

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования
«Уральский федеральный университет имени первого Президента России
Б.Н. Ельцина»

Уральский энергетический институт

Кафедра «Электропривод и автоматизация промышленных установок»

На правах рукописи

ХАБАРОВ АНДРЕЙ ИГОРЕВИЧ

**АСИНХРОННЫЙ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМЫЙ
ЭЛЕКТРОПРИВОД С СИСТЕМОЙ УПРАВЛЕНИЯ ПЕРЕМЕННОЙ
СТРУКТУРЫ**

Специальность 05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель – д-р техн. наук,
профессор, Браславский Исаак Яковлевич

Научный консультант – канд. техн. наук,
доцент, Костылев Алексей Васильевич

Екатеринбург – 2020

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	6
ГЛАВА 1. ОБЗОР ВАРИАНТОВ РЕАЛИЗАЦИИ КОМПЛЕКСНОЙ ОПТИМИЗАЦИИ РЕЖИМОВ РАБОТЫ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА	13
1.1 Математическая постановка комплексной оптимизационной задачи	13
1.2 Варианты реализации комплексной оптимизационной задачи	14
1.3 Выводы	20
ГЛАВА 2. ВЫБОР МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА	21
2.1 Требования и исходные положения	21
2.2 Обобщенная модель асинхронного двигателя во вращающейся свободно ориентированной двумерной системе координат	22
2.3 Использование системы относительных единиц	26
2.4 Модель двухфазной асинхронной машины с короткозамкнутым ротором	29
2.5 Векторная модель двигателя с ориентацией по вектору потокосцепления ротора	30
2.6 Модель двухфазной асинхронной машины с короткозамкнутым ротором для задач экстремального управления	32
2.7 Векторная модель асинхронного двигателя с ориентацией по вектору потокосцепления ротора для расчёта установившихся режимов работы	33
2.8 Энергетическая модель. Потери в двигателе	38

2.9 Алгоритм расчёта экстремального закона управления	39
2.10 Расчёт и анализ оптимального закона управления	42
2.11 Выводы	48
ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ СКАЛЯРНОГО УПРАВЛЕНИЯ ПЕРЕМЕННОЙ СТРУКТУРЫ АСИНХРОННЫМ ЧАСТОТНО- РЕГУЛИРУЕМЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ	49
3.1 Типовая структура скалярной разомкнутой САУ электропривода	49
3.2 Электромеханический показатель качества энергоэффективности скалярных систем управления	51
3.3 Анализ законов скалярного регулирования	55
3.3.1 Пропорциональный закон частотного регулирования $U/f=\text{const}$	55
3.3.2 Пропорциональный закон частотного регулирования с добавкой	57
3.3.3 Закон частотного управления для вентиляторного типа нагрузки	59
3.3.4 Закон частотного управления при постоянстве мощности	61
3.3.5 Компенсация падения напряжения на активном сопротивлении обмотки статора	63
3.3.6 Управление при максимуме момента при ограничениях	65
3.3.7 Анализ результатов	67
3.4 Комплексная оптимизация режимов работы электропривода со скалярной системой управления	68
3.5 Концепция построения скалярных систем управления переменной структуры	70
3.6 Расчет законов для скалярной системы управления переменной структуры	72
3.7 Разработка структуры скалярной системы управления переменной структуры	74
3.8 Структура скалярной системы управления переменной структуры	77

3.9 Выводы	78
ГЛАВА 4. СИСТЕМА ТОКООГРАНИЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА С АВТОМАТИЧЕСКИМ ОПРЕДЕЛЕНИЕМ ПАРАМЕТРОВ РЕГУЛЯТОРА	81
4.1 Общие принципы построения системы токоограничения	81
4.2 Принцип ограничения переменных	83
4.3 Система токоограничения электропривода со скалярной системой управления	83
4.4 Синтез ПИ регулятора системы токоограничения электропривода со скалярной системой управления	86
4.5 Система токоограничения электропривода со скалярной системой управления переменной структуры	93
4.6 Выводы	93
ГЛАВА 5. РЕЗУЛЬТАТЫ МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ СКАЛЯРНОГО УПРАВЛЕНИЯ ПЕРЕМЕННОЙ СТРУКТУРЫ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА	94
5.1 Расчет параметров математической модели двигателя АИУЕ225М6	94
5.2 Механические характеристики при использовании законов оптимального управления	100
5.3 Сравнение со скалярной системой в тестовых режимах	103
5.4 Тестирование с разными видами нагрузки	108
5.4.1 Работа с реактивным моментом нагрузки	108
5.4.2 Работа на уклон	114
5.4.3 Работа под уклон	116
5.4.4 Движение порожнего вагона по ровному участку	118

5.5 Работа с пониженным напряжением питающей сети	123
5.6 Исследование модернизированной скалярной системы управления асинхронным электроприводом в условиях изменения параметров объекта	124
5.7 Выводы	127
ГЛАВА 6. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ	128
6.1 Характеристика экспериментального оборудования	128
6.1.1 Преобразователь частоты ПЧ-ТТЕТ-32-690-50-УХЛ4	128
6.1.2 Лабораторный стенд и экспериментальная установка	130
6.1.3 Фотографии самоходного вагона В17К	131
6.2 Тестирование системы на лабораторной установке мощностью 4 кВт	133
6.3 Тестирование системы на лабораторной установке мощностью 22 кВт	134
6.4 Тестирование модернизированной системы управления на промышленном образце	140
6.5 Выводы	142
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	143
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ	146
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	148

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования. В настоящее время наиболее широкое распространение получил частотно-регулируемый электропривод переменного тока на базе асинхронного короткозамкнутого двигателя. Главными достоинствами асинхронного электропривода, которые привели к его широкому распространению, являются надёжность и простота конструкции, минимальные требования к обслуживанию.

Повышение требований к энергетической и электромеханической эффективности электропривода, а также к его технологическим показателям таким, как нагрузочная способность, диапазон регулирования и ремонтпригодность определили основные направления развития асинхронных электроприводов:

- создание систем автоматического регулирования электроприводов на базе высокопроизводительных микропроцессорных систем;
- применение более совершенной элементной базы;
- создание энергоэффективных приводов.

Степень разработанности проблемы исследования. Вопросы энергоэффективного управления асинхронными электроприводами, получили значительное развитие в работах М.П. Костенко [20], А.А. Булгакова [21], А.С. Сандлера [22,23], Р.Т. Шрейнера [5, 2] и В.Н. Полякова [2, 4, 11], Филюшова Ю.П. [6], а также публикаций [24, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31] и др. В рамках этих работ получено комплексное решение энергетической и электромеханической задач оптимального (экстремального) управления [1, 11]. Подробно изложены вопросы многокритериальной оптимизации режимов работы асинхронного двигателя [2, 4].

Основными результатами теории экстремального управления асинхронными частотно-регулируемыми приводами стали законы управления по минимуму потерь, минимуму тока статора и максимуму

момента при ограничениях на ток и напряжения полупроводникового преобразователя частоты [2, 4].

Практическое применение законы экстремального управления нашли в векторных системах управления [2, 4, 7, 8, 11]. Необходимо отметить, что такие системы отличаются, как правило, высокой сложностью, чувствительностью к параметрам объекта регулирования [11]. Так же известны решения [1] экстремального управления стационарными режимами асинхронных электроприводов, характеризующихся постоянным моментом нагрузки.

Опираясь на опыт этих исследований можно сказать, что практическая реализация экстремальных систем регулирования требует дальнейшего развития и изучения.

Чтобы полностью использовать потенциал экстремальных законов управления, сделать их простыми и удобными в настройке, надежными в эксплуатации необходимо:

- а. Применение векторных СУ;
- б. Первоначальная идентификация параметров АД;
- в. Адаптация параметров двигателя, изменяющихся в процессе его нагрева;
- г. Вычисления скорости вращения ротора двигателя, при разомкнутом управлении по скорости.

В итоге, основное препятствие в практическом применении законов экстремального управления - это необходимость дальнейшего развития вопросов реализации алгоритмов оптимизации, в системах управления асинхронными электроприводами и сложность их реализации.

В связи с этим, *общим направлением* работы является поиск простого в реализации алгоритма оптимизации, доставляющего максимум выбранному показателю качества.

В данной работе, в качестве *объекта исследования*, выбран электропривод на базе полупроводникового преобразователя частоты с широтно-импульсной модуляцией, с разомкнутой по скорости скалярной системой управления.

В настоящее время электроприводы такого типа используются, преимущественно, в транспортных механизмах, таких как электропогрузчики, электрокары, самоходные вагоны, реже электротранспорт [2]. Выполняемая ими технологическая задача характеризуется широким диапазоном изменения момента нагрузки при, как правило, фиксированном задании на скорость и независимым от данного электропривода значении скорости [2].

При такой постановке технологической задачи представляется целесообразным применение законов экстремального управления, в рамках комплексной оптимизационной задачи [1, 2, 4, 11]. С одной стороны, для выполнения технологической задачи требуется обеспечение максимально возможного момента электропривода на всем диапазоне изменения скоростей, с другой стороны при изменении момента нагрузки и задания на скорость требуется сохранение энергетических показателей на максимально возможном уровне.

Целью данной работы является внедрение закона экстремального управления моментом, сохраняющего энергетические показатели режимов работы асинхронных двигателей, в электропривод на базе полупроводникового преобразователя частоты с широтно-импульсной модуляцией, с разомкнутой по скорости скалярной системой управления, режим работы которого характеризуется широким диапазоном изменения момента нагрузки.

Согласно с поставленной целью в работе сформулированы следующие *задачи исследования*:

- **выбрать** показатель для оценки энергоэффективности применения законов частотного управления для скалярных разомкнутых по скорости систем управления асинхронным электроприводом. Провести анализ законов частотного управления по выбранному показателю качества;
- **постановка** комплексной оптимизационной задачи, на основе выбранного показателя, для скалярных разомкнутых по скорости систем управления асинхронным электроприводом;
- **разработать** алгоритм комплексной оптимизации скалярных разомкнутых по скорости систем управления асинхронным электроприводом, обеспечивающий сохраняющий энергетические показатели электропривода в условиях переменной нагрузки. Провести анализ предложенного алгоритма управления по выбранному показателю качества;
- **предложить** разомкнутую скалярную систему управления скоростью электропривода с комплексной оптимизацией режимов работы;
- **численное** моделирование и экспериментальные исследования энергетических и динамических свойств асинхронного электропривода со скалярной системой управления с комплексной оптимизацией режимов работы.

Научная новизна работы заключается в следующем:

1. Разработан оригинальный алгоритм расчета законов экстремального управления, обеспечивающих оптимизацию по выбранному критерию в заданной области моментов двигателя, отличающийся автоматическим определением зон частотного регулирования.
2. Предложена концепция модернизации скалярной системы в виде двухканальной структуры, один из каналов которой предназначен для оптимизации процессов управления в установившихся режимах, другой в режимах работы при выходе тока или напряжения ПЧ на ограничение.

3. Разработана оригинальная система токоограничения, обеспечивающая четырехквadrантный режим работы электропривода, включающий рекуперативное электрическое торможение. Основной задачей системы токоограничения является удержание электропривода на экстремальном законе управления, что обеспечивает оптимизацию режимов работы электропривода по электромеханическому показателю качества.

Теоретическая и практическая значимость работы заключается в следующем:

1. Разработаны условия определения зон работы электропривода, в которых условия достижения выбранного критерия оптимизации оказываются различными. Разработка таких условий позволяет создавать автоматические алгоритмы расчета экстремальных законов управления, по выбранному критерию оптимизации.

2. Введен электромеханический показатель качества, сформулирована математическая постановка комплексной оптимизационной задачи при использовании электромеханического показателя качества.

3. Разработана концепция модернизации скалярных систем управления, обеспечивающая комплексную оптимизацию режимов работы электропривода.

4. Разработана универсальная система токоограничения для электроприводов как со скалярной, так и с векторной системой управления.

Методология и методы исследования. В теоретическом исследовании использованы методы аналитической теории электрических машин переменного тока, преобразовательной техники, методы теории автоматизированного электропривода, теории систем автоматического регулирования, численные методы оптимизации, методы математического моделирования.

Положения, выносимые на защиту:

1. Алгоритм расчета законов экстремального управления, с автоматическим определением зон частотного регулирования.
2. Электромеханический показатель качества и, сформулированная на его основе, постановка комплексной оптимизационной задачи.
3. Вариант реализации алгоритма комплексной оптимизации для скалярных, разомкнутых по скорости, систем управления электропривода.
4. Оригинальная система ограничения координат электропривода.

Достоверность полученных научных результатов подтверждается использованием апробированных аналитических и численных методов, физическим экспериментом, результатами внедрения.

Реализация результатов работы. Диссертационная работа выполнена на кафедре Электропривод и Автоматизация Промышленных установок Уральского Энергетического института Уральского Федерального Университета. Связана с проектом ЗАО «АСК». Результаты работы внедрены в производство серийного самоходного вагона В17К Копейского машиностроительного завода.

Апробация работы. Основные положения и результаты диссертационной работы доложены и обсуждены на международной пятнадцатой научно-технической конференция ЭПТ-2012, Екатеринбург; 3-ей международной научно-практической конференции «Эффективное и качественное снабжение», 2013, Екатеринбург; международной двадцатой конференции «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика» ПАЭП-2013, Харьков.

Публикации. По результатам выполненных исследований опубликовано 3 статей в рецензируемых научных изданиях, определенных ВАК и Аттестационным советом УрФУ, в том числе 2 публикации, индексируемые

в реферативной базе Scopus; 2 тезисов докладов и 2 статьи в материалах международных конференций и научном журнале.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, шести глав, заключения, списка литературы из 93 источников. Работа изложена на 159 страницах, содержит 123 рисунков и 6 таблиц.

ГЛАВА 1

ОБЗОР ВАРИАНТОВ РЕАЛИЗАЦИИ КОМПЛЕКСНОЙ ОПТИМИЗАЦИИ РЕЖИМОВ РАБОТЫ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

1.1 Математическая постановка комплексной оптимизационной задачи

Согласно [1] и [2] комплексная оптимизационная задача формулируется следующим образом: в каждой рабочей точке привода необходимо выбрать такое управление, которое доставит экстремум выбранному показателю качества, а при выходе тока или(и) напряжения статора на ограничение необходимо выбрать управление, обеспечивающее максимальную перегрузочную способность.

Математическая постановка задачи комплексной оптимизации имеет следующий вид [1]:

$$\beta_{\text{э}} = \begin{cases} \arg m(\omega^*, i_{s \text{ макс}}^*, \beta) \rightarrow \max_{\beta \in \Omega_{\beta 1}}, \\ \arg m(\omega^*, u_{s \text{ макс}}^*, \beta) \rightarrow \max_{\beta \in \Omega_{\beta 2}}, \\ \arg J_i(\omega^*, m, \beta) \rightarrow \inf_{\beta \in \Omega_{\beta 3}}, \end{cases} \quad (1.1)$$

где

$$\Omega_{\beta 1} = \{\beta | i_s(m, \omega^*, \beta) = i_{s \text{ макс}}^*, u_s(m, \omega^*, \beta) \leq u_{s \text{ макс}}^*\};$$

$$\Omega_{\beta 2} = \{\beta | u_s(m, \omega^*, \beta) = u_{s \text{ макс}}^*, i_s(m, \omega^*, \beta) < i_{s \text{ макс}}^*\};$$

$$\Omega_{\beta 3} = \{\beta | i_s(m, \omega^*, \beta) < i_{s \text{ макс}}^*, u_s(m, \omega^*, \beta) < u_{s \text{ макс}}^*\}.$$

где $\beta_{\text{э}}$ - оптимальное управление; J_i - энергетический критерий; ω^* - заданное значение скорости; m - момент нагрузки; $i_{s \text{ макс}}^*$ - максимально допустимое значение тока статора; $u_{s \text{ макс}}^*$ - максимально допустимое значение напряжения статора; β - абсолютное скольжение.

Оптимальные режимы управления электроприводом $\beta\omega$ достигаются путем формирования заданий на ток i_s^* и скольжение β^* по законам, удовлетворяющим заданному критерию оптимизации, и могут иметь различную сложность алгоритма вычисления i_s^* и β^* [11].

Согласно [2, 11], внутри рабочей области привода (до выхода тока или(и) напряжения статора на ограничение), в качестве показателя качества возможно выбрать следующие типичные задачи оптимизации режимов двигателей:

- 1) по минимуму потерь (тока) в открытой области управлений (задача безусловной оптимизации $\Delta p \rightarrow \min$);
- 2) по минимуму потерь (тока) при постоянстве главного магнитного потока ($\Delta p \rightarrow \min$ при $\psi_m = \text{const}$);
- 3) по минимуму потерь (тока) при ограничении реактивной мощности, потребляемой от силового преобразователя или от сети ($\Delta p \rightarrow \min$ при $q_s, q_r = \text{const}$);
- 4) по минимуму потерь (тока) при постоянстве главного магнитного потока и ограничении реактивной мощности, потребляемой от преобразователя или от сети ($\Delta p \rightarrow \min$ при $\psi_m = \text{const}$ и $q_s, q_r = \text{const}$).

При выходе напряжения и тока силового преобразователя на ограничение решается задача экстремального управления по максимуму момента ($m \rightarrow \max$).

1.2 Варианты реализации комплексной оптимизационной задачи

В работах [1], [2], [3], [4] и [11] были детально исследованы законы оптимального (экстремального) управления асинхронных электроприводов на базе полупроводниковых преобразователей частоты с широтно-импульсной модуляцией. В работе [11] прекрасно изложена стратегия управления асинхронным электроприводом при комплексной оптимизации режимов его работы.

Рассмотрим, приведенные в [1] и [11], примеры реализации комплексной оптимизационной задачи на базе векторных и скалярных САР, замкнутых по скорости.

В работе [1] был рассмотрен вариант реализации алгоритма комплексной оптимизации с введением в типовую систему подчиненного регулирования интеллектуального блока (ИБ), формирующего оптимальное управление. Интеллектуальный Блок выполнен в двух вариантах: с использованием математической модели машины и без нее (см. рис. 1.1).

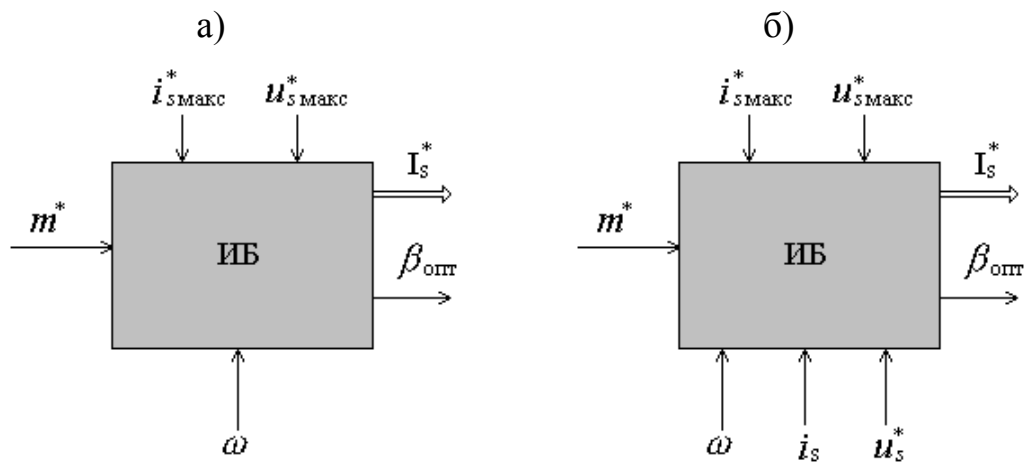


Рис.1.1. Интеллектуальный блок формирования закона оптимального управления

а - с использованием математической модели машины;

б - без использования математической модели машины.

Структурная схема традиционной скалярной САР скорости, с алгоритмом комплексной оптимизации [1], представлена на рис.1.2. Она имеет замкнутые контуры регулирования амплитуды тока статора и скорости АД. В зависимости от требований к качеству управления, предлагается два различных варианта реализации интеллектуального блока (с математической моделью АД и без нее). Подробная структура интеллектуального блока приведена в [1].

Данный вариант не требует больших дополнительных ресурсов микропроцессора по производительности, сохраняя все преимущества этого типа приводов [1].

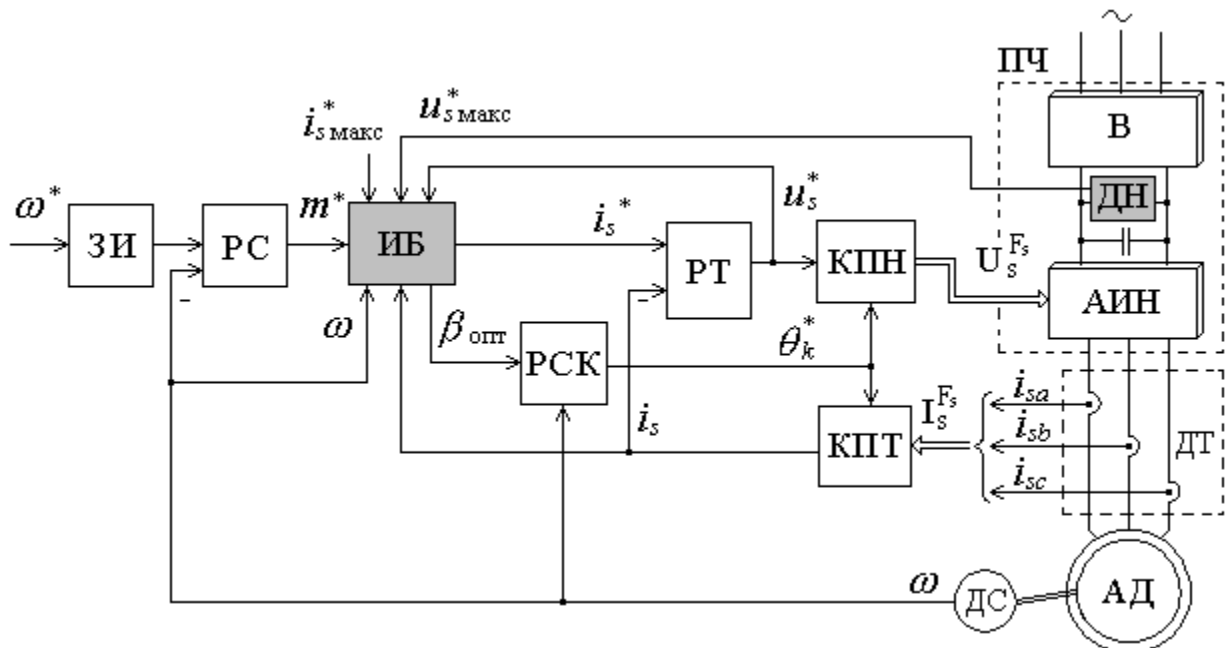


Рис.1.2. Блок-схема скалярной САУ с интеллектуальным блоком

ПЧ – преобразователь частоты; АД – асинхронный двигатель;

КПН, КПТ – координатные преобразователи напряжения и тока;

ДТ, ДН, ДС – датчики тока, напряжения, скорости;

ЗИ – задатчик интенсивности;

РС, РТ, РСК – регулятор скорости, тока статора, скольжения;

ИБ – интеллектуальный блок.

