегда существуют параметры $\alpha_i > 0$ и полиномы $D_i(\lambda)$ такие, что полиномы $F_i(\lambda)$ будут гурвицевыми.

Для реализации закона управления (3.13) будем определять оценки производных $\bar{e}_i^{(l)}(t)$ с использованием алгоритма, основанного на введении искусственного запаздывания:

$$\begin{aligned} \bar{e}_i(t) &= e_i(t), \\ \bar{e}_i^{(1)}(t) &= \frac{\bar{e}_i(t) - \bar{e}_i(t - k_{1,i}h)}{k_{1,i}h}, \\ &\vdots \\ \bar{e}_i^{(\bar{\gamma}_i - 1)}(t) &= \frac{\bar{e}_i^{(\gamma_i - 2)}(t) - \bar{e}_i^{(\gamma_i - 2)}(t - k_{\bar{\gamma}_i - 1,i}h)}{k_{\bar{\gamma}_i - 1,i}h}, \end{aligned} \qquad i = 1, \ldots, N, \tag{3.14}$$

где $1 = k_{0,i} \geq k_{1,i} \geq \ldots \geq k_{\bar{\gamma} - 1,i} > 0$ – коэффициенты, используемые для уменьшения величины запаздывания с целью повышения точности оценки каждой последующей производной.

Введем множества $\Theta_i = \{l = 1, \ldots, \bar{\gamma}_i\}$, $i = 1, \ldots, N$. Подставив (3.14) в (3.13), получим:

$$u_i(t) = -\alpha_i \Bigg\{ d_{0,i} e_i(t) + d_{1,i} \frac{e_i(t) - e_i(t - k_{1,i}h)}{k_{1,i}h} + \ldots + \frac{d_{\bar{\gamma}_i - 1}}{h^{\bar{\gamma}_i - 1} \prod_{l=1}^{\bar{\gamma}_i - 1} k_{li}} \times$$

$$\times \left[e_i(t) - \sum_{l_1 \in \Theta_i} e_i(t - k_{l_1,i}h) + \ldots + (-1)^{\bar{\gamma}_i - 1} \sum_{\substack{l_1, \ldots, l_{\bar{\gamma}_i - 1} \in \Theta_i \\ l_1 < \ldots < l_{\bar{\gamma}_i - 1}}} e_i(t - (k_{l_1,i} + \ldots + k_{l_{\bar{\gamma}_i - 1},i})h) \right] \Bigg\}, \tag{3.15}$$

$i = 1, \ldots, N.$

В результате уравнение замкнутой системы будет представлено выражением (3.8), где матрицы $A_i, B_{1,i}, B_{2,i}, B_{3,ij}, L_i$ получены при переходе от (3.5) к (3.8) с учетом того, что $D_i(\lambda) = d_{\bar{\gamma}_i-1,i}\lambda^{\bar{\gamma}_i-1} + \ldots + d_{1,i}\lambda + d_{0,i}$.

Утверждение 3.2 *Пусть выполнены условия предположений. Тогда существуют параметры* $\alpha_i > 0$*, запаздывание* $h > 0$ *и коэффициенты* $1 = k_{0,i} \geq k_{1,i} \geq \ldots \geq k_{\bar{\gamma}_i-1,i} > 0, \quad i = 1, \ldots, N$ *такие, что система управления, представленная законом управления* (3.15)*, обеспечивает выполнение целевого условия* (3.2) *и ограниченность всех сигналов в замкнутой системе.*

Доказательство утверждения 3.2 приведено в [1,3]. На рисунке 3.1 представлена структурная схема синтезированной системы управления.

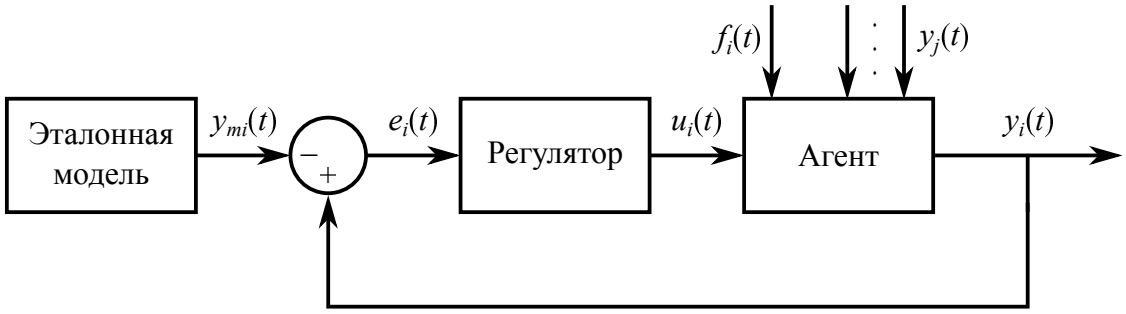


Рисунок 3.1 – Система управления (3.15)

3.3 Робастный алгоритм управления линейными мультиагентными системами в условиях высокочастотных помех измерения

Постановка задачи

Пусть динамические процессы каждого агента S_i системы S описываются следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} Q_i(p)y_i(t) = k_i R_i(p)u_i(t) + \sum\limits_{\substack{j=1,\\ j\neq i}}^{N} Y_{ij}(p)y_j(t) + f_i(t), \\ \qquad z_i(t) = y_i(t) + w_i(t), \end{cases} \quad i = 1, \ldots, N, \tag{3.16}$$

где $z_i(t) \in \mathbb{R}$ – выходной сигнал, доступный измерению, о.е.;

$w_i(t) \in \mathbb{R}$ – высокочастотная помеха измерения, ограниченная по амплитуде, о.е.

Требуется найти такой децентрализованный закон управления, чтобы при любых начальных условиях все сигналы в замкнутой системе были ограниченными функциями времени и дополнительно выполнялось целевое условие:

$$\overline{\lim_{t\to\infty}} |y_i(t) - y_{mi}(t)| < \varepsilon, \quad i = 1, \ldots, N. \tag{3.17}$$

При решении задачи ранее введенные предположения сохраняются. Дополнительно предполагается, что частотный диапазон помехи $w_i(t)$ достаточно отделен от собственного частотного диапазона объекта управления.

Алгоритм фильтрации высокочастотной помехи измерения

Для выделения сигнала $y_i(t)$ из сигнала $z_i(t)$, воспользуемся следующим алгоритмом:

$$\begin{cases} \mu\dot{\xi}_i(t) = G_i\xi_i(t) + H_i(z_i(t) - y_{mi}(t)), \\ \hat{e}_i(t) = J\xi_i(t), \end{cases} \quad i = 1, \ldots, N, \tag{3.18}$$

где $\xi_i(t) \in \mathbb{R}^r$;

r – динамический порядок фильтра;

$\hat{e}_i(t)$ – оценка ошибки слежения $e_i(t)$, о.е.;

$\mu > 0$ – достаточно малое число;

$\sigma_{li} > 0$ – постоянная времени, с, $l = 1, 2, \ldots, r$;

$$G_i = \begin{bmatrix} -\sigma_{1,i}^{-1} & 0 & 0 & \ldots & 0 & 0 \\ \sigma_{2,i}^{-1} & -\sigma_{2,i}^{-1} & 0 & \ldots & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{3,i}^{-1} & -\sigma_{3,i}^{-1} & \ldots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \ldots & \sigma_{r,i}^{-1} & -\sigma_{r,i}^{-1} \end{bmatrix}; \; H_i = \begin{bmatrix} \sigma_{1,i}^{-1} \\ 0 \\ 0 \\ \ldots \\ 0 \end{bmatrix}; \; J = \begin{bmatrix} 0 & \ldots & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Утверждение 3.3 *Пусть выполнены условия предположений и выходные сигналы* $y_i(t)$ *ограничены по амплитуде. Тогда для любого достаточно малого числа* $\mu > 0$ *существуют числа*

$$\Delta_i(\mu) = \frac{1}{\mu} \overline{\lim_{t\to\infty}} \left| \int_0^t \exp[\mu^{-1} G_i(t-s)] H_i w_i(s) ds \right|, \quad i = 1, \ldots, N$$

такие, что решения системы (3.18) *ограничены и выполняется следующее соотношение*

$$\overline{\lim_{t\to\infty}} |\hat{e}_i(t) - e_i(t)| < \Delta_i(\mu) + \mathrm{O}_i(\mu), \quad i = 1, \ldots, N,$$

где $\mathrm{O}_i(\mu)$ *– бесконечно малая функция порядка* μ.

Из утверждения 3.3 видно, что фильтрующие качества алгоритма (3.18) в значительной степени зависят от величины $\Delta_i(\mu)$. В свою очередь величина $\Delta_i(\mu)$ зависит от параметра μ и порядка r алгоритма (3.18). В некоторых случаях эта зависимость может быть показана в явном виде. С этой целью рассмотрим помеху $w_i(t)$, представленную мультигармоническим сигналом

$$w_i(t) = \sum_{l=1}^{k} a_{li} \sin(\omega_{li} t + \vartheta_{li}), \tag{3.19}$$

где a_{li} – амплитуда l-й гармоники, о.е.;

ω_{li} – частота l-й гармоники, рад/с;

ϑ_{li} – фаза l-й гармоники, рад.

Утверждение 3.4 *Пусть выполнены условия предположений, выходные сигналы* $y_i(t)$ *ограничены по амплитуде и помехи* $w_i(t)$ *представлены в форме* (3.19)*. Тогда для любого достаточно малого числа* $\mu > 0$ *решения системы* (3.18) *ограничены и выполняется следующее соотношение*

$$\overline{\lim_{t\to\infty}} |\hat{e}_i(t) - e_i(t)| \le \sum_{l=1}^{k} a_{li} \left(\prod_{j=1}^{r} \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_{li}^2 \mu^2 \sigma_{ji}^2}} \right) + \mathrm{O}_i(\mu), \quad i = 1, \ldots, N.$$

Синтез системы управления

Принимая во внимание уравнения (3.16) и (3.17), сформируем ошибку слежения $e_i(t) = y_i(t) - y_{mi}(t)$ в виде (3.3). Далее зададим закон управления в форме

$$u_i(t) = -\alpha_i \sum_{l=0}^{\gamma_i - 1} d_{li} \bar{e}_i^{(l)}(t), \quad i = 1, \ldots, N, \tag{3.20}$$

где $\bar{e}_i^{(l)}(t)$ – оценка l-й производной сигнала $\hat{e}_i(t)$, $l = 0, 1, \ldots, \gamma_i - 1$.

Подставим (3.20) в (3.3) и перепишем (3.3) в виде:

$$F_i(p) e_i(t) = \alpha_i k_i R_i(p) g_i(t) + \alpha_i k_i R_i(p) D_i(p) \psi_i(t) + \varphi_i(t) + \sum_{\substack{j=1, \\ j \ne i}}^{N} Y_{ij}(p) e_j(t), \quad i = 1, \ldots, N, \tag{3.21}$$

где $g_i(t) = D_i(p)\hat{e}_i(t) - \sum_{l=0}^{\gamma_i-1} d_{li}\bar{e}_i^{(l)}(t)$ – ошибка оценки производных сигнала $\hat{e}_i(t)$, о.е.;

$\psi_i(t) = e_i(t) - \hat{e}_i(t)$ – погрешность фильтрации помехи $w_i(t)$, о.е.

Поскольку множество Ξ известно, то всегда существуют параметры $\alpha_i > 0$ и полиномы $D_i(\lambda)$ такие, что полиномы $F_i(\lambda)$ будут гурвицевыми.

Для реализации закона управления (3.20) будем определять оценки производных $\bar{e}_i^{(l)}(t)$ с использованием алгоритма, основанного на введении искусственного запаздывания:

$$\begin{aligned} \bar{e}_i(t) &= \hat{e}_i(t), \\ \bar{e}_i^{(1)}(t) &= \frac{\bar{e}_i(t) - \bar{e}_i(t-h)}{h}, \\ &\vdots \\ \bar{e}_i^{(\gamma_i-1)}(t) &= \frac{\bar{e}_i^{(\gamma_i-2)}(t) - \bar{e}_i^{(\gamma_i-2)}(t-h)}{h}, \end{aligned} \qquad i = 1, \ldots, N. \tag{3.22}$$

Подставив (3.22) в (3.20), перепишем закон управления (3.20) в виде

$$u_i(t) = -\alpha_i \sum_{l=0}^{\gamma_i-1} \left[\frac{d_{li}}{h^l} \sum_{j=0}^{l} (-1)^j C_l^j \hat{e}_i(t-jh) \right], \quad i = 1, \ldots, N. \tag{3.23}$$

Утверждение 3.5 *Пусть выполнены условия предположений, помехи $w_i(t)$ ограничены по амплитуде, если $r \geq \gamma_i - 1$, или ограничены по амплитуде вместе со своими $\gamma_i - 1 - r$ производными, если $r < \gamma_i - 1$, $i = 1, \ldots, N$. Тогда существуют параметры $\alpha_i > 0$ и запаздывание $h > 0$ такие, что система управления, представленная алгоритмом фильтрации* (3.18) *и законом управления* (3.23)*, обеспечивает выполнение целевого условия* (3.17) *и ограниченность всех сигналов в замкнутой системе.*

На рисунке 3.2 представлена структурная схема синтезированной системы управления.

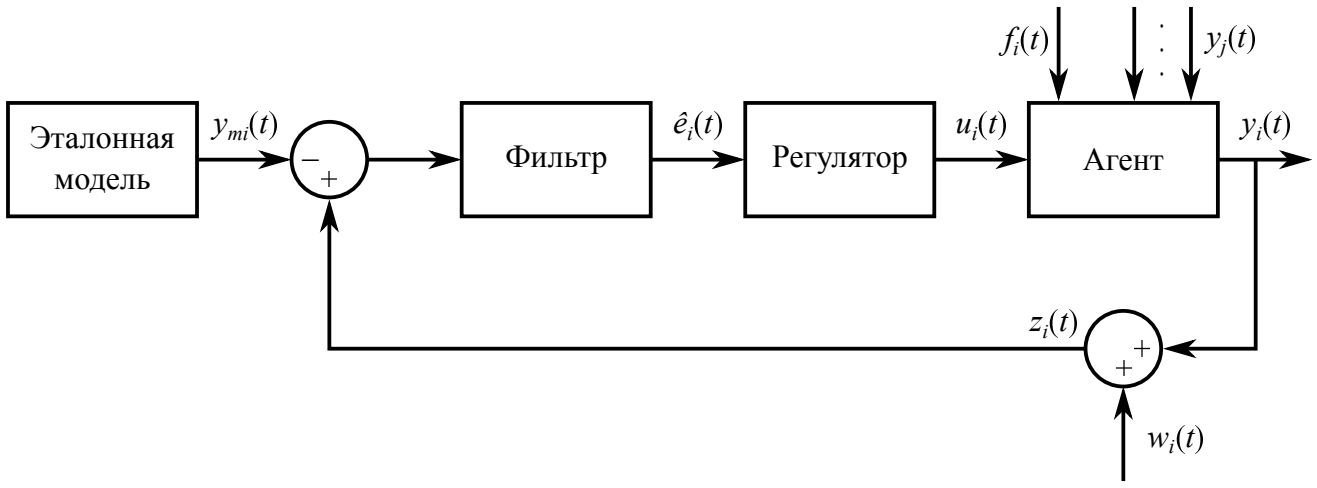


Рисунок 3.2 – Система управления (3.18), (3.23)

3.4 Примеры

Пример 3.1 Пусть динамические процессы каждого агента (3.1) описываются уравнениями

$$\begin{gathered}(q_{3,1}p^3+q_{2,1}p^2+q_{1,1}p+q_{0,1})y_1(t)=k_1(p+r_{0,1})u_1(t)+f_1(t)+\\+(s_{1,12}p+s_{0,12})y_2(t)+s_{0,13}y_3(t),\\(p^2+q_{1,2}p+q_{0,2})y_2(t)=k_2u_2(t)+f_2(t)+\\+s_{0,21}y_1(t)+s_{0,23}y_3(t),\\(p^3+q_{2,3}p^2+q_{1,3}p+q_{0,3})y_3(t)=k_3(p+r_{0,3})u_3(t)+f_3(t)+\\+(s_{1,31}p+s_{0,31})y_1(t)+s_{0,32}y_2(t).\end{gathered}\tag{3.24}$$

Множество Ξ определено следующими неравенствами

$$\begin{gathered}0\le q_{3,1}\le 1;\ -3\le q_{l,1}\le 3;\ -3\le s_{j,12}\le 3;\ -3\le s_{0,13}\le 3;\ 0<r_{0,1}\le 5;\\-3\le q_{j,2}\le 3;\ -3\le s_{0,21}\le 3;\ -3\le s_{0,23}\le 3;\\-3\le q_{l,3}\le 3;\ -3\le s_{j,31}\le 3;\ -3\le s_{0,32}\le 3;\ 0<r_{0,3}\le 5;\\0<k_i\le 10;\ i=1,2,3;\ l=0,1,2;\ j=0,1.\end{gathered}\tag{3.25}$$

Предположим, что порядки операторов $Q_i(p)$ и $R_i(p)$ в (3.24) известны.

Выберем коэффициенты $\alpha_i=25$, $d_{1,i}=0{,}1$, $d_{0,i}=15$, $i=1,2,3$ и запаздывание $h=0{,}01$ с. Тогда управляющее воздействие (3.7) перепишется в виде

$$\begin{gathered}u_i(t)=-25\left[15e_i(t)+0{,}1\frac{e_i(t)-e_i(t-0{,}01)}{0{,}01}\right]=-25\left[25e_i(t)-10e_i(t-0{,}01)\right],\\i=1,2,3.\end{gathered}\tag{3.26}$$

Пусть параметры объекта управления (3.24), начальные условия и возмущающие воздействия $f_i(t)$ заданы следующим образом

$$\begin{gathered}q_{3,1}=1;\ q_{2,1}=-2;\ q_{1,1}=1;\ q_{0,1}=1{,}9;\ s_{1,12}=-0{,}5;\ s_{0,12}=1{,}4;\\s_{0,13}=0{,}8;\ r_{0,1}=0{,}3;\ k_1=3;\ f_1(t)=1+3\sin(t);\\q_{1,2}=0{,}5;\ q_{0,1}=-2{,}3;\ s_{0,21}=1{,}2;\ s_{0,23}=-2;\\k_2=5;\ f_2(t)=2+\sin(2t);\\q_{2,3}=2{,}1;\ q_{1,3}=-0{,}6;\ q_{0,3}=-1;\ s_{1,31}=1{,}6;\ s_{0,31}=-3;\\s_{0,32}=1{,}5;\ r_{0,3}=0{,}5;\ k_3=8;\ f_3(t)=3+2\sin(3t);\\\ddot{y}_i(0)=1\text{ о.е./с}^2;\ \dot{y}_i(0)=1\text{ о.е./с};\ y_i(0)=1\text{ о.е.};\ i=1,2,3.\end{gathered}\tag{3.27}$$

Положим, что эталонные сигналы заданы в виде $y_{mi}(t)=\sin(0{,}7t)$, $i=1,2,3$. На рисунке 3.3 представлены результаты моделирования по ошибке слежения $e_i(t)$, $i=1,2,3$, а на рисунке

3.4 – по сигналу управления $u_i(t)$, $i = 1, 2, 3$. Первому агенту S_1 соответствуют графики красного цвета, второму агенту S_2 – зеленого, третьему агенту S_2 – синего. Из рисунка 3.3 видно, что заданная точность $\varepsilon = 0{,}05$ о.е. достигается первым агентом S_1 за время $T_1 = 1{,}14$ с, вторым агентом S_2 – за время $T_2 = 0{,}45$ с, третьим агентом S_3 – за время $T_3 = 0{,}25$ с.

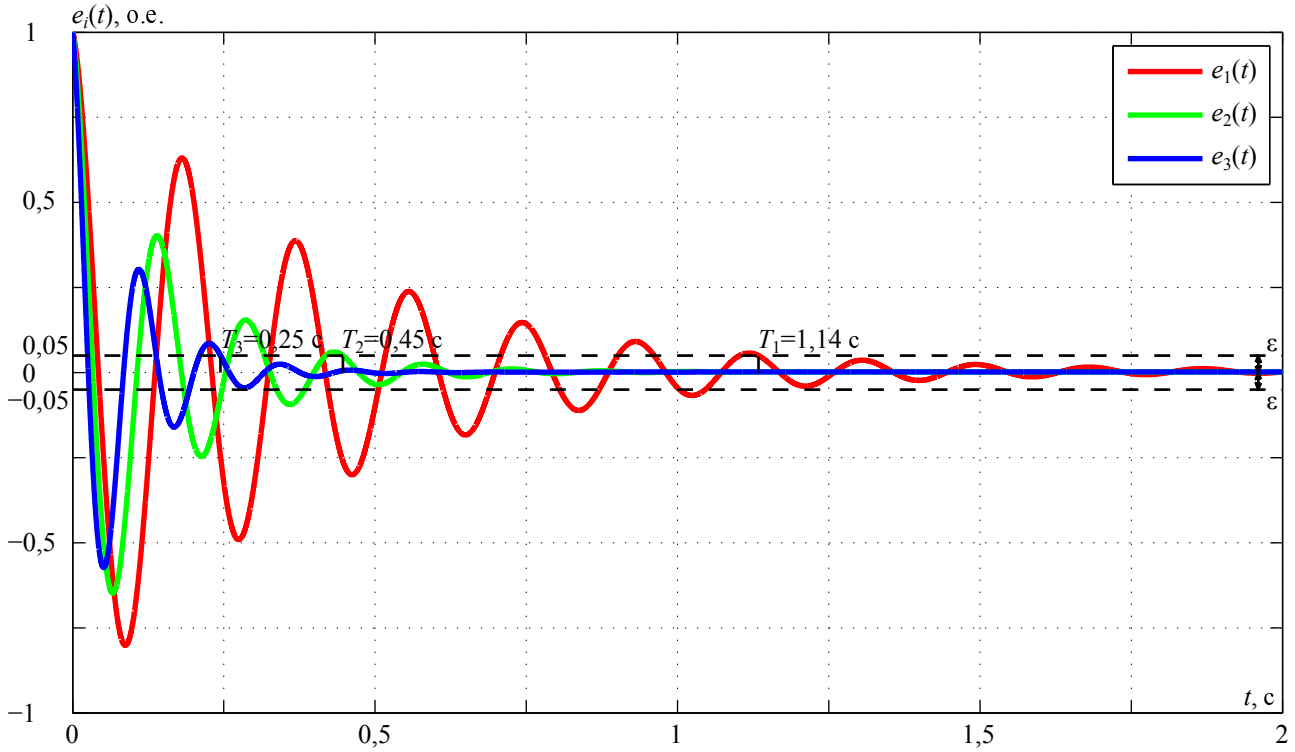


Рисунок 3.3 – Ошибка слежения $e_i(t)$, $i = 1, 2, 3$

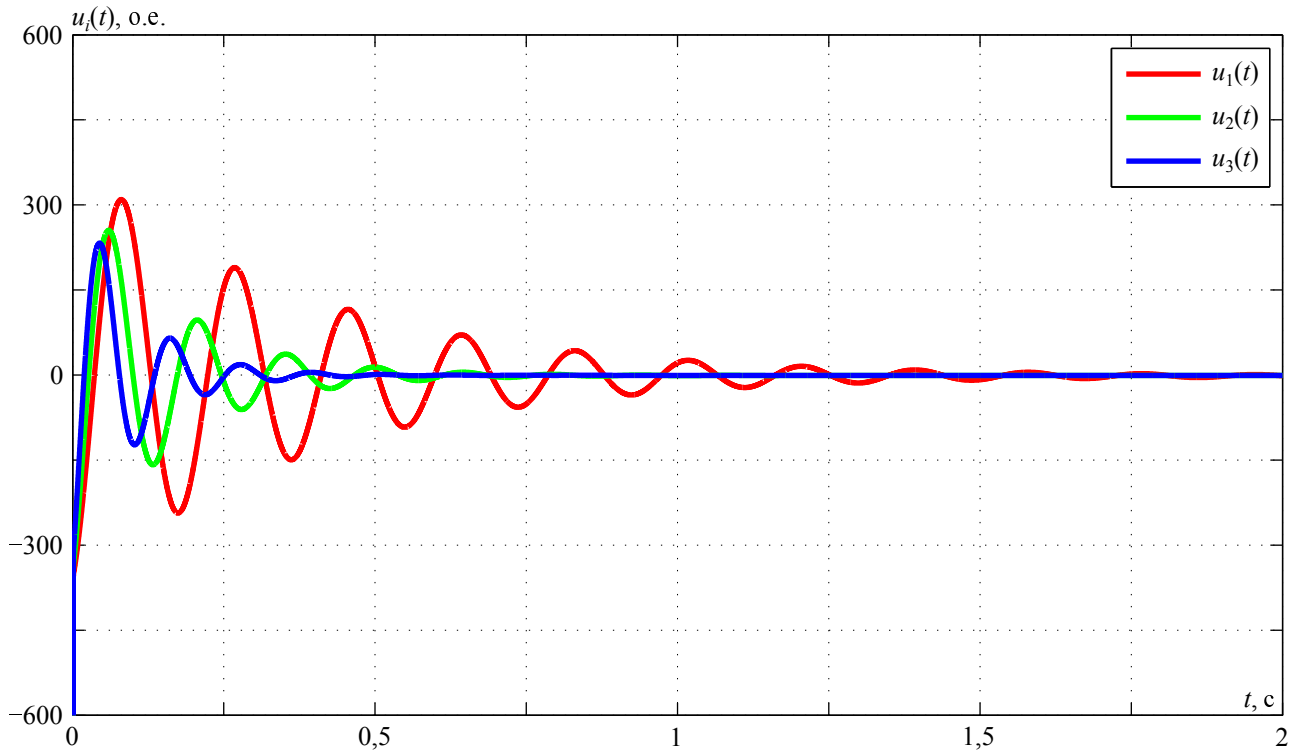


Рисунок 3.4 – Сигнал управления $u_i(t)$, $i = 1, 2, 3$

Пример 3.2 Пусть динамические процессы каждого агента (3.1) также описываются уравнениями (3.24). Предположим теперь, что порядки операторов $Q_i(p)$ и $R_i(p)$ в (3.24) не известны.