Так же в работе [1] рассмотрен вариант реализации интеллектуального блока в структурах векторного управления. Основные особенности систем векторного управления рассмотрены в [5, 9, 10].

На рис. 1.3 представлена структурная схема векторной системы управления электроприводом с ориентацией поля в системе координат с управляемой скоростью вращения [5]. Как видно из рисунка 1.3 при разработке данной САУ было принято решение совместить регулятор момента и интеллектуальный блок.

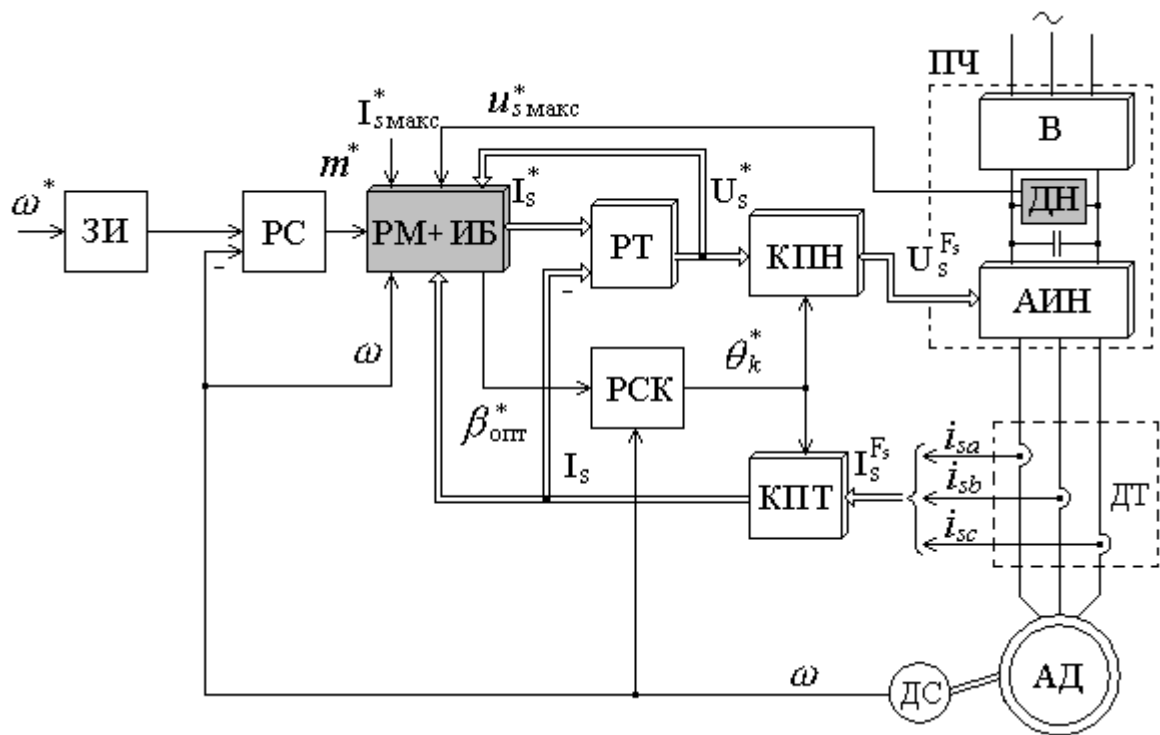


Рис.1.3. Блок-схема векторной САР с интеллектуальным блоком:

ПЧ – преобразователь частоты; АД – асинхронный двигатель;

КПН и КПТ – преобразователи координат напряжения и тока;

ДТ и ДС – датчики тока и скорости; ЗИ – задатчик интенсивности;

РТ, РМ, РС и РСК – регуляторы тока, электромагнитного момента, скорости и абсолютного скольжения;

ИБ – интеллектуальный блок.

Информационная часть САР и структура системы управления подробно описаны в [1]. Синтез регуляторов САР производится по методике, изложенной в [5].

Для комплексной оптимизации режимов работы привода в систему управления введен интеллектуальный блок формирования закона управления с учётом ограничений [1].

Подробно структура и работа интеллектуального блока, а так же переходные процессы в скалярной и векторной САР рассмотрены в [1].

В работе [11] комплексную оптимизацию режимов работы асинхронного электропривода предлагается проводить введением в

классические структуры скалярного и векторного управления оптимизатора режимов (ОР). Структурные схемы скалярной и векторной САУ с комплексной оптимизацией представлены на рис. 1.4, 1.5 соответственно.

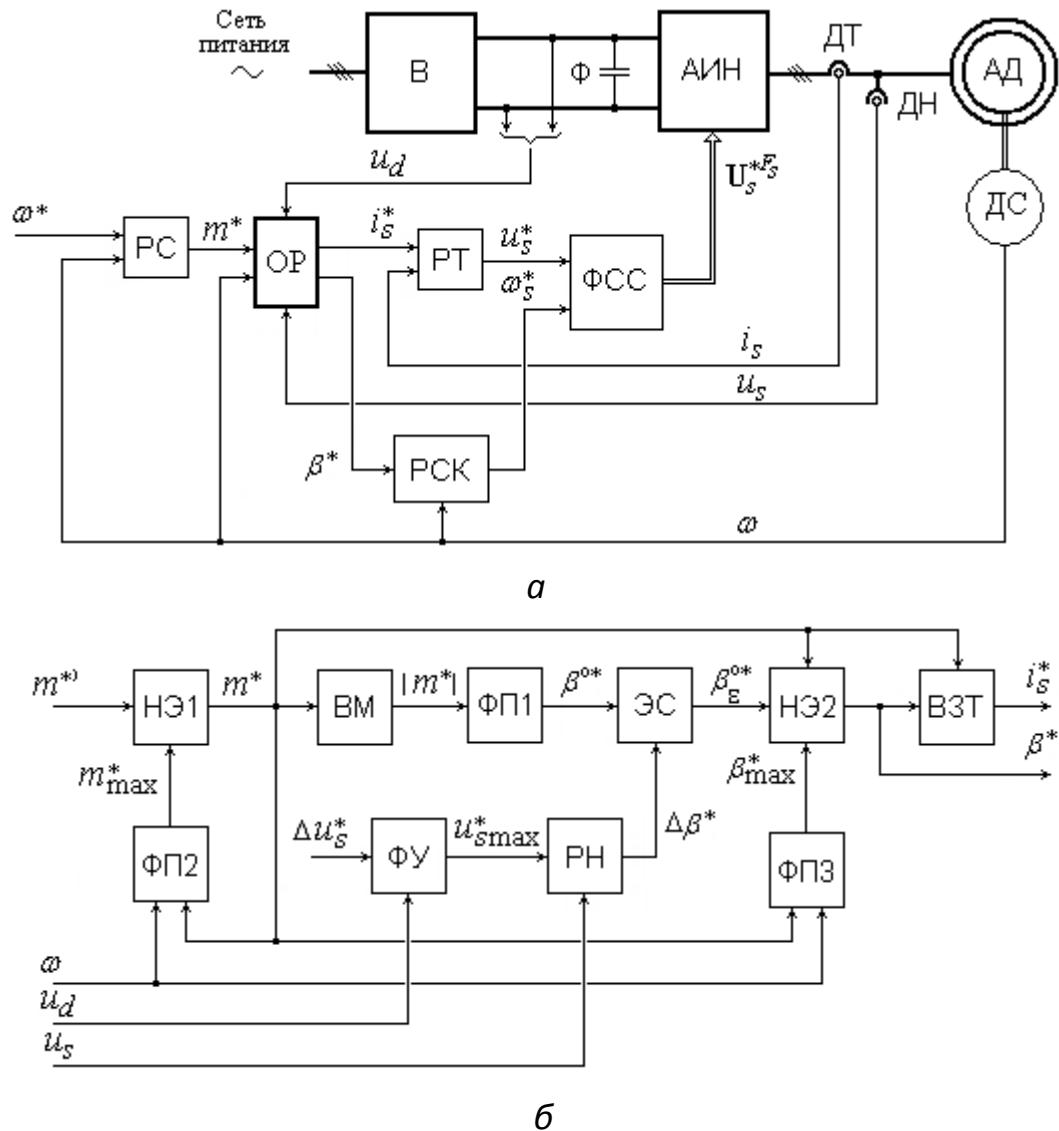
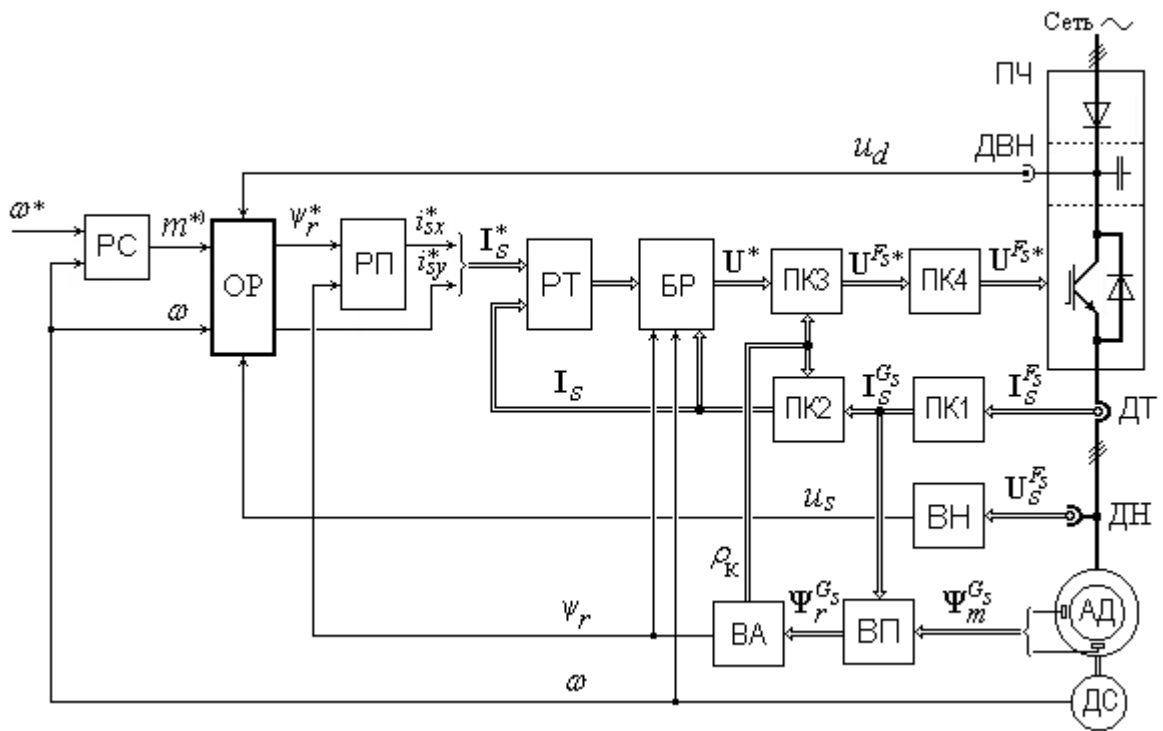


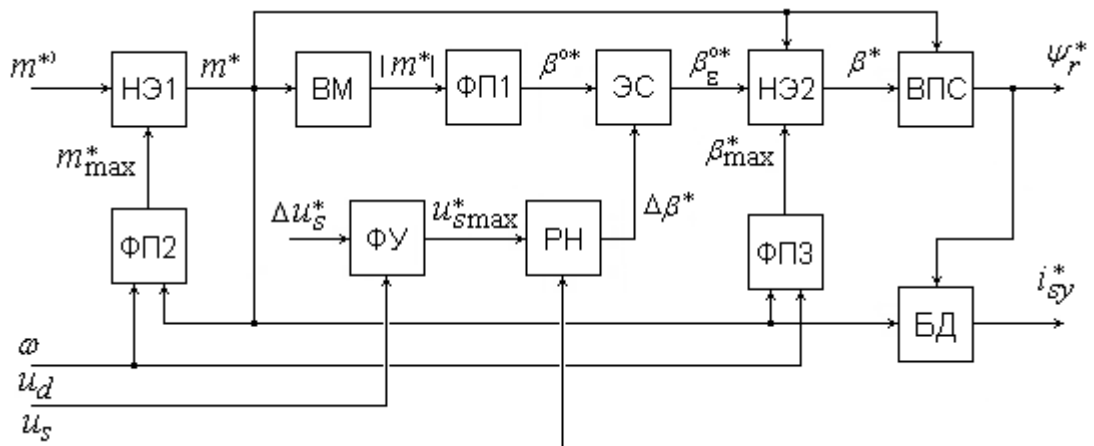
Рис. 1.4. Схемы скалярной САУ (а) и оптимизатора режимов (б)

асинхронного электропривода при комплексной оптимизации

В – выпрямитель; Ф – фильтр; АД – асинхронный двигатель; ФСС – формирователь синусоидальных сигналов; ДТ, ДН и ДС – датчики тока, напряжения статора и скорости; РС, РТ и РСК – регуляторы скорости, тока статора и скольжения; ФЗ – формирователь заданий; НЭ – функциональный элемент; ВМ – вычислитель модуля; ФП – функциональный преобразователь; ЭС – элемент суммирования; ВЗТ – вычислитель задания тока; ФУ – формирователь уставки напряжения; РН – регулятор напряжения.



а



б

Рис. 1.5. Схемы САУ (а) и оптимизатора режимов (б) асинхронного электропривода с ориентацией системы координат по полю ротора:

ПЧ – преобразователь частоты; АД – асинхронный двигатель; ДТ, ДН и ДС – датчики фазных токов, напряжений и скорости; ДВН – датчик выпрямленного напряжения; ВП – вычислитель потокосцеплений ротора; ПК1-ПК4 – преобразователи координат; ВА – векторный анализатор; БР – блок развязки; РТ, РП и РС – регуляторы составляющих вектора токов статора, потокосцепления и скорости; ОР – оптимизатор режимов; НЭ – нелинейный элемент; ВМ – вычислитель модуля; ФП – функциональный

преобразователь; ЭС – элемент суммирования; ВПС – вычислитель потокосцепления; ФУ – формирователь уставки напряжения; РН – регулятор напряжения; БД – блок деления.

Оптимизатор режимов, как в случае, скалярной, так и векторной САУ реализует алгоритм комплексной оптимизации. Его подробное описание приведено в [11].

1.3 Выводы

1. Приведена теория комплексной оптимизации режимов работы двигателя, приведены основные задачи оптимизации режимов работы двигателя.
2. Практическая реализация комплексной оптимизационной задачи сводится к введению в типовые структуры скалярных и векторных САУ дополнительного блока, в котором заложен управляющий алгоритм.
3. Оптимизационные задачи внутри рабочей области привода и при выходе на ограничение различны.
4. Блок, реализующий комплексную оптимизацию режимов работы двигателя, для своего функционирования требует значения текущей скорости АД, что ограничивает его применение только замкнутыми по скорости САУ привода.

ГЛАВА 2

ВЫБОР МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

2.1 Требования и исходные положения

Вопросы разработки математических моделей асинхронного электропривода широко обсуждались в технической литературе. Приведем несколько работ, в которых были подробно изложены ключевые особенности построения моделей двигателей переменного тока [2, 3, 12, 13, 14].

Результат любого математического анализа асинхронного электропривода напрямую зависит от тех реальных свойств, которые отражает его математическая модель. Для решения и анализа задач экстремального управления математическая модель асинхронного электрического двигателя должна удовлетворять ряду требований [2, 3]. Приведем наиболее важные для решения поставленной задачи требования:

1. Учитывать все факторы, от которых зависит решение экстремальной задачи. К ним относятся: явнополюсность, насыщение, влияние вихревых токов, электромагнитные и электромеханические переходные процессы, а так же энергетические процессы;
2. Существование различных постановок (условий) экстремальной задачи означает, что модель должна быть записана в различных вариантах переменных состояния;
3. Иметь компактную форму записи, максимально удобную для применения численных методов оптимизации.

Известно [2, 3], что данным требованиям удовлетворяет вариант представления математической модели неявнополюсной машины переменного тока, во вращающейся системе координат в относительных единицах.

Ниже будут рассмотрены основные этапы моделирования объектно-ориентированных моделей асинхронных машин переменного тока.

2.2 Обобщенная модель асинхронного двигателя во вращающейся свободно ориентированной двумерной системе координат

В общем случае модель электромеханической системы с асинхронным двигателем описывается системой уравнений электромагнитных контуров АД и уравнений механической части. Также модель, при необходимости, может быть дополнена уравнениями для расчета мощностей и потерь в электромеханической системе.

Исходно уравнения электромагнитных контуров записываются для каждой фазы АД. Для трехфазной машины в этом случае существуют три уравнения статорных и три уравнения роторных цепей. При этом электромагнитные связи обмоток статора и ротора описываются с помощью переменных коэффициентов взаимной индукции, зависящих от угла поворота ротора относительно статора. В случае соединения обмоток двигателя в звезду без нейтрального провода, трехмерная модель симметричного АД оказывается избыточной, так как уравнения для фазных переменных (напряжений, токов, потокосцеплений) являются линейно зависимыми в силу существования условия:

$$i_a + i_b + i_c = 0. \quad (2.1)$$

Тогда для устранения избыточности исходной системы, а также для устранения периодических коэффициентов в уравнениях, целесообразно преобразовать исходные уравнения от трехмерной к вращающейся свободно ориентированной двумерной системе координат. В этом варианте моделирование режимов работы АД включает следующие этапы [3]:

1) прямое преобразование входных воздействий (фазных напряжений статора);

- 2) решение системы уравнений электромагнитных контуров в двухмерной свободно ориентированной системе координат;
- 3) вычисление электромагнитного момента двигателя, решение уравнения механического движения;
- 4) обратное преобразование выходных переменных (токов и потокосцеплений), требующих анализа в трехмерной системе.

Для реализации этих этапов модель должна содержать соответствующие функциональные блоки, которые рассматриваются ниже.

Как известно, модель объекта представляется в виде цепи последовательно соединённых звеньев. Поэтому в основу построения системы регулирования электропривода положено представление структуры асинхронного двигателя как объекта управления [5,15], приведенное на рис. 2.1.

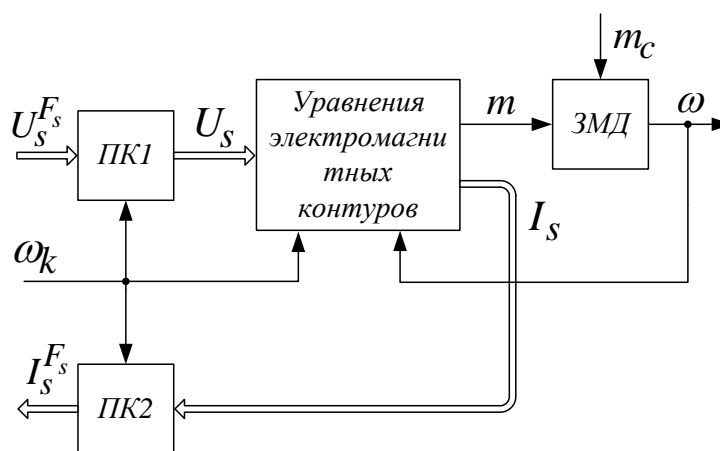


Рис. 2.1. Блок-схема модели асинхронной машины с короткозамкнутым ротором

Модель асинхронного двигателя представлена в виде совокупности уравнения электромагнитных контуров и звена механического движения (ЗМД). Блоки ПК1 и ПК2 осуществляют прямое и обратное преобразование координат, соответственно.

Блок-схема, показанная на рис. 2.1, содержит следующие переменные:

U_s^{Fs} – вектор мгновенных значений напряжения источника питания;

I_s^{Fs} – вектор мгновенных значений токов статора;

ω_k – частота вращения системы координат;

U_s – вектор напряжений статора в системе координат Oxy ;

I_s – вектор токов статора в системе координат Oxy ;

Ψ_r – вектор потокосцеплений ротора в системе координат Oxy ;

m – электромагнитный момент;

m_c – статический момент сопротивления;

ω – угловая скорость вращения ротора.

Блок прямого преобразования к неподвижной двумерной ортогональной системе координат $0\alpha\beta$ описывается следующими выражениями:

$$\begin{aligned}U_{s\alpha} &= (2U_{sa} - U_{sb} - U_{sc})/3; \\U_{s\beta} &= (U_{sb} - U_{sc})/\sqrt{3},\end{aligned}\quad (2.2)$$

где U_{sa} , U_{sb} , U_{sc} – мгновенные значения фазных напряжений на зажимах статора АД;

$U_{s\alpha}$, $U_{s\beta}$ – мгновенные значения преобразованных переменных в системе координат $0\alpha\beta$.

Следующим этапом прямого преобразования координат является переход к вращающейся со скоростью ω_k системе координат $0xy$, угол поворота которой относительно неподвижной системы обозначается θ_k . На этом этапе используются формулы:

$$\begin{aligned}U_{sx} &= \rho_x U_{s\alpha} + \rho_y U_{s\beta}; \\U_{sy} &= -\rho_y U_{s\alpha} + \rho_x U_{s\beta},\end{aligned}\quad (2.3)$$

где U_{sx}, U_{sy} – мгновенные значения преобразованных переменных в системе координат $0xy$;

$\rho_x = \cos \theta_k, \rho_y = \sin \theta_k$ – координатные функции.

При этом:

$$p\theta_k = \omega_k. \quad (2.4)$$

Блок обратного преобразования токов статора из вращающейся системы $0xy$ в неподвижную $0\alpha\beta$ описывается следующими выражениями:

$$\begin{aligned} I_{s\alpha} &= \rho_x I_{sx} - \rho_y I_{sy}; \\ I_{s\beta} &= \rho_y I_{sx} + \rho_x I_{sy}, \end{aligned} \quad (2.5)$$

где I_{sx}, I_{sy} – компоненты вектора тока статора во вращающейся системе координат $0xy$;

$I_{s\alpha}, I_{s\beta}$ – компоненты вектора тока статора в неподвижной системе координат $0\alpha\beta$.

Для перехода к исходной трехмерной системе координат используются формулы:

$$\begin{aligned} I_{sa} &= I_{s\alpha}; \\ I_{sb} &= (-I_{s\alpha} + \sqrt{3} I_{s\beta}) / 2; \\ I_{sc} &= (-I_{s\alpha} - \sqrt{3} I_{s\beta}) / 2, \end{aligned} \quad (2.6)$$

где I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} – мгновенные значения фазных токов статора АД.

Для прямого и обратного преобразований других переменных статора и ротора используются аналогичные формулы.

Электромагнитный момент двигателя может быть рассчитан по формуле:

$$M = \zeta_N (\Psi_{ry} I_{sx} - \Psi_{sx} I_{ry}). \quad (2.7)$$

Введение коэффициента ζ_N позволяет оценивать электромагнитный момент в долях от номинального значения [15].

Для моделирования процессов механического движения систему уравнений (2.7) необходимо дополнить уравнениями механической части. В

простейшем случае, когда рассматривается одномассовая система, уравнение механической части выглядит так:

$$M - M_c = J_{\Sigma} p \omega, \quad (2.8)$$

где M_c – момент сопротивления, приведенный к валу двигателя,

J_{Σ} – суммарный момент инерции электромеханической системы.

Уравнения электромагнитных контуров АД, с учетом нелинейности кривой намагничивания будут рассмотрены ниже.

2.3 Использование системы относительных единиц

В практике моделирования электрических машин широкое распространение получила система относительных единиц [3, 15]. При записи электромеханической и энергетической моделей асинхронного двигателя будет использована следующая система базисных единиц [15]:

$U_{\phi} = \sqrt{2} \cdot U_{SN}$ – амплитуда номинального фазного напряжения;

$I_{\phi} = \sqrt{2} \cdot I_{SN}$ – амплитуда номинального фазного тока;

$\Omega_{\phi} = \Omega_{SN} = 2\pi f_N$ – номинальная угловая частота напряжения статора;

$\Theta_{\phi} = 1$ эл. рад – единица измерения углов;

$T_{\phi} = \Theta_{\phi} / \Omega_{\phi}$ – время;

$\Psi_{\phi} = U_{\phi} \cdot T_{\phi}$ – потокосцепление;

$L_{\phi} = \Psi_{\phi} / I_{\phi}$ – индуктивность;

$Z_{\phi} = U_{\phi} / I_{\phi}$ – сопротивление;

$P_{\phi} = \frac{3}{2} \frac{U_{\phi} I_{\phi}}{\xi_N}$ – мощность;

$M_{\phi} = \frac{P_{\phi} z_p}{\Omega_{\phi}}$ – момент.

Относительные единицы в общем случае рассчитываются по формуле:

$$x = \frac{X}{X_{\sigma}}. \quad (2.9)$$

Индуктивные сопротивления в данных каталога даются при номинальной частоте. Для анализа режимов частотного управления более удобно перейти от индуктивных сопротивлений к индуктивностям, которые в общем случае определяется формулой:

$$L = X/2\pi f, \quad (2.10)$$

где f – частота, при которой определено значение индуктивного сопротивления.

Значения индуктивных сопротивлений и индуктивностей в системе относительных единиц при переменной частоте связаны следующим образом:

$$x_{s\sigma} = \omega_s l_{s\sigma}; \quad (2.11)$$

$$x_{r\sigma} = \omega_s l_{r\sigma}; \quad (2.12)$$

$$x_m = \omega_s l_m, \quad (2.13)$$

где $\omega_s = \Omega_s / \Omega_{\sigma}$ – относительное значение угловой частоты на зажимах обмотки статора.

При номинальной частоте ($\omega_s = 1$) относительные значения индуктивных сопротивлений равны соответствующим относительным значениям индуктивностей, которые считаются независимыми от частоты, за исключением специально оговоренных случаев [3].

За базисное значение мощности в системе относительных единиц принимается значение электромагнитной мощности двигателя в номинальном режиме:

$$P_{\sigma} = P_{\text{эМН}}. \quad (2.14)$$

Даная величина выражается через базисные значения тока и напряжения в принятой системе базисных величин следующим образом:

$$P_{\bar{\sigma}} = \frac{3 U_{\bar{\sigma}} I_{\bar{\sigma}}}{2 \zeta_N}. \quad (2.15)$$

Нормирующий энергетический коэффициент ζ_N представляет собой отношение полной мощности на зажимах обмотки статора к электромагнитной мощности в номинальном режиме:

$$\zeta_N = \frac{S_{sN}}{P_{\text{эМN}}}. \quad (2.16)$$

Как следует из [15], данный коэффициент выражается через параметры схемы замещения и номинальное абсолютное скольжение следующим образом:

$$\zeta_N = 2r_s + (b^2 + c^2)r_r^{-1}\beta_N + (d^2 + e^2)r_r\beta_N^{-1}, \quad (2.17)$$

где $b = r_s(1 + l_{r\sigma}l_{mN}^{-1})$; $c = l_{s\sigma} + l_{r\sigma} + l_{s\sigma}l_{r\sigma}l_{mN}^{-1}$; $d = r_sl_{mN}^{-1}$; $e = 1 + l_{s\sigma}l_{mN}^{-1}$.

В общем случае базисный момент определяется формулой:

$$M_{\bar{\sigma}} = \frac{P_{\bar{\sigma}z_p}}{\Omega_{\bar{\sigma}}}. \quad (2.18)$$

В случае выбора значения базисной мощности, равной электромагнитной мощности в номинальном режиме, значение базисного момента оказывается равным номинальному электромагнитному моменту двигателя:

$$M_{\bar{\sigma}} = M_N. \quad (2.19)$$

В общем случае базисный момент инерции:

$$J_{\bar{\sigma}} = \frac{M_{\bar{\sigma}z_p}}{\Omega_{\bar{\sigma}}^2}. \quad (2.20)$$

2.4 Модель двухфазной асинхронной машины с короткозамкнутым ротором

Уравнения двухфазной асинхронной машины [3,2], записанные во вращающейся с угловой скоростью ω_k двумерной системе координат Oxy имеют следующий вид:

$$\begin{aligned}
 U_s &= T_6 p \Psi_s + \omega_k B \Psi_s + R_s I_s; \\
 0 &= T_6 p \Psi_r + (\omega_k - \omega) B \Psi_r + R_r I_r; \\
 \Psi_s &= \Psi_m + L_{s\sigma} I_s; \\
 \Psi_r &= \Psi_m + L_{r\sigma} I_r; \\
 \Psi_m &= F_m I_m; \\
 I_m &= I_s + I_r; \\
 m &= \xi_N B \Psi_m \cdot I_s; \\
 m - m_c &= T_j p \omega,
 \end{aligned} \tag{2.21}$$

где

$$U_s = \begin{bmatrix} u_{sx} \\ u_{sy} \end{bmatrix}, \quad I_s = \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix}, \quad \Psi_s = \begin{bmatrix} \psi_{sx} \\ \psi_{sy} \end{bmatrix}, \quad \Psi_r = \begin{bmatrix} \psi_{rx} \\ \psi_{ry} \end{bmatrix}, \quad \Psi_m = \begin{bmatrix} \psi_{mx} \\ \psi_{my} \end{bmatrix}, \quad I_m = \begin{bmatrix} i_{mx} \\ i_{my} \end{bmatrix} -$$

двумерные алгебраические векторы, представленные в двумерной системе координат Oxy , напряжений U_s , токов статора I_s , потокосцеплений статора Ψ_s и ротора Ψ_r , главных потокосцеплений Ψ_m и намагничивающих токов I_m ; $R_s = r_s E$, $R_r = r_r E$, $L_{s\sigma} = l_{s\sigma} E$, $L_{r\sigma} = l_{r\sigma} E$ – преобразованные матрицы активных сопротивлений и индуктивностей рассеяния обмоток статора и ротора, соответственно, где E – единичная матрица;

ω_k – частота вращения системы координат;

m – электромагнитный момент машины;

m_c – момент статического сопротивления, приведённый к валу машины;

F_m – нелинейный оператор, учитывающий насыщение.

Матричный коэффициент B определяется выражением:

$$B = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

Постоянные времени:

$$T_{\zeta} = \frac{U_{\zeta}}{\Omega_{\zeta}} - \text{базисное время};$$

$$T_j = J \frac{\Omega_{r\zeta}}{M_{\zeta}} - \text{базисная механическая постоянная времени};$$

$$p = \frac{d}{dt} - \text{оператор дифференцирования}.$$

2.5 Векторная модель двигателя с ориентацией по вектору потокосцепления ротора

Итогом рассмотренных преобразований и допущений являются уравнения АД в двумерной вращающейся системе координат в различных комбинациях переменных состояния [3, 11, 15]. Выделим некоторые из них:

- 1) «потокосцепления статора – потокосцепления ротора»;
- 2) «токи статора – потокосцепления ротора»;
- 3) «токи статора – токи ротора».

В рамках работы выберем модель машины, записанную в переменных «токи статора – потокосцепления ротора», система уравнений которой приведена ниже [3]:

$$\begin{aligned} l_{s\zeta} p i_{sx} &= u_{sx} - r_{s\zeta} i_{sx} + \alpha'_r \psi_{rx} + \omega k_r \psi_{ry} + \omega_k l_{s\zeta} i_{sy}; \\ l_{s\zeta} p i_{sy} &= u_{sy} - r_{s\zeta} i_{sy} + \alpha'_r \psi_{ry} - \omega k_r \psi_{rx} - \omega_k l_{s\zeta} i_{sx}; \\ p \psi_{rx} &= k_r r_r i_{sx} - \alpha_r \psi_{rx} + \omega_k \psi_{ry} - \omega \psi_{ry}; \\ p \psi_{ry} &= k_r r_r i_{sy} - \alpha_r \psi_{ry} - \omega_k \psi_{rx} + \omega \psi_{rx}, \end{aligned} \quad (2.22)$$

где

$$\begin{aligned} k_r &= \frac{l_m}{(l_m + l_{r\sigma})}, & l_{s\zeta} &= l_{s\sigma} + k_r l_{r\sigma}, & r_{s\zeta} &= r_s + k_r^2 r_r + p k_r l_{r\sigma}, \\ \alpha_r &= \frac{r_r}{(l_m + l_{r\sigma})}, & \alpha'_r &= k_r \alpha_r, \end{aligned}$$

$$\zeta_N = 2r_s + (b^2 + c^2)r_r^{-1}\beta_N + (d^2 + e^2)r_r\beta_N^{-1},$$

r_s – активное сопротивление статора,

r_r – активное сопротивление ротора,

$l_{s\sigma}$ – индуктивное сопротивление рассеяния статора,

$l_{r\sigma}$ – индуктивное сопротивление рассеяния ротора,

l_m – индуктивное сопротивление главной магнитной цепи.

Для учёта насыщения необходимо решить нелинейное уравнение связи для данной системы [3]:

$$\psi_m + l_{r\sigma}i_m = \sqrt{(\psi_{rx} + l_{r\sigma}i_{sx})^2 + (\psi_{ry} + l_{r\sigma}i_{sy})^2}. \quad (2.23)$$

Решение данного уравнения может быть найдено итерационным методом на основании следующих формул [3]:

$$\psi = \sqrt{(\psi_{rx} + l_{r\sigma}i_{sx})^2 + (\psi_{ry} + l_{r\sigma}i_{sy})^2};$$

$$c_3 = \psi_m; \quad c_4 = \psi_m^2;$$

$$h_i = \begin{cases} 1 + l_{r\sigma}g_i & \text{при } i = 1; \\ l_{r\sigma}g_i & \text{при } i > 1; \end{cases} \quad (2.24)$$

$$\Delta\psi_m = -\lambda \frac{c_3(h_1 + c_4(h_2 + c_4(h_3 + c_3h_4))) - \psi}{h_1 + c_4(3h_2 + c_4(5h_3 + 7c_4h_4))};$$

$$\psi_{m,n+1} = \psi_{m,n} + \Delta\psi_m;$$

$$l_m = 1/(g_1 + c_4(g_2 + c_4(g_3 + c_4g_4))).$$

Расчет выполняется, пока значение $\Delta\psi_m$ не станет меньше заданной погрешности. За начальное приближение принимается величина ψ . В практических расчетах возможно пренебречь влиянием производной коэффициента k_r на параметры машины (т.е. принять $pk_r=0$).

Для расчета проекций потокосцепления статора, проекций тока ротора и электромагнитного момента используются следующие выражения:

$$\begin{aligned}\psi_{sx} &= (l_m \psi_{rx} - (l_s l_r - l_m^2) i_{sx}) / l_r; \\ \psi_{sy} &= (l_m \psi_{ry} - (l_s l_r - l_m^2) i_{sy}) / l_r; \\ i_{rx} &= (\psi_{rx} - l_m i_{sx}) / l_r; \\ i_{ry} &= (\psi_{ry} - l_m i_{sy}) / l_r.\end{aligned}\tag{2.25}$$

$$m = \zeta_N k_r (\psi_{rx} i_{sy} - \psi_{ry} i_{sx}).\tag{2.26}$$

2.6 Модель двухфазной асинхронной машины с короткозамкнутым ротором для задач экстремального управления

Выше были описаны универсальные модели электропривода, пригодные для моделирования как динамических, так и установившихся режимов работы при различных законах изменения напряжения подводимого от источника питания. Известно [2, 11], что основой математических моделей машин для задач оптимизации служат уравнения установившихся режимов работы. Поэтому, в целях упрощения расчета законов экстремального управления, будет использована система уравнений (2.27) установившегося режима работы асинхронного двигателя [2]:

$$\begin{aligned}U_s &= \omega_k B \Psi_s + R_s I_s; \\ 0 &= (\omega_k - \omega) B \Psi_r + R_r I_r; \\ \Psi_s &= \Psi_m + L_{s\sigma} I_s; \\ \Psi_r &= \Psi_m + L_{r\sigma} I_r; \\ \Psi_m &= F_m I_m; \\ I_m &= I_s + I_r; \\ m &= \xi_N B \Psi_m \cdot I_s; \\ m &= m_c; \\ \beta &= \omega_k - \omega.\end{aligned}\tag{2.27}$$

где

$U_s = \begin{bmatrix} u_{sx} \\ u_{sy} \end{bmatrix}$, $I_s = \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix}$, $\Psi_s = \begin{bmatrix} \psi_{sx} \\ \psi_{sy} \end{bmatrix}$, $\Psi_r = \begin{bmatrix} \psi_{rx} \\ \psi_{ry} \end{bmatrix}$, $\Psi_m = \begin{bmatrix} \psi_{mx} \\ \psi_{my} \end{bmatrix}$, $I_m = \begin{bmatrix} i_{mx} \\ i_{my} \end{bmatrix}$ – двумерные алгебраические векторы напряжений U_s , токов статора I_s , потокосцеплений статора Ψ_s и ротора Ψ_r , главных потокосцеплений Ψ_m и намагничивающих токов I_m .

$R_s = r_s E$, $R_r = r_r E$, $L_{s\sigma} = l_{s\sigma} E$, $L_{r\sigma} = l_{r\sigma} E$ – преобразованные матрицы активных сопротивлений и индуктивностей рассеяния обмоток статора и ротора, соответственно, где E – единичная матрица;

ω_k – частота вращения системы координат;

m – электромагнитный момент машины;

m_c – момент статического сопротивления, приведённый к валу машины;

F_m – нелинейный оператор, учитывающий насыщение.

Матричный коэффициент B определяется выражением:

$$B = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix};$$

β – абсолютное скольжение двигателя.

2.7 Векторная модель асинхронного двигателя с ориентацией по вектору потокосцепления ротора для расчёта установившихся режимов работы

Расчёт статических электромеханических характеристик асинхронного двигателя производится при питании от источника синусоидального напряжения. При этом заданы частота ω_s и проекции изображающего вектора напряжений источника питания u_{sx} , u_{sy} в синхронно вращающейся системе координат ($\omega_k = \omega_s$) [15]. Ниже, согласно [15], приведены уравнения описывающие установившийся режим работы асинхронного двигателя.

Компоненты вектора токов статора:

$$i_{sx} = \frac{1}{r_{\sigma}^2 + \omega_s^2 l_{\sigma}^2} (r_{\sigma} u_{sx} + \omega_s l_{\sigma} u_{sy}); \quad (2.28)$$

$$i_{sy} = \frac{1}{r_{\sigma}^2 + \omega_s^2 l_{\sigma}^2} (-\omega_s l_{\sigma} u_{sx} + r_{\sigma} u_{sy}), \quad (2.29)$$

где $r_{\sigma} = r_s + k_r^2 r_r \frac{\omega_s \beta}{\alpha_r^2 + \beta^2}$, $l_{\sigma} = l_{s\sigma} + k_r \left(l_{r\sigma} + l_m \frac{\alpha_r^2}{\alpha_r^2 + \beta^2} \right)$ – эквивалентные

значения активного сопротивления и индуктивности фазы двигателя.

Потокосцепления обмотки ротора:

$$\psi_{rx} = \frac{k_r r_r}{\alpha_r^2 + \beta^2} (\alpha_r i_{sx} + \beta i_{sy}); \quad (2.30)$$

$$\psi_{ry} = \frac{k_r r_r}{\alpha_r^2 + \beta^2} (-\beta i_{sx} + \alpha_r i_{sy}). \quad (2.31)$$

Для расчета проекций потокосцепления статора, проекций тока ротора, проекций намагничивающего тока, проекций главных потокосцеплений и электромагнитного момента используются следующие выражения:

$$\psi_{sx} = \psi_{mx} + i_{sx} l_{s\sigma}; \quad \psi_{sy} = \psi_{my} + i_{sy} l_{s\sigma};$$

$$i_{rx} = r_r^{-1} \beta \psi_{ry}; \quad i_{ry} = -r_r^{-1} \beta \psi_{rx};$$

$$i_{mx} = i_{sx} + i_{rx}; \quad i_{my} = i_{sy} + i_{ry}; \quad (2.32)$$

$$\psi_{mx} = l_m i_{mx}; \quad \psi_{my} = l_m i_{my};$$

$$m = \zeta_N (\psi_{ry} i_{rx} - \psi_{rx} i_{ry}).$$

В уравнениях векторной модели фигурируют следующие коэффициенты, зависящие от параметров схемы замещения двигателя при переменной частоте:

$$\begin{aligned}
k_s &= l_m / (l_m + l_{s\sigma}); & k_r &= l_m / (l_m + l_{r\sigma}); \\
l_{\sigma\sigma} &= l_{s\sigma} + l_{r\sigma} + l_{s\sigma} l_{r\sigma} l_m^{-1}; & \alpha_r &= r_r / (l_m + l_{r\sigma});
\end{aligned} \tag{2.33}$$

$$\zeta_N = 2r_s + (b^2 + c^2)r_r^{-1}\beta_N + (d^2 + e^2)r_r\beta_N^{-1},$$

где β_N – номинальное скольжение.

Уравнение механического движения одномассовой системы при $J_\Sigma = \text{const}$:

$$m - m_c = T_j \frac{d\omega}{dt}, \tag{2.34}$$

где m_c – приведенный к валу двигателя относительный момент статического сопротивления механизма;

$T_j = J_\Sigma \frac{\Omega_6}{z_p M_6}$ – механическая постоянная времени системы двигатель-механизм;

J_Σ – суммарный момент инерции системы двигатель-механизм, приведенный к валу двигателя.

Главная индуктивность l_m представляет собой нелинейную скалярную функцию модуля вектора главного потокосцепления

$$\psi_m = \sqrt{\psi_{mx}^2 + \psi_{my}^2} :$$

$$l_m = l_m(\psi_m). \tag{2.35}$$

Она определяется из характеристики намагничивания машины $i_m = f(\psi_m)$. При этом, для каждой совокупности заданных величин амплитуды напряжения статора $u_s = \sqrt{u_{sx}^2 + u_{sy}^2}$, его частоты ω_s и абсолютного скольжения ротора β предварительно производится расчет координат магнитного состояния двигателя в соответствии с алгоритмом,

приведенным в [3]. Такой алгоритм позволяет вычислить значения главного потокосцепления ψ_m и параметров l_m , α_r и k_r , зависящих от насыщения главной магнитной цепи двигателя. Эта задача сводится к решению нелинейного алгебраического уравнения второго порядка:

$$k_0\psi_m^2 + k_1\psi_m i_m(\psi_m) + k_2 i_m^2(\psi_m) = u_s^2, \quad (2.36)$$

коэффициенты которого не зависят от насыщения главной магнитной цепи:

$$k_0 = \omega_s^2 + \beta \frac{r_s(2r_r\omega_s + r_s\beta) + \omega_s^2\beta(l_{s\sigma} + 2l_{r\sigma})l_{s\sigma}}{r_r^2 + l_{r\sigma}^2\beta^2};$$

$$k_1 = 2 \left[\omega_s^2 l_{s\sigma} + \frac{\beta^2 l_{r\sigma}(r_s^2 + l_{s\sigma}^2\omega_s^2)}{r_r^2 + l_{r\sigma}^2\beta^2} \right]; \quad (2.37)$$

$$k_2 = r_s^2 + \omega_s^2 l_{s\sigma}^2.$$

На основе аппроксимации нелинейной характеристики намагничивания двигателя степенным многочленом:

$$i_m(\psi_m) = \sum_{i=1}^k g_i \psi_m^{2i-1}, \quad i = 1, 2, \dots, k. \quad (2.38)$$

уравнение (2.36) приводится к виду:

$$F(\psi_m) = y_0 + \sum_{i=1}^{2k-1} y_i \psi_m^{2i} = 0, \quad i = 1, 2, \dots, 2k-1. \quad (2.39)$$

Универсальная нелинейная характеристика намагничивания асинхронных двигателей приводится в книге [3].