Допустим, что параметры 1-го агента (3.24) изменились так, что теперь $q_{3,1} = 0;\ q_{2,1} = 1$. Положим, что верхние оценки относительной степени агентов равны $\bar{\gamma}_i = 2$, $i = 1, 2, 3$. Выберем коэффициенты $\alpha_i = 25$, $d_{1,i} = 0{,}1$, $d_{0,i} = 15$, запаздывание $h = 0{,}01$ с и $k_{1,i} = 1$, $i = 1, 2, 3$. Тогда управляющее воздействие (3.15) перепишется в виде

$$u_i(t) = -25\left[15e_i(t) + 0{,}1\frac{e_i(t) - e_i(t - 0{,}01)}{0{,}01}\right] = -25\left[25e_i(t) - 10e_i(t - 0{,}01)\right], \quad i = 1, 2, 3. \tag{3.28}$$

На рисунке 3.5 представлены результаты моделирования по ошибке слежения $e_i(t)$, $i = 1, 2, 3$, а на рисунке 3.6 – по сигналу управления $u_i(t)$, $i = 1, 2, 3$. Первому агенту S_1 соответствуют графики красного цвета, второму агенту S_2 – зеленого, третьему агенту S_2 – синего. Из рисунка 3.5 видно, что заданная точность $\varepsilon = 0{,}05$ о.е. достигается первым агентом S_1 за время $T_1 = 0{,}008$ с, вторым агентом S_2 – за время $T_2 = 0{,}45$ с, третьим агентом S_3 – за время $T_3 = 0{,}24$ с.

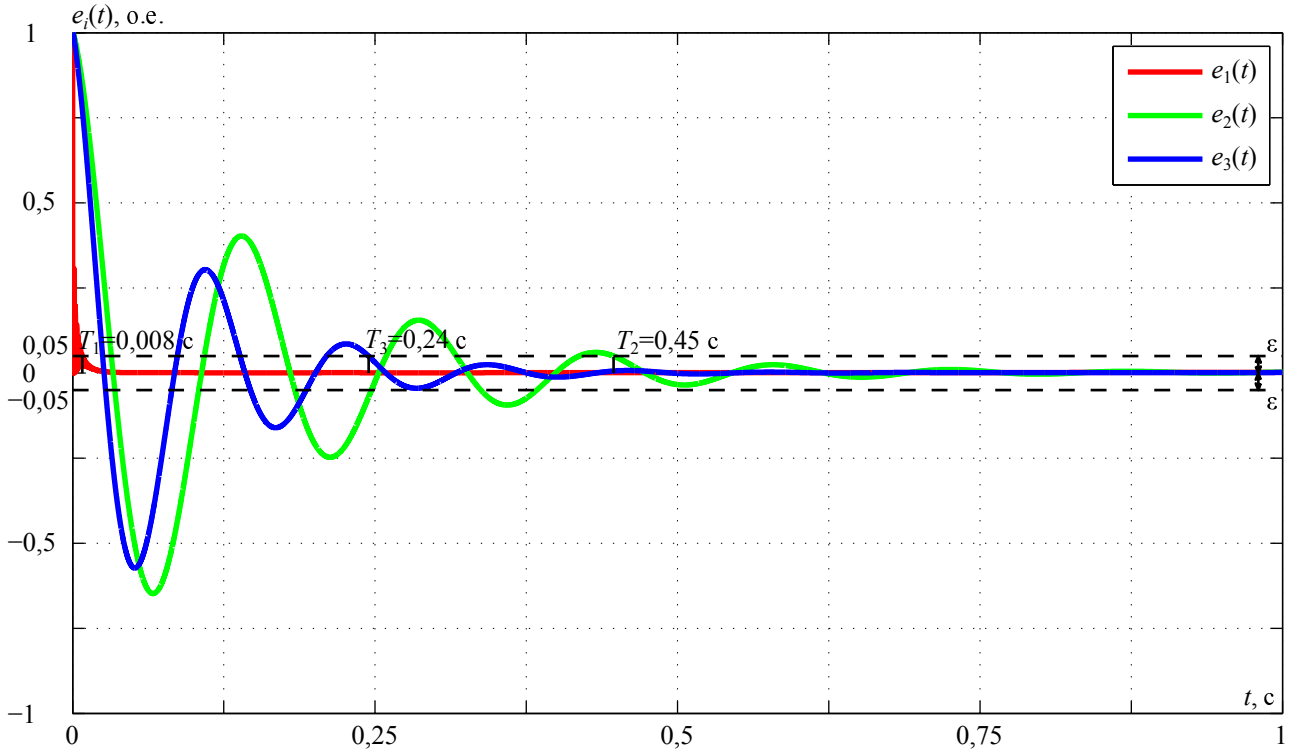


Рисунок 3.5 – Ошибка слежения $e_i(t)$, $i = 1, 2, 3$

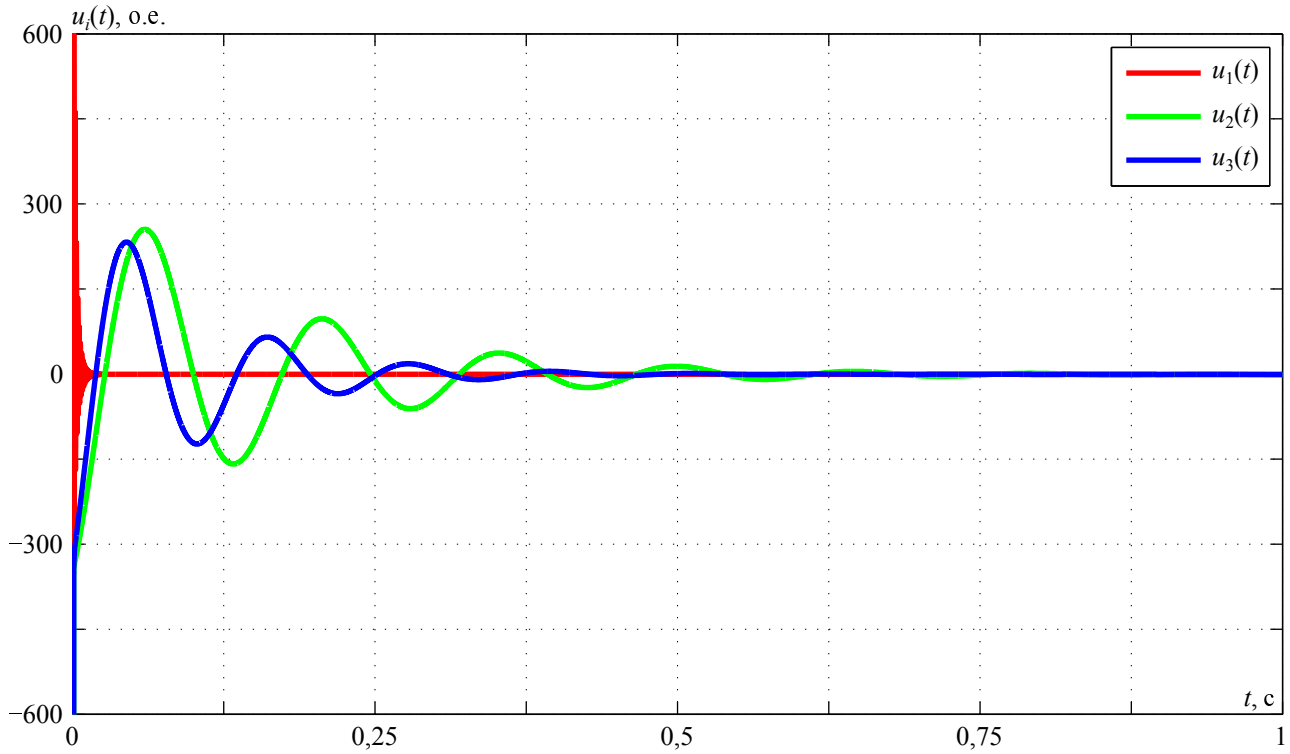


Рисунок 3.6 – Сигнал управления $u_i(t)$, $i = 1, 2, 3$

Пример 3.3 Пусть динамические процессы каждого агента (3.16) описываются системой уравнений

$$\begin{aligned}
(q_{3,1}p^3 + q_{2,1}p^2 + q_{1,1}p + q_{0,1})y_1(t) &= k_1(p + r_{0,1})u_1(t) + f_1(t) + \\
&+(s_{1,12}p + s_{0,12})y_2(t) + s_{0,13}y_3(t); \\
(p^2 + q_{1,2}p + q_{0,2})y_2(t) &= k_2u_2(t) + f_2(t) + \\
&+s_{0,21}y_1(t) + s_{0,23}y_3(t); \\
(p^3 + q_{2,3}p^2 + q_{1,3}p + q_{0,3})y_3(t) &= k_3(p + r_{0,3})u_3(t) + f_3(t) + \\
&+(s_{1,31}p + s_{0,31})y_1(t) + s_{0,32}y_2(t); \\
z_i(t) &= y_i(t) + w_i(t), \quad i = 1, 2, 3.
\end{aligned} \tag{3.29}$$

Множество Ξ определено в (3.25).

Для фильтрации высокочастотной помехи зададим параметры алгоритма (3.18) следующими: $r = 3$, $\mu = 0{,}001$ и $\sigma_{li} = 0{,}1$ с; $i, l = 1, 2, 3$. Тогда алгоритм фильтрации (3.18) можно переписать в виде:

$$\hat{e}_i(t) = \frac{1}{(0{,}0001p + 1)^3}(z_i(t) - y_{mi}(t)), \quad i = 1, 2, 3. \tag{3.30}$$

Выберем коэффициенты $\alpha_i = 25$, $d_{1,i} = 0{,}1$, $d_{0,i} = 15$, $i = 1{,}2{,}3$ и запаздывание $h = 0{,}01$ с.

Тогда управляющее воздействие (3.23) перепишется в виде

$$u_i(t) = -25\left[15\hat{e}_i(t) + 0{,}1\frac{\hat{e}_i(t) - \hat{e}_i(t-0{,}01)}{0{,}01}\right] = -25\left[25\hat{e}_i(t) - 10\hat{e}_i(t-0{,}01)\right], \quad i = 1,2,3. \tag{3.31}$$

Помехи измерения $w_i(t)$, $i = 1,2,3$, представляют собой сигналы следующего вида

$$\begin{aligned} w_1(t) &= 0{,}08\sin(10^5 t) + 0{,}02\cos(10^4 t) + \theta_1(t), \\ w_2(t) &= 0{,}06\sin(10^5 t) + 0{,}04\cos(10^4 t) + \theta_2(t), \\ w_3(t) &= 0{,}07\sin(10^5 t) + 0{,}03\cos(10^4 t) + \theta_3(t), \end{aligned} \tag{3.32}$$

где $\theta_i(t)$ – случайный сигнал, полученный пропусканием дискретного "белого шума" с интервалом дискретности $\Delta t = 0{,}1$ мс и спектральной плотностью $S_i = (0{,}01i)^2\Delta t/2$ о.е.^{2}/Гц через фильтр высоких частот третьего порядка с сопрягающей частотой $f_c = 1$ кГц.

Пусть параметры объекта управления (3.29), начальные условия и возмущающие воздействия $f_i(t)$ заданы как в (3.27).

Положим, что эталонные сигналы заданы в виде $y_{mi}(t) = \sin(0{,}7t)$, $i = 1,2,3$. На рисунке 3.7 представлены результаты моделирования по ошибке слежения $e_i(t)$, $i = 1,2,3$, а на рисунке 3.8 – по сигналу управления $u_i(t)$, $i = 1,2,3$. Первому агенту S_1 соответствуют графики красного цвета, второму агенту S_2 – зеленого, третьему агенту S_2 – синего. Из рисунка 3.7 видно, что заданная точность $\varepsilon = 0{,}05$ о.е. достигается первым агентом S_1 за время $T_1 = 1{,}14$ с, вторым агентом S_2 – за время $T_2 = 0{,}45$ с, третьим агентом S_3 – за время $T_3 = 0{,}29$ с.

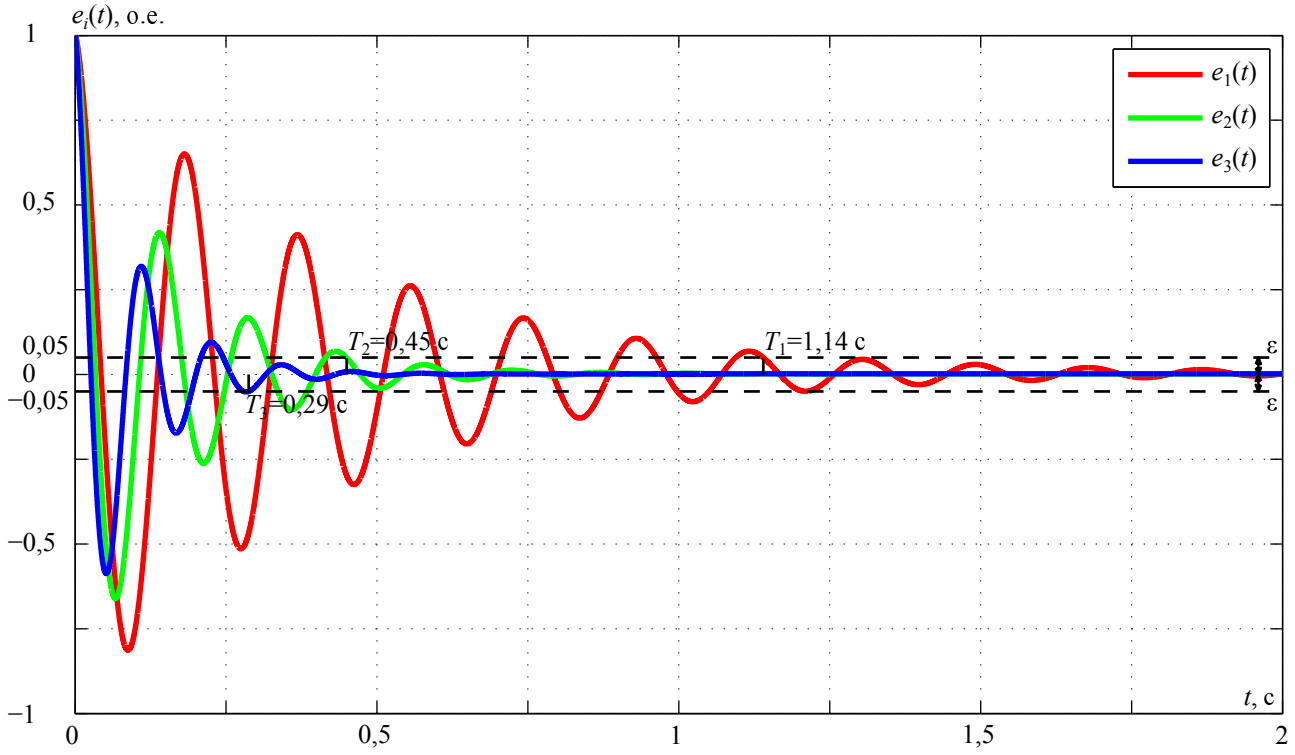


Рисунок 3.7 – Ошибка слежения $e_i(t)$, $i = 1,2,3$

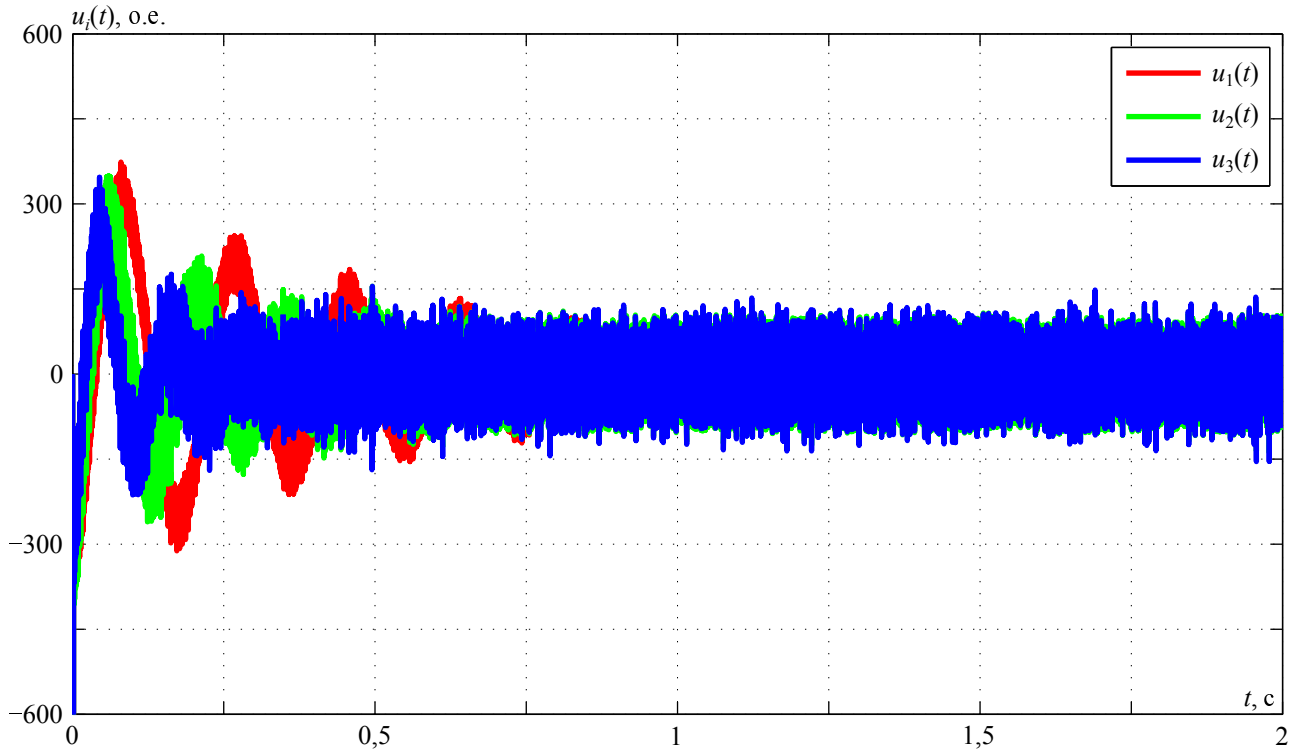


Рисунок 3.8 – Сигнал управления $u_i(t)$, $i = 1, 2, 3$

3.5 Выводы по разделу 3

В данном разделе были решены следующие задачи:

а) синтезирован робастный децентрализованный алгоритм управления линейными мультиагентными системами по выходу. Сформулировано утверждение, соблюдение условий которого гарантирует выполнение задачи слежения агентов сети за заданным эталонным сигналом;

б) синтезирован робастный децентрализованный алгоритм управления линейными мультиагентными системами со структурно неопределенными агентами по выходу. Сформулировано утверждение, соблюдение условий которого гарантирует выполнение задачи слежения агентов сети за заданным эталонным сигналом;

в) синтезирован робастный децентрализованный алгоритм управления линейными мультиагентными системами по выходу при наличии высокочастотных помех измерения. Сформулировано утверждение, соблюдение условий которого гарантирует выполнение задачи слежения агентов сети за заданным эталонным сигналом;

г) приведены результаты численного моделирования разработанных систем управления, демонстрирующие их работоспособность.

4 Управление электроэнергетической сетью

4.1 Робастный алгоритм управления электрическим генератором

Постановка задачи

На рисунке 4.1 показан 3-фазный электрический генератор, подключенный к шине бесконечной мощности, напряжение на которой не зависит от характера функционирования генератора [98, 99]. Не смотря на кажущуюся простоту, данную схему подключения генератора к шине бесконечной мощности часто используют при тестировании разрабатываемых алгоритмов управления [101, 102]. При этом рассматривается функционирование электрогенератора как в штатном режиме, так и при возникновении кратковременных аварийных ситуаций, связанных со значительным изменением сопротивления линии электропередач.