При $k = 4$ коэффициенты уравнения (2.39) определяются формулами:

$$\begin{aligned} y_1 &= g_1 k_3 + k_4 - g_1^2; & y_2 &= g_2 k_3; \\ y_3 &= g_3 k_3 + g_2^2; & y_4 &= g_4 k_3 + 2g_2 g_3; \\ y_5 &= 2g_2 g_4 + g_3^2; & y_6 &= 2g_3 g_4; \\ y_7 &= g_4^2. \end{aligned} \quad (2.40)$$

Величины y_0, k_3 и k_4 рассчитываются следующим образом:

$$y_0 = -k_2^{-1} u_s^2; k_3 = k_1 k_2^{-1} + 2g_1; k_4 = k_0 k_2^{-1}. \quad (2.41)$$

Для расчета координат магнитного состояния АД был использован алгоритм приведенный на рис. 2.2 [15]. Расчет производится при заданных величинах u_s, ω_s и β .

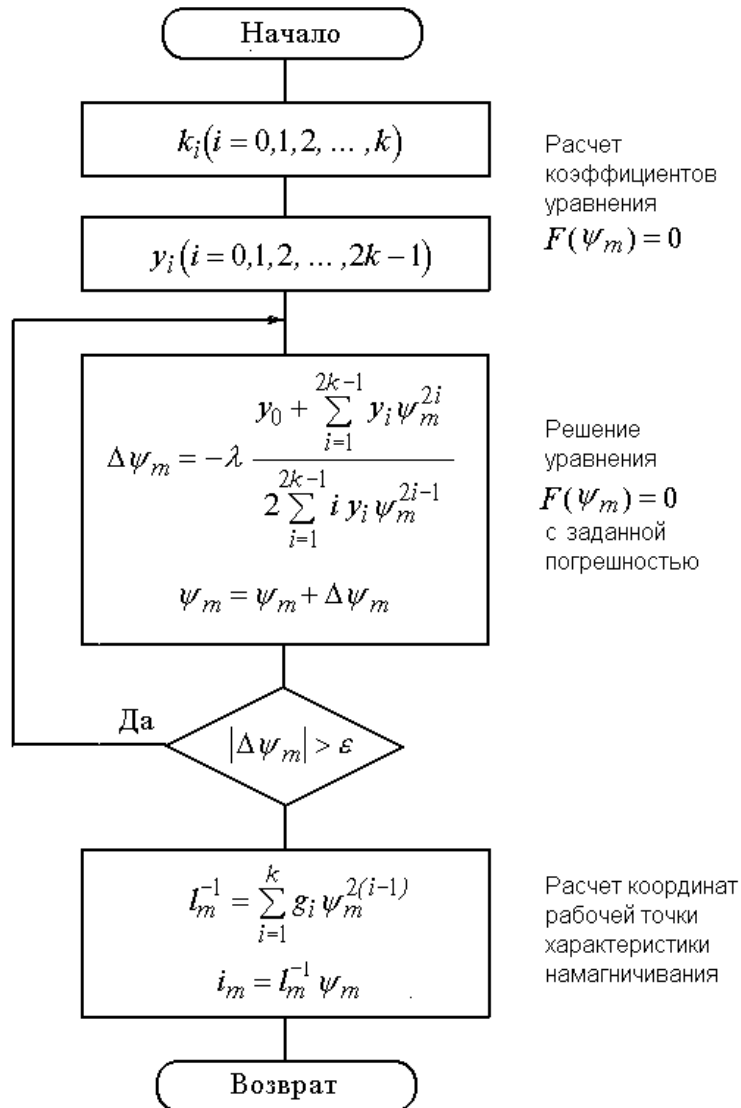


Рис. 2.2. Алгоритм расчета координат магнитного состояния АД

По формулам (2.37), (2.40) и (2.41) рассчитываются коэффициенты уравнения (2.39). Это уравнение решается методом Ньютона с использованием итерационной формулы [3]:

$$\psi_{m,n+1} = \psi_{m,n} - \lambda \frac{F(\psi_m)}{F'(\psi_m)}, \quad (2.42)$$

где $F(\psi_m) = y_0 + \sum_{i=1}^{2k-1} y_i \psi_m^{2i}$; $F'(\psi_m) = 2 \sum_{i=1}^{2k-1} i y_i \psi_m^{2i-1}$;

$\lambda < 1$ - коэффициент укорочения шага приближения, способствующий улучшению условий сходимости решения [3].

Вычисленное значение ψ_m используется для расчета индуктивного сопротивления главной цепи намагничивания:

$$l_m^{-1} = \sum_{i=1}^k g_i \psi_m^{2(i-1)}, \quad i = 1, 2, \dots, k; \quad i_m = l_m^{-1} \psi_m. \quad (2.43)$$

Далее определяются зависящие от насыщения параметры $\alpha_r = r_r / (l_m + l_{r\sigma})$ и $k_r = l_m / (l_m + l_{r\sigma})$.

2.8 Энергетическая модель. Потери в двигателе

Процесс электромеханического преобразования энергии в двигателе описывается в общем виде следующим уравнением энергетического баланса [15]:

$$P_{\text{эл}} = P_{\text{мех}} + \Delta P, \quad (2.44)$$

где $P_{\text{эл}}$ - активная электрическая мощность, потребляемая двигателем от источника питания;

$P_{\text{мех}}$ - механическая мощность, развиваемая двигателем;

ΔP - потери мощности в двигателе.

Потери мощности в асинхронном двигателе могут быть рассчитаны как сумма электрических, магнитных, добавочных и механических потерь [15]:

$$\Delta p = \Delta p_{\text{эл}} + \Delta p_{\text{магн}} + \Delta p_{\text{доб}} + \Delta p_{\text{мех}}. \quad (2.45)$$

Эти составляющие выражаются следующим образом:

$$\Delta p_{\text{эл}} = \zeta_N (r_s i_s^2 + r_r i_r^2); \quad (2.46)$$

$$\Delta p_{\text{магн}} = (k_{\Gamma} \omega_s + k_{\text{в}} \omega_s^2) \left(\frac{\psi_m}{\psi_{m.N}} \right)^2; \quad (2.47)$$

$$\Delta p_{\text{доб}} = k_{\text{доб}} i_s^2; \quad (2.48)$$

$$\Delta p_{\text{мех}} = k_{\text{мех}} \left(\frac{\omega}{\omega_N} \right)^n, \quad n > 1. \quad (2.49)$$

2.9 Алгоритм расчёта экстремального закона управления

В работах [1, 2, 4, 11] подробно рассмотрены алгоритмы численного поиска законов экстремального управления.

При решении задачи максимизации момента при ограничениях выделяют три зоны, условия достижения максимума в которых различны [2]:

1 зона: при $0 \leq \omega \leq \omega_1$: $i_s = i_{2p}$; $u_s \leq u_{2p}$;

2 зона: при $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$: $i_s = i_{2p}$; $u_s = u_{2p}$;

3 зона: при $\omega > \omega_2$: $i_s \leq i_{2p}$; $u_s = u_{2p}$.

При вычислениях, в зависимости от условий работы привода, используются два варианта математической модели АД, для расчёта статических режимов работы: «напряжения статора - потокосцепления ротора» и «токи статора - потокосцепления ротора».

Уравнения математической модели «напряжения статора - потокосцепления ротора» (Модель 1 на рис. 2.3):

$$\begin{aligned}
i_{sx} &= (u_{sx} + \omega_k \psi_{sy}) / r_s; \\
i_{sy} &= (u_{sy} - \omega_k \psi_{sx}) / r_s; \\
0 &= r_r i_{rx} - (\omega_k - \omega) \psi_{ry}; \\
0 &= r_r i_{ry} + (\omega_k - \omega) \psi_{rx}; \\
\psi_{sx} &= l_s i_{sx} + l_m i_{rx}; \\
\psi_{sy} &= l_s i_{sy} + l_m i_{ry}; \\
\psi_{rx} &= l_s i_{rx} + l_m i_{sx}; \\
\psi_{ry} &= l_s i_{ry} + l_m i_{sy}; \\
i_{mx} &= i_{sx} + i_{rx}; \\
i_{my} &= i_{sy} + i_{ry}; \\
\psi_{mx} &= l_m i_{mx}; \\
\psi_{my} &= l_m i_{my}.
\end{aligned} \tag{2.50}$$

Уравнения математической модели «токи статора - потокосцепления ротора» (Модель 2 на рис. 2.3):

$$\begin{aligned}
u_{sx} &= r_s i_{sx} - \omega_k \psi_{sy}; \\
u_{sy} &= r_s i_{sy} + \omega_k \psi_{sx}; \\
0 &= r_r i_{rx} - (\omega_k - \omega) \psi_{ry}; \\
0 &= r_r i_{ry} + (\omega_k - \omega) \psi_{rx}; \\
\psi_{sx} &= l_s i_{sx} + l_m i_{rx}; \\
\psi_{sy} &= l_s i_{sy} + l_m i_{ry}; \\
\psi_{rx} &= l_s i_{rx} + l_m i_{sx}; \\
\psi_{ry} &= l_s i_{ry} + l_m i_{sy}; \\
i_{mx} &= i_{sx} + i_{rx}; \\
i_{my} &= i_{sy} + i_{ry}; \\
\psi_{mx} &= l_m i_{mx}; \\
\psi_{my} &= l_m i_{my}.
\end{aligned} \tag{2.51}$$

На рис. 2.3 представлен алгоритм расчета соответствующих законов частотного управления, отличающийся автоматическим определением границ зон и расчет результирующих оптимальных характеристик.

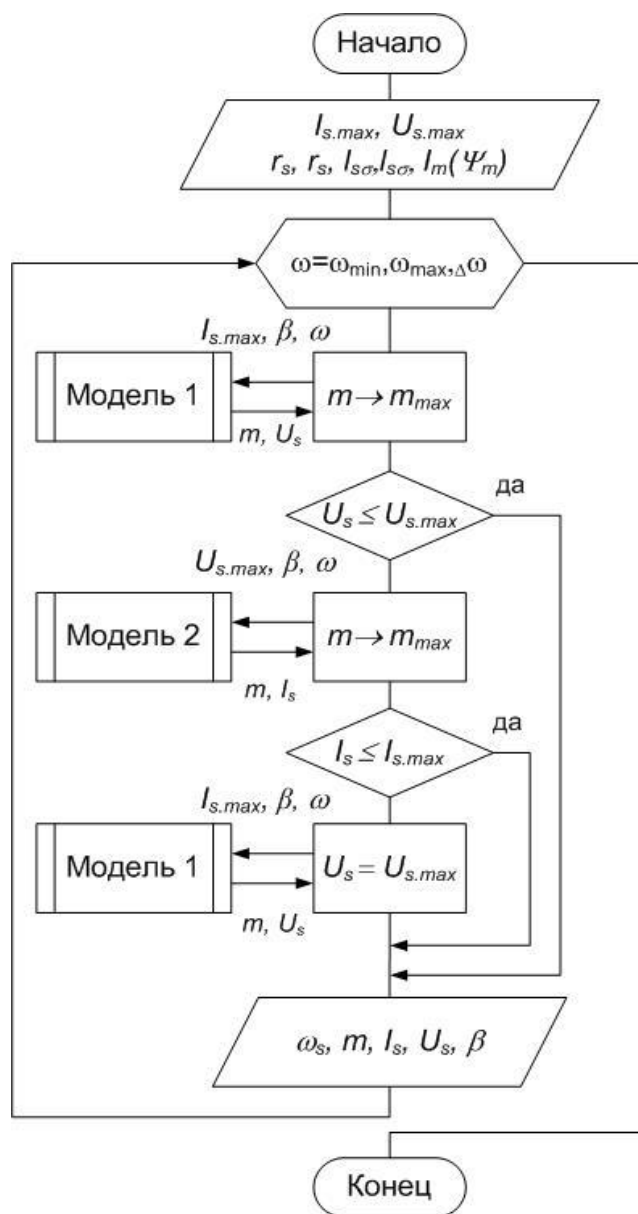


Рис.2.3. Блок-схема расчета оптимизированных законов частотного управления

В пределах цикла по скорости, первоначально рассчитываются характеристики предположительно для первой зоны скоростей с использованием математической модели «напряжения статора - потокосцепления ротора» (Модель 1 на рис. 2.3) в рамках стандартного оптимизационного алгоритма, определяющего экстремальное значение момента двигателя при допустимом значении тока статора, а также соответствующие оптимальные значения абсолютного скольжения и напряжения статора. В случае нарушения условия $U_s \leq U_{s,max}$ производится новый оптимизационный расчет предположительно для третьей зоны с

использованием математической модели «токи статора - потокосцепления ротора» (Модель 2 на рис. 2.3) в рамках оптимизационного алгоритма, определяющего экстремальное значение момента двигателя при допустимом значении напряжения статора, а также соответствующие оптимальные значения абсолютного скольжения и тока статора. В случае нарушения условия $I_s \leq I_{s.max}$ производится расчет законов управления для второй зоны с использованием математической модели «напряжения статора - потокосцепления ротора» (Модель 1 на рис. 2.3) в рамках оптимизационного алгоритма, определяющего экстремальное значение момента двигателя при ограничениях по току и напряжению. По результатам указанных выше проверок производится формирование результирующего закона управления в заданном диапазоне скоростей с автоматическим определением границ и стыковкой первой, второй и третьей зон регулирования.

2.10 Расчёт и анализ оптимального закона управления

Результат расчета оптимального управления при условии ограничения напряжения $U_{s.доп} = U_N$ представлен на рис. 2.4, 2.5. Характеристики рассчитаны в относительных единицах для асинхронного короткозамкнутого двигателя типа АИУЕ225М6 ($P_N=40$ кВт), номинальные данные которого приведены в п. 5.1.

Здесь аргументом является желаемая скорость, а выходными переменными – оптимальные значения тока статора, амплитуды напряжения и абсолютного скольжения.

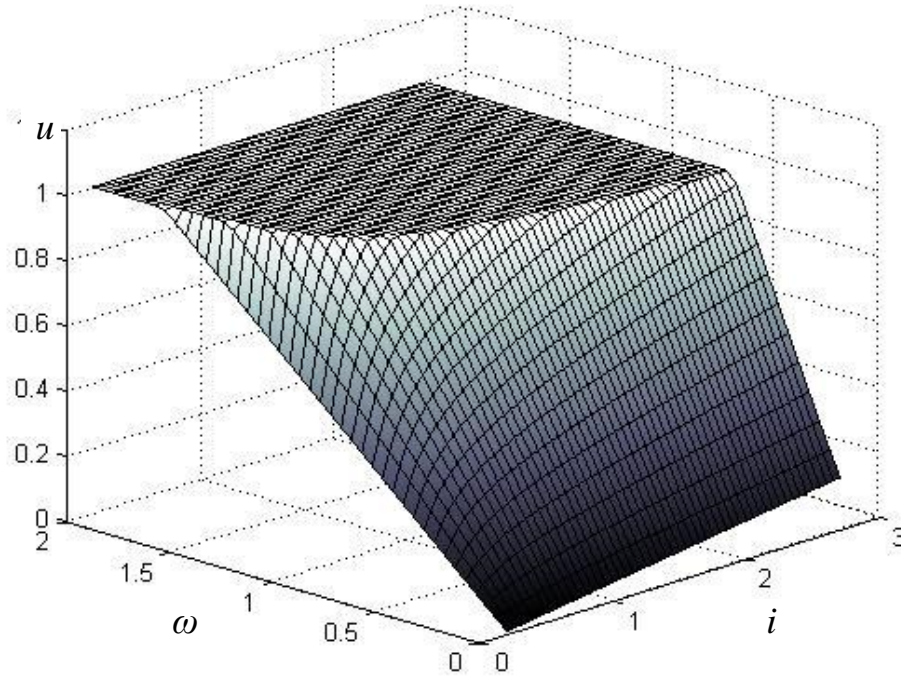


Рис.2.4. Оптимальное напряжение статора u_s по критерию максимума момента m

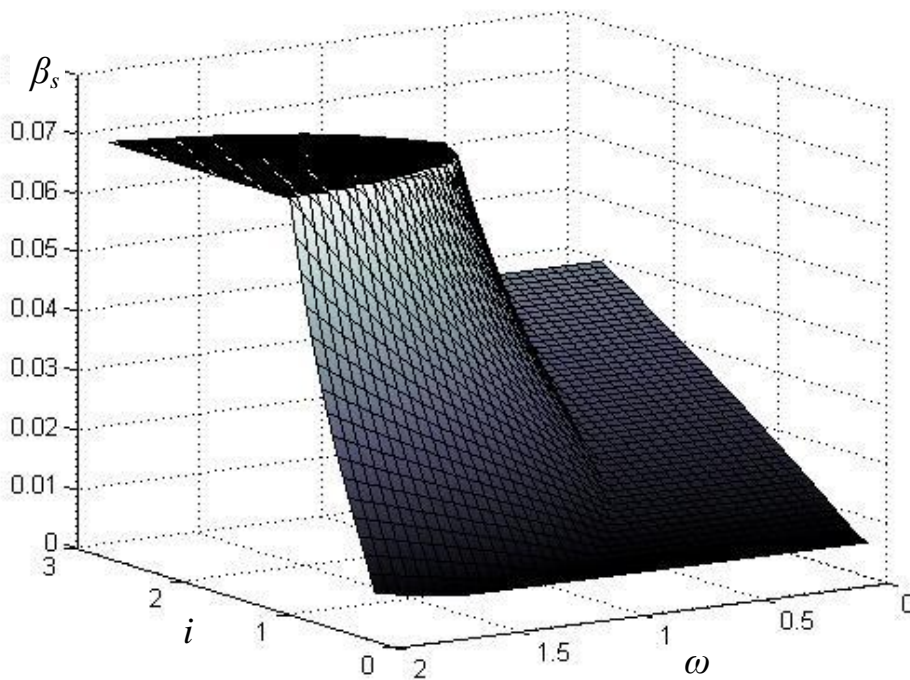


Рис.2.5. Оптимальное скольжение β_s по критерию максимума момента m

На рис. 2.6, представлено отношение момента двигателя к току статора в функции нагрузки (скольжение) и скорости АД. На рис. 2.7–2.8 представлены зависимости суммарных потерь в двигателе и его КПД для полученных оптимальных законов частотного управления.

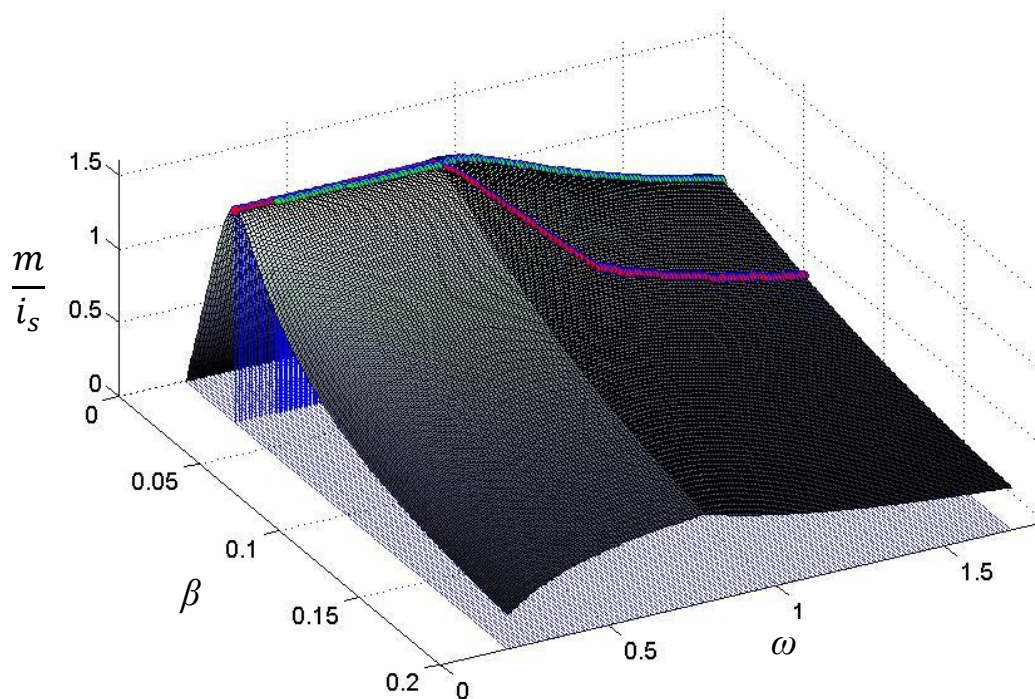


Рис.2.6. Изменение отношения момент/ток при ограничении тока статора ($I_{s,доп}=2,0 I_N$)

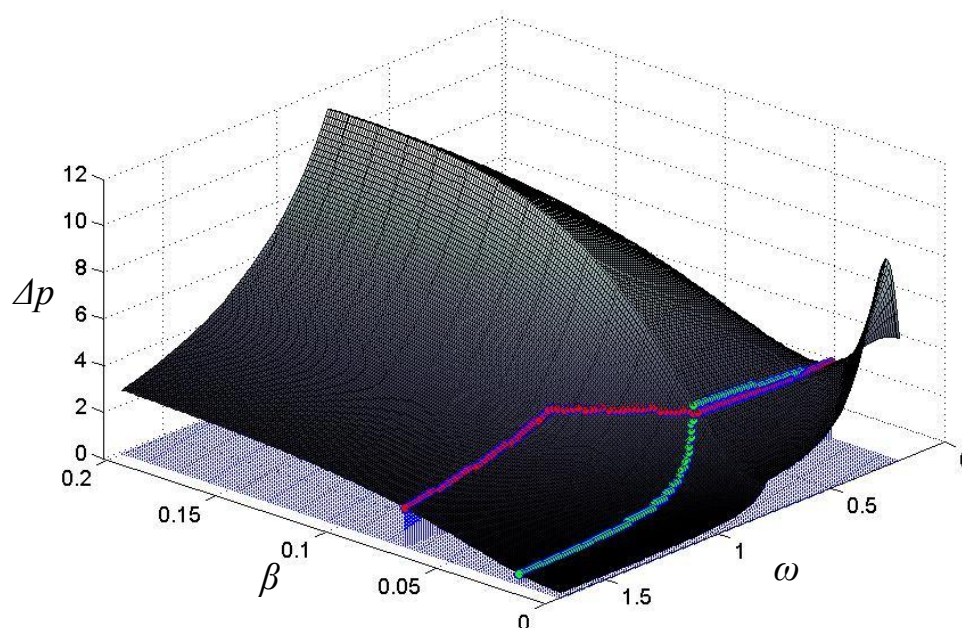


Рис.2.7. Изменение Δp при ограничении тока статора ($I_{s,доп}=2,0 I_N$)

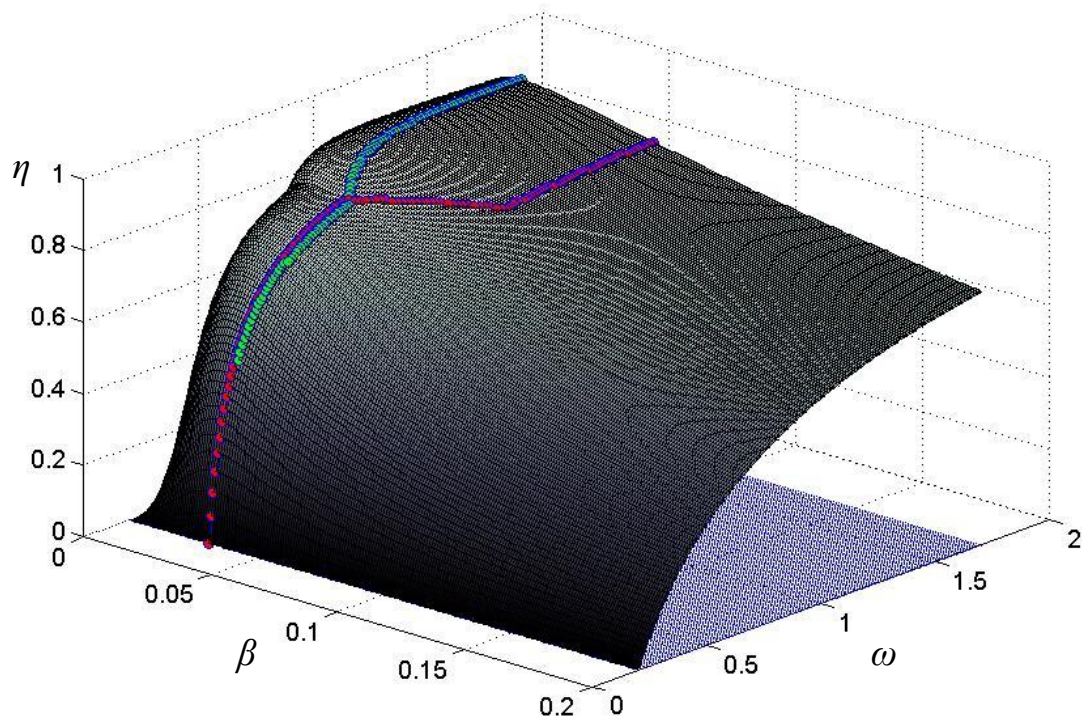


Рис.2.8. Изменение КПД при ограничении тока статора ($I_{s,доп}=2,0 I_N$)

На рис. 2.6, 2.7, 2.8 синими маркерами показаны значения, соответствующие максимальному значению отношения момент/ток. Красными маркерами показаны значения, соответствующие максимальному электромагнитному моменту при заданном токе статора i_s .

Заметим, что во второй и третьей зонах максимум отношения момент/ток не совпадает с максимумом электромагнитного момента.

Рис. 2.7, 2.8 иллюстрируют изменение потерь в двигателе и его КПД при различных моментах нагрузки и заданных скоростях. Заметим что, в большей части диапазона рабочих скоростей и скольжений потери двигателя превышают номинальное значение, что исключает продолжительную работу двигателя в этом режиме.

Для сравнения на рис. 2.9, 2.10, 2.11 покажем изменение отношения момент/ток, потерь и КПД для закона оптимального управления, рассчитанного для номинального тока двигателя.

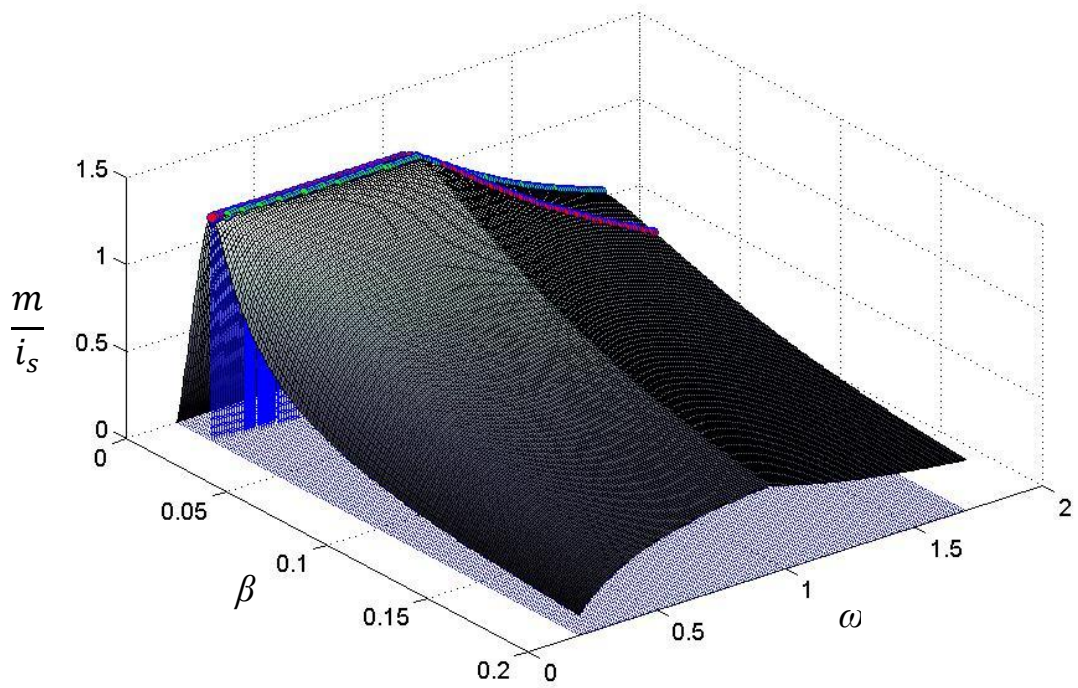


Рис.2.9. Изменение отношения момент/ток при ограничении тока статора ($I_{s, \text{доп}}=1,0 I_N$)

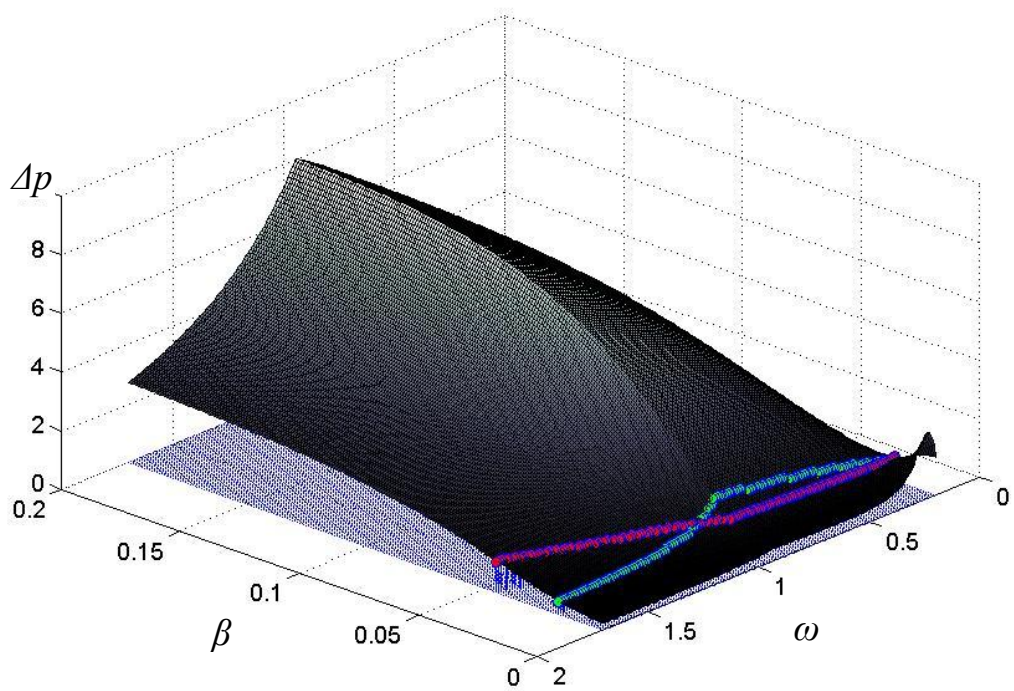


Рис.2.10. Изменение отношения Δp при ограничении тока статора ($I_{s, \text{доп}}=1,0 I_N$)

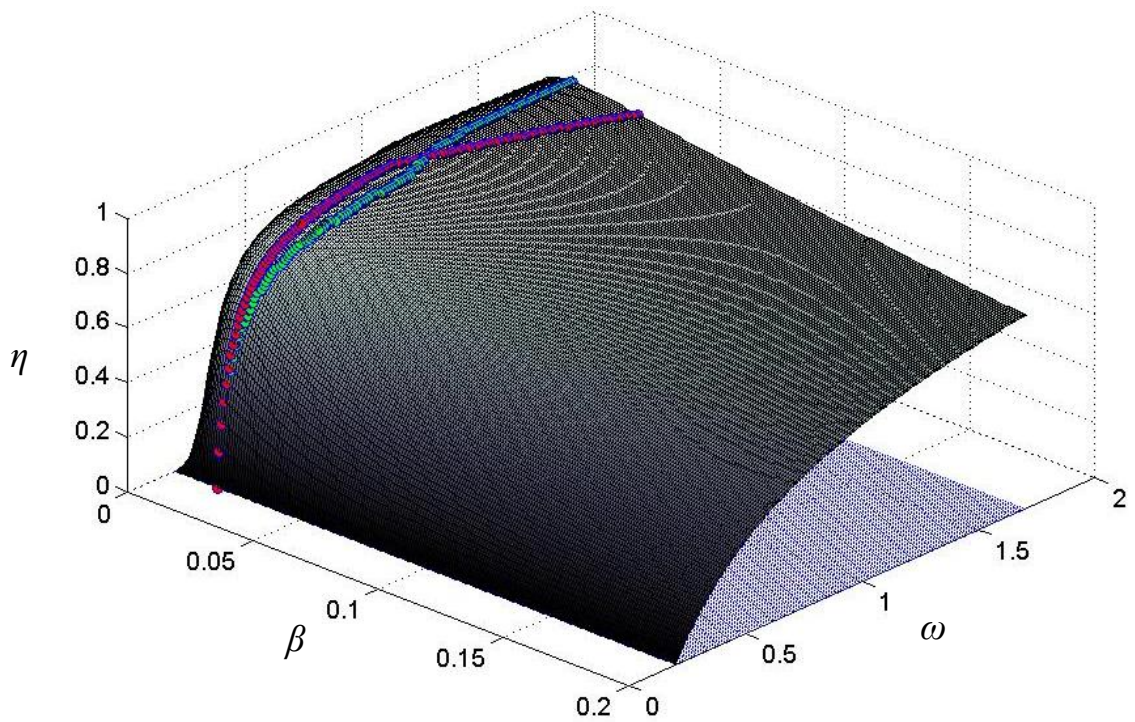


Рис.2.11. Изменение отношения КПД при ограничении тока статора ($I_{s, \text{доп}}=1,0 I_N$)

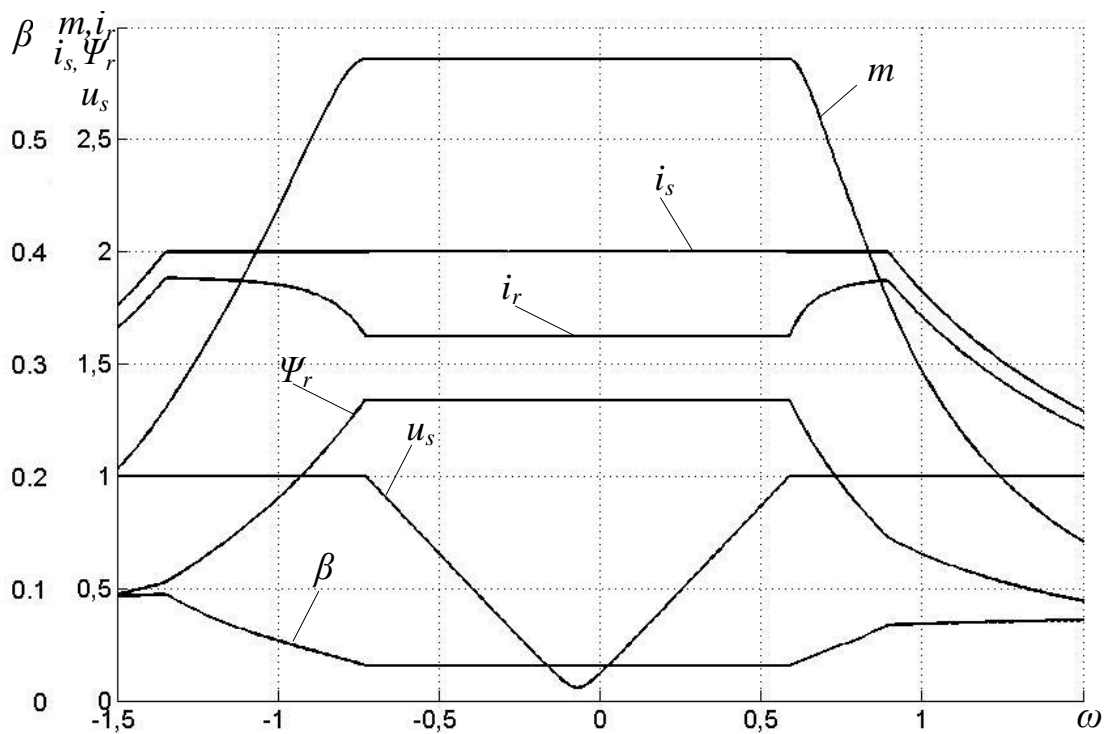


Рис.2.12. Законы оптимального частотного управления асинхронным двигателем при ограничениях по току ($I_{s, \text{доп}}=2,0 I_N$) и напряжению ($U_{s, \text{доп}}=U_N$)

Частным решением задачи оптимального управления по критерию максимального момента является график закона частотного управления при

фиксированном значении тока статора i_s и неизменном значении момента статической нагрузки двигателя (рис. 2.12).

Для реализации такого закона в системах скалярного управления необходимо использовать два функциональных преобразователя по напряжению статора u_s и скольжению β в функции сигнала задания, физический смысл которого – желаемая скорость ω АД.

2.11 Выводы

В данной главе разработан необходимый для синтеза и анализа модернизированной скалярной системы управления математический аппарат.

Получены следующие теоретические результаты:

1. Приведены динамическая и статическая математические модели асинхронного двигателя, ориентированные на расчёт оптимальных законов управления, учитывающие эффект насыщения главной магнитной цепи и эффект вытеснения тока ротора.
2. Предложен алгоритм расчёта оптимальных законов управления, отличающийся автоматическим определением границ зон работы электропривода.

ГЛАВА 3

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ СКАЛЯРНОГО УПРАВЛЕНИЯ ПЕРЕМЕННОЙ СТРУКТУРЫ АСИНХРОННЫМ ЧАСТОТНО- РЕГУЛИРУЕМЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

3.1 Типовая структура скалярной разомкнутой САУ электропривода

В качестве исходной системы управления, подлежащей оптимизации, была выбрана разомкнутая скалярная система управления скоростью электропривода, с пропорциональным законом U_s/ω_s .

Типовая структура скалярной разомкнутой системы управления представлена на рис. 3.1 [16, 22]. Основная её часть состоит из двух блоков: *задатчика интенсивности (ЗИ)*, который представляет собой нелинейное устройство, ограничивающее темп (A) изменения во времени задающего воздействия u^* , и *функционального преобразователя (ФП)* – нелинейного устройства, реализующего функциональную зависимость между задающим воздействием u^* (физический смысл которого есть заданная частота напряжения статора ω_s) и амплитудой напряжения статора u_s .

В общем случае, основными требованиями, которые предъявляют к скалярным разомкнутым по скорости системам управления, являются: во-первых, формирование требуемых механических характеристик, во-вторых, регулирование скорости АД в требуемом диапазоне и, в-третьих, формирование требуемого качества пуска-тормозных режимов.

При использовании традиционных законов регулирования диапазон регулирования скорости в таких системах составляет от $D = 1:5$ до $D = 1:10$.

Формирование требуемых пуско-тормозных режимов (ограничение пускового тока и, определенное технологией, время разгона) осуществляется, как правило, с помощью задатчика интенсивности (ЗИ), ограничивающего производную заданной частоты в функции времени.

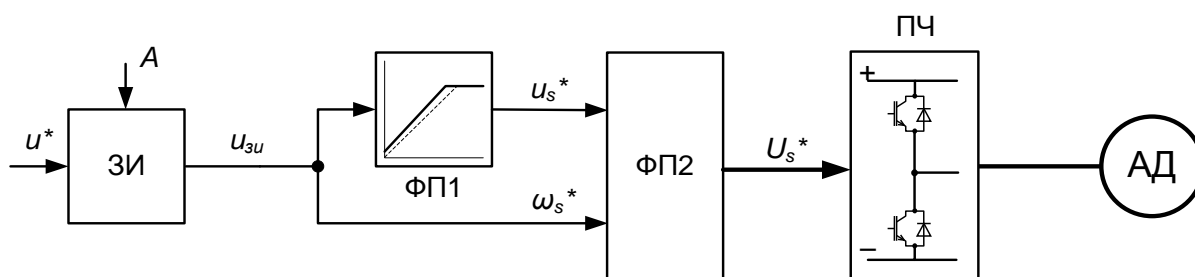


Рис.3.1. Типовая структура скалярной системы управления

Структура, показанная на рис. 3.1, содержит следующие переменные и блоки:

u^* – задающее воздействие;

ω_s^* – заданная частота напряжения статора;

u_s^* – заданная амплитуда напряжения статора;

$u_{3и}$ – выход задатчика интенсивности;

U_s^* – заданные фазные значения напряжения статора;

A – темп задатчика интенсивности;

$ЗИ$ – задатчик интенсивности;

$ФП1$ – функциональный преобразователь напряжения;

$ФП2$ – функциональный преобразователь 3х фазного напряжения;

$ПЧ$ – преобразователь частоты;

$АД$ – асинхронный двигатель.

Формирование требуемых механических характеристик – ключевая особенность рассматриваемых скалярных систем. Вид механических характеристик определяет жесткая функциональная зависимость между частотой и амплитудой напряжения статора. Как правило, выбранная функциональная зависимость обеспечивает необходимую перегрузочную способность и жесткость механических характеристик. Возможность задавать функциональную зависимость между частотой и амплитудой напряжения статора, при решении конкретных технологических задач, позволяет максимизировать или минимизировать какой-либо из параметров

электропривода (например момент, ток и КПД), при ограничениях источника питания.

3.2 Электромеханический показатель качества энергоэффективности скалярных систем управления

Оценку эффективности скалярных систем управления следует проводить учитывая, что асинхронный двигатель обладает нелинейными характеристиками [2]. Из работ [1], [2], [4] известно, что асинхронный двигатель, как объект управления, имеет экстремальные характеристики показателей качества.

Оценка эффективности может быть проведена по следующим критериям, обеспечивающим минимизацию следующих показателей:

- суммарная мощность потерь $\Delta p \rightarrow \min$;
- реактивная мощность $Q_s \rightarrow \min$;
- тока статора $i_s \rightarrow \min$ и ротора $i_r \rightarrow \min$.

Модель расчёта показателя качества показана на рис. 3.2.

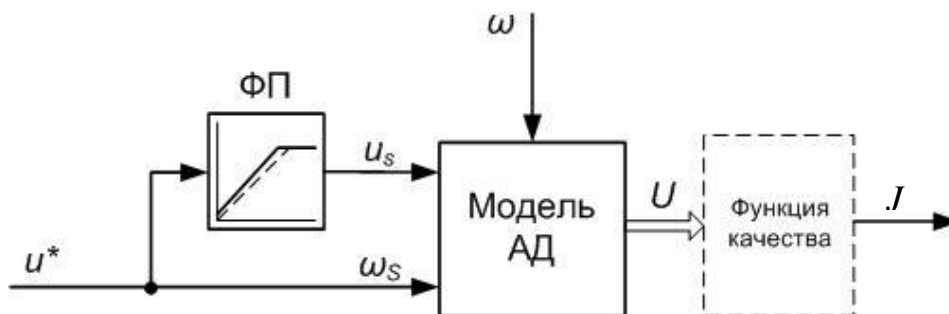


Рис.3.2. Модель расчёта показателя качества

Модель содержит следующие блоки и переменные:

- u^* – задающее воздействие;
- ω_s – заданная частота напряжения статора;
- u_s – заданная амплитуда напряжения статора;
- ω – угловая скорость вращения ротора;
- J – критерий качества;

U – вектор входных величин функции качества;

ZI – задатчик интенсивности;

$\Phi\Pi$ – функциональный преобразователь напряжения, в него закладывается выбранный закон частотного управления;

Модель АД – содержит уравнения статической модели АД [3].

Анализ оптимизированных систем управления асинхронными двигателями, представленный в работах [1, 2], позволяет сделать следующие выводы:

- Определённое сбалансированное соотношение между амплитудой и частотой напряжения статора позволяет обеспечить экстремальное значение выбранного показателя качества;
- При фиксированном законе частотного управления экстремум достигается только при определенной нагрузке.