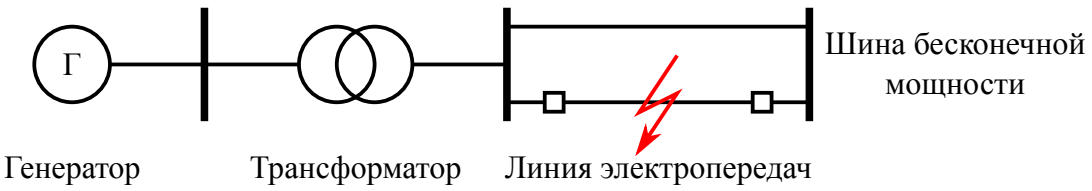


Рисунок 4.1 – Электрический генератор

Если применить преобразование Парка, а затем трансформатор представить в виде эквивалентного индуктивного сопротивления x_T и каждую линию электропередач – в виде эквивалентного индуктивного сопротивления x_L, то исходную схему подключения генератора к шине бесконечной мощности можно привести к эквивалентной схеме замещения, показанной на рисунке 4.2.

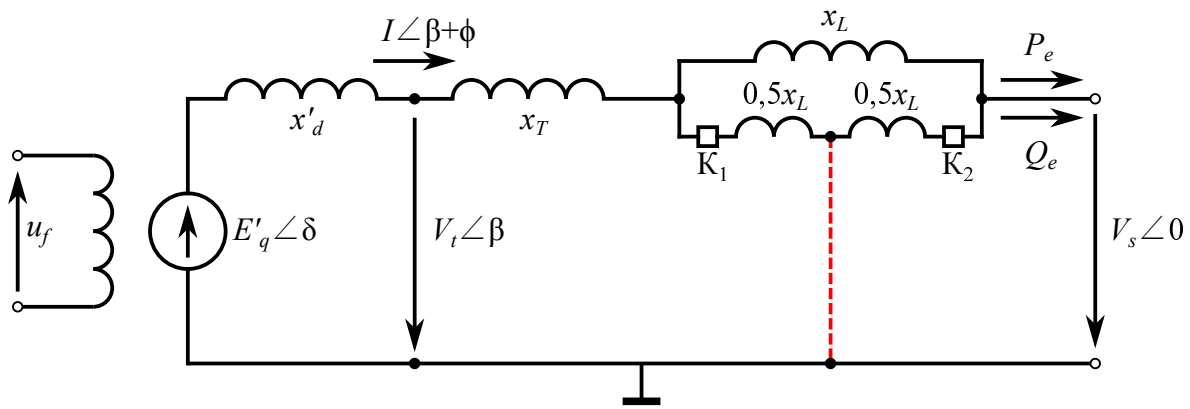


Рисунок 4.2 – Эквивалентная схема замещения электрического генератора

В дальнейшем предполагается, что все сигналы, выраженные в системе отсчета статора электрогенератора, являются гармоническими функциями времени вида $V(t) = \sqrt{2}V_m \sin(\omega t +$

ϑ). Тогда каждый сигнал можно представить в виде комплексного числа $\mathbf{V} = V_m\angle\vartheta = V_m e^{j\vartheta}$, вращающегося с круговой скоростью ω вокруг центра системы координат dq. Соответствующая векторная диаграмма приведена на рисунке 4.3.

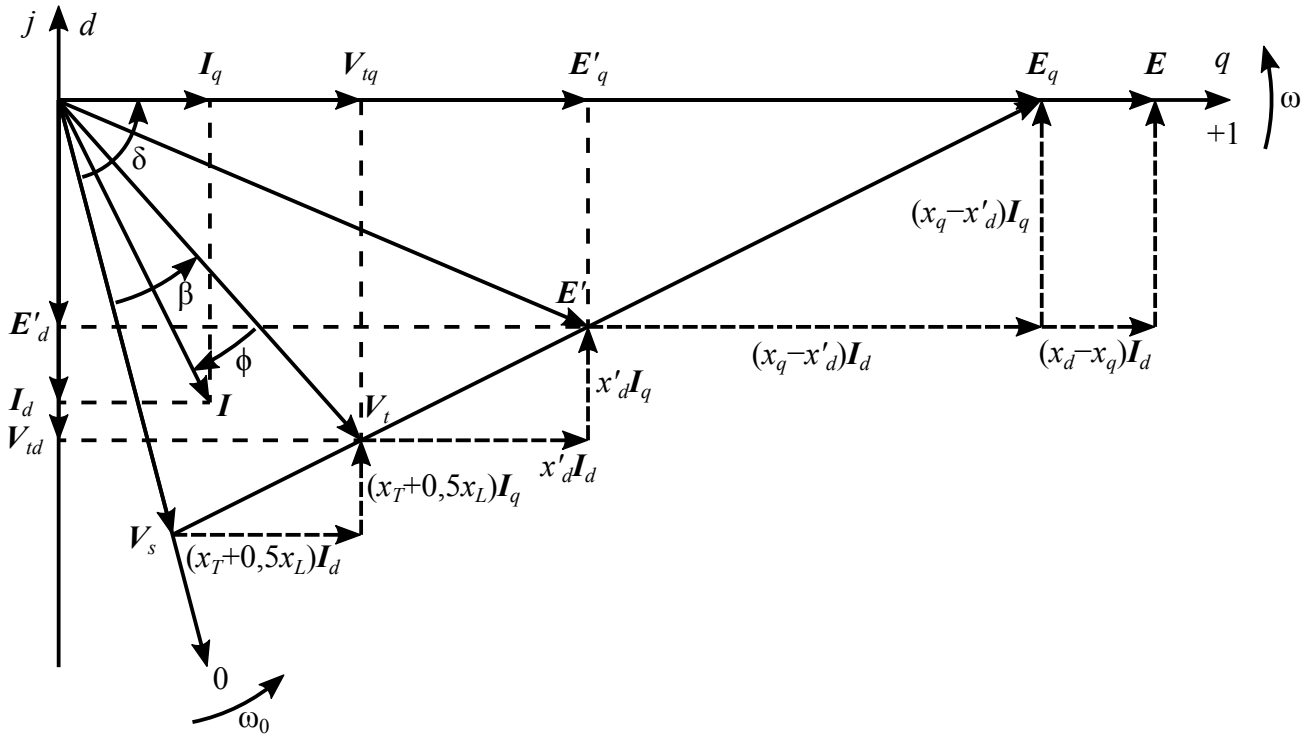


Рисунок 4.3 – Векторная диаграмма электрического генератора

Рассмотрим электрический генератор, модель которого описывается следующими дифференциально-алгебраическими уравнениями [98–100].

Уравнения движения ротора генератора:

$$\Delta\dot{\delta}(t) = \Delta\omega(t), \tag{4.1}$$

$$\Delta\dot{\omega}(t) = -\frac{D}{2H}\Delta\omega(t) - \frac{\omega_0}{2H}\Delta P_e(t), \tag{4.2}$$

где $\Delta\delta(t) = \delta(t) - \delta_0$;

$\delta(t)$ – угол поворота поперечной оси ротора относительно синхронной оси вращения, рад;

δ_0 – угол поворота поперечной оси ротора относительно синхронной оси вращения в номинальном режиме работы, рад;

$\Delta\omega(t) = \omega(t) - \omega_0$;

$\omega(t)$ – скорость вращения ротора, рад/с;

ω_0 – синхронная скорость вращения ротора, рад/с;

$\Delta P_e(t) = P_e(t) - P_m$;

$P_e(t)$ – активная электрическая мощность, вырабатываемая генератором, о.е. (относительные единицы);

P_m – механическая мощность на валу генератора, о.е.;

D – коэффициент демпфирования, о.е.;

H – коэффициент инерции, с.

Уравнения контура возбуждения:

$$\dot{E}'_q(t) = \frac{1}{T'_{d0}} \left[E_f(t) - E(t) \right], \tag{4.3}$$

$$E_f(t) = k_c u_f(t), \tag{4.4}$$

где $E'_q(t)$ – эквивалентное напряжение, пропорциональное величине потокосцепления $\psi_{fd}(t)$ магнитного поля машины с обмоткой возбуждения, о.е.;

$E_f(t)$ – эквивалентная ЭДС обмотки возбуждения, о.е;

$E(t)$ – ЭДС, наводимая магнитным потоком индуктора (ротора) в обмотке якоря (статора), о.е;

$u_f(t)$ – напряжение, прикладываемое к обмотке возбуждения, о.е.;

$T'_{d0} = L_{ffd}/R_{fd}$ – постоянная времени контура возбуждения, с;

$k_c = x_{ad}/R_{fd}$;

x_{ad} – сопротивление взаимной индуктивности обмотки возбуждения с обмоткой якоря, о.е.;

L_{ffd} – собственная индуктивность обмотки возбуждения, о.е.·с;

R_{fd} – активное сопротивление обмотки возбуждения, о.е.

Уравнения контура якоря:

$$E(t) = \frac{x_{ds}}{x'_{ds}} E'_q(t) - \frac{x_d - x'_d}{x'_{ds}} V_s \cos\delta(t), \tag{4.5}$$

$$E'_d(t) = (x_q - x'_d) I_q(t), \tag{4.6}$$

$$V_t(t) = \sqrt{(E(t) - x_d I_d(t))^2 + (x_q I_q(t))^2}, \tag{4.7}$$

$$I_d(t) = \frac{E(t)}{x_{ds}} - \frac{V_s}{x_{ds}} \cos\delta(t), \tag{4.8}$$

$$I_q(t) = \frac{V_s}{x_{qs}} \sin\delta(t), \tag{4.9}$$

$$P_e(t) = \frac{V_s}{x_{ds}} E(t) \sin\delta(t) + \frac{V_s^2}{2} \left(\frac{1}{x_{qs}} - \frac{1}{x_{ds}} \right) \sin(2\delta(t)), \tag{4.10}$$

$$Q_e(t) = \frac{V_s}{x_{ds}} E(t) \cos\delta(t) - \frac{V_s^2}{2} \left(\frac{1}{x_{qs}} + \frac{1}{x_{ds}} \right) + \frac{V_s^2}{2} \left(\frac{1}{x_{qs}} - \frac{1}{x_{ds}} \right) \cos(2\delta(t)), \tag{4.11}$$

где $E'_d(t)$ – напряжение, отстающее по фазе на 90° от напряжения $E'_q(t)$, о.е.;

$V_t(t)$ – напряжение на зажимах статора, о.е.;

$I_d(t)$ – продольная составляющая тока якоря, о.е.;

$I_q(t)$ – поперечная составляющая тока якоря, о.е.;

$Q_e(t)$ – реактивная электрическая мощность, поступающая на шину бесконечной мощности, о.е.;

V_s – напряжение на шине бесконечной мощности, о.е.;

$x_{ds} = x_T + 0{,}5x_L + x_d$; $\quad x_{qs} = x_T + 0{,}5x_L + x_q$; $\quad x'_{ds} = x_T + 0{,}5x_L + x'_d$;

x_T – индуктивное сопротивление трансформатора, о.е.;

x_L – индуктивное сопротивление одной из линий электропередач, о.е.;

x_d – продольное индуктивное сопротивление обмотки якоря, о.е.;

x_q – поперечное индуктивное сопротивление обмотки якоря, о.е.;

x'_d – переходное продольное индуктивное сопротивление обмотки якоря, о.е.

Приведенная выше математическая модель электрогенератора получена при следующих упрощениях [98, 99]:

а) число пар полюсов магнитного поля ротора равняется одному;

б) эффект наличия демпферных (успокоительных) обмоток учтен в виде коэффициента демпфирования D. Уравнения электродинамики для указанных обмоток не рассматриваются;

в) продольная $\psi_d(t)$ и поперечная $\psi_q(t)$ составляющие потосцепления магнитного поля машины с обмоткой якоря остаются постоянными в течение переходных процессов;

г) эффект насыщения магнитной цепи машины не рассматривается.

Требуется спроектировать непрерывную систему управления, обеспечивающую выполнение целевого условия:

$$\overline{\lim_{t\to\infty}} |\Delta\delta(t)| < \varepsilon, \tag{4.12}$$

где $\varepsilon > 0$ – требуемая точность стабилизации, рад.

Будем искать решение задачи при следующих предположениях:

а) неизвестные параметры D, H, T'_{d0}, k_c, x_T, x_L, x_d, x_q, x'_d модели (4.1)–(4.11) образуют вектор $\upsilon \in \Xi$, где Ξ – известное компактное множество;

б) в процессе функционирования генератора могут произойти кратковременные аварийные ситуации, связанные с внезапным изменением индуктивного сопротивления одной из линий электропередач x_L. Параметры D, H, T'_{d0}, k_c, x_T, x_d, x_q, x'_d остаются постоянными в течение всего функционирования системы;

в) измерению доступен сигнал $z(t)$, рад

$$z(t) = \delta(t) + w(t), \tag{4.13}$$

где $w(t)$ – ограниченная по амплитуде помеха, такая что, ее частотный диапазон достаточно сильно отделен от собственной частоты объекта и находится в области высоких частот, рад.

Метод решения

Перепишем уравнение (4.2) с учетом (4.10)

$$\Delta\dot{\omega}(t) = -\frac{D}{2H}\Delta\omega(t) - \frac{\omega_0 V_s}{2Hx_{ds}}E(t)\sin\delta(t) - \frac{\omega_0 V_s^2}{4H}\left(\frac{1}{x_{qs}} - \frac{1}{x_{ds}}\right)\sin(2\delta(t)) + \frac{\omega_0}{2H}P_m. \tag{4.14}$$

Продифференцируем уравнение (4.14) по времени

$$\Delta\ddot{\omega}(t) = -\frac{D}{2H}\Delta\dot{\omega}(t) - \frac{\omega_0 V_s}{2Hx_{ds}}\dot{E}(t)\sin\delta(t) - \frac{\omega_0 V_s}{2Hx_{ds}}E(t)\cos\delta(t)\Delta\omega(t) - \\ - \frac{\omega_0 V_s^2}{2H}\left(\frac{1}{x_{qs}} - \frac{1}{x_{ds}}\right)\cos(2\delta(t))\Delta\omega(t). \tag{4.15}$$

Перепишем уравнение (4.15) с учетом (4.5)

$$\Delta\ddot{\omega}(t) = -\frac{D}{2H}\Delta\dot{\omega}(t) - \frac{\omega_0 V_s}{2Hx'_{ds}}\dot{E}'_q(t)\sin\delta(t) - \frac{\omega_0 V_s^2}{2H}\left(\frac{1}{x'_{ds}} - \frac{1}{x_{ds}}\right)\sin^2\delta(t)\Delta\omega(t) - \\ - \frac{\omega_0 V_s}{2Hx'_{ds}}E'_q(t)\cos\delta(t)\Delta\omega(t) + \frac{\omega_0 V_s^2}{2H}\left(\frac{1}{x'_{ds}} - \frac{1}{x_{ds}}\right)\cos^2\delta(t)\Delta\omega(t) - \\ - \frac{\omega_0 V_s^2}{2H}\left(\frac{1}{x_{qs}} - \frac{1}{x_{ds}}\right)\cos(2\delta(t))\Delta\omega(t). \tag{4.16}$$

Наконец, перепишем уравнение (4.16) с учетом (4.3), (4.4) и тригонометрических тождеств

$$\Delta\ddot{\omega}(t) = -\frac{D}{2H}\Delta\dot{\omega}(t) - \frac{\omega_0 V_s k_c}{2Hx'_{ds}T'_{d0}}\sin\delta(t)u_f(t) + \frac{\omega_0 V_s}{2Hx'_{ds}T'_{d0}}E(t)\sin\delta(t) - \\ - \frac{\omega_0 V_s}{2Hx'_{ds}}E'_q(t)\cos\delta(t)\Delta\omega(t) + \frac{\omega_0 V_s^2}{2H}\left(\frac{1}{x'_{ds}} - \frac{1}{x_{qs}}\right)\cos(2\delta(t))\Delta\omega(t). \tag{4.17}$$

Из (4.14) следует, что

$$\frac{\omega_0 V_s}{2Hx_{ds}}E(t)\sin\delta(t) = -\Delta\dot{\omega}(t) - \frac{D}{2H}\Delta\omega(t) - \frac{\omega_0 V_s^2}{4H}\left(\frac{1}{x_{qs}} - \frac{1}{x_{ds}}\right)\sin(2\delta(t)) + \frac{\omega_0}{2H}P_m. \tag{4.18}$$

Тогда с учетом (4.18) перепишем (4.17) в виде

$$\Delta\ddot{\omega}(t) = -\frac{D}{2H}\Delta\dot{\omega}(t) - \frac{\omega_0 V_s k_c}{2Hx'_{ds}T'_{d0}}\sin\delta(t)u_f(t) + \\ + \frac{x_{ds}}{x'_{ds}T'_{d0}}\left[-\Delta\dot{\omega}(t) - \frac{D}{2H}\Delta\omega(t) - \frac{\omega_0 V_s^2}{4H}\left(\frac{1}{x_{qs}} - \frac{1}{x_{ds}}\right)\sin(2\delta(t)) + \frac{\omega_0}{2H}P_m\right] - \\ - \frac{\omega_0 V_s}{2Hx'_{ds}}E'_q(t)\cos\delta(t)\Delta\omega(t) + \frac{\omega_0 V_s^2}{2H}\left(\frac{1}{x'_{ds}} - \frac{1}{x_{qs}}\right)\cos(2\delta(t))\Delta\omega(t). \tag{4.19}$$

Учитывая (4.1) и (4.19), математическую модель генератора можно переписать в виде дифференциального уравнения третьего порядка

$$Q(p,t)\Delta\delta(t) = -k\sin\delta(t)u_f(t) + \varphi(t), \tag{4.20}$$

где

$$Q(p,t) = p^3 + q_2 p^2 + q_1(t)p,$$
$$q_2 = \frac{D}{2H} + \frac{x_{ds}}{x'_{ds}T'_{d0}},$$

$$q_1(t) = \frac{Dx_{ds}}{2Hx'_{ds}T'_{d0}} + \frac{\omega_0 V_s}{2Hx'_{ds}} E'_q(t)\cos\delta(t) + \frac{\omega_0 V_s^2}{2H}\left(\frac{1}{x_{qs}} - \frac{1}{x'_{ds}}\right)\cos(2\delta(t)),$$

$$k = \frac{\omega_0 V_s k_c}{2Hx'_{ds}T'_{d0}},$$

$$\varphi(t) = \frac{\omega_0 x_{ds}}{2Hx'_{ds}T'_{d0}}\left[P_m - \frac{V_s^2}{2}\left(\frac{1}{x_{qs}} - \frac{1}{x_{ds}}\right)\sin(2\delta(t))\right],$$

$p = d/dt$ – оператор дифференцирования.

Для дальнейшего синтеза системы управления воспользуемся результатами раздела 2.3. Для выделения сигнала $\Delta\delta(t)$ из сигнала $z(t) - \delta_0 = \Delta\delta(t) + w(t)$ рассмотрим следующий фильтр низких частот

$$\Delta\hat{\delta}(t) = \frac{1}{\prod\limits_{i=1}^{r}(\mu\sigma_i p + 1)}(z(t) - \delta_0), \tag{4.21}$$

где $\Delta\hat{\delta}(t)$ – оценка сигнала $\Delta\delta(t)$, рад.

Будем искать закон управления в форме

$$u_f(t) = u_f^0 + u_f^{\Delta}(t), \tag{4.22}$$

где u_f^0 – сигнал управления, стабилизирующий генератор в установившемся режиме при номинальных значениях параметров, о.е.;

$u_f^{\Delta}(t)$ – сигнал управления, стабилизирующий генератор при отклонении параметров от номинальных и возникновении кратковременных аварийных ситуаций, о.е.

Из (4.3) и (4.4) следует, что сигнал управления u_f^0 необходимо задать в форме:

$$u_f^0 = \frac{E_0}{k_c}, \tag{4.23}$$

где E_0 – значение ЭДС $E(t)$ при номинальных значениях параметров, о.е.

Зададим закон управления $u_f^{\Delta}(t)$ в форме

$$u_f^{\Delta}(t) = \alpha\,\mathrm{sgn}\left[\sin\hat{\delta}(t)\right]\sum_{i=0}^{2} d_i\Delta\bar{\delta}^{(i)}(t), \tag{4.24}$$

где $\alpha > 0$ – настраиваемый параметр;

d_0, d_1, d_2 – коэффициенты, выбираемые так, чтобы полином $D(\lambda) = d_2\lambda^2 + d_1\lambda + d_0$ был гурвицевым, где $\lambda \in \mathbb{C}$ – комплексная переменная Лапласа;

$\hat{\delta}(t) = \Delta\hat{\delta}(t) + \delta_0$ – оценка угла $\delta(t)$, рад;

$\Delta\bar{\delta}^{(i)}(t)$ – оценка i-й производной сигнала $\Delta\hat{\delta}(t)$, $i = 0, 1, 2$.

Подставив (4.24) в (4.20), получим

$$F(p,t)\Delta\delta(t) = \alpha k\,\mathrm{sgn}\left[\sin\hat{\delta}(t)\right]\sin\delta(t)g(t) + \alpha k\,\mathrm{sgn}\left[\sin\hat{\delta}(t)\right]\sin\delta(t)D(p)\psi(t) - \\ - \left[k\sin\delta(t)u_f^0 - \varphi(t)\right], \tag{4.25}$$

где $F(p,t) = Q(p,t) + \alpha k \operatorname{sgn}\left[\sin\hat{\delta}(t)\right]\sin\delta(t)D(p)$;

$g(t) = D(p)\Delta\hat{\delta}(t) - \sum_{i=0}^{2} d_i\Delta\bar{\delta}^{(i)}(t)$ – ошибка оценки производных сигнала $\Delta\hat{\delta}(t)$, рад;

$\psi(t) = \Delta\delta(t) - \Delta\hat{\delta}(t)$ – погрешность фильтрации помехи $w(t)$, рад.

Поскольку множество Ξ известно, то всегда существуют параметр $\alpha > 0$ и полином $D(\lambda)$ такие, что полином $F(\lambda, t)$ будет гурвицевым в каждый фиксированный момент времени t.

Для реализации закона управления (4.24) будем определять оценки производных $\Delta\bar{\delta}^{(i)}(t)$ с использованием алгоритма, основанного на введении искусственного запаздывания:

$$\begin{aligned} \Delta\bar{\delta}(t) &= \Delta\hat{\delta}(t), \\ \Delta\bar{\delta}^{(1)}(t) &= \frac{\Delta\bar{\delta}(t) - \Delta\bar{\delta}(t-h)}{h}, \\ \Delta\bar{\delta}^{(2)}(t) &= \frac{\Delta\bar{\delta}^{(1)}(t) - \Delta\bar{\delta}^{(1)}(t-h)}{h}. \end{aligned} \tag{4.26}$$

Подставив (4.26) в (4.24), перепишем закон управления (4.22) в виде

$$u_f(t) = \frac{E_0}{k_c} + \alpha \operatorname{sgn}\left[\sin\hat{\delta}(t)\right]\sum_{i=0}^{2}\left[\frac{d_i}{h^i}\sum_{j=0}^{i}(-1)^j C_i^j \Delta\hat{\delta}(t-jh)\right]. \tag{4.27}$$

Утверждение 4.1 *Пусть выполнены условия предположений, помеха $w(t)$ ограничена по амплитуде, если $r \geq 2$, или ограничена по амплитуде вместе со своей производной, если $r = 1$. Тогда существуют параметр $\alpha > 0$ и запаздывание $h > 0$ такие, что система управления, представленная алгоритмом фильтрации* (4.21) *и законом управления* (4.27)*, обеспечивает выполнение целевого условия* (4.12) *и ограниченность всех сигналов в замкнутой системе.*

Доказательство утверждения 4.1 приведено в [2].