Из сказанного следует, что для оптимизации режимов работы АД коррекцию закона скалярного частотного управления необходимо проводить, ориентируясь на минимизацию (или максимизацию) того значения которого достигает выбранный показатель качества.

Для оценки качества управления по максимуму электромагнитного момента двигателя в скалярных системах введём **электромеханический показатель качества** «электромагнитный момент/ток статора»:

$$J_{m-i_s} = \frac{m}{i_s}, \quad (3.1)$$

где m - электромагнитный момент АД, i_s – модуль тока статора АД.

Единственным критерием оценки электромеханического показателя качества является достижение им максимально возможных значений:

$$J_{m-i_s} \rightarrow \max.$$

На рис. 3.3 представлена модель расчёта электромеханического показателя качества.

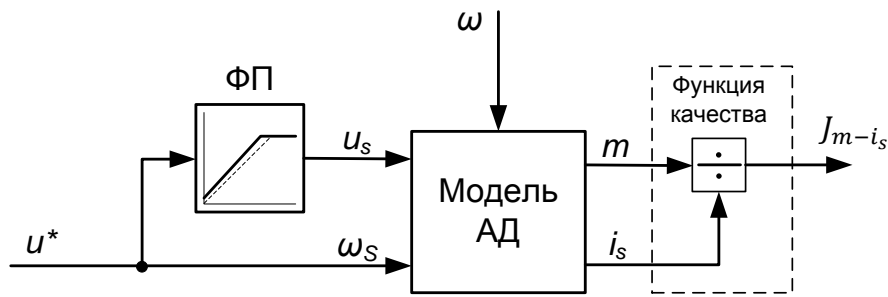


Рис.3.3. Модель расчета электромеханического показателя качества

Расчёт электромеханического показателя производится по следующему алгоритму: при фиксированных значениях амплитуды u_s и частоты ω_s напряжения статора, определяемых в соответствии с выбранным законом частотного управления, варьируется угловая скорость вращения ротора ω .

Рассмотрим природу изменения электромеханического показателя качества от момента нагрузки на валу АД, на примере пропорционального закона частотного управления. На рис. 3.4 показаны пропорциональный закон частотного управления (зависимость 1) и два скорректированных закона частотного управления (зависимости 2 и 3).

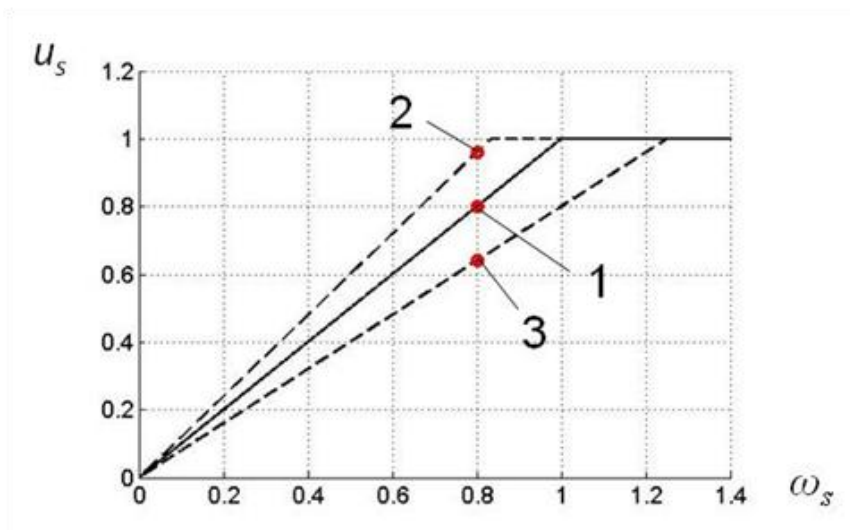


Рис.3.4. Вариации закона частотного управления

С помощью математической модели расчета электромеханического показателя (см. рис. 3.3) рассчитаем его значения в функции нагрузки на валу двигателя при фиксированном задании на частоту и амплитуду напряжения статора АД (рис. 3.5).

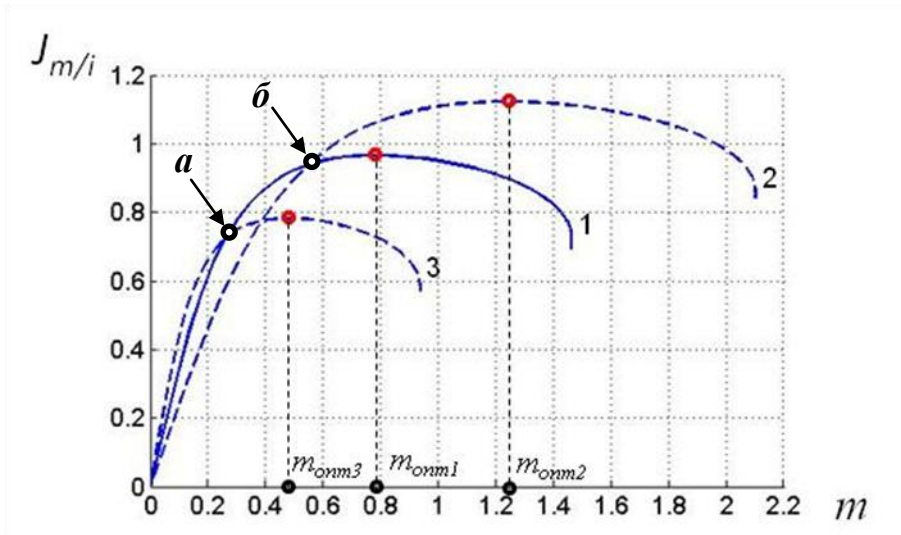


Рис.3.5. Зависимость показателя качества при вариации закона частотного управления

Как видно, при вариации закона пропорционального частотного управления в сторону увеличения амплитуды напряжения статора u_s (зависимость «2») электромеханический показатель возрастает, максимум его смещается в область больших моментов и, соответственно, больших токов. Однако, при уменьшении амплитуды напряжения статора (зависимость «3») электромеханический показатель падает, максимум его смещается в область меньших моментов и меньших токов. От начала оси координат, до точки «а» наибольшее значение электромеханического показателя имеет зависимость «3», от точки «а» до точки «б» наибольших значений достигает зависимость «1», в области, расположенной правее точки «б», наибольшее значение достигает зависимость «2».

Важный вывод заключается в том, что для каждого закона частотного управления максимум электромеханического показателя будет получен только при определенном значении нагрузки на валу двигателя.

Для подтверждения этого вывода проведем аналогичный анализ типовых законов скалярного управления.

3.3 Анализ законов скалярного регулирования

3.3.1 Пропорциональный закон частотного регулирования

$$U_s/\omega_s = \text{const}$$

При пренебрежении активным сопротивлением обмотки статора R_s данный закон обеспечивает постоянный критический момент, не зависящий от частоты. Такое допущение справедливо для двигателей большой мощности. В двигателях средней и малой мощности падение напряжения на сопротивлении статора приведет к тому, что условие постоянства критического момента выполняться не будет. На рис. 3.6 представлен закон пропорционального регулирования при ограничении амплитуды напряжения в функции угловой частоты напряжения статора ω_s . На рис. 3.7 показано семейство механических характеристик при пропорциональном законе управления. Зависимость показателя качества J_{m-is} от частоты и момента нагрузки при пропорциональном законе частотного управления показана на рис. 3.8.

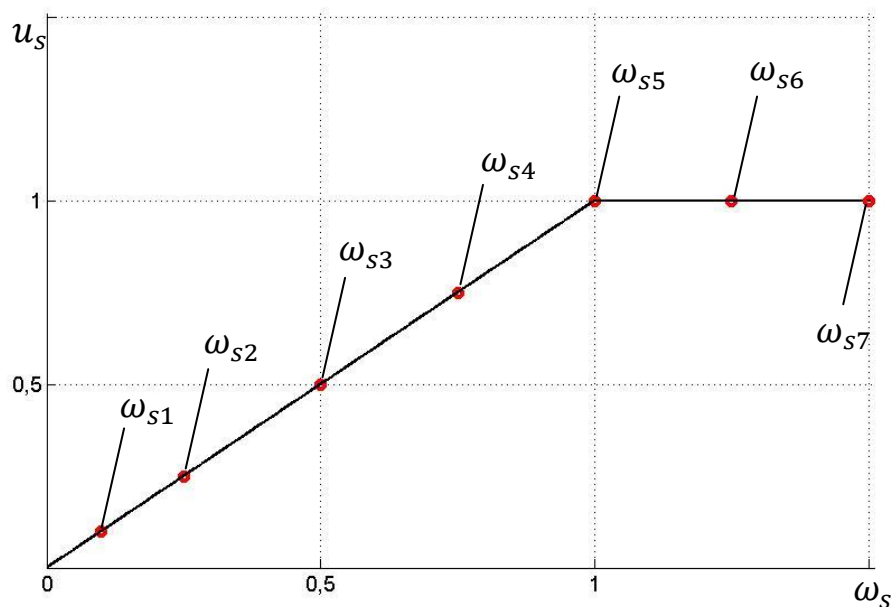


Рис.3.6. Пропорциональный закон частотного управления асинхронным электродвигателем с ограничением напряжения

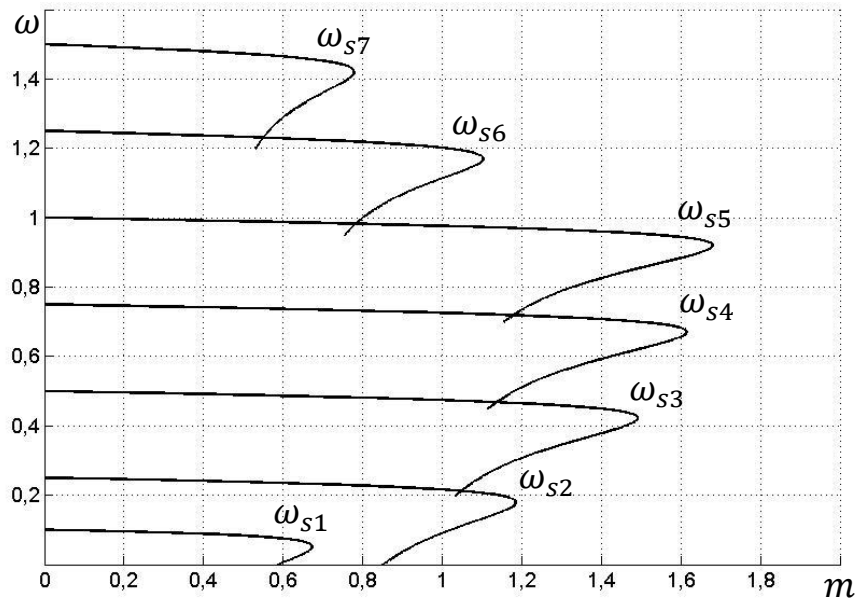


Рис.3.7. Семейство механических характеристик при пропорциональном законе частотного управления асинхронным электродвигателем с ограничением напряжения

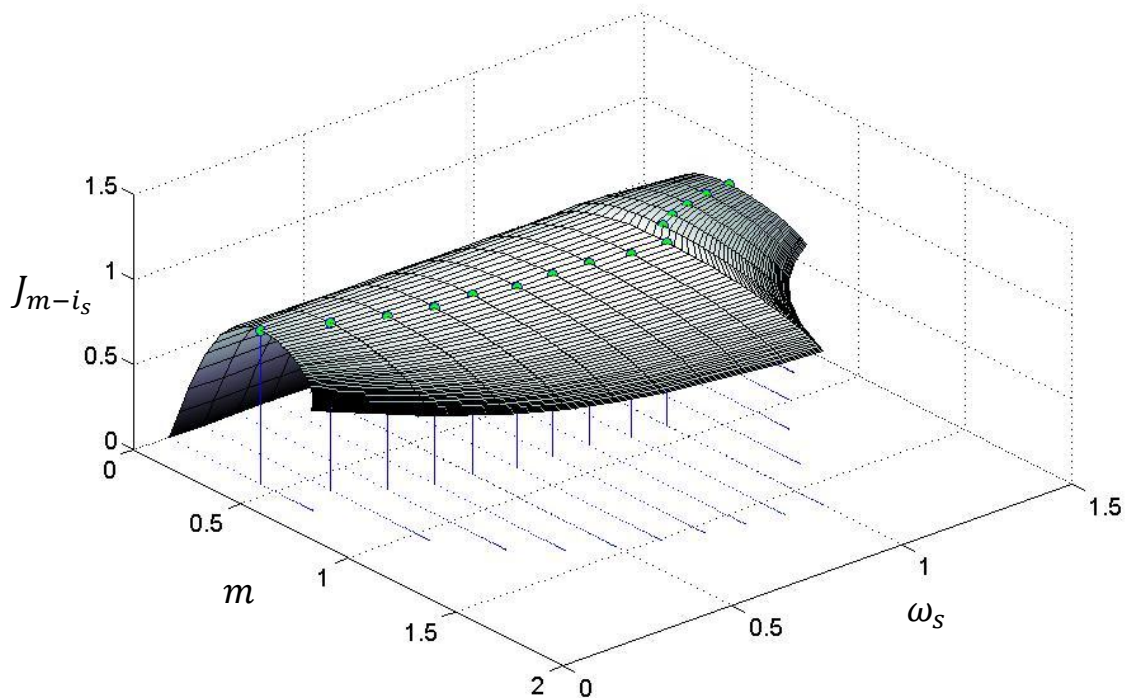


Рис.3.8. Зависимость показателя качества J_{m-is} от частоты и момента нагрузки при пропорциональном законе частотного управления

Как следует из рис. 3.8, максимум электромеханического показателя составляет $0,9 \div 1,1$, перегрузочная способность машины значительно уменьшается на низких частотах.

3.3.2 Пропорциональный закон частотного регулирования с добавкой

Данный закон управления позволяет значительно увеличить критический момент двигателя в желаемом диапазоне частот за счет дополнительной компенсации падения напряжения на активном сопротивлении статора. На рис. 3.9 представлен закон пропорционального регулирования при ограничении амплитуды напряжения. На рис. 3.10 показано семейство механических характеристик при пропорциональном законе управления с добавкой. Зависимость показателя качества J_{m-is} от частоты и момента нагрузки при пропорциональном законе частотного управления с добавкой показана на рис. 3.11.

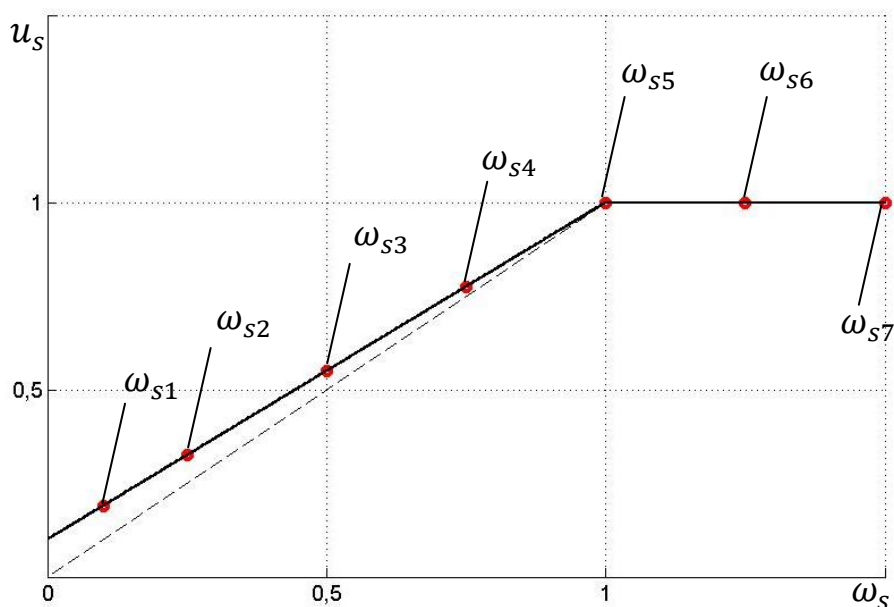


Рис.3.9. Пропорциональный закон частотного управления с добавкой по напряжению

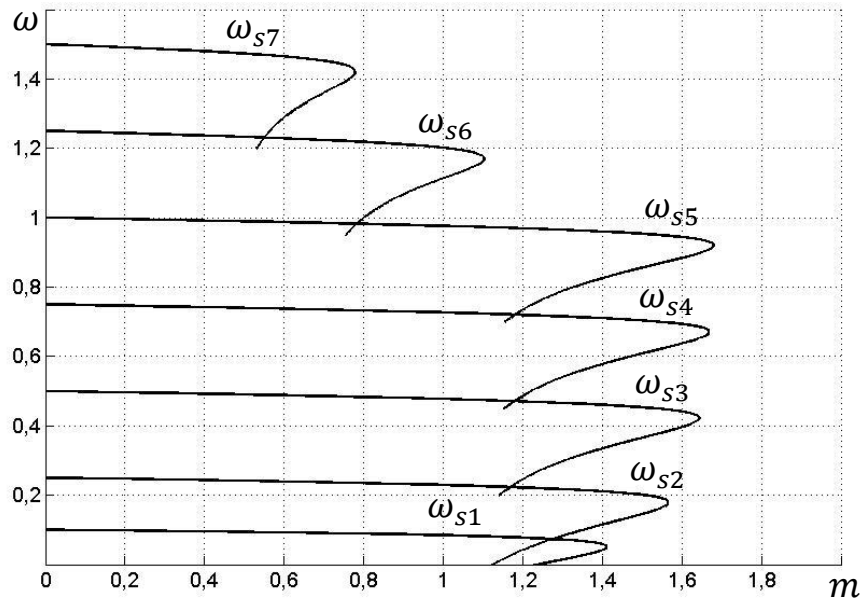


Рис.3.10. Семейство механических характеристик при пропорциональном законе частотного управления с добавкой

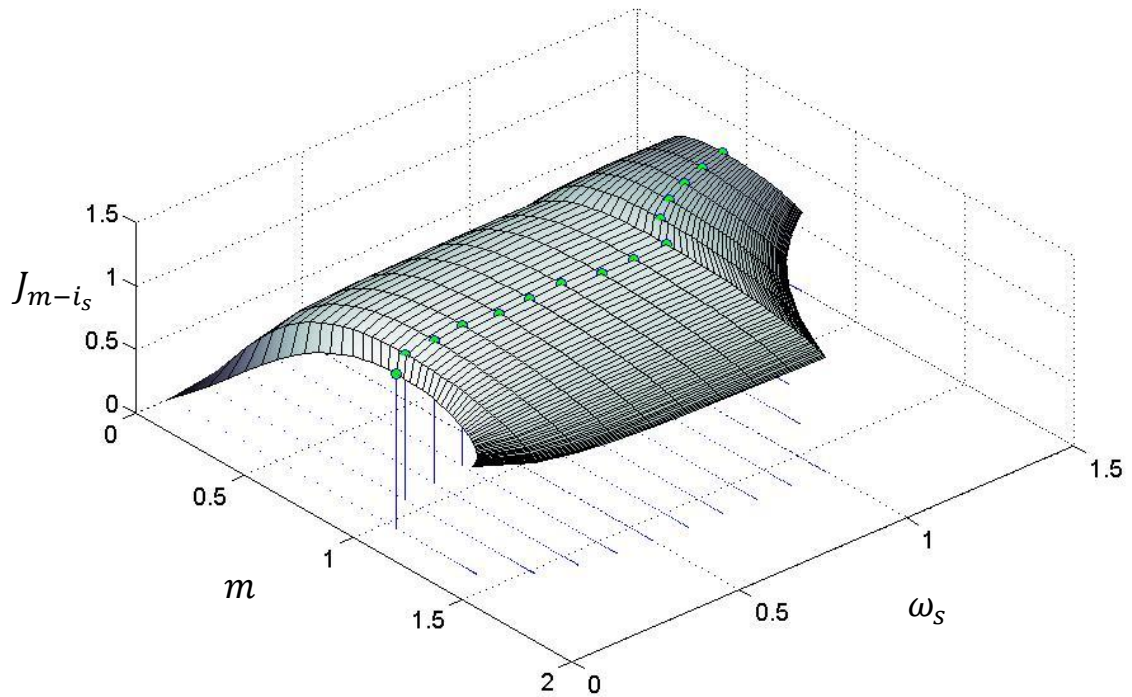


Рис.3.11. Зависимость показателя качества J_{m-is} от частоты и момента нагрузки при пропорциональном законе частотного управления с добавкой

Как следует из рис. 3.11., максимум электромеханического показателя лежит в диапазоне нагрузок, близких к номинальному значению момента и составляет $1,04 \div 1,2$, перегрузочная способность машины на низких частотах остаётся примерно постоянной.

3.3.3 Закон частотного управления для вентиляторного типа нагрузки

В случаях, когда момент нагрузки возрастает с увеличением скорости целесообразно изменять амплитуду напряжения по закону $U_s \sim \omega_s^n (n > 1)$. На рис. 3.12 и рис. 3.13 представлены закон и семейство механических характеристик, соответственно. Зависимость показателя качества J_{m-is} от частоты и момента нагрузки при законе частотного управления для вентиляторного типа нагрузки показана на рис. 3.14.