Результаты моделирования

Рассмотрим модель генератора (4.1)–(4.11). Множество Ξ задано неравенствами:

$$\begin{aligned} &0 < D \leq 6 \text{ о.е.};\ 0 < H \leq 10 \text{ с};\ 0 < T'_{d0} \leq 15 \text{ с};\ 0 < k_c \leq 3;\ 0 < x_T \leq 0{,}2 \text{ о.е.}; \\ &0 < x_L \leq 0{,}8 \text{ о.е.};\ 0 < x_d \leq 2 \text{ о.е.};\ 0 < x_q \leq 2 \text{ о.е.};\ 0 < x'_d \leq 0{,}3 \text{ о.е.} \end{aligned} \tag{4.28}$$

Номинальные параметры генератора представлены в таблице 4.1.

Для фильтрации высокочастотной помехи $w(t)$ зададим параметры алгоритма (4.21) следующими: $r = 3$, $\mu = 0{,}01$ и $\sigma_i = 1$ с, $i = 1, 2, 3$. Тогда алгоритм фильтрации (4.21) можно переписать в виде:

$$\Delta\hat{\delta}(t) = \frac{1}{(0{,}01p+1)^3}(z(t) - \delta_0). \tag{4.29}$$

Выберем коэффициенты $\alpha = 1$, $d_0 = 2$, $d_1 = 1$, $d_2 = 2$. Тогда с учетом номинальных параметров закон управления (4.27) можно переписать в виде:

$$u_f(t) = 2{,}34 + \operatorname{sgn}\left[\sin\hat{\delta}(t)\right]\left(2\Delta\bar{\delta}(t) + \Delta\bar{\delta}^{(1)}(t) + 2\Delta\bar{\delta}^{(2)}(t)\right). \tag{4.30}$$

Таблица 4.1 – Номинальные параметры генератора

Параметр	Значение	Параметр	Значение
δ_0, °	53,4968	ω_0, рад/с	314,159
V_s, о.е.	1	E_0, о.е.	2,3429
E'_{d0}, о.е.	0,5187	E'_{q0}, о.е.	1,0855
I_{d0}, о.е.	0,7829	I_{q0}, о.е.	0,4550
V_{td0}, о.е.	0,6356	V_{tq0}, о.е.	0,8843
$P_{e0} = P_m$, о.е.	0,9	Q_{e0}, о.е.	0,1
D, о.е.	5	H, с	8
T'_{d0}, с	6,9	k_c	1
x_T, о.е.	0,127	x_L, о.е.	0,4853
x_d, о.е.	1,863	x_q, о.е.	1,397
x'_d, о.е.	0,257		

Для оценки производных в (4.30) воспользуемся наблюдателем (4.26). Пусть запаздывание равно $h = 1/30$ с. Тогда наблюдатель (4.26) представим в виде:

$$\begin{aligned} \Delta\bar{\delta}(t) &= \Delta\hat{\delta}(t), \\ \Delta\bar{\delta}^{(1)}(t) &= 30\left[\Delta\bar{\delta}(t) - \Delta\bar{\delta}(t-1/30)\right], \\ \Delta\bar{\delta}^{(2)}(t) &= 30\left[\Delta\bar{\delta}^{(1)}(t) - \Delta\bar{\delta}^{(1)}(t-1/30)\right]. \end{aligned} \tag{4.31}$$

Продемонстрируем эффективность предложенной схемы (4.29)–(4.31) по сравнению со схемами [18] и [19,20]. Для этого снова зададим закон управления в виде (4.30), только для оценки производных в (4.30) воспользуемся следующими наблюдателями:

а) наблюдатель с большим коэффициентом усиления [18]:

$$\begin{aligned} \dot{\zeta}(t) &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \zeta(t) + \begin{bmatrix} 1\cdot 100 \\ 1\cdot 100^2 \\ 0{,}3\cdot 100^3 \end{bmatrix} \left(\Delta\hat{\delta}(t) - \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \zeta(t)\right), \\ \Delta\bar{\delta}(t) &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \zeta(t), \quad \Delta\bar{\delta}^{(1)}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \zeta(t), \quad \Delta\bar{\delta}^{(2)}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \zeta(t); \end{aligned} \tag{4.32}$$

б) наблюдатель с большим коэффициентом усиления увеличенной размерности [19, 20]:

$$\begin{aligned} \dot{\eta}_1(t) &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \eta_1(t) + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \eta_2(t) + \begin{bmatrix} 0{,}25\cdot 100 \\ 0{,}6\cdot 100^2 \end{bmatrix} \left(z(t) - \delta_0 \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \eta_1(t)\right), \\ \dot{\eta}_2(t) &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \eta_2(t) + \begin{bmatrix} 0{,}39\cdot 100 \\ 0{,}065\cdot 100^2 \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \eta_1(t) - \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \eta_2(t)\right), \\ \Delta\bar{\delta}(t) &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \eta_1(t), \quad \Delta\bar{\delta}^{(1)}(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \eta_2(t), \quad \Delta\bar{\delta}^{(2)}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \eta_2(t). \end{aligned} \tag{4.33}$$

Параметры наблюдателей (4.32) и (4.33) выбраны таким образом, чтобы обеспечить одинаковые переходные процессы по сравнению с предложенной схемой управления.

При моделировании рассмотрим аварийную ситуацию, связанную с изменением индуктивного сопротивления одной из линий электропередач, проходящую по следующему сценарию:

а) до момента времени $t_1 = 0{,}5$ с электрический генератор работает в штатном режиме. Продольная $I_d(t)$ и поперечная $I_q(t)$ составляющие тока якоря соответственно описываются уравнениями (4.8) и (4.9);

б) в момент времени $t_1 = 0{,}5$ с происходит симметричное 3-фазное короткое замыкание на середине одной из линий электропередач. Данная авария отражена на рисунке 4.1 в виде знака аварии, а на рисунке 4.2 – в виде пунктирной линии. Продольная $I_d(t)$ и поперечная $I_q(t)$ составляющие тока якоря соответственно описываются уравнениями

$$I_d^{12}(t) = \frac{1{,}5E(t)}{1{,}5(x_d + x_T) + 0{,}5x_L} - \frac{0{,}5V_s}{1{,}5(x_d + x_T) + 0{,}5x_L}\cos\delta(t), \tag{4.34}$$

$$I_q^{12}(t) = \frac{0{,}5V_s}{1{,}5(x_q + x_T) + 0{,}5x_L}\sin\delta(t); \tag{4.35}$$

в) в момент времени $t_2 = 0{,}6$ с происходит отключение поврежденной линии электропередач путем размыкания ключей K_1 и K_2. Продольная $I_d(t)$ и поперечная $I_q(t)$ составляющие тока якоря соответственно описываются уравнениями

$$I_d^{23}(t) = \frac{E(t)}{x_d + x_T + x_L} - \frac{V_s}{x_d + x_T + x_L}\cos\delta(t), \tag{4.36}$$

$$I_q^{23}(t) = \frac{V_s}{x_q + x_T + x_L}\sin\delta(t); \tag{4.37}$$

г) в момент времени $t_3 = 0{,}8$ с подключается резервная линия электропередач, идентичная поврежденной. Продольная $I_d(t)$ и поперечная $I_q(t)$ составляющие тока якоря соответственно описываются уравнениями (4.8) и (4.9).

Пусть начальные значения дифференциальных уравнений (4.1)–(4.3) соответствуют номинальным параметрам, т.е.

$$\delta(0) = 53{,}50°;\ \omega(0) = 314{,}16 \text{ рад/с};\ E'_q(0) = 1{,}09 \text{ о.е.} \tag{4.38}$$

Помеха измерения $w(t)$ представляет собой сигнал следующего вида

$$w(t) = 0{,}1\sin(10^5 t) + 0{,}1\cos(10^4 t) + \theta(t), \tag{4.39}$$

где $\theta(t)$ – случайный сигнал, полученный пропусканием дискретного "белого шума" с интервалом дискретности $\Delta t = 0{,}5$ мс и спектральной плотностью $S = 0{,}01^2\Delta t/2\ °^2$/Гц через фильтр высоких частот третьего порядка с сопрягающей частотой $f_c = 100$ Гц.

В таблице 4.2 приведены максимальные асимптотические значения ошибок оценки производных сигнала $\Delta\delta(t)$ и сигнала управления $u_f(t)$ при использовании разработанной схемы управления (4.29)–(4.31), а также схемы (4.29), (4.30), (4.32) [18] и схемы (4.30), (4.33) [19, 20].

Таблица 4.2 – Максимальные асимптотические значения ошибок оценки производных сигнала $\Delta\delta(t)$ и сигнала управления $u_f(t)$

Система управления	(4.29)–(4.31)	(4.29), (4.30), (4.32)	(4.30), (4.33)
$\overline{\lim\limits_{t\to\infty}}\left\|\Delta\delta(t)-\Delta\bar{\delta}(t)\right\|$, рад	0,0008	0,0006	0,0060
$\overline{\lim\limits_{t\to\infty}}\left\|\omega(t)-\Delta\bar{\delta}^{(1)}(t)\right\|$, рад/с	0,0311	0,0480	0,1161
$\overline{\lim\limits_{t\to\infty}}\left\|\dot{\omega}(t)-\Delta\bar{\delta}^{(2)}(t)\right\|$, рад/с^2	1,3790	1,4564	1,9597
$\overline{\lim\limits_{t\to\infty}}\left\|u_f(t)\right\|$, о.е.	4,9512	5,1986	6,3237

Из таблицы 4.2 видно, что использование предложенной схемы управления (4.29)–(4.31) позволяет улучшить оценку производных сигнала $\Delta\delta(t)$ в установившемся режиме по сравнению с использованием схемы (4.29), (4.30), (4.32) [18] и схемы (4.30), (4.33) [19, 20]. Как следствие, стабилизация электрогенератора осуществляется при меньших энергетических затратах.

На рисунках 4.4–4.7 приведены переходные процессы электрического генератора по ошибке стабилизации $\Delta\delta(t)$, относительной угловой скорости $\Delta\omega(t)$, разности мощностей $\Delta P_e(t)$ и сигналу управления $u_f(t)$ при использовании предложенной схемы управления (4.29)–(4.31)(красный цвет), схемы (4.29), (4.30), (4.32) [18](зеленый) и схемы (4.30), (4.33) [19, 20](синий). Из рисунка 4.4 видно, что заданная точность $\varepsilon = 0{,}5°$ достигается за время $T = 1{,}66$ с.

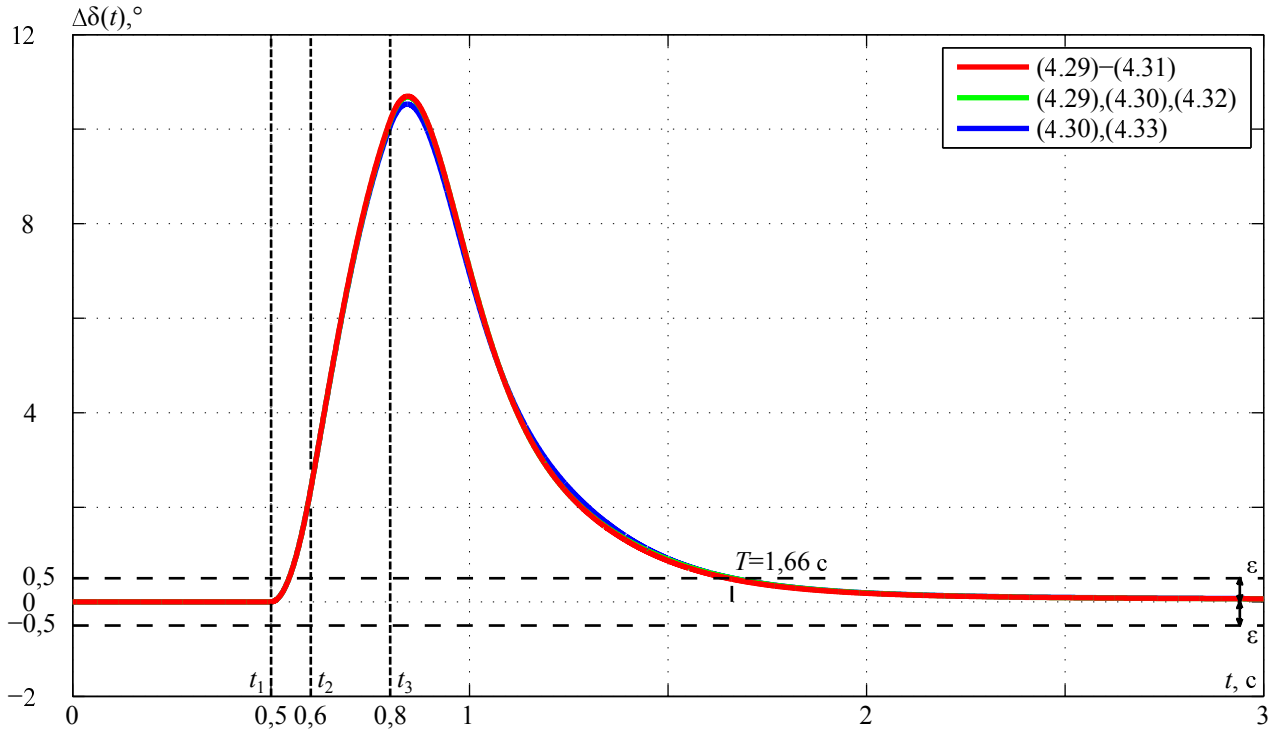


Рисунок 4.4 – Ошибка стабилизации $\Delta\delta(t)$

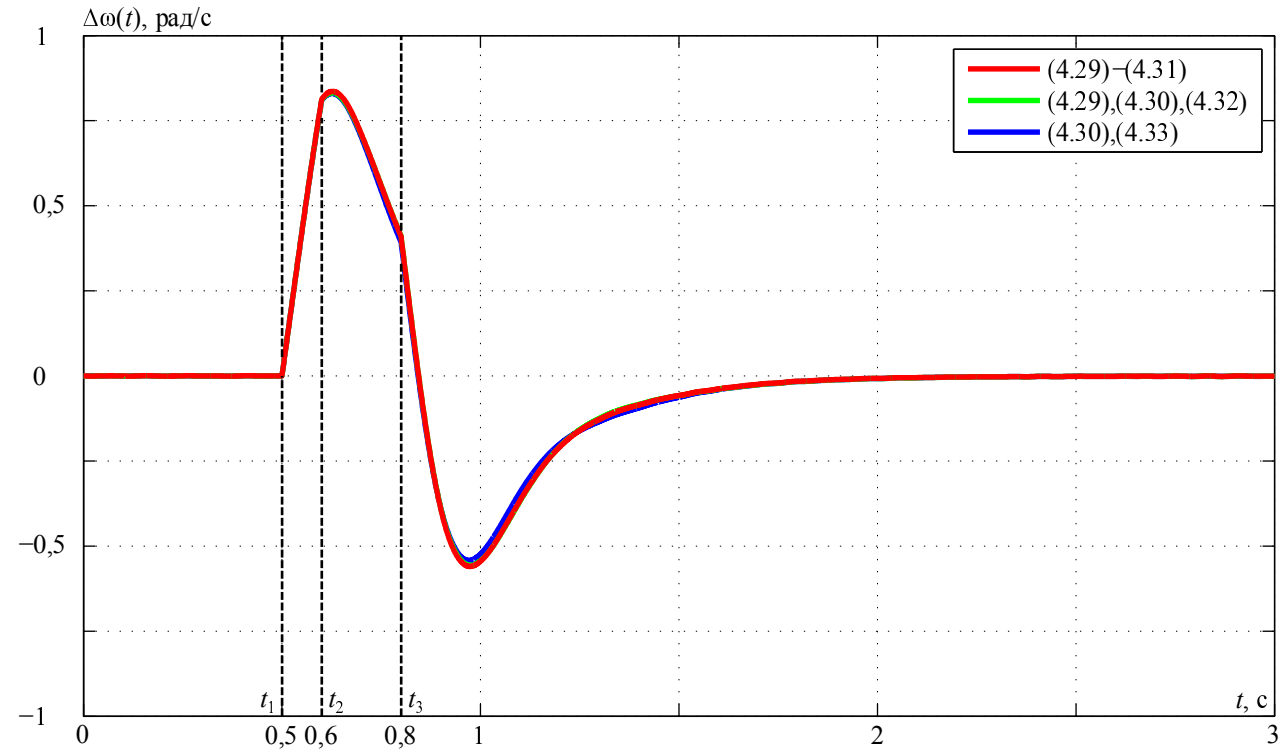


Рисунок 4.5 – Относительная угловая скорость $\Delta\omega(t)$

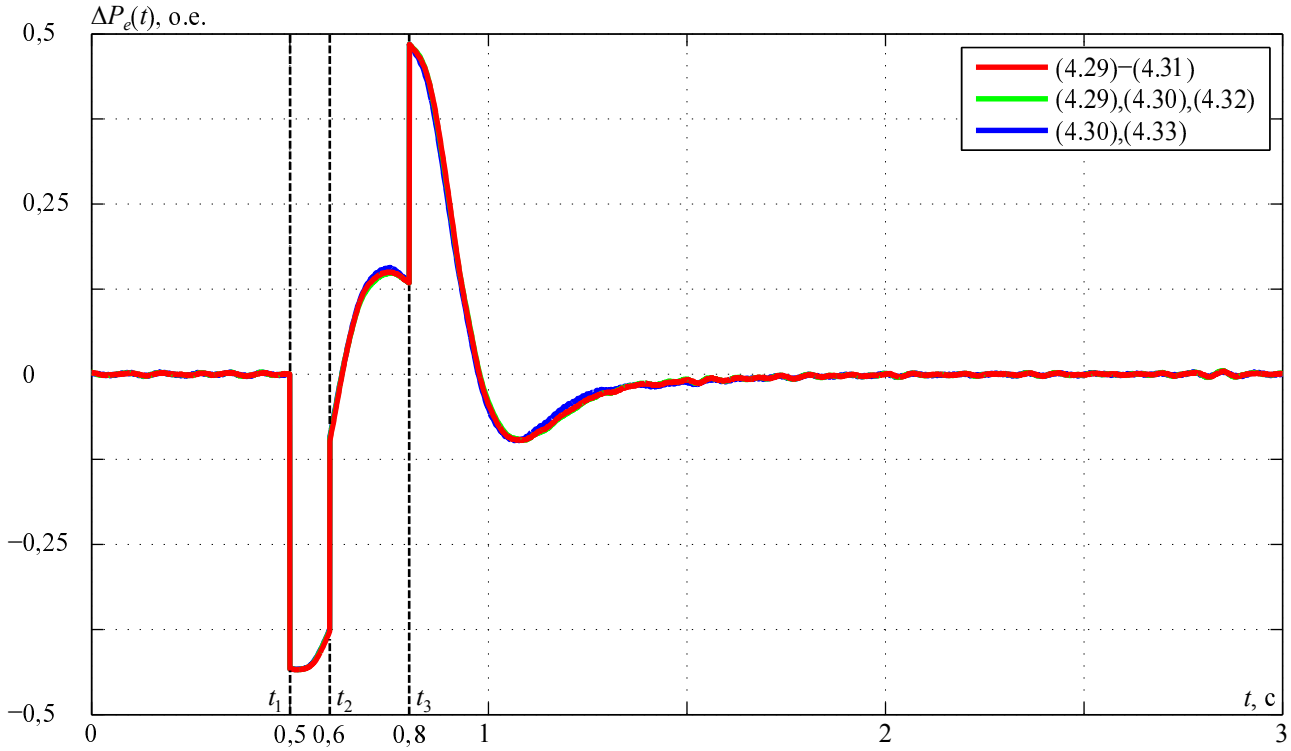


Рисунок 4.6 – Баланс мощностей $\Delta P_e(t)$

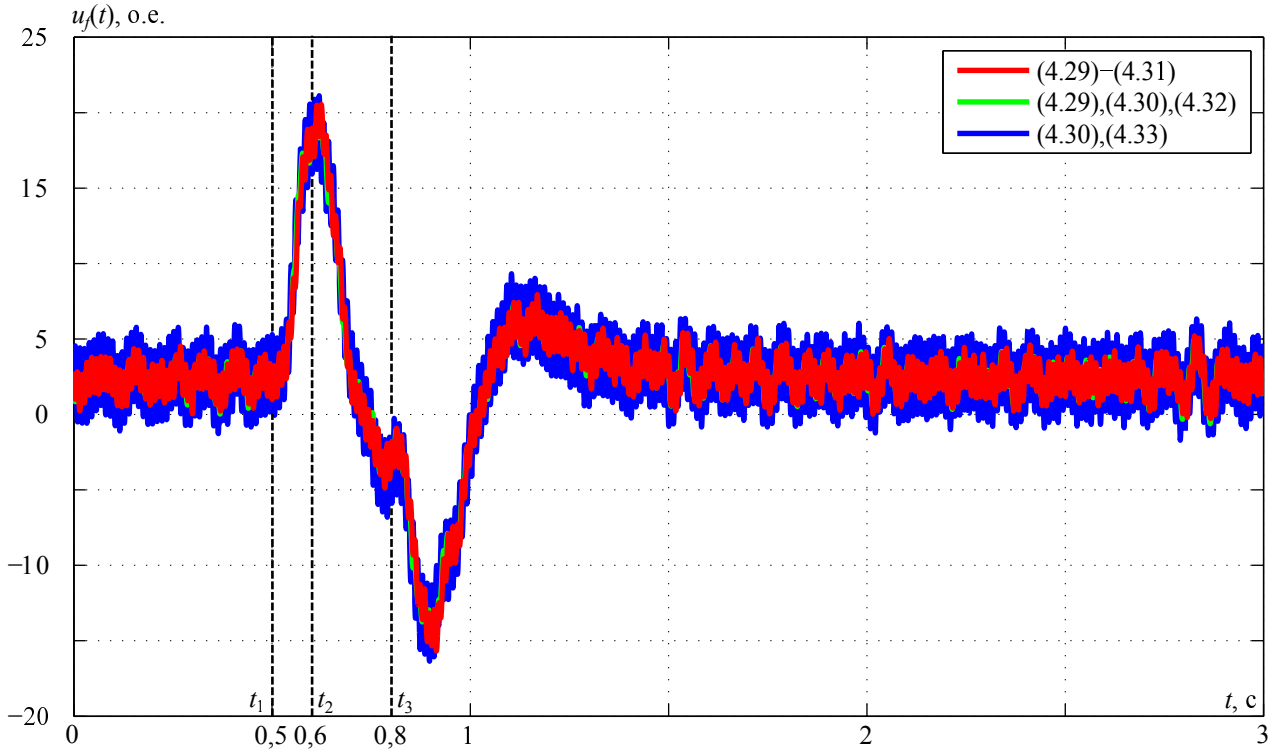


Рисунок 4.7 – Сигнал управления напряжением возбуждения $u_f(t)$

4.2 Робастный алгоритм управления сетью электрических генераторов

Постановка задачи

На рисунке 4.8 приведена электроэнергетическая сеть, состоящая из трех 3-фазных генераторов, трех пассивных 3-фазных нагрузок и девяти шин [98]. Не смотря на кажущуюся простоту и небольшой размер, данную сеть часто используют при тестировании разрабатываемых алгоритмов управления [104–107]. При этом рассматривается функционирование сети как в штатном режиме, так и при возникновении кратковременных аварийных ситуаций, связанных со значительным изменением сопротивления линии электропередач.