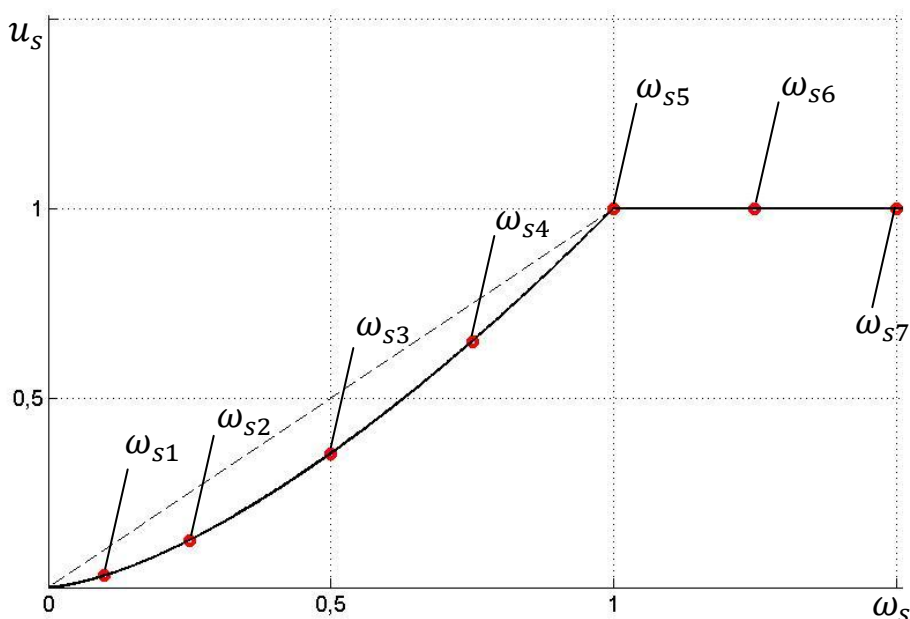


Рис.3.12. Закон частотного управления для вентиляторного типа нагрузки

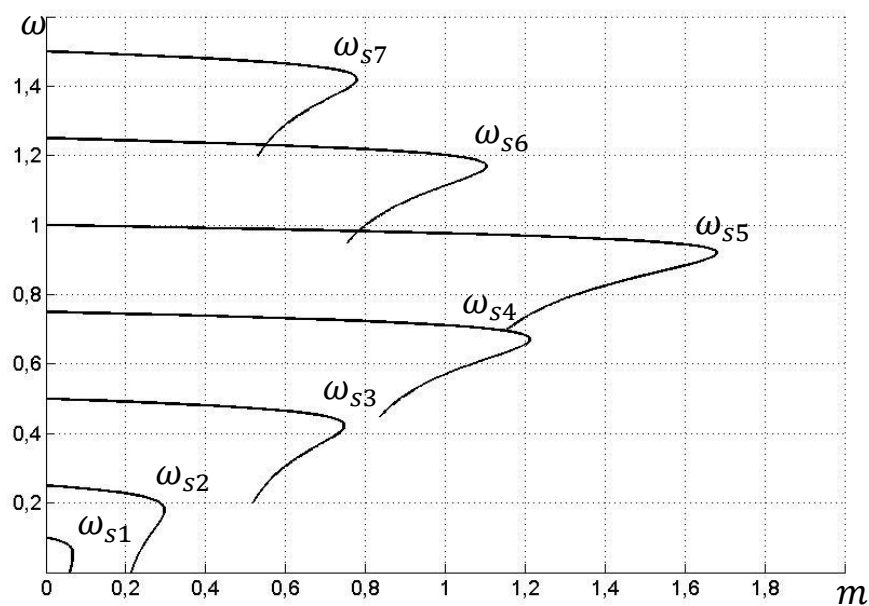


Рис.3.13. Семейство механических характеристик при вентиляторном типе нагрузки

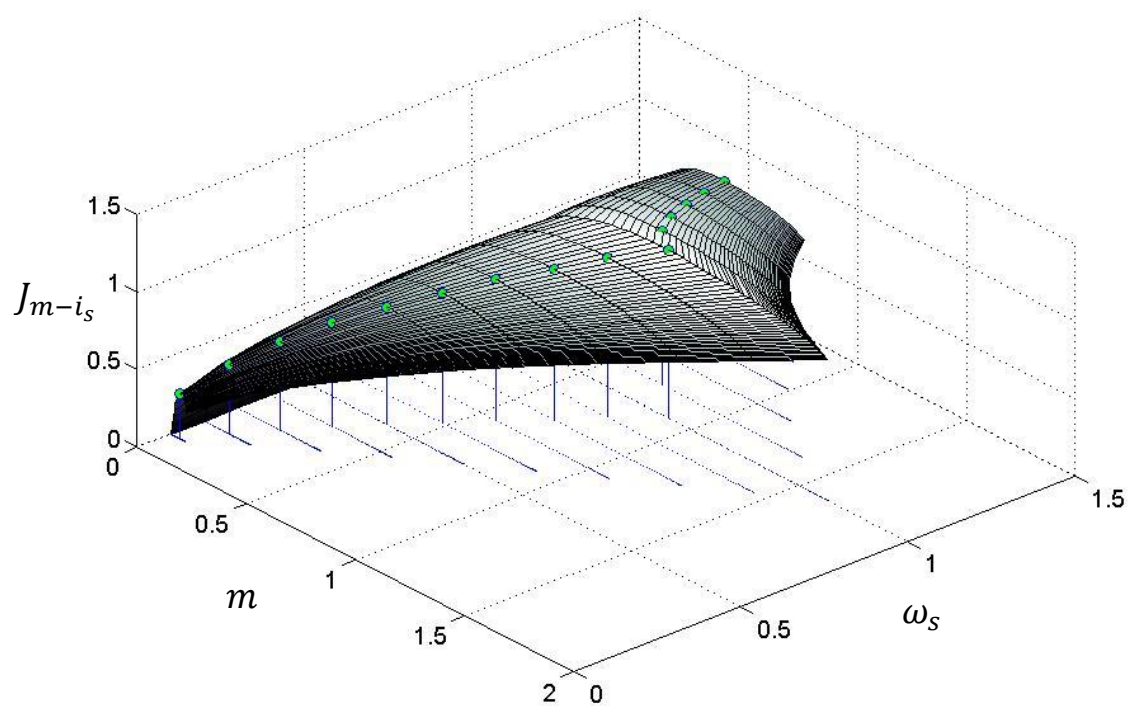


Рис.3.14. Зависимость показателя качества J_{m-is} от частоты и момента нагрузки при законе частотного управления для вентиляторного типа нагрузки

Как следует из рис. 3.14, электромеханический показатель для вентиляторной нагрузки меняется в широком диапазоне.

3.3.4 Закон частотного управления при постоянстве мощности

Обычно применяют в тяговых электроприводах транспортных систем. Для реализации такого закона необходимо использовать следующую зависимость: $\sqrt{U_s} \sim \omega_s$. На рис. 3.15 и рис. 3.16 представлены закон и семейство механических характеристик, соответственно. Зависимость показателя качества J_{m-is} от частоты и момента нагрузки при законе частотного управления с постоянством мощности показана на рис. 3.17.

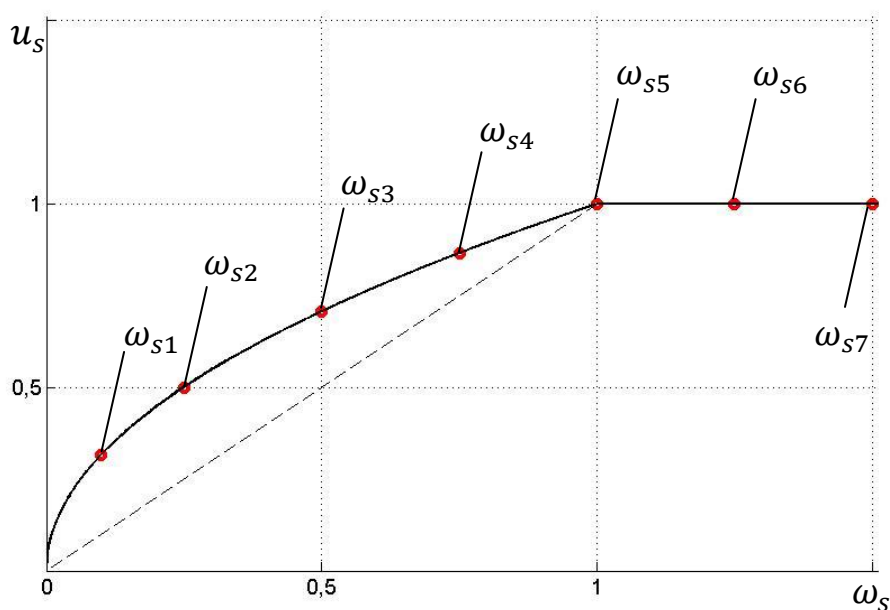


Рис.3.15. Закон частотного управления при постоянстве мощности

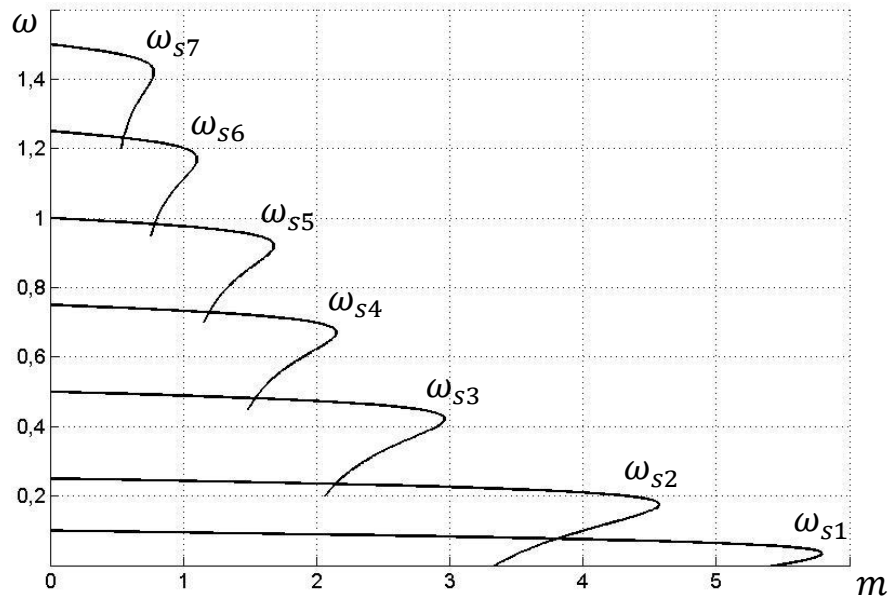


Рис.3.16. Семейство механических характеристик при постоянстве мощности

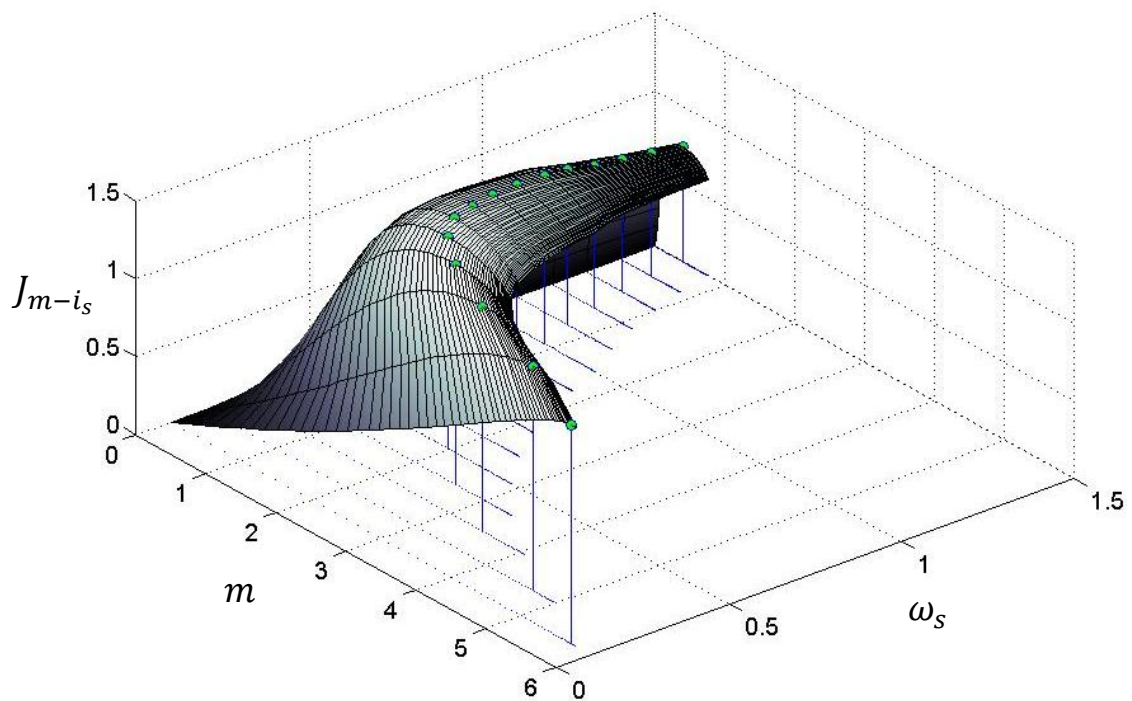


Рис.3.17. Зависимость показателя качества J_{m-is} от частоты и момента нагрузки при законе частотного управления с постоянством мощности

Как следует из рис. 3.17, максимум электромеханического показателя лежит в области низких скоростей и составляет $1,5 \div 1,45$, с увеличением скорости величина критерия уменьшается.

3.3.5 Компенсация падения напряжения на активном сопротивлении обмотки статора

Данный закон реализует зависимость $E_s/\omega_s = const$. Для обеспечения данного закона регулирования необходимо увеличивать амплитуду напряжения статора, по сравнению с ЭДС двигателя на величину падения напряжения в статорной обмотке. Жесткость характеристик повышается за счет увеличения значения E_s , обеспечивающего постоянство критического момента. На рис. 3.18-3.19 изображено графическое представление закона управления и семейство механических характеристик при компенсации падения напряжения на активном сопротивлении обмотки статора, соответственно. Зависимость показателя качества J_{m-is} от частоты и момента нагрузки при законе частотного управления с компенсацией падения напряжения на активном сопротивлении статора показана на рис. 3.20.

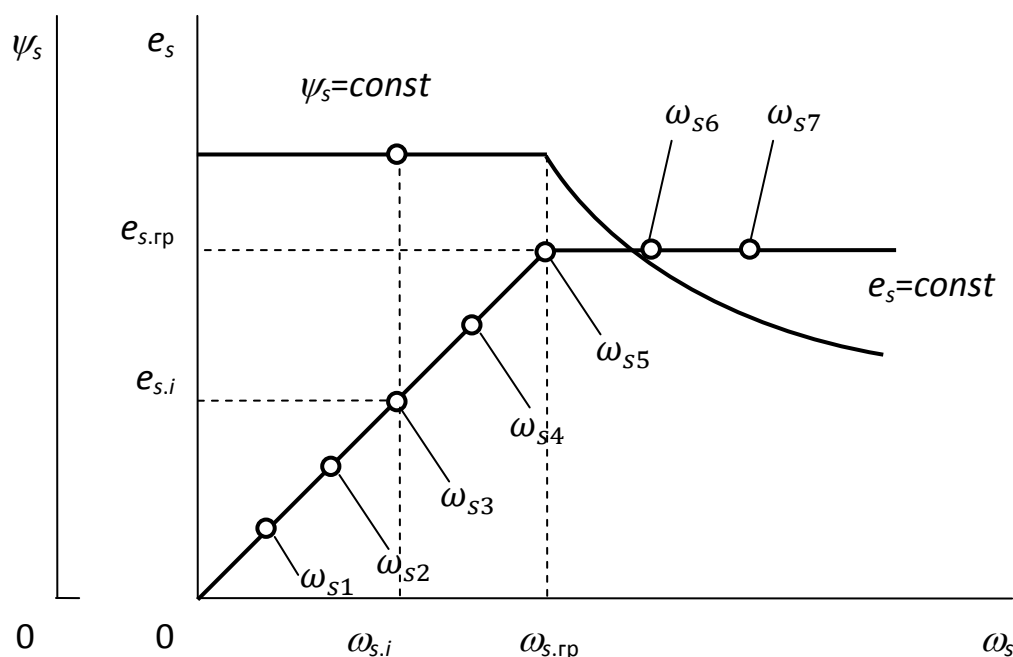


Рис.3.18. Закон управления при компенсации падения напряжения на обмотке статора

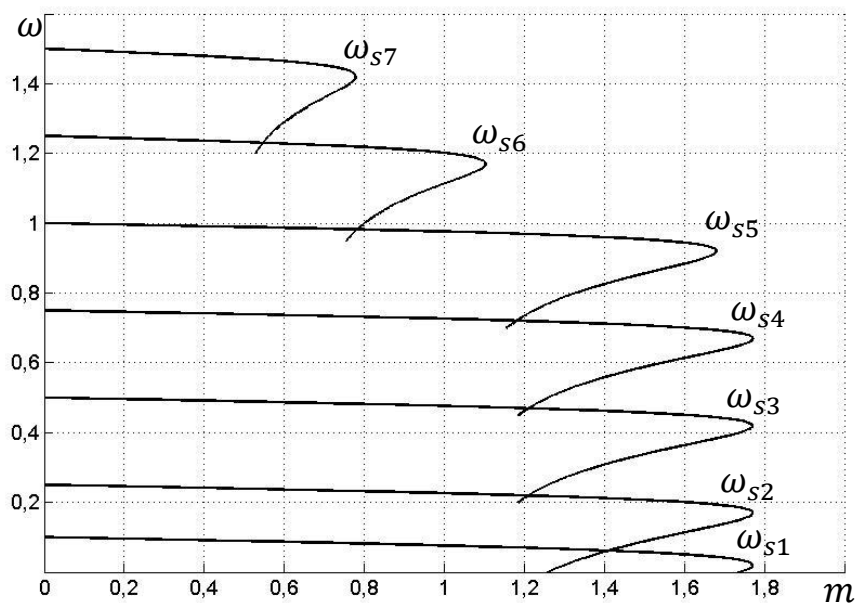


Рис.3.19. Семейство механических характеристик при компенсации падения напряжения на обмотке статора

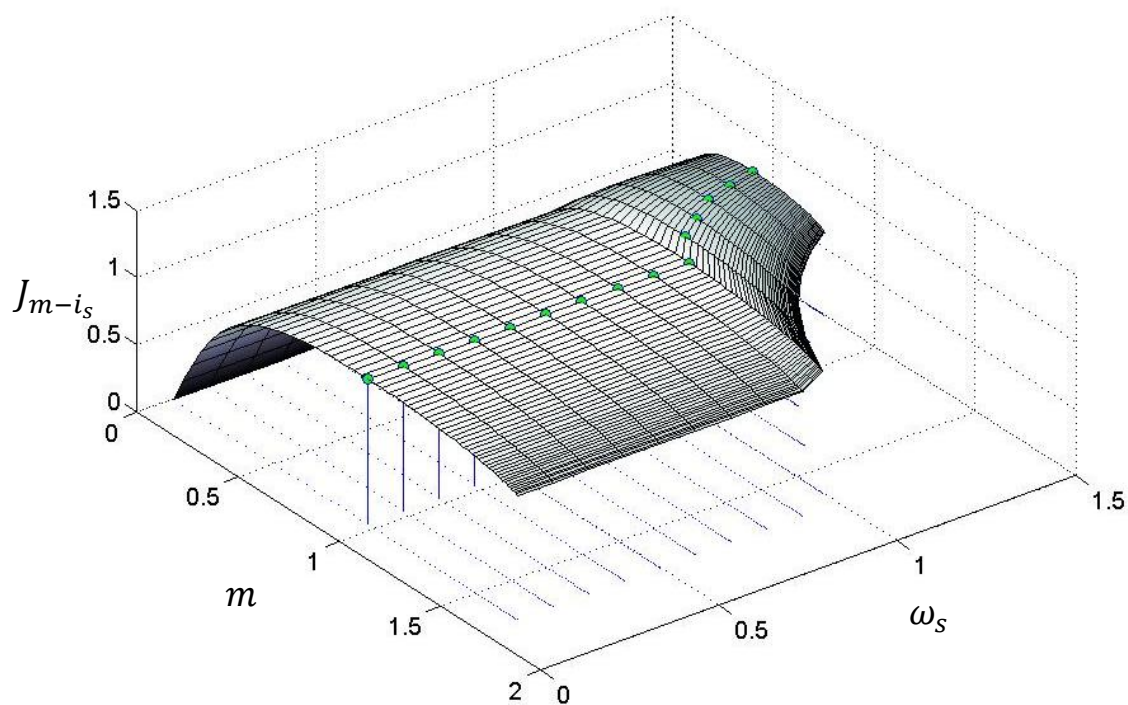


Рис.3.20. Зависимость показателя качества J_{m-is} от частоты и момента нагрузки при законе частотного управления с компенсацией падения напряжения на обмотке статора

Как следует из рис. 3.20, максимум электромеханического показателя составляет 1,05, при этом перегрузочная способность машины сохраняется на всем диапазоне скоростей ниже номинальной.

3.3.6 Управление при максимуме момента при ограничениях

Данный закон должен удовлетворят следующим условиям:

$$m \rightarrow \max; i_s \leq i_{гр}; u_s \leq u_{гр}.$$

Закон управления учитывает типичные ограничения, накладываемые полупроводниковым преобразователем частоты на ток ($i_s \leq i_{gp}$) и напряжение ($u_s \leq u_{gp}$) питания АД.

На рис. 3.21 приведено решение задачи управления при максимуме момента с учетом ограничений, с помощью алгоритма приведенного в главе 2. При использовании в скалярной системе, показанной на рис. 3.1, такой закон целесообразно рассматривать как закон, доставляющий максимум электромагнитному моменту при фиксированном токе.

При решении задачи максимизации момента при ограничениях выделяют три зоны, условия достижения максимума в которых различны [2]:

1 зона: при $0 \leq \omega \leq \omega_1$: $i_s = i_{gp}$; $u_s \leq u_{gp}$;

2 зона: при $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$: $i_s = i_{gp}$; $u_s = u_{gp}$;

3 зона: при $\omega > \omega_2$: $i_s \leq i_{gp}$; $u_s = u_{gp}$.

На рис. 3.22 показано семейство механических характеристик при использовании в типовой скалярной СУ закона доставляющего максимум моменту при фиксированном токе.

Зависимость показателя качества J_{m-is} от частоты и момента нагрузки при законе частотного управления, обеспечивающего максимум момента с учётом ограничений, приведена на рис. 3.23.