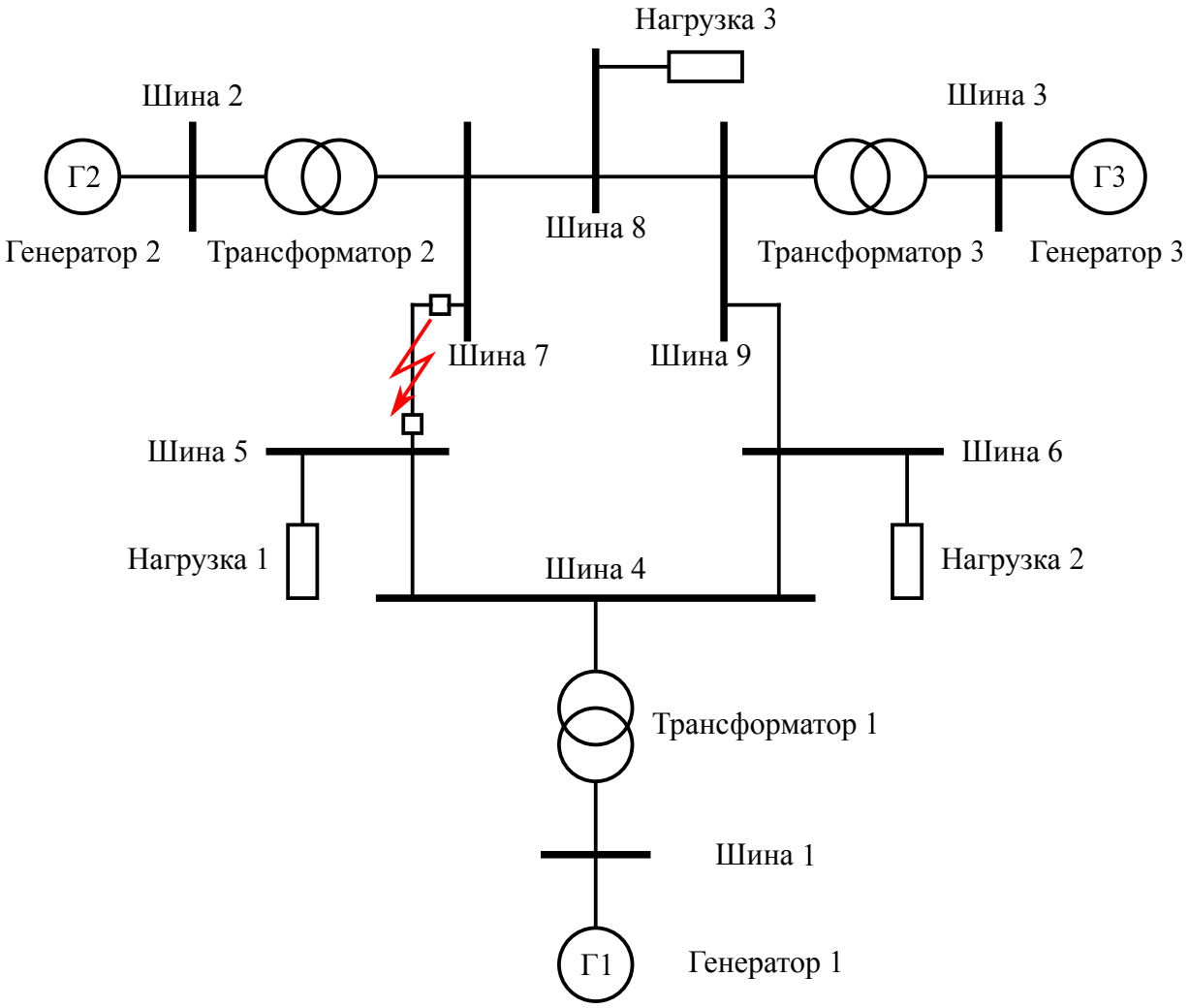


Рисунок 4.8 – Электроэнергетическая сеть

Если применить преобразование Парка, а затем каждую нагрузку представить в виде эквивалентной проводимости y_{ni}, $i = 1, 2, 3$, каждый трансформатор – в виде эквивалентного индуктивного сопротивления x_{Ti}, $i = 1, 2, 3$, каждую линию электропередач – в виде эквивалентной

П-образной схемы замещения $\{z_{ij}, b_{ij0}\}$, $i, j = 4, \ldots, 9$, то исходную электроэнергетическую сеть можно привести к эквивалентной схеме замещения, показанной на рисунке 4.9.

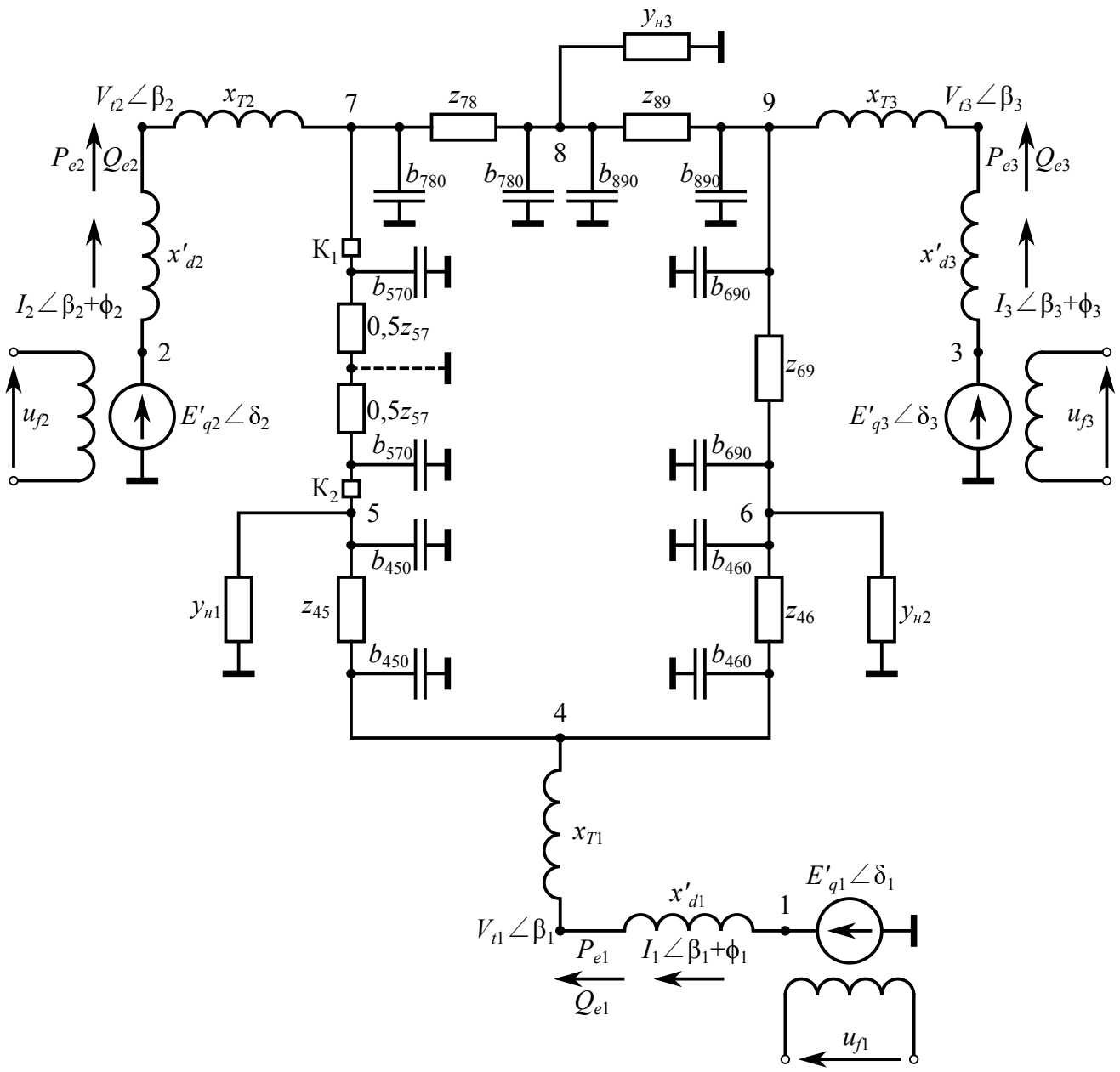


Рисунок 4.9 – Эквивалентная схема замещения электроэнергетической сети

В дальнейшем предполагается, что все сигналы, выраженные в системе отсчета статора электрогенератора, являются гармоническими функциями времени вида $V_i(t) = \sqrt{2}V_{mi}\sin(\omega_i t + \vartheta_i)$, $i = 1, \ldots, N$. Тогда каждый сигнал можно представить в виде комплексного числа $\mathbf{V}_i = V_{mi}\angle\vartheta_i = V_{mi}e^{j\vartheta_i}$, вращающегося с круговой скоростью ω_i вокруг центра системы координат $d_i q_i$. Соответствующая векторная диаграмма приведена на рисунке 4.10.

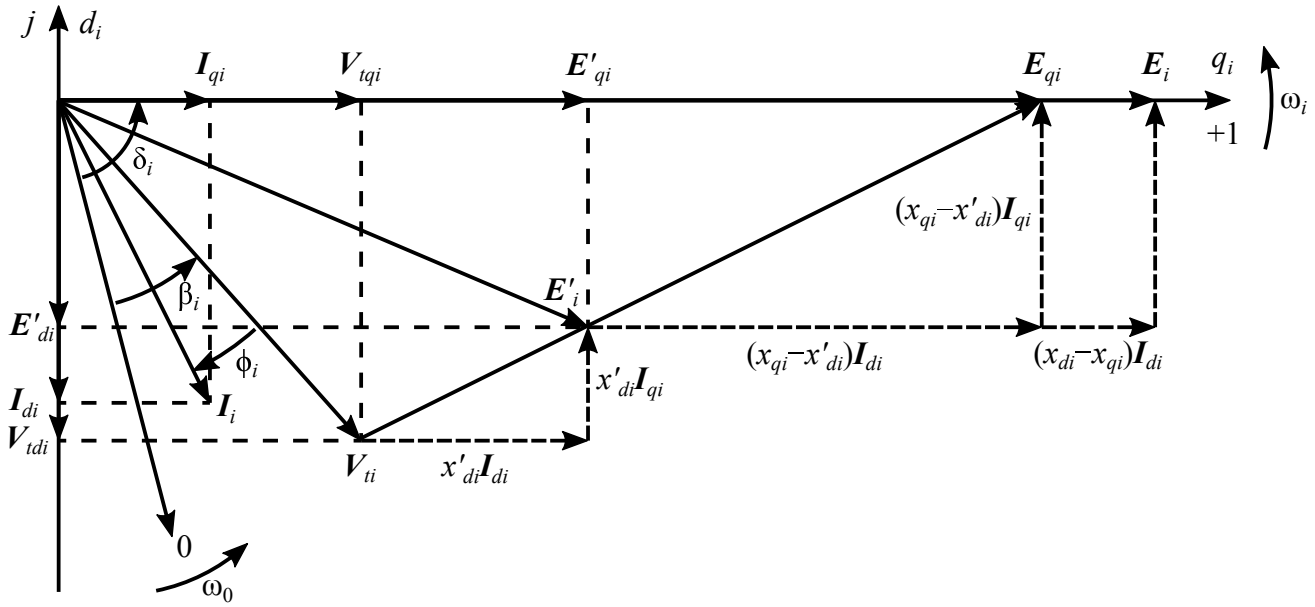


Рисунок 4.10 – Векторная диаграмма электрического генератора

Будем рассматривать модель электроэнергетической сети, в которой электромеханическая модель каждого генератора описывается следующей системой уравнений [98–100].

Уравнения движения ротора генератора:

$$\Delta\dot{\delta}_i(t) = \Delta\omega_i(t), \tag{4.40}$$

$$\Delta\dot{\omega}_i(t) = -\frac{D_i}{2H_i}\Delta\omega_i(t) - \frac{\omega_0}{2H_i}\Delta P_{ei}(t), \tag{4.41}$$

$$i = 1, \ldots, N,$$

где $\Delta\delta_i(t) = \delta_i(t) - \delta_{0i}(t)$;

$\delta_i(t)$ – угол поворота поперечной оси ротора относительно синхронной оси вращения, рад;

$\delta_{0i}(t)$ – угол поворота поперечной оси ротора относительно синхронной оси вращения в номинальном режиме работы, рад;

$\Delta\omega_i(t) = \omega_i(t) - \omega_{0i}$;

$\omega_i(t)$ – скорость вращения ротора, рад/с;

ω_0 – синхронная скорость вращения ротора, рад/с;

$\Delta P_{ei}(t) = P_{ei}(t) - P_{mi}$;

$P_{ei}(t)$ – активная электрическая мощность, вырабатываемая генератором, о.е.;

P_{mi} – механическая мощность на валу генератора, о.е.;

D_i – коэффициент демпфирования, о.е.;

H_i – коэффициент инерции, с;

$N > 1$ – число генераторов в сети.

Уравнения контура возбуждения:

$$\dot{E}'_{qi}(t) = \frac{1}{T'_{d0i}}\left[E_{fi}(t) - E_i(t)\right], \tag{4.42}$$

$$E_{fi}(t) = k_{ci}u_{fi}(t), \tag{4.43}$$

$$i = 1, \ldots, N,$$

где $E'_{qi}(t)$ – эквивалентное напряжение, пропорциональное величине потокосцепления $\psi_{fdi}(t)$ магнитного поля машины с обмоткой возбуждения, о.е.;

$E_{fi}(t)$ – эквивалентная ЭДС обмотки возбуждения, о.е;

$E_i(t)$ – ЭДС, наводимая магнитным потоком индуктора в обмотке якоря, о.е;

$u_{fi}(t)$ – напряжение, прикладываемое к обмотке возбуждения, о.е.;

$T'_{d0i} = L_{ffdi}/R_{fdi}$ – постоянная времени контура возбуждения, с;

$k_{ci} = x_{adi}/R_{fdi}$;

x_{adi} – сопротивление взаимной индуктивности обмотки возбуждения с обмоткой якоря, о.е.;

L_{ffdi} – собственная индуктивность обмотки возбуждения, о.е.·с;

R_{fdi} – активное сопротивление обмотки возбуждения, о.е.

Уравнения контура якоря:

$$E_i(t) = E'_{qi} + (x_{di} - x'_{di})I_{di}(t), \tag{4.44}$$

$$E'_{di}(t) = (x_{qi} - x'_{di})I_{qi}(t), \tag{4.45}$$

$$V_{tdi}(t) = x_{qi}I_{qi}(t), \tag{4.46}$$

$$V_{tqi}(t) = E'_{di}(t) - x'_{di}I_{di}(t), \tag{4.47}$$

$$I_{di}(t) = E'_{di}(t)G_{ii} - E'_{qi}(t)B_{ii} + \sum_{\substack{j=1,\\ j\neq i}}^{N}\left[E'_{dj}(t)F_{G+B}(\delta_{ij}(t)) - E'_{qj}(t)F_{B-G}(\delta_{ij}(t))\right], \tag{4.48}$$

$$I_{qi}(t) = E'_{di}(t)B_{ii} + E'_{qi}(t)G_{ii} + \sum_{\substack{j=1,\\ j\neq i}}^{N}\left[E'_{dj}(t)F_{B-G}(\delta_{ij}(t)) + E'_{qj}(t)F_{G+B}(\delta_{ij}(t))\right], \tag{4.49}$$

$$P_{ei}(t) = V_{tqi}(t)I_{qi}(t) + V_{tdi}(t)I_{di}(t), \tag{4.50}$$

$$Q_{ei}(t) = V_{tqi}(t)I_{di}(t) - V_{tdi}(t)I_{qi}(t), \tag{4.51}$$

$$i = 1, \ldots, N,$$

где $E'_{di}(t)$ – напряжение, отстающее по фазе на 90° от напряжения $E'_{qi}(t)$, о.е.;

$V_{tdi}(t)$ – продольная составляющая напряжения на зажимах статора, о.е.;

$V_{tqi}(t)$ – поперечная составляющая напряжения на зажимах статора, о.е.;

$I_{di}(t)$ – продольная составляющая тока якоря, о.е.;

$I_{qi}(t)$ – поперечная составляющая тока якоря, о.е.;

$Q_{ei}(t)$ – реактивная электрическая мощность, вырабатываемая генератором, о.е.;

x_{di} – продольное индуктивное сопротивление обмотки якоря, о.е.;

x_{qi} – поперечное индуктивное сопротивление обмотки якоря, о.е.;

x'_{di} – переходное продольное индуктивное сопротивление обмотки якоря, о.е.;

$F_{G+B}(\delta_{ij}(t)) = G_{ij}\cos\delta_{ij}(t) + B_{ij}\sin\delta_{ij}(t)$;

$F_{B-G}(\delta_{ij}(t)) = B_{ij}\cos\delta_{ij}(t) - G_{ij}\sin\delta_{ij}(t)$;

$\delta_{ij}(t) = \delta_i(t) - \delta_j(t)$;

G_{ii} – элемент редуцированной матрицы активных проводимостей электроэнергетической сети, находящийся на пересечении i-й строки и i-го столбца, о.е.;

G_{ij} – элемент редуцированной матрицы активных проводимостей электроэнергетической сети, находящийся на пересечении i-й строки и j-го столбца, о.е.;

B_{ii} – элемент редуцированной матрицы реактивных проводимостей электроэнергетической сети, находящийся на пересечении i-й строки и i-го столбца, о.е.;

B_{ij} – элемент редуцированной матрицы реактивных проводимостей электроэнергетической сети, находящийся на пересечении i-й строки и j-го столбца, о.е.

Приведенная выше математическая модель электрогенераторов получена при следующих упрощениях [98, 99]:

а) число пар полюсов магнитного поля ротора равняется одному;

б) эффект наличия демпферных (успокоительных) обмоток учтен в виде коэффициента демпфирования D_i. Уравнения электродинамики для указанных обмоток не рассматриваются;

в) продольная $\psi_{di}(t)$ и поперечная $\psi_{qi}(t)$ составляющие потосцепления магнитного поля машины с обмоткой якоря остаются постоянными в течение переходных процессов;

г) эффект насыщения магнитной цепи машины не рассматривается.

Требуется разработать алгоритм управления, который обеспечит подстройку работы каждого генератора под свой участок сети, чтобы исключить их перегрузку. С этой целью предлагается использовать непрерывный децентрализованный закон управления, который обеспечит выполнение следующего целевого условия:

$$\overline{\lim_{t\to\infty}}\,|\Delta\delta_i(t)| < \varepsilon, \quad i = 1,\ldots,N. \tag{4.52}$$

Будем искать решение задачи при следующих предположениях:

а) неизвестные параметры D_i, H_i, T'_{d0i}, k_{ci}, x_{di}, x_{qi}, x'_{di}, G_{ii}, G_{ij}, B_{ii}, B_{ij}, $i,j = 1,\ldots,N$, модели (4.40)–(4.51) образуют вектор $\upsilon \in \Xi$, где Ξ – известное компактное множество;

б) в процессе функционирования генератора могут произойти кратковременные аварийные ситуации, связанные с внезапным изменением сопротивления одной из линий электропередач, т.е. изменением элементов редуцированных матриц активных и реактивных проводимостей электроэнергетической сети G_{ii}, G_{ij}, B_{ii}, B_{ij}, $i,j = 1,\ldots,N$. Параметры D_i, H_i, T'_{d0i}, k_{ci}, x_{di}, x_{qi}, x'_{di}, $i = 1,\ldots,N$, остаются постоянными в течение всего функционирования системы;

в) измерению доступны сигналы $z_i(t)$, рад

$$z_i(t) = \delta_i(t) + w_i(t), \quad i = 1, \ldots, N, \tag{4.53}$$

где $w_i(t)$ – ограниченная по амплитуде помеха, такая что, ее частотный диапазон достаточно сильно отделен от собственной частоты объекта и находится в области высоких частот, рад.

Метод решения

Перепишем уравнение (4.41) с учетом (4.46), (4.47) и (4.50)

$$\Delta\dot{\omega}_i(t) = -\frac{D_i}{2H_i}\Delta\omega_i(t) - \frac{\omega_0}{2H_i}\left[E'_{qi}(t) + (x_{qi} - x'_{di})I_{di}(t)\right] I_{qi}(t) + \frac{\omega_0}{2H_i}P_{mi}. \tag{4.54}$$

Продифференцируем уравнение (4.54) по времени

$$\begin{aligned}\Delta\ddot{\omega}_i(t) = &-\frac{D_i}{2H_i}\Delta\dot{\omega}_i(t) - \frac{\omega_0}{2H_i}\left[\dot{E}'_{qi}(t) + (x_{qi} - x'_{di})\dot{I}_{di}\right] I_{qi}(t) - \\ &- \frac{\omega_0}{2H_i}\left[E'_{qi}(t) + (x_{qi} - x'_{di})I_{di}(t)\right] \dot{I}_{qi}(t).\end{aligned} \tag{4.55}$$

Перепишем выражение (4.49) с учетом (4.45)

$$I_{qi}(t) = B_{ii}(x_{qi} - x'_{di})I_{qi}(t) + G_{ii}E'_{qi}(t) + \sum_{\substack{j=1,\\ j\neq i}}^{N}\left[E'_{dj}(t)F_{B-G}(\delta_{ij}(t)) + E'_{qj}(t)F_{G+B}(\delta_{ij}(t))\right]. \tag{4.56}$$

Тогда поперечная составляющая тока $I_{qi}(t)$ может быть найдена как

$$I_{qi}(t) = k_{qi}E'_{qi}(t) + \sum_{\substack{j=1,\\ j\neq i}}^{N} f_{q1j}(t), \tag{4.57}$$

где

$$\begin{aligned}k_{qi} &= G_{ii}/\left(1 - B_{ii}(x_{qi} - x'_{di})\right), \\ f_{q1j}(t) &= \left[E'_{dj}(t)F_{B-G}(\delta_{ij}(t)) + E'_{qj}(t)F_{G+B}(\delta_{ij}(t))\right]/\left(1 - B_{ii}(x_{qi} - x'_{di})\right).\end{aligned}$$

Перепишем выражение (4.48) с учетом (4.45)

$$I_{di}(t) = G_{ii}(x_{qi} - x'_{di})I_{qi}(t) - B_{ii}E'_{qi}(t) + \sum_{\substack{j=1,\\ j\neq i}}^{N}\left[E'_{dj}(t)F_{G+B}(\delta_{ij}(t)) - E'_{qj}(t)F_{B-G}(\delta_{ij}(t))\right]. \tag{4.58}$$

Тогда продольная составляющая тока $I_{di}(t)$ с учетом (4.57) может быть найдена как

$$I_{di}(t) = k_{di}E'_{qi}(t) + \sum_{\substack{j=1,\\ j\neq i}}^{N} f_{d1j}(t), \tag{4.59}$$

где

$$k_{di} = -B_{ii} + G_{ii}(x_{qi} - x'_{di})k_{qi},$$
$$f_{d1j}(t) = \left[E'_{dj}(t)F_{G+B}(\delta_{ij}(t)) - E'_{qj}(t)F_{B-G}(\delta_{ij}(t))\right] + G_{ii}(x_{qi} - x'_{di})f_{q1i}(t).$$

Продифференцируем выражение (4.57) по времени

$$\dot{I}_{qi}(t) = k_{qi}\dot{E}'_{qi}(t) + \sum_{\substack{j=1,\\ j\neq i}}^{N}\left[f_{q2j}(t) - f_{q3j}(t)\left(\Delta\omega_i(t) - \Delta\omega_j(t)\right)\right], \tag{4.60}$$

где

$$f_{q2j}(t) = \left[\dot{E}'_{dj}(t)F_{B-G}(\delta_{ij}(t)) + \dot{E}'_{qj}(t)F_{G+B}(\delta_{ij}(t))\right] / \left(1 - B_{ii}(x_{qi} - x'_{di})\right),$$
$$f_{q3j}(t) = \left[E'_{dj}(t)F_{G+B}(\delta_{ij}(t)) - E'_{qj}(t)F_{B-G}(\delta_{ij}(t))\right] / \left(1 - B_{ii}(x_{qi} - x'_{di})\right).$$

Аналогично продифференцируем выражение (4.59) по времени

$$\dot{I}_{di}(t) = k_{di}\dot{E}'_{qi}(t) + \sum_{\substack{j=1,\\ j\neq i}}^{N}\left[f_{d2j}(t) + f_{d3j}(t)\left(\Delta\omega_i(t) - \Delta\omega_j(t)\right)\right], \tag{4.61}$$

где

$$f_{d2j}(t) = \dot{E}'_{dj}(t)F_{G+B}(\delta_{ij}(t)) - \dot{E}'_{qj}(t)F_{B-G}(\delta_{ij}(t)) + G_{ii}(x_{qi} - x'_{di})f_{q2j}(t),$$
$$f_{d3j}(t) = E'_{dj}(t)F_{B-G}(\delta_{ij}(t)) + E'_{qj}(t)F_{G+B}(\delta_{ij}(t)) - G_{ii}(x_{qi} - x'_{di})f_{q3j}(t).$$

Подставим (4.60) и (4.61) в (4.55) и сгруппируем слагаемые

$$\Delta\ddot{\omega}_i(t) = -\frac{D_i}{2H_i}\Delta\dot{\omega}_i(t) - \frac{\omega_0}{2H_i}k_i(t)\dot{E}'_{qi}(t) - \frac{\omega_0}{2H_i}\sum_{\substack{j=1,\\ j\neq i}}^{N}\left[\tilde{f}_{2j}(t) + \tilde{f}_{3j}(t)\left(\Delta\omega_i(t) - \Delta\omega_j(t)\right)\right], \tag{4.62}$$

где

$$k_i(t) = \left[1 + (x_{qi} - x'_{di})k_{di}\right]I_{qi}(t) + \left[E'_{qi}(t) + (x_{qi} - x'_{di})I_{di}(t)\right]k_{qi},$$
$$\tilde{f}_{2j}(t) = (x_{qi} - x'_{di})I_{qi}(t)f_{d2j}(t) + \left[E'_{qi}(t) + (x_{qi} - x'_{di})I_{di}(t)\right]f_{q2j}(t),$$
$$\tilde{f}_{3j}(t) = (x_{qi} - x'_{di})I_{qi}(t)f_{d3j}(t) - \left[E'_{qi}(t) + (x_{qi} - x'_{di})I_{di}(t)\right]f_{q3j}(t).$$

Перепишем уравнение (4.63) с учетом (4.42) и (4.43)

$$\begin{aligned}\Delta\ddot{\omega}_i(t) = &-\frac{D_i}{2H_i}\Delta\dot{\omega}_i(t) - \frac{\omega_0 k_{ci}}{2H_i T'_{d0i}}k_i(t)u_{fi}(t) + \frac{\omega_0}{2H_i T'_{d0i}}k_i(t)\left[E'_{qi}(t) + (x_{di} - x'_{di})I_{di}(t)\right] - \\ &- \frac{\omega_0}{2H_i}\sum_{\substack{j=1,\\ j\neq i}}^{N}\left[\tilde{f}_{2j}(t) + \tilde{f}_{3j}(t)\left(\Delta\omega_i(t) - \Delta\omega_j(t)\right)\right].\end{aligned} \tag{4.63}$$

Учтем, что

$$\begin{aligned}&[1+(x_{qi}-x'_{di})k_{di}]\left[E'_{qi}(t)+(x_{di}-x'_{di})I_{di}(t)\right]I_{qi}(t)=\\&=[1+(x_{di}-x'_{di})k_{di}]\left[E'_{qi}(t)+(x_{qi}-x'_{di})I_{di}(t)\right]I_{qi}(t)+(x_{di}-x_{qi})\sum_{\substack{j=1,\\ j\neq i}}^{N}f_{d1j}(t)I_{qi}(t).\end{aligned}\tag{4.64}$$

Из (4.54) следует, что

$$\frac{\omega_0}{2H_i}\left[E'_{qi}(t)+(x_{qi}-x'_{di})I_{di}(t)\right]I_{qi}(t)=-\Delta\dot{\omega}_i(t)-\frac{D_i}{2H_i}\Delta\omega_i(t)+\frac{\omega_0}{2H_i}P_{mi}.\tag{4.65}$$

Тогда с учетом (4.64) и (4.65) перепишем (4.63) в виде

$$\begin{aligned}\Delta\ddot{\omega}_i(t)=&-\frac{D_i}{2H_i}\Delta\dot{\omega}_i(t)-\frac{\omega_0 k_{ci}}{2H_iT'_{d0i}}k_i(t)u_{fi}(t)+\frac{\omega_0}{2H_iT'_{d0i}}(x_{di}-x_{qi})\sum_{\substack{j=1,\\ j\neq i}}^{N}f_{d1j}(t)I_{qi}(t)+\\&+\frac{1+(x_{di}-x'_{di})k_{di}}{T'_{d0i}}\left[-\Delta\dot{\omega}_i(t)-\frac{D_i}{2H_i}\Delta\omega_i(t)+\frac{\omega_0}{2H_i}P_{mi}\right]+\\&+\frac{\omega_0}{2H_iT'_{d0i}}k_{qi}\left[E'_{qi}(t)+(x_{qi}-x'_{di})I_{di}(t)\right]\left[E'_{qi}(t)+(x_{di}-x'_{di})I_{di}(t)\right]-\\&-\frac{\omega_0}{2H_i}\sum_{\substack{j=1,\\ j\neq i}}^{N}\left[\tilde{f}_{2j}(t)+\tilde{f}_{3j}(t)\left(\Delta\omega_i(t)-\Delta\omega_j(t)\right)\right].\end{aligned}\tag{4.66}$$

Учитывая (4.40) и (4.66), математическую модель i-го генератора можно переписать в виде дифференциального уравнения третьего порядка

$$Q_i(p,t)\Delta\delta_i(t)=-\tilde{k}_i(t)u_{fi}(t)+\varphi_i(t)-\frac{\omega_0}{2H_i}\sum_{\substack{j=1,\\ j\neq i}}^{N}\left[\tilde{f}_{2j}(t)-\tilde{f}_{3j}(t)p\Delta\delta_j(t)\right],\ i=1,\ldots,N,\tag{4.67}$$

где

$$\begin{aligned}Q_i(p,t)&=p^3+q_{2,i}p^2+q_{1,i}(t)p,\\q_{2,i}&=\frac{D_i}{2H_i}+\frac{1+(x_{di}-x'_{di})k_{di}}{T'_{d0i}},\\q_{1,i}(t)&=\frac{D_i\left[1+(x_{di}-x'_{di})k_{di}\right]}{2H_iT'_{d0i}}+\frac{\omega_0}{2H_i}\sum_{\substack{j=1,\\ j\neq i}}^{N}\tilde{f}_{3j}(t),\\\tilde{k}_i(t)&=\frac{\omega_0 k_{ci}}{2H_iT'_{d0i}}k_i(t),\\\varphi_i(t)&=\frac{\omega_0}{2H_iT'_{d0i}}k_{qi}\left[E'_{qi}(t)+(x_{qi}-x'_{di})I_{di}(t)\right]\left[E'_{qi}(t)+(x_{di}-x'_{di})I_{di}(t)\right]+\\&\quad+\frac{\omega_0(x_{di}-x_{qi})}{2H_iT'_{d0i}}\sum_{\substack{j=1,\\ j\neq i}}^{N}f_{d1j}(t)I_{qi}(t)+\frac{\omega_0\left[1+(x_{di}-x'_{di})k_{di}\right]}{2H_iT'_{d0i}}P_{mi}.\end{aligned}$$

Для дальнейшего синтеза системы управления воспользуемся результатами раздела 3.3. Для выделения сигнала $\Delta\delta_i(t)$ из сигнала $z_i(t) - \delta_{0i} = \Delta\delta_i(t) + w_i(t)$ рассмотрим следующий фильтр низких частот

$$\Delta\hat{\delta}_i(t) = \frac{1}{\prod\limits_{l=1}^{r}(\mu\sigma_{li}p+1)}(z_i(t)-\delta_{0i}), \quad i=1,\ldots,N, \tag{4.68}$$

где $\Delta\hat{\delta}_i(t)$ – оценка сигнала $\Delta\delta_i(t)$, рад.

Будем искать закон управления в форме

$$u_{fi}(t) = u_{fi}^0 + u_{fi}^{\Delta}(t), \quad i=1,\ldots,N, \tag{4.69}$$

где u_{fi}^0 – сигнал управления, стабилизирующий генератор в установившемся режиме при номинальных значениях параметров, о.е.;

$u_{fi}^{\Delta}(t)$ – сигнал управления, стабилизирующий генератор при отклонении параметров от номинальных и возникновении кратковременных аварийных ситуаций, о.е.

Из (4.42) и (4.43) следует, что сигнал управления u_{fi}^0 необходимо задать в форме:

$$u_{fi}^0 = \frac{E_{i0}}{k_{ci}}, \quad i=1,\ldots,N, \tag{4.70}$$

где E_{i0} – значение ЭДС $E_i(t)$ при номинальных значениях параметров, о.е.

Зададим закон управления $u_{fi}^{\Delta}(t)$ в форме

$$u_{fi}^{\Delta}(t) = \alpha_i \operatorname{sgn}\left[\tilde{k}_i(t)\right]\sum_{l=0}^{2} d_{li}\Delta\bar{\delta}_i^{(l)}(t), \quad i=1,\ldots,N, \tag{4.71}$$

где $\alpha_i > 0$ – настраиваемый параметр;

$d_{0,i}, d_{1,i}, d_{2,i}$ – коэффициенты, выбираемые так, чтобы полиномы $D_i(\lambda) = d_{2,i}\lambda^2 + d_{1,i}\lambda + d_{0,i}$ были гурвицевыми;

$\Delta\bar{\delta}_i^{(l)}(t)$ – оценка l-й производной сигнала $\Delta\hat{\delta}_i(t)$, $l=0,1,2$.

Подставив (4.71) в (4.67), получим

$$\begin{aligned} F_i(p,t)\Delta\delta_i(t) = \alpha_i \operatorname{sgn}\left[\tilde{k}_i(t)\right]\tilde{k}_i(t)g_i(t) + \alpha_i \operatorname{sgn}\left[\tilde{k}_i(t)\right]\tilde{k}_i(t)D_i(p)\psi_i(t) - \\ - \left[\tilde{k}_i(t)u_{fi}^0 - \varphi_i(t)\right], \quad i=1,\ldots,N, \end{aligned} \tag{4.72}$$

где $F_i(p,t) = Q_i(p) + \alpha_i \operatorname{sgn}\left[\tilde{k}_i(t)\right]\tilde{k}_i(t)D_i(p)$;

$g_i(t) = D_i(p)\Delta\hat{\delta}_i(t) - \sum\limits_{l=0}^{2} d_{li}\Delta\bar{\delta}_i^{(l)}(t)$ – ошибка оценки производных сигнала $\Delta\hat{\delta}_i(t)$, рад;

$\psi_i(t) = \Delta\delta_i(t) - \Delta\hat{\delta}_i(t)$ – погрешность фильтрации помехи $w_i(t)$, рад.

Поскольку множество Ξ известно, то всегда существуют параметры $\alpha_i > 0$ и полиномы $D_i(\lambda)$ такие, что полиномы $F_i(\lambda,t)$ будут гурвицевыми в каждый фиксированный момент времени t.

Для реализации закона управления (4.71) будем определять оценки производных $\Delta\bar{\delta}_i^{(l)}(t)$ с использованием алгоритма, основанного на введении искусственного запаздывания:

$$\begin{aligned}\Delta\bar{\delta}_i(t) &= \Delta\hat{\delta}_i(t),\\ \Delta\bar{\delta}_i^{(1)}(t) &= \frac{\Delta\bar{\delta}_i(t) - \Delta\bar{\delta}_i(t-h)}{h}, \qquad i = 1,\dots,N.\\ \Delta\bar{\delta}_i^{(2)}(t) &= \frac{\Delta\bar{\delta}_i^{(1)}(t) - \Delta\bar{\delta}_i^{(1)}(t-h)}{h},\end{aligned} \tag{4.73}$$

Подставив (4.73) в (4.71), перепишем закон управления (4.69) в виде

$$u_{fi}(t) = \frac{E_{i0}}{k_{ci}} + \alpha_i \operatorname{sgn}\left[\tilde{k}_i(t)\right] \sum_{l=0}^{2}\left[\frac{d_{li}}{h^l}\sum_{j=0}^{l}(-1)^j C_l^j \Delta\hat{\delta}_i(t-jh)\right], \quad i = 1,\dots,N. \tag{4.74}$$

Утверждение 4.2 *Пусть выполнены условия предположений, помехи $w_i(t)$ ограничены по амплитуде, если $r \geq 2$, или ограничены по амплитуде вместе со своей производной, если $r = 1$. Тогда существуют параметры $\alpha_i > 0$ и запаздывание $h > 0$ такие, что система управления, представленная алгоритмом фильтрации* (4.68) *и законом управления* (4.74)*, обеспечивает выполнение целевого условия* (4.52) *и ограниченность всех сигналов в замкнутой системе.*

Результаты моделирования

Рассмотрим электроэнергетическую сеть S, состоящую из трех электрических генераторов, представленную на рисунке 4.8.

Математические модели генераторов Γ_i, $i = 1,2,3$ сети S определены уравнениями (4.40)–(4.51), для которых множество Ξ задано неравенствами:

$$\begin{aligned}&0 < D_i \leq 5 \text{ о.е.};\ 0 < H_i \leq 25 \text{ с};\ 0 < T'_{d0i} \leq 10 \text{ с};\ 0 < k_{ci} \leq 3;\ 0 < x_{di} \leq 1{,}5 \text{ о.е.};\\ &0 < x_{qi} \leq 1{,}5 \text{ о.е.};\ 0 < x'_{di} \leq 0{,}3 \text{ о.е.};\ 0 \leq G_{ij} \leq 1 \text{ о.е.};\ -6 \leq B_{ij} \leq 2 \text{ о.е.}, \quad i,j = 1,2,3.\end{aligned} \tag{4.75}$$

Номинальные параметры генераторов Γ_i, $i = 1,2,3$ представлены в таблице 4.3.

Для фильтрации высокочастотных помех $w_i(t)$, $i = 1,2,3$, зададим параметры алгоритма (4.68) следующими: $r = 3$, $\mu = 0{,}001$ и $\sigma_{li} = 1$ с, l,$i = 1,2,3$. Тогда алгоритм фильтрации (4.68) можно переписать в виде:

$$\Delta\hat{\delta}_i(t) = \frac{1}{(0{,}001p+1)^3}(z_i(t) - \delta_{0i}), \quad i = 1,2,3. \tag{4.76}$$

Выберем коэффициенты $\alpha_i = 1$, $d_{0,i} = 1$, $d_{1,i} = 2{,}5$, $d_{2,i} = 0{,}75$, $i = 1,2,3$. Тогда с учетом номинальных параметров закон управления (4.74) можно переписать в виде:

$$\begin{aligned}u_{f1}(t) &= 1{,}08 + \operatorname{sgn}\left[\tilde{k}_1(t)\right]\left(\Delta\bar{\delta}_1(t) + 2{,}5\Delta\bar{\delta}_1^{(1)}(t) + 0{,}75\Delta\bar{\delta}_1^{(2)}(t)\right),\\ u_{f2}(t) &= 1{,}79 + \operatorname{sgn}\left[\tilde{k}_2(t)\right]\left(\Delta\bar{\delta}_2(t) + 2{,}5\Delta\bar{\delta}_2^{(1)}(t) + 0{,}75\Delta\bar{\delta}_2^{(2)}(t)\right),\\ u_{f3}(t) &= 1{,}40 + \operatorname{sgn}\left[\tilde{k}_3(t)\right]\left(\Delta\bar{\delta}_3(t) + 2{,}5\Delta\bar{\delta}_3^{(1)}(t) + 0{,}75\Delta\bar{\delta}_3^{(2)}(t)\right).\end{aligned} \tag{4.77}$$

Таблица 4.3 – Номинальные параметры генераторов

Параметр	Генератор Γ_1	Генератор Γ_2	Генератор Γ_3
δ_{i0}, °	3,5885	61,1068	54,2075
ω_0, рад/с	314,159		
E_0, о.е.	1,0820	1,7889	1,4033
E'_{di0}, о.е.	0,0243	0,6939	0,6671
E'_{qi0}, о.е.	1,0563	0,7883	0,7675
I_{di0}, о.е.	0,3017	1,2895	0,5620
I_{qi0}, о.е.	0,6718	0,9318	0,6197
V_{tdi0}, о.е.	0,0651	0,8056	0,7795
V_{tqi0}, о.е.	1,0380	0,6338	0,6656
$P_{ei0} = P_{mi}$, о.е.	0,7169	1,6294	0,8506
Q_{ei0}, о.е.	0,2694	0,0666	−0,1090
D_i, о.е.	2	2	2
H_i, с	23,64	6,40	3,01
T'_{d0i}, с	8,96	6,00	5,89
k_{ci}	1	1	1
x_{di}, о.е.	0,1460	0,8958	1,3125
x_{qi}, о.е.	0,0969	0,8645	1,2578
x'_{di}, о.е.	0,0608	0,1198	0,1813

Для оценки производных в (4.77) воспользуемся наблюдателем (4.73). Пусть запаздывание равно $h = 1/30$ с. Тогда наблюдатель (4.73) представим в виде:

$$\begin{aligned} \Delta\bar{\delta}_i(t) &= \Delta\hat{\delta}_i(t), \\ \Delta\bar{\delta}_i^{(1)}(t) &= 30\left[\Delta\bar{\delta}_i(t) - \Delta\bar{\delta}_i(t-1/30)\right], \qquad i = 1,2,3. \\ \Delta\bar{\delta}_i^{(2)}(t) &= 30\left[\Delta\bar{\delta}_i^{(1)}(t) - \Delta\bar{\delta}_i^{(1)}(t-1/30)\right], \end{aligned} \tag{4.78}$$

Продемонстрируем эффективность предложенной схемы (4.76)–(4.78) по сравнению со схемами [18] и [19,20]. Для этого снова зададим закон управления в виде (4.77), только для оценки производных в (4.77) воспользуемся следующими наблюдателями:

а) наблюдатель с большим коэффициентом усиления [18]:

$$\begin{aligned} \dot{\zeta}_i(t) &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \zeta_i(t) + \begin{bmatrix} 1\cdot 100 \\ 1\cdot 100^2 \\ 0{,}3\cdot 100^3 \end{bmatrix} \left(\Delta\hat{\delta}_i(t) - \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \zeta_i(t)\right), \\ \Delta\bar{\delta}_i(t) &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \zeta_i(t), \quad \Delta\bar{\delta}_i^{(1)}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \zeta_i(t), \quad \Delta\bar{\delta}_i^{(2)}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \zeta_i(t), \\ & i = 1,2,3; \end{aligned} \tag{4.79}$$

б) наблюдатель с большим коэффициентом усиления увеличенной размерности [19, 20]:

$$\dot{\eta}_{1i}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \eta_{1i}(t) + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \eta_{2i}(t) + \begin{bmatrix} 0{,}25 \cdot 100 \\ 0{,}6 \cdot 100^2 \end{bmatrix} \left(z_i(t) - \delta_{0i} \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \eta_{1i}(t) \right),$$

$$\dot{\eta}_{2i}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \eta_{2i}(t) + \begin{bmatrix} 0{,}39 \cdot 100 \\ 0{,}065 \cdot 100^2 \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \eta_{1i}(t) - \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \eta_{2i}(t) \right), \tag{4.80}$$

$$\Delta\bar{\delta}_i(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \eta_{1i}(t), \quad \Delta\bar{\delta}_i^{(1)}(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \eta_{2i}(t), \quad \Delta\bar{\delta}_i^{(2)}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \eta_{2i}(t),$$

$$i = 1, 2, 3.$$

Параметры наблюдателей (4.79) и (4.80) выбраны таким образом, чтобы обеспечить одинаковые переходные процессы по сравнению с предложенной схемой управления.

При моделировании рассмотрим аварийную ситуацию, связанную с изменением сопротивления линии электропередач 5-7, проходящую по следующему сценарию:

а) до момента времени $t_1 = 0{,}5$ с электроэнергетическая сеть работает в штатном режиме. Редуцированные матрицы активной и реактивной проводимости сети S соответственно равны

$$G^{01} = \begin{bmatrix} 0{,}8455 & 0{,}2871 & 0{,}2096 \\ 0{,}2871 & 0{,}4200 & 0{,}2133 \\ 0{,}2096 & 0{,}2133 & 0{,}2770 \end{bmatrix}, \quad B^{01} = \begin{bmatrix} -2{,}9883 & 1{,}5129 & 1{,}2256 \\ 1{,}5129 & -2{,}7239 & 1{,}0879 \\ 1{,}2256 & 1{,}0879 & -2{,}3681 \end{bmatrix}; \tag{4.81}$$

б) в момент времени $t_1 = 0{,}5$ с происходит симметричное 3-фазное короткое замыкание на середине линии электропередач 5-7. Данная авария отражена на рисунке 4.8 в виде знака аварии, а на рисунке 4.9 – в виде пунктирной линии. Редуцированные матрицы активной и реактивной проводимости сети S соответственно равны

$$G^{12} = \begin{bmatrix} 0{,}8202 & 0{,}0810 & 0{,}1234 \\ 0{,}0810 & 0{,}3425 & 0{,}1619 \\ 0{,}1234 & 0{,}1619 & 0{,}2470 \end{bmatrix}, \quad B^{12} = \begin{bmatrix} -3{,}2507 & 0{,}4479 & 0{,}8506 \\ 0{,}4479 & -2{,}8999 & 0{,}8873 \\ 0{,}8506 & 0{,}8873 & -2{,}4830 \end{bmatrix}; \tag{4.82}$$

в) в момент времени $t_2 = 0{,}6$ с происходит отключение поврежденной линии электропередач 5-7 путем размыкания ключей K_1 и K_2. Редуцированные матрицы активной и реактивной проводимости сети S соответственно равны

$$G^{23} = \begin{bmatrix} 1{,}1814 & 0{,}1376 & 0{,}1910 \\ 0{,}1376 & 0{,}3886 & 0{,}1988 \\ 0{,}1910 & 0{,}1988 & 0{,}2727 \end{bmatrix}, \quad B^{12} = \begin{bmatrix} -2{,}2288 & 0{,}7264 & 1{,}0794 \\ 0{,}7264 & -1{,}9526 & 1{,}2293 \\ 1{,}0794 & 1{,}2293 & -2{,}3423 \end{bmatrix}; \tag{4.83}$$

г) в момент времени $t_3 = 0{,}8$ с подключается резервная линия электропередач 5-7, идентичная поврежденной. Редуцированные матрицы активной и реактивной проводимости сети S соответственно равны G^{01} и B^{01}.

Пусть начальные значения дифференциальных уравнений (4.40)–(4.42) соответствуют номинальным параметрам, т.е.

$$\begin{gathered}\delta_1(0) = 3{,}59°;\ \delta_2(0) = 61{,}11°;\ \delta_3(0) = 54{,}21°;\ \omega(0) = 314{,}16 \text{ рад/с};\\ E'_{q1}(0) = 1{,}06 \text{ о.е.};\ E'_{q2}(0) = 0{,}79 \text{ о.е.};\ E'_{q3}(0) = 1{,}40 \text{ о.е.}\end{gathered} \tag{4.84}$$

Помехи измерения $w_i(t)$, $i = 1, 2, 3$, представляют собой сигналы следующего вида

$$\begin{aligned} w_1(t) &= 0{,}08\sin(10^5 t) + 0{,}02\cos(10^4 t) + \theta_1(t),\\ w_2(t) &= 0{,}06\sin(10^5 t) + 0{,}04\cos(10^4 t) + \theta_2(t),\\ w_3(t) &= 0{,}07\sin(10^5 t) + 0{,}03\cos(10^4 t) + \theta_3(t), \end{aligned} \tag{4.85}$$

где $\theta_i(t)$ – случайный сигнал, полученный пропусканием дискретного "белого шума" с интервалом дискретности $\Delta t = 0{,}5$ мс и спектральной плотностью $S = (0{,}01i)^2\Delta t/2$ °^{2}/Гц через фильтр высоких частот третьего порядка с сопрягающей частотой $f_c = 100$ Гц.

В таблице 4.4 приведены максимальные асимптотические значения сигнала управления $u_{fi}(t)$, $i = 1, 2, 3$, при использовании разработанной схемы управления (4.76)–(4.78), а также схемы (4.76), (4.77), (4.79) [18] и схемы (4.77), (4.80) [19, 20].

Таблица 4.4 – Максимальные асимптотические значения сигнала управления $u_{fi}(t)$, $i = 1, 2, 3$

Система управления	(4.76)–(4.78)	(4.76), (4.77), (4.79)	(4.77), (4.80)
$\overline{\lim\limits_{t\to\infty}}\ \lvert u_{f1}(t)\rvert$, о.е.	1,9445	1,8943	2,5445
$\overline{\lim\limits_{t\to\infty}}\ \lvert u_{f2}(t)\rvert$, о.е.	2,9981	3,1033	3,4311
$\overline{\lim\limits_{t\to\infty}}\ \lvert u_{f3}(t)\rvert$, о.е.	3,1232	3,3169	3,5943

Из таблицы 4.4 видно, что стабилизация электроэнергетической сети в установившемся режиме обеспечивается при меньших затратах на управление при использовании предложенной схемы управления (4.76)–(4.78), чем при использовании схемы (4.76), (4.77), (4.79) [18] и схемы (4.77), (4.80) [19, 20].

На рисунках 4.11–4.14 приведены переходные процессы каждого генератора Γ_i, $i = 1, 2, 3$, по ошибке стабилизации $\Delta\delta_i(t)$, $i = 1, 2, 3$, относительной угловой скорости $\Delta\omega_i(t)$, $i = 1, 2, 3$, разности мощностей $\Delta P_{ei}(t)$, $i = 1, 2, 3$, и сигналу управления $u_{fi}(t)$, $i = 1, 2, 3$. Первому генератору Γ_1 соответствуют графики красного цвета, второму генератору Γ_2 – зеленого, третьему генератору Γ_3 – синего. Из рисунка 4.11 видно, что заданная точность $\varepsilon = 0{,}5°$ достигается первым генератором Γ_1 за время $T_1 = 3{,}35$ с, вторым Γ_2 и третьим Γ_3 – за время $T_{2,3} = 2{,}80$ с.

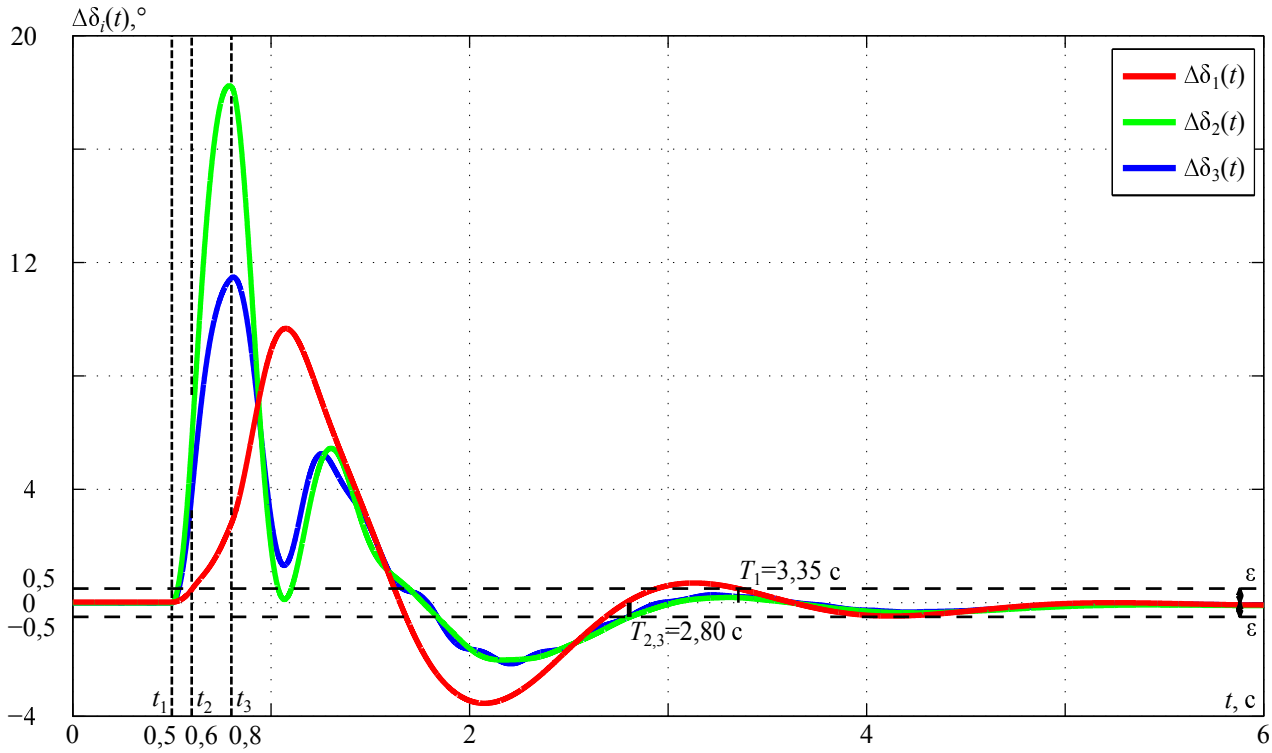


Рисунок 4.11 – Ошибка стабилизации $\Delta\delta_i(t)$, $i = 1, 2, 3$

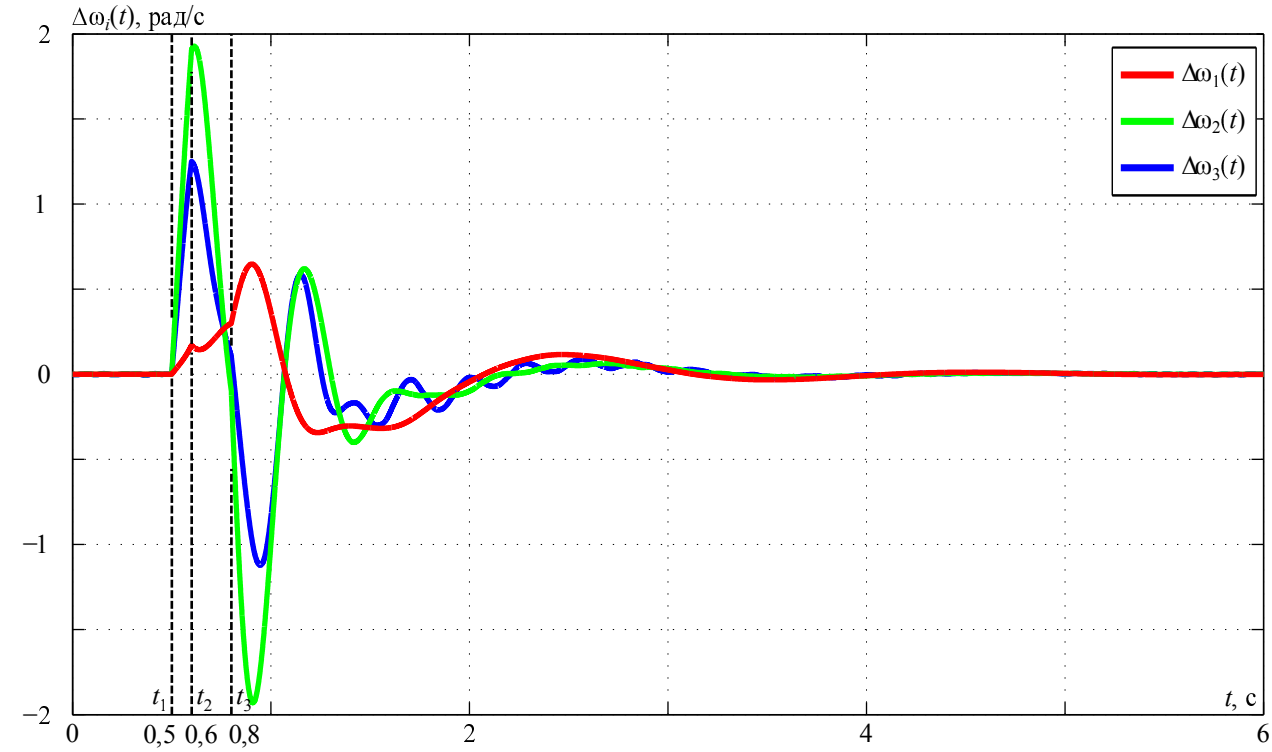


Рисунок 4.12 – Относительная угловая скорость $\omega_i(t)$, $i = 1, 2, 3$

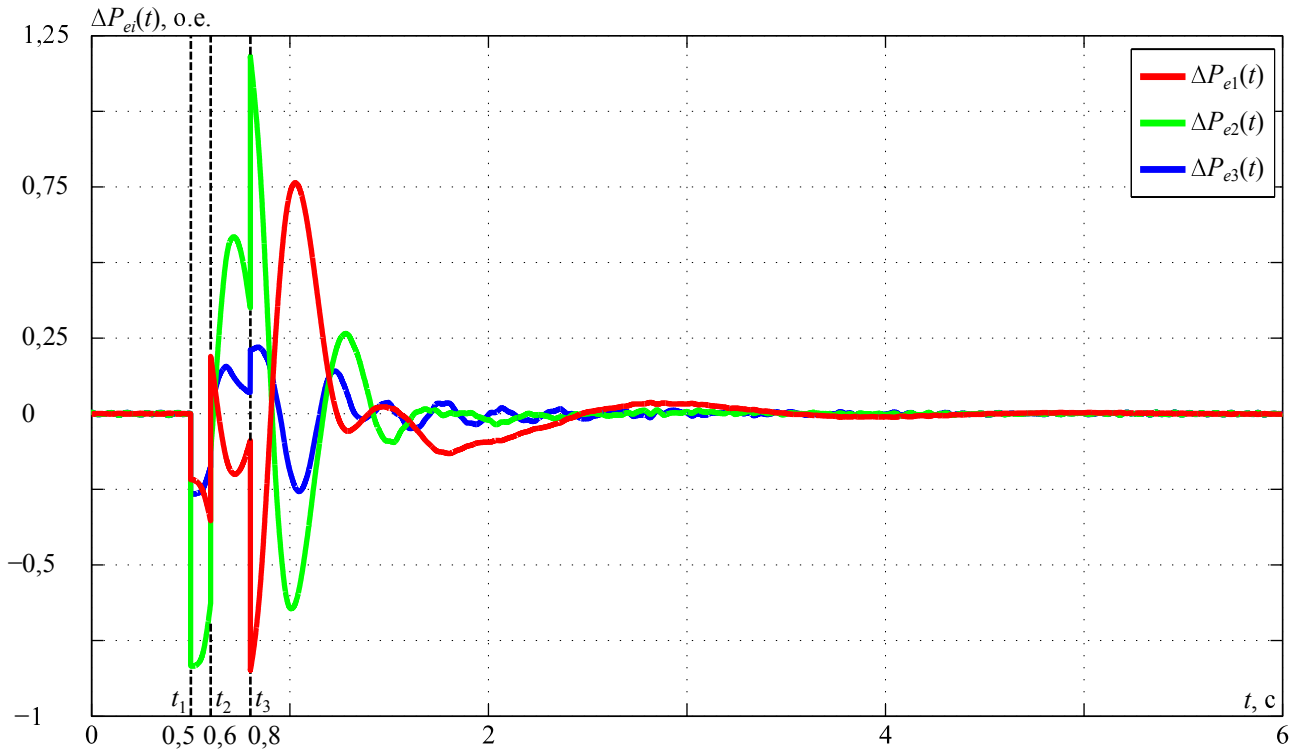


Рисунок 4.13 – Разность мощностей $\Delta P_{ei}(t)$, $i = 1, 2, 3$

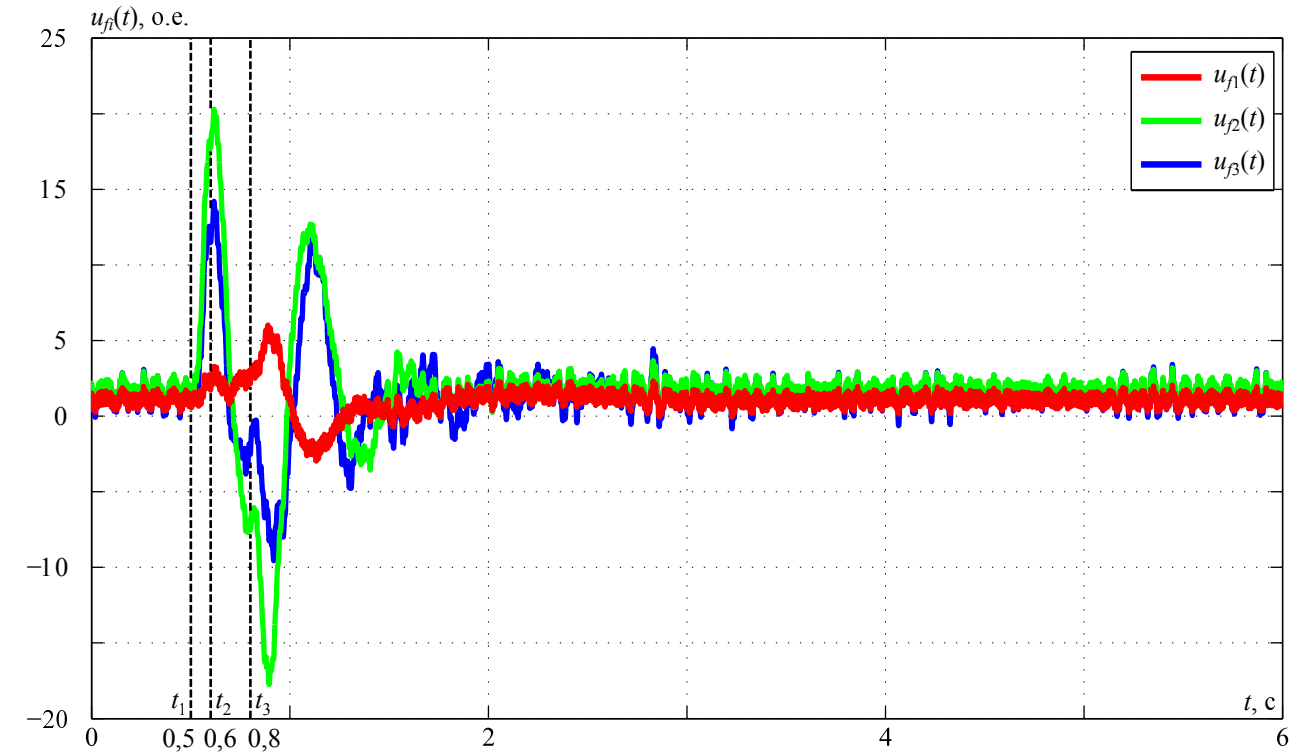


Рисунок 4.14 – Сигнал управления $u_{fi}(t)$, $i = 1, 2, 3$

4.3 Выводы по разделу 4

В данном разделе были решены следующие задачи:

а) синтезирован робастный алгоритм стабилизации электрического генератора, подключенного к шине бесконечной мощности, при наличии высокочастотных помех измерения. Сформулировано утверждение, соблюдение условий которого гарантирует выполнение задачи стабилизации электрогенератора;

б) синтезирован децентрализованный робастный алгоритм стабилизации электроэнергетической сети при наличии высокочастотных помех измерения. Сформулировано утверждение, соблюдение условий которого гарантирует выполнение задачи стабилизации электроэнергетической сети;

в) продемонстрирована эффективность предложенных алгоритмов по сравнению со схемами [18] и [19, 20] при моделировании функционирования электрогенератора и электроэнергетической сети как в штатном режиме, так и при возникновении кратковременных аварийных ситуаций. Показано, что задача стабилизации в установившемся режиме может быть решена при меньших энергетических затратах при одинаковом характере переходных процессов.

Заключение

В ходе выполнения диссертационной работы была решена задача синтеза робастных алгоритмов управления параметрически и структурно неопределенными линейными объектами и мультиагентными системами в условиях внешних возмущений, запаздывания в канале состояния и высокочастотных помех измерений, а также алгоритмов управления электрогенератором и электроэнергетической сетью.

В разделе 1 были приведены обзор наблюдателей, позволяющих синтезировать алгоритмы управления динамическим объектом по выходу в условиях параметрической неопределенности, возмущений и помех измерения, а также обзор алгоритмов управления с введением искусственного запаздывания, робастных к параметрическим неопределенностям и внешним возмущениям. По результатам обоих обзоров была поставлена задача синтеза робастных алгоритмов управления линейными динамическими объектами в условиях параметрических неопределенностей, внешних возмущений и высокочастотных помех измерения. Проектируемые алгоритмы должны сочетать в себе достоинства использования наблюдателя с большим коэффициентом усиления и алгоритма управления с введением искусственного запаздывания, а именно: высокую скорость сходимости оценки вектора состояния объекта, робастность к параметрическим и внешним возмущениям, невысокий динамический порядок системы управления. Для уменьшения влияния высокочастотной помехи измерения было предложено дополнительно ввести в контур управления фильтр низких частот. Полученные результаты необходимо было обобщить на случай линейных мультиагентных систем.

В разделе 1 также был приведен обзор алгоритмов управления электрогенератором и электроэнергетической сетью с помощью регулирования контура возбуждения. Данный обзор выявил острую необходимость в разработке практически полезных регуляторов, обеспечивающих требуемое функционирование системы и робастность к параметрическим неопределенностям, внешним возмущениям и помехам измерения. На основании вышесказанного было поставлена задача применения разработанных алгоритмов для управления электрогенератором и электроэнергетической сетью. При решении поставленной задачи предполагается, что измерению доступны только зашумленные углы поворота поперечной оси ротора относительно синхронной оси вращения.

В разделе 2 были синтезированы робастные алгоритмы управления структурно определенными и структурно неопределенными линейными объектами по выходу при наличии запаздывания в канале состояния, робастный алгоритм управления линейными объектами по выходу при наличии высокочастотных помех измерения. Сформулированы утверждения, соблюдение условий которых гарантирует выполнение задачи слежения объекта за заданным эталонным сигналом. Приведены результаты численного моделирования разработанных систем управления, демонстрирующие их работоспособность.

В разделе 3 обобщаются результаты, полученные в разделе 2, на случай линейных мультиагентных систем. В результате были синтезированы робастные децентрализованные алгоритмы

управления линейными мультиагентными системами со структурно определенными и структурно неопределенными агентами по выходу, робастный децентрализованный алгоритм управления линейными мультиагентными системами по выходу при наличии высокочастотных помех измерения. Сформулированы утверждения, соблюдение условий которых гарантирует выполнение задачи слежения объекта за заданным эталонным сигналом. Приведены результаты численного моделирования разработанных систем управления, демонстрирующие их работоспособность.

В разделе 4 продемонстрирована практическая реализация алгоритмов, полученных в разделах 2 и 3, на примере задачи стабилизации электрогенератора и электроэнергетической сети. В результате были синтезированы робастный алгоритм стабилизации электрического генератора, подключенного к шине бесконечной мощности, при наличии высокочастотных помех измерения и децентрализованный робастный алгоритм стабилизации электроэнергетической сети при наличии высокочастотных помех измерения. Сформулированы утверждения, соблюдение условий которых гарантирует выполнение задачи стабилизации электрогенератора и электроэнергетической сети. Приведены результаты численного моделирования разработанных схем управления электрогенератором и электроэнергетической сетью, демонстрирующие эффективность их применения по сравнению со схемами [18] и [19, 20]. Показано, что задача стабилизации в установившемся режиме может быть решена при меньших энергетических затратах при одинаковом характере переходных процессов.

В качестве дальнейшего научного исследования может быть предложено обобщение полученных результатов на случай нелинейных систем и/или наличия помех измерения, полоса пропускания которых может частично совпадать с полосой пропускания объекта.

Список использованных источников

1. Нехороших, А.Н. Робастное управление линейными мультиагентными системами с использованием левых разностей для оценки производных / А.Н. Нехороших, И.Б. Фуртат // Управление большими системами: Сборник трудов – 2017. – № 65. – С. 41-59.
2. Нехороших, А.Н. Управление электрическим генератором в условиях высокочастотных помех измерения / А.Н. Нехороших, И.Б. Фуртат // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. – 2018. – Т. 18. – № 2. – С. 228-235.
3. Nekhoroshikh, A.N. Robust algorithm using delay for multi-agent systems / I.B. Furtat, A.N. Nekhoroshikh, M.S. Tarasov // IFAC-PapersOnLine. – 2016. – Vol. 49. – No. 13. – P. 25-30.
4. Nekhoroshikh, A.N. Robust stabilization of linear plants under uncertainties and high-frequency measurement noises / I.B. Furtat, A.N. Nekhoroshikh // 25th Mediterranean Conference on Control and Automation, MED 2017. – 2017. – P. 1275-1280.
5. Нехороших, А.Н. Робастный алгоритм управления линейными объектами с запаздыванием по состоянию / А.Н. Нехороших, И.Б. Фуртат // Навигация и управление движением: Материалы XVIII конференции молодых ученых с международным участием (Санкт-Петербург, 15-18 марта 2016 г.). – 2016. – С. 224-229.
6. Esfandiari, F. Output feedback stabilization of fully linearizable systems / F. Esfandiari, H.K. Khalil // Int. J. Contr. – 1992. – Vol. 56. – P. 1007-1037.
7. Gauthier, J.P. A simple observer for nonlinear systems application to bioreactors / J.P. Gauthier, H. Hammouri, S. Othman // IEEE Trans. Automat. Contr. – 1992. – Vol.37. – No.6. – P. 875-880.
8. Kwakernaak H. Linear Optimal Control Systems / H. Kwakernaak, R. Sivan. – New York: Wiley-Interscience, 1972. – 575 p.
9. Mayne, D.Q. Nonlinear filters for linear signal models / D.Q. Mayne, R.W. Grainger, C.G. Goodwin // IEE Proc. Control Theory Appl. – 1997. – Vol. 144. – P. 281-286.
10. Tilli, A. A low-noise estimator of angular speed and acceleration from shaft encoder measurements / A. Tilli, M. Montanari // Journal Automatika. – 2001. – Vol. 42. – P. 169-176. .
11. Sanfelice, R.G. A technical result for the study of high-gain observers with sign-indefinite gain adaptation / R.G. Sanfelice, L. Praly // In 8th IFAC Symposium on Nonlinear Control Systems, University of Bologna, Italy. – 2010. – P. 284-289.
12. Sanfelice,R.G. On the performance of high-gain observers with gain adaptation under measurement noise / R.G. Sanfelice, L. Praly // Automatica. – 2011. – Vol. 47. – No. 10. – P. 2165-2176.

13. Boizot, N. An adaptive high-gain observer for nonlinear systems / N. Boizot, E. Busvelle, J.P. Gauthier // Automatica. – 2010. – Vol. 46. – P. 1483-1488.

14. Raff. T. Impulsive observers for continuous-time systems and global output feedback control: PhD thesis, Institute for Systems Theory and Automatic Control of the University of Stuttgart. – Dusseldorf, 2010.

15. Vasiljevic, L.K. Error bounds in differentiation of noisy signals by high-gain observers / L.K. Vasiljevic, H.K. Khalil // Syst. Contr. Lett. – 2008. – Vol. 57. – P. 856-862.

16. Ball, A.A. High-gain observers in the presence of measurement noise: a nonlinear gain approach / A.A. Ball, H.K. Hassan // Proceedings of the 47th IEEE Conference on Decision and Control Cancun, Mexico, Dec. 9-11, – 2008.

17. Ahrens, J.H. High-gain observers in the presence of measurement noise: a switched-gain approach / J.H. Ahrens, H.K. Khalil // Automatica. – 2009. – Vol. 45. – P. 936-943

18. Hassan, H.K. Analysis of the Use of Low-Pass Filters with High-Gain Observers / H.K. Khalil, S. Priess // IFAC-PapersOnLine. – 2016. – Vol. 49. – No. 18. – P. 488-492.

19. Astolfi, D. A high-gain nonlinear observer with limited gain power / D. Astolfi, L. Marconi // IEEE Trans. Automatic Control. – 2015. – Vol. 60. – No. 11. – P. 3059-3064.

20. Output stabilization for a class of nonlinear systems via high-gain observer with limited gain power / Wang L. et al. // Proc. 1st IFAC Conference on Modelling, Identification and Control of Nonlinear Systems, MICNON 2015, Saint Petersburg, Russia. IFAC-PapersOnLine. – 2015. – Vol. 48. – No. 11. – P. 730-735.

21. Sensitivity to high-frequency measurement noise of nonlinear high-gain observers / D. Astolfi et al. // 10th IFAC Symposium on Nonlinear Control Systems August 23-25, 2016. Monterey, California, USA.

22. Astolfi, D. Stubborn ISS redesign for nonlinear high-gain observers / D. Astolfi, A. Alessandri, L. Zaccarian // IFAC PapersOnLine. – 2017. – Vol. 50. – No. 1. – P. 15422-15427.

23. Fridman, L. High-order sliding mode observer for linear systems with unknown inputs / L. Fridman, A. Levant, J. Davila // In Proceedings of the 2006 International Workshop on Variable Structure Systems, June 2006. – P. 202-207.

24. Slotine, J.-J.E. On sliding observer for nonlinear systems / J.-J.E. Slotine, J.K. Hedrick, E.A. Misawa // Journal of Dynamic Systems and Control. – 1987. – Vol. 109. – P. 245-252.

25. Levant, A. Higher-order sliding modes, differentiation and output feedback control / A. Levant // International Journal of Control. – 2003. – Vol. 76. – No. 9. – P. 924-941.

26. Vasiljevic, L.K. Differentiation with high-gain observers in the presence of measurement noise / L.K. Vasiljevic, H.K. Khalil // In Proc. IEEE Conf. on Decision and Control, San Diego, Califorina, 2006. P. – 4717-4722.

27. Niculescu, S.I. Stabilizing a chain of integrators using multiple delays / S.I. Niculescu, W. Michiels // IEEE Transactions on Automatic Control. – 2004. – Vol. 49. – P. 802-807.

28. Karafyllis, I. Robust global stabilization by means of discrete-delay output feedback / I. Karafyllis // Systems and Control Letters. – 2008. – Vol. 57. – P. 987-995.

29. Фуртат, И.Б. Робастный статический алгоритм управления линейными объектами / И.Б. Фуртат // Автоматика и Телемеханика. – 2015. – №. 3. – С. 94-107.

30. French, M. Robust stabilization by linear output delay feedback / M. French, A. Ilchmann, M. Mueller // SIAM Journal on Control and Optimization. – 2009. – Vol. 48. – No. 4. – P. 2533-2561.

31. Fridman, E. Stabilization by using artifcial delays: an LMI approach / E. Fridman, L. Shaikhet //

32. Demello, F.P. Concepts of synchronous machine stability as affected by excitation control / F.P. Demello, C. Concordia // IEEE Trans. on Power Appartus and Systems. – 1969. – Vol. PAS-88. – No. 4. – P. 316-329.

33. Demello, F.P. Measurement of synchronous machine rotor angle from analysis of zero sequence harmonic components of machine terminal voltage / F.P. Demello // IEEE Trans. on Power Delivery. – 1994. – Vol. 9. – No. 4. – P. 1770-1777.

34. Demello, F.P. Practical approaches to supplementary stabilizing from accelerating power / F.P. Demello, L.N. Mannett, J. Undrill // IEEE Trans. on Power Appartus and Systems. – 1978. – Vol. PAS-97. – No. 5. – P. 1515-1522.

35. Ramos, R.A. An improved methodology for the design of power system damping controllers / R.A. Ramos, A.C. P. Martins, N.G. Bretas // IEEE Trans. on Power Systems. – 2005. – Vol. 20. – No. 4. – P. 1938-1945.

36. Rogers, G. Power system oscillations / G. Rogers. – Boston, USA: Kluwer Academic Publishers, 2000.

37. Dysko, A. Enhanced power system stability by coordinated PSS design / A. Dysko, W.E. Leithead, J. O'Reilly // IEEE Trans. on Power Systems. – 2010. – Vol. 25. – No. 1. – P. 413-422.

38. Ramirez-Gonzalez, M. Power system stabilizer design using an online adaptive neuro fuzzy controller with adaptive input link weights / M. Ramirez-Gonzalez, O.P. Malik // IEEE Trans. on Energy Conversion. – 2008. – Vol. 23. – No. 3. – P. 914-922.

39. Gurrala, G. Power system stabilizers design for interconnected power systems / G. Gurrala, I. Sen // IEEE Trans. on Power Systems. – 2010. – Vol. 25. – No. 2. – P. 1042-1051.

40. An application of backtracking search algorithm in designing power system stabilizers for large multi-machine system / N.N. Islam et al. // Neurocomputing. – 2017. – Vol. 237. – P. 175-184.

41. Yousef, H. Nonlinear power system excitation control using adaptive wavelet networks / H. Yousef, H.M. Soliman, M. Albadi // Neurocomputing. – 2017. – Vol. 230. – P. 302-311.

42. Wan, Y. Nonlinear robust control for single-machine infinite-bus power systems with input saturation / Y. Wan // Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences. – 2017. – Vol. 65. – No. 1. – P. 3-9.

43. Roosta, A.R. Nonlinear control for power systems based on a backstepping method / A.R. Roosta, D. Georges, N. Hadj-Said // Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control (Cat. No.01CH37228), Orlando, FL. – 2001. – Vol.4. – P. 3037-3042.

44. Nonlinear excitation control of synchronous generators based on adaptive backstepping method / T.K. Roy et al. // In IEEE 10th Conference on Industrial Electronics and Applications, 15-17 June 2015. – P. 11-16.

45. Nonlinear adaptive backstepping excitation controller design for higher-order models of synchronous generators / T.K. Roy et al. // In 20th IFAC World Congress, July 2017.

46. A nonlinear adaptive backstepping approach for coordinated excitation and steam-valving control of synchronous generators / T.K. Roy et al. // 10th Asian Control Conference (ASCC), Kota Kinabalu. – 2015. – P. 1-6.

47. Robust adaptive backstepping excitation controller design for simple power system models with external disturbances / T.K. Roy et al. // IEEE Conference on Control Applications (CCA), Sydney, NSW. – 2015. – P. 715-720.

48. High-Order Block Sliding-Mode Controller for a Synchronous Generator With an Exciter System / A.G. Loukianov et al. // In IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2011. – Vol. 58. – No. 1. – P. 337-347.

49. Sliding mode control of a stand-alone wound rotor synchronous generator / R.S. Munoz-Aguilar et al. // In IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2011. – Vol. 58. – No. 10. – P. 4888-4897.

50. Sensor-less Sliding Mode Control of a stand-alone wound rotor synchronous generator with unbalanced load / R.S. Munoz-Aguilar et al. // IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Melbourne, VIC. – 2011. – P. 3982-3987.

51. An energy-shaping approach to the design of excitation control of synchronous generators / M. Galaz et al. // Automatica. – 2003. – Vol. 39. – No. 1. – P. 111-119.

52. Luo, X.S. Passivity-based adaptive control of chaotic oscillations in power system / X.S. Luo // Chaos, Solitons and Fractals. – 2007. – Vol. 31. – No. 3. – P. 665-671.

53. Design of a multimode intelligent model predictive control strategy for hydroelectric generating unit / Y. Zheng et al. // Neurocomputing. – 2016. – Vol. 207. – P. 287-299.

54. Rajkumar, V. Bilinear generalized predictive control using the thyristor-controlled series-capacitor / V. Rajkumar, R.R. Mohler // in IEEE Transactions on Power Systems. – 1994. – Vol. 9.– No. 4. – P. 1987-1993.

55. Mahmud, M A. Nonlinear excitation control of power systems with dynamic loads via feedback linearization / M.A. Mahmud, M.J. Hossain, H.R. Pota // In Proc. of 20th Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC 2010), 5-8 December, 2010, Canterbury, New Zealand.

56. Mahmud, M A. Robust nonlinear state feedback for power systems under structured uncertainty / M.A. Mahmud, M.J. Hossain, H.R. Pota // In Proc. of 18th IFAC World Congress, 28 August-2 September, 2011, Milano, Italy.

57. Mielczarski, W. Nonlinear field voltage control of a synchronous generator using feedback linearization / W. Mielczarski, A.M. Zajaczkowski // Automatica. – 1994. – Vol. 30. – No. 10. – P. 1625-1630.

58. Wang, Y. Robust nonlinear coordinated control of power systems / Y. Wang, D.J. Hill // Automatica. – 1996. – Vol. 32. – No. 4. – P. 611-618.

59. An improved direct feedback linearization technique for transient stability enhancement and voltage regulation of power generators / G. Kenne et al. // International Journal of Electrical Power and Energy Systems. – 2010. – Vol. 32. – No. 7. – P. 809-816.

60. Mahmud, M.A. Nonlinear excitation controller for power systems using zero dynamic design approach / M.A. Mahmud, M.J. Hossain, H.R. Pota // In Proc. of 43rd North American Power Symposium (NAPS2011), 4-6 August, Boston, MA, USA.

61. Zero dynamic excitation controller design for power system with dynamic load / M.A. Mahmud et al. // In Proc. of 21st Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC2011), 24-26 September, 2011, Brisbane, Australia.

62. Wang, Y. Robust power system transient stability enhancement: A global control approach / Y. Wang, G.H. Zhang, D.J. Hill // in 6th IFAC Symposium on nonlinear control systems. – 2004. – P. 1325-1330.

63. Mahmud, M.A. Robust zero dynamic excitation controller for power systems under structured uncertainty / M.A. Mahmud, M.J. Hossain, H.R. Pota // In Proc. of the 2nd Australian Control Conference (AUCC), 15-16 November, 2012, Sydney, Australia.

64. Mahmud, M.A. An alternative LQR-based excitation controller design for power systems to enhance small-signal stability / M.A. Mahmud // International Journal of Electrical Power and Energy Systems. – 2014. – Vol. 63. – P. 1-7.

65. Simoes Costa, A.J.A. Design of decentralized controllers for large power systems considering sparsity / A.J.A. Simoes Costa, F.D. Freitas, A.S. Silva // IEEE Trans. on Power Systems. – 1997. – Vol. 12. – No. 1. – P. 144-152.

66. Lawson, R.A. Minimization of power system stabilizer torsional interaction on large steam turbine-generators / R.A. Lawson, D.A. Swann, G.F. Wright // IEEE Trans. on Power Appartus and Systems. – 1978. – Vol. PAS-97. – No. 1. – P. 183–190.

67. Kumar, A. Power system stabilizers design for multimachine power systems using local measurements / A. Kumar // IEEE Transactions on Power Systems. – 2016. – Vol. 31. – No. 3. – P. 2163-2171.

68. King, C.A. Feedback linearizing excitation control on a full-scale power system model / C.A. King, J.W. Chapman, M.D. Ilic // IEEE Tans. on Power Systems. – 1994. – Vol. 9. – No. 2. – P. 1102-1109.

69. Decentralized control for multimachine power systems with nonlinear interconnections and disturbances / K.I. Jung et al. // International Journal of Control, Automation, and Systems. – 2005. – Vol. 3. – No. 2. – P. 270-277.

70. Kumar, B.K. A decentralized nonlinear feedback controller with prescribed degree of stability for damping power system oscillations / B.K. Kumar, S.N. Singh, S.C. Srivastava // Electric Power Systems Research. – 2007. – Vol. 77. – No. 3-4. – P. 204–211.

71. Leon, A.E. Comparison among nonlinear excitation control strategies used for damping power system oscillations / A.E. Leon, J.A. Solsona, M.I. Valla // Energy Conversion and Management. – 2012. – Vol. 53. – No. 1. – P. 55-67.

72. Jain, S. Application of a decentralized adaptive output feedback based on backstepping to power systems / S. Jain, F. Khorrami // Proceedings of 1995 34th IEEE Conference on Decision and Control, New Orleans, LA. – 1995. – Vol. 2. – P. 1585-1590.

73. Nonlinear adaptive excitation controller design for multimachine power systems with unknown stability sensitive parameters / T.K. Roy et al. // In IEEE Transactions on Control Systems Technology. – 2016. – Vol. PP. – No. 99. – P. 1-13.

74. Nonlinear adaptive coordinated controller design for multimachine power systems to improve transient stability / T.K. Roy et al. // In IET Generation Transmission and Distribution. – 2016. – Vol. 10. – No. 13. – P. 3353-3363.

75. Nonlinear adaptive excitation controller design for multimachine power systems / T.K. Roy et al. // IEEE Power and Energy Society General Meeting. – 2015. – P. 1-5.

76. Robust nonlinear adaptive backstepping excitation controller design for rejecting external disturbances in multimachine power systems / T.K. Roy et al. // International Journal of Electrical Power and Energy Systems. – 2017. – Vol. 84. – P. 76-86.

77. Robust excitation control design using sliding-mode technique for multimachine power systems / A. Colbia-Vega et al. // Electric Power Systems Research. – 2008. – Vol. 78. – No. 9.– P. 1627-1634.

78. Decentralised sliding-mode control for multimachine power systems using only output information / X.G. Yan et al. // In IEE Proceedings - Control Theory and Applications. – 2004. – Vol. 151. – No. 5. – P. 627-635.

79. Yan, X-G. Application of decentralised sliding mode control to multimachine power systems / X-G. Yan, S.K. Spurgeon, C. Edwards // in Variable Structure Control of Complex Systems: Analysis and Design, Springer International Publishing. – 2017. – P. 297-313.

80. Decentralized controller design for multimachine power systems based on the Hamiltonian structure / Y. Sun et al. // Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control (Cat. No.01CH37228), Orlando, FL. – 2001. – Vol. 4. – P. 3045-3050.

81. Furtat, I.B. Robust control of multi-machine power systems with compensation of disturbances / I.B. Furtat, A.L. Fradkov // International Journal of Electrical Power and Energy Systems. – 2015. – Vol. 73. – P. 584-590.

82. Ford, J.J. Efficient and robust model predictive control for first swing transient stability of power systems using flexible AC transmission systems devices / J.J. Ford, G. Ledwich, Z.Y. Dong // In IET Generation, Transmission and Distribution. – 2008. – Vol. 2. – No. 5. – P. 731-742.

83. Thabit, M.M.B. Nonlinear model predictive control of multi-machine power system: PhD diss., King Fahd University of Petroleum and Minerals (Saudi Arabia), 2013.

84. Gan, D. Multi machine power system excitation control design via theories of feedback linearization control and nonlinear robust control / D. Gan, Z. Qu, H. Cai, // International Journal of Systems Science. – 2000. – Vol. 31. – No. 4. – P. 519-527.

85. Lu, Q. Nonlinear Control Systems and Power System Dynamics / Q. Lu, Y. Sun, and S. Mei. – Boston: Kluwer Academic Publishers, 2001.

86. Mahmud, M.A. Transient stability enhancement of multimachine power systems using nonlinear observer-based excitation controller / M.A. Mahmud, M.J. Hossain, H.R. Pota // International Journal of Electrical Power and Energy Systems. – 2014. – Vol. 58. – P. 57-63.

87. Mahmud, M.A. Full-order nonlinear observer-based excitation controller design for interconnected power systems via exact linearization approach / M.A. Mahmud, M.J. Hossain, H.R. Pota // International Journal of Power and Energy Systems. – 2012. – Vol. 41. – No. 1. – P. 54-62.

88. Partial feedback linearizing excitation controller for multimachine power systems to enhance transient stability / M.A. Mahmud et al. // IEEE Trans. on Power Systems. – 2014. – Vol. 29. – No. 2. – P. 561-571.

89. Mahmud, M.A. Zero dynamic excitation controller for multimachine power systems to augment transient stability and voltage regulation / M.A. Mahmud, M.J. Hossain, H.R. Pota // In Proc. of IEEE PES General Meeting, 22-26 July, 2012, San Diego, USA.

90. Mahmud, M.A. Robust Nonlinear Feedback Linearizing Control for Power Systems to Enhance Transient Stability: PhD Thesis, UNSW Australia, 2012.

91. Mahmud, M.A. Selection of output function in nonlinear feedback linearizing excitation control for power systems / M.A. Mahmud, M.J. Hossain, H.R. Pota // In Proc. of the 1st Australian Control Conference (AUCC2011), 10-11 November, 2011, Melbourne, Australia.

92. Бобцов, А.А. Алгоритм робастного управления в задаче слежения за эталонным сигналом / А.А. Бобцов // Автоматика и Телемеханика. – 2003. – № 6. – С. 104-113.

93. Atassi, A.N. A separation principle for the stabilization of class of nonlinear systems / A.N. Atassi, H.K. Khalil // IEEE Trans. Automat. Control. – 1999. – Vol. 44. – No. 9. – P. 1672-1687.

94. Utkin, V.I. Sliding-modes in control optimization/ V.I. Utkin. – Berlin: Springer-Verlag, 1992.

95. Жежеленко, И.В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промпредприятий / И.В. Жежеленко. – М.: Энергоатомиздат, 1984.

96. Финк, Л.М. Теория передачи дискретных сообщений / Л.М. Финк. – М.: Советское радио, 1970.

97. Воронов, А.А. Теория автоматического управления. Часть 2. Теория нелинейных и специальных систем автоматического управления / А.А. Воронов. – М: Высшая школа, 1986.

98. Anderson, P.M. Power system control and stability / P.M. Anderson, A.A. Fouad. – Iowa: Iowa State University Press, 1977. – 658 p.

99. Kundur, P. Power system stability and control / P. Kundur. – McGraw-Hill Inc., 1994. 1176 p.

100. Усольцев, А.А. Электрические машины. Учебное пособие / А.А. Усольцев. – СПб: НИУ ИТМО, 2013. – 416 с.

101. Bergan, A.R. Power Systems Analysis / A.R. Bergan. – New Jersey: Prentice Hall, 1986. – 529 p.

102. Pai, M.A. Power system stability / M.A. Pai. – N. Y.: North Holland, 1981. – 251 p.

103. Guo, Y. Global transient stability and voltage regulation for power systems / Y. Guo, D.J. Hill, Y. Wang // IEEE Trans. on Power Systems. – 2001. – Vol. 16. – No. 4. – P. 678-688.

104. Gordon, M. Global transient stability and voltage regulation for multimachine power systems / M. Gordon, D.J. Hill // IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century. – 2008. – P. 1-8.

105. Dib, W. Transient stability enhancement of multi-machine power systems: synchronization via immersion of pendular system / W. Dib, R. Ortega, D. Hill // Asian Journal of Control. – 2014. – V. 16. – No. 1. – P. 50-58.

106. Фрадков, А.Л. Робастное управление сетью электрических генераторов / А.Л. Фрадков, И.Б. Фуртат // Автоматика и телемеханика. – 2013. – № 11. – С. 100-113.

107. Фуртат, И.Б. Компенсация возмущений в задаче управления сетью электрических генераторов / И.Б. Фуртат, Ю.В. Чугина // Известия РАН. Теория и системы управления. – 2016. – № 1. – С. 124-133.

108. Дорофеев, В.В. Активно-адаптивная сеть – новое качество ЕЭС России / В.В. Дорофеев, А.А. Макаров // Энергоэксперт. – 2009. – № 4. – С. 28-35.

109. On transient stabilization of multi-machine power systems: a “globally” convergent controller for structure-preserving models / A. Barabanov et al. // 17th World Congress, IFAC. Seoul. – 2008. – P. 9398-9403.

110. Кузьменко, А.А. Нелинейное адаптивное управление турбогенератором / А.А. Кузьменко // Известия РАН. Теория и системы управления. – 2008. – №1. – С. 112-119.

111. Robust nonlinear controller design for transient stability enhancement of power systems / Y. Wang et al. // Proc. of the 31st Conf. on Decision and Control. Arizona. – 1992. – P. 1117-1122.