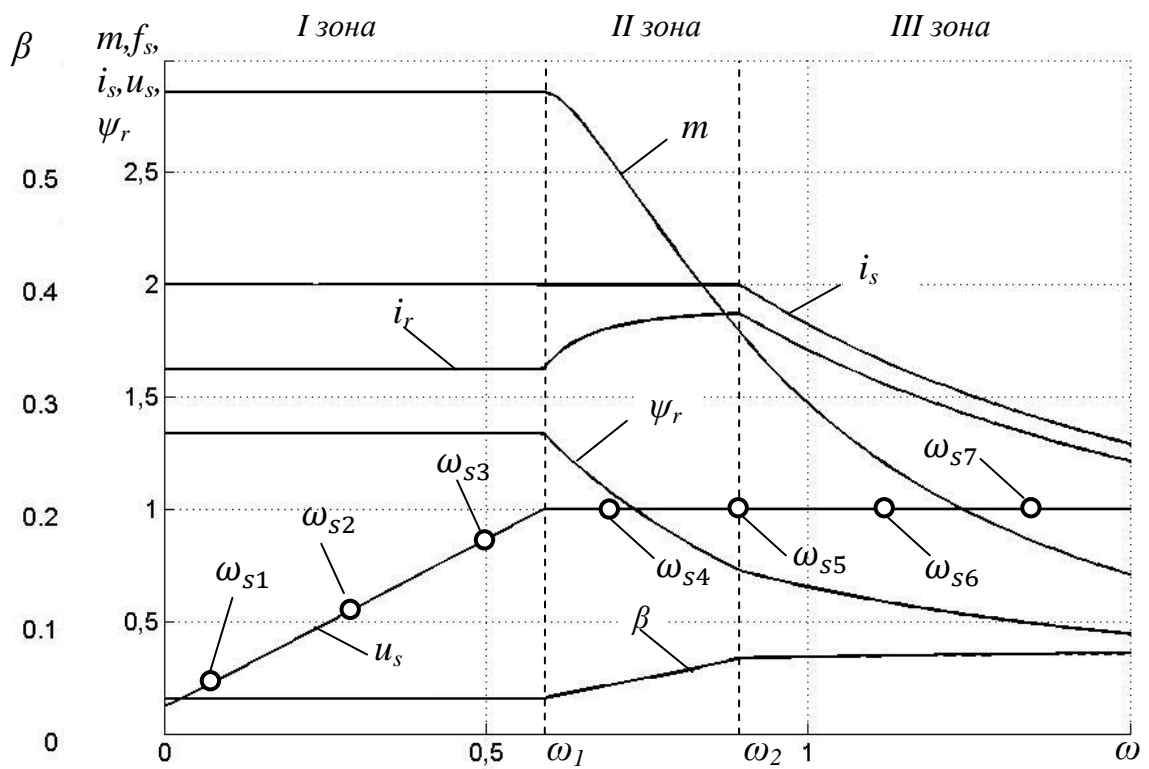


Рис.3.21. Закон управления, обеспечивающий максимум момента с учётом ограничений

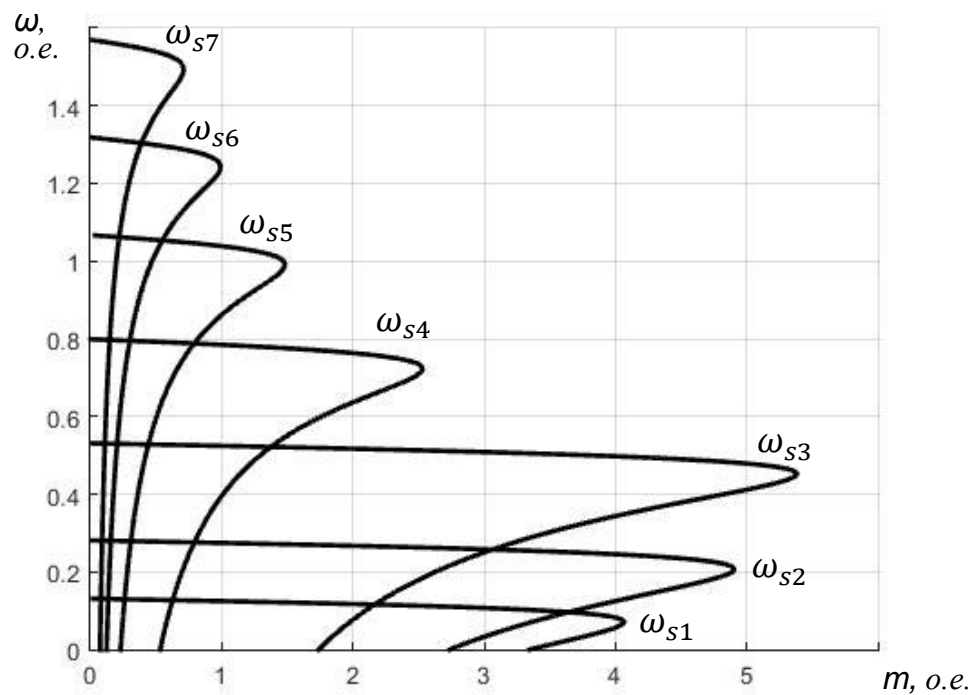


Рис. 3.22. Семейство характеристик при законе управления, обеспечивающего максимум момента с учётом ограничений

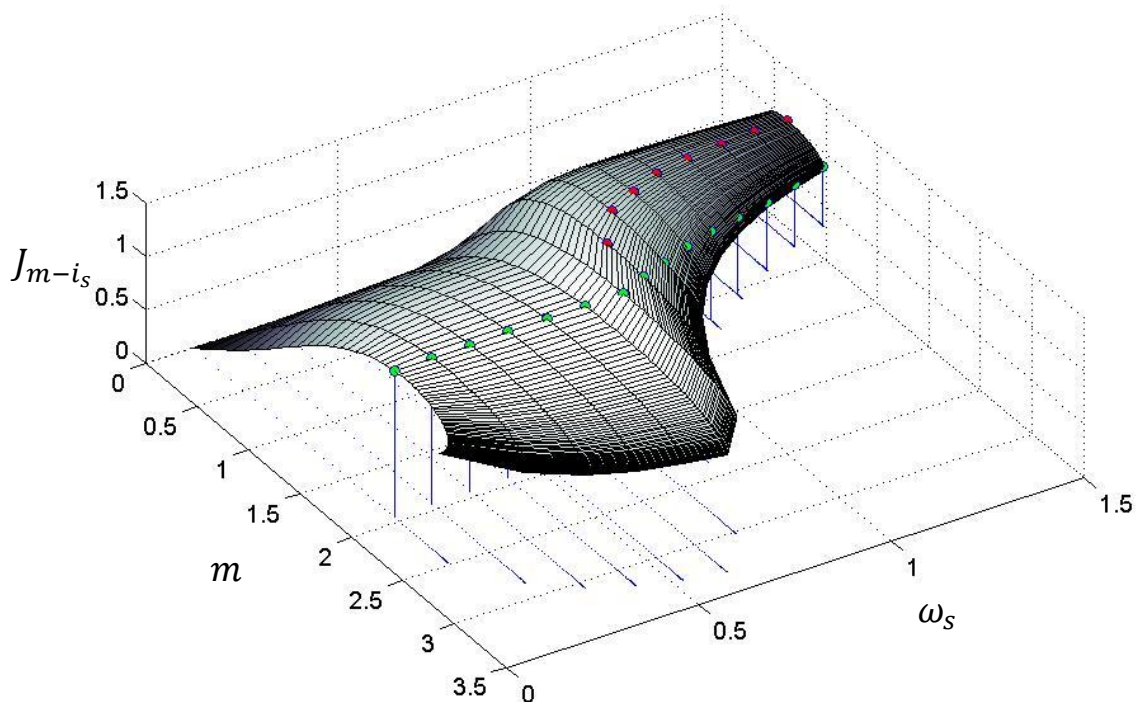


Рис.3.23. Зависимость показателя качества J_{m-is} от частоты и момента нагрузки для закона управления, обеспечивающего максимум момента

Данный закон управления обеспечивает постоянство электромеханического показателя в первой зоне регулирования для заданной нагрузки. Заметим, что во второй и третьей зонах максимум электромеханического показателя приходится на значения момента нагрузки отличные от максимально возможного значения момента при заданных ограничениях (что показано на поверхности маркерами красного цвета).

3.3.7 Анализ результатов

Анализ рисунков на которых приведены зависимости электромеханического показателя качества J_{m-is} (рис. 3.8, 3.11, 3.14, 3.17, 3.20 и 3.23) показывает, что все рассмотренные фиксированные законы частотного управления доставляют максимум электромеханическому показателю только при определенном моменте нагрузки. Для

пропорционального закона, пропорционального закона с добавкой и для закона управления с компенсацией падения напряжения на активном сопротивлении статора максимум электромеханического критерия приходится на область близкую к номинальному значению момента нагрузки. Исключением является закон обеспечивающий максимум момента. В этом случае максимум электромеханического критерия смещается в зависимости от ограничений на ток и напряжение ПЧ, выбранных при расчете закона управления.

3.4 Комплексная оптимизация режимов работы электропривода со скалярной системой управления

Напомним формулировку комплексной оптимизационной задачи, известную из [1] и [11]: *в рабочей области функционирования привода необходимо выбрать такое управление, которое доставит экстремум выбранному показателю качества, а при выходе тока или(и) напряжения статора на ограничение необходимо выбрать управление, обеспечивающее максимальную перегрузочную способность.*

В качестве показателя качества для рабочей области функционирования привода выберем электромеханический показатель качества J_{m-is} . При выходе на указанные ограничения, выберем управление доставляющее максимум электромеханическому показателю J_{m-is} , так как в этом случае обеспечивается максимум перегрузочной способности в первой зоне скоростей.

На рис. 3.24 показаны зависимости электромеханического показателя от момента нагрузки.

Значения электромеханического показателя для рабочей области функционирования (зависимость 1) рассчитаны для тока двигателя $I_{\max 1} = 1,3I_N$ исходя из нагрузочной диаграммы. Значения электромеханического показателя при ограничениях (зависимость 2) рассчитан для тока двигателя

$I_{\text{макс}2} = 2,2I_N$ исходя из максимально допустимого тока ПЧ. В точке пересечения зависимостей 1 и 2 ток двигателя составляет $I_{\text{перекл}} = 1,5I_N$.

Как видно, слева от точки пересечения значения электромеханического показателя больше для зависимости 1, справа от точки пересечения значения электромеханического показателя больше для зависимости 2.

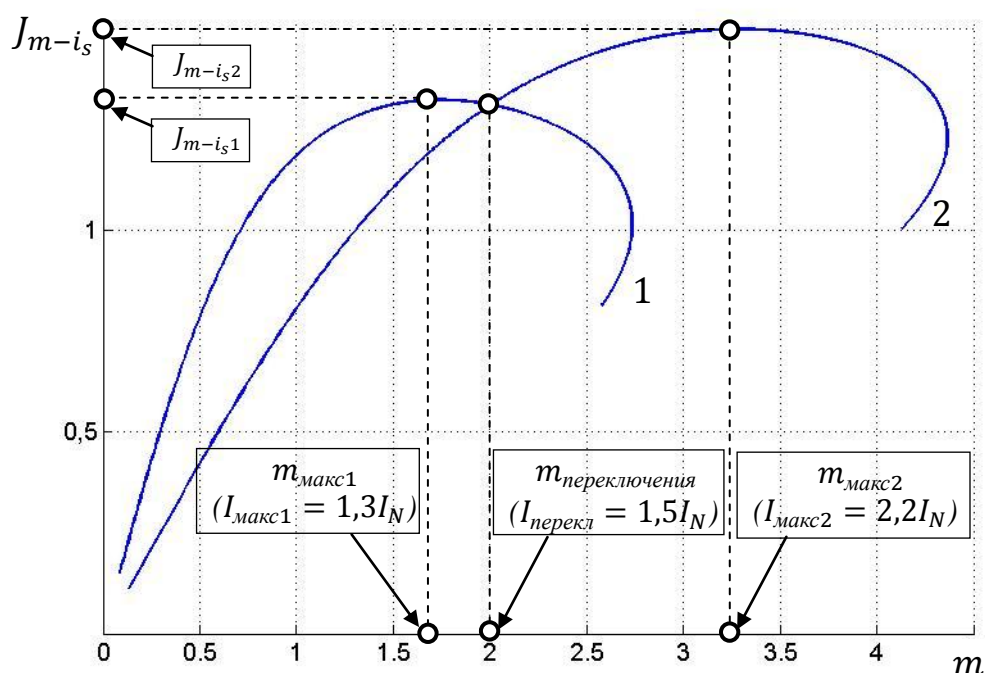


Рис. 3.24. К вопросу реализации комплексного алгоритма оптимизации

Учитывая полученные результаты анализа, комплексная оптимизация режимов работы электропривода по электромеханическому показателю качества формулируется следующим образом: *в каждой рабочей точке привода необходимо выбрать такое управление, которое обеспечивает наибольшее значение электромеханического показателя качества J_{m-is} .*

Математическая постановка такой задачи выглядит следующим образом:

$$\beta_{\text{э}} = \begin{cases} \beta_{\text{э}1} \langle J_{m-is1}(I_s) \geq J_{m-is \text{ пред.}}(I_s) \rangle, \\ \beta_{\text{э} \text{ пред.}} \langle J_{m-is \text{ пред.}}(I_s) > J_{m-is1}(I_s) \rangle, \end{cases} \quad (3.1)$$

где $\beta_{\text{э}1}$ оптимальное управление в рабочей области привода; $\beta_{\text{э} \text{ пред.}}$ оптимальное управление при выходе на ограничения; J_{m-is1} значения электромеханического показателя для закона управления в рабочей области

привода; J_{m-is} пред. - значения электромеханического показателя для закона обеспечивающего максимальную перегрузочную способность; I_s - ток статора АД.

В качестве параметра, в функции которого происходит выбор между управлениями, возможно использовать *момент* или *ток статора* АД.

3.5 Концепция построения скалярных систем управления переменной структуры

Предлагаемая концепция модернизации [40, 43] типовых скалярных систем состоит в том, что в них закладывается два варианта законов частотного управления, один из которых ориентирован на оптимальное функционирование двигателя в рабочей области, в зависимости от решаемой технологической задачи, а второй – на обеспечение максимальной перегрузочной способности привода. Выбор закона частотного управления в процессе работы привода осуществляется по критерию наибольшего значения электромеханического показателя качества J_{m-is} , что определяется с помощью текущего значения тока статора АД.

Для сопряжения соответствующих блоков, формирующих названные законы управления в скалярной системе, предусматривается идентификатор режима, формирующий единое силовое управляющее воздействие, подводимое к двигателю от преобразователя. Структура скалярной системы переменной структуры приведена на рис. 3.25.

Так как функциональные преобразователи ФП1 и ФП2 реализуют закон, максимизирующий момент при заданном токе, необходимо добавить в структуру контур токоограничения, в переходных режимах поддерживающий ток на заданном уровне. Идентификатор режима (ИР) формирует управляющее воздействие на микширующее устройство (Микс), реализуя требуемый закон управления в зависимости от режима работы электропривода и статической нагрузки на валу электродвигателя.

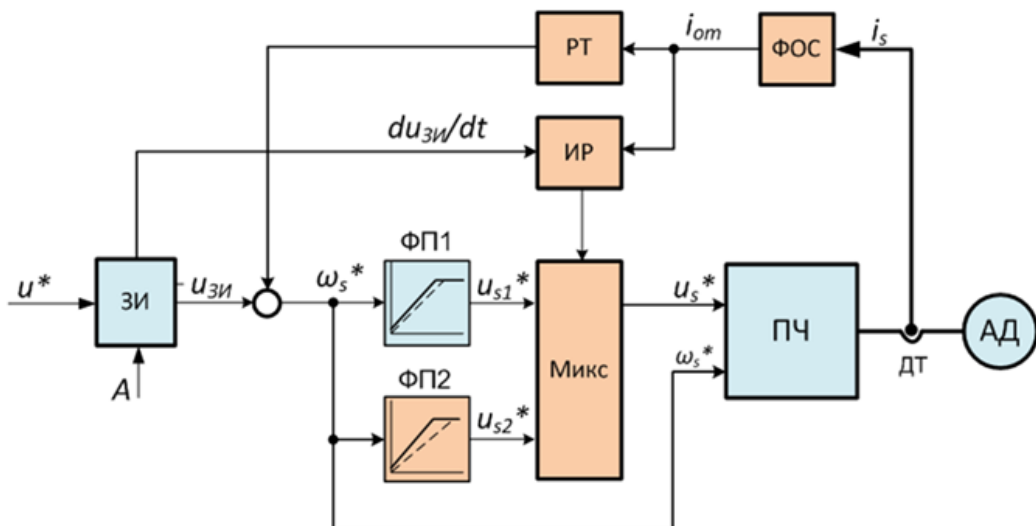


Рис.3.25. Структура модернизации скалярной системы управления

Модель содержит следующие блоки и переменные: u^* – задающее воздействие; ω_s^* – заданная частота напряжения статора; u_s^* – заданная амплитуда напряжения статора; u_{s1}^* – заданная амплитуда напряжения статора в статическом режиме работы; u_{s2}^* – заданная амплитуда напряжения статора в переходном режиме работы; i_{om} – сигнал обратной связи по току; i_s – модуль тока статора; A – темп задатчика интенсивности; $u_{ЗИ}$ – выход задатчика интенсивности; $du_{ЗИ}/dt$ – скорость изменения задающего сигнала $u_{ЗИ}$; $\Phi П1, \Phi П2$ – функциональные преобразователи напряжения; $ЗИ$ – задатчик интенсивности; $РТ$ – регулятор тока отсечки; $\Phi ОС$ – формирователь обратной связи; $ИР$ – идентификатор режима; $ПЧ$ – преобразователь частоты; $Микс$ – устройство выбора закона управления (микширующее); $АД$ – асинхронный двигатель.

Формирователь обратной связи (ФОС) синтезирует сигнал обратной связи, знак которого отражает знак активной мощности, потребляемой, либо генерируемой электроприводом, что необходимо для реализации четырехквadrантного режима работы. Система токоограничения, реализуемая регулятором тока (РТ), и функциональный преобразователь ФП2, реализующий закон частотного управления, максимизирующий момент при фиксированном токе, настроены на предельный ток преобразователя.

3.6 Расчет законов для скалярной системы управления переменной структуры

Используя, приведённый в главе 2 алгоритм расчёта оптимального закона управления, основываясь на концепции построения скалярных систем управления переменной структуры, были рассчитаны закон управления для рабочих режимов работы привода (*статический закон управления*) и закон управления при выходе на ограничения по току и напряжению преобразователя, обеспечивающий максимальную перегрузочную способность (*предельный закон управления*).

Предельный закон управления. Синтезируется исходя из обеспечения максимально возможного электромагнитного момента двигателя в условиях ограниченных ресурсов источника питания двигателя по предельно допустимому току и напряжению. Как известно, теоретическое решение этой задачи дает три зоны скоростей [2,4], в первой из которых (зона относительно малых скоростей) для достижения максимума момента необходимо поддерживать ток на предельно допустимом уровне при оптимальном значении скольжения, определяемом с учетом насыщения магнитной цепи. Во второй зоне (средней зоне скоростей) необходимо поддерживать на максимально допустимых уровнях и ток и напряжение. В третьей – максимум момента достигается при предельно допустимом значении напряжения и оптимальном значении скольжения, приближающемся к критическому.

Статический закон управления. При формировании оптимальных законов управления двигателем в установившихся режимах возможны различные подходы и соответствующие законы управления [2], включая простейший закон пропорционального частотного управления. Если же известна наиболее вероятная зона изменения статической нагрузки двигателя, тогда может быть использована описанная выше

оптимизационная процедура получения законов управления двигателем в установившихся режимах при данных нагрузках на валу.

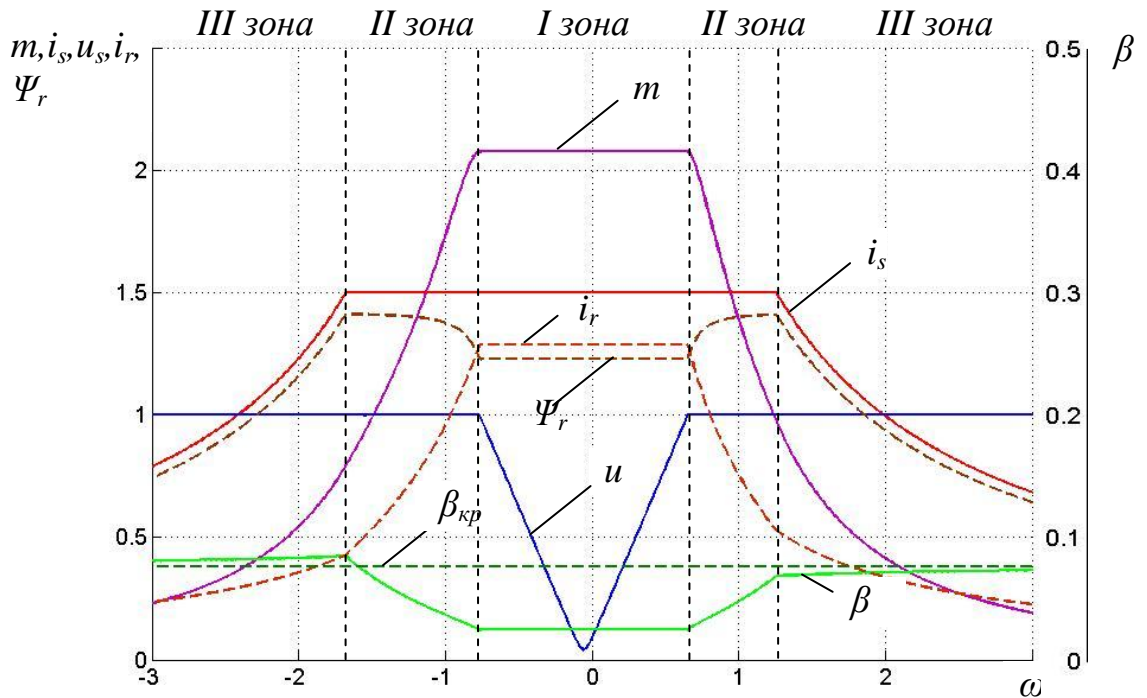


Рис.3.26. Предельный закон частотного управления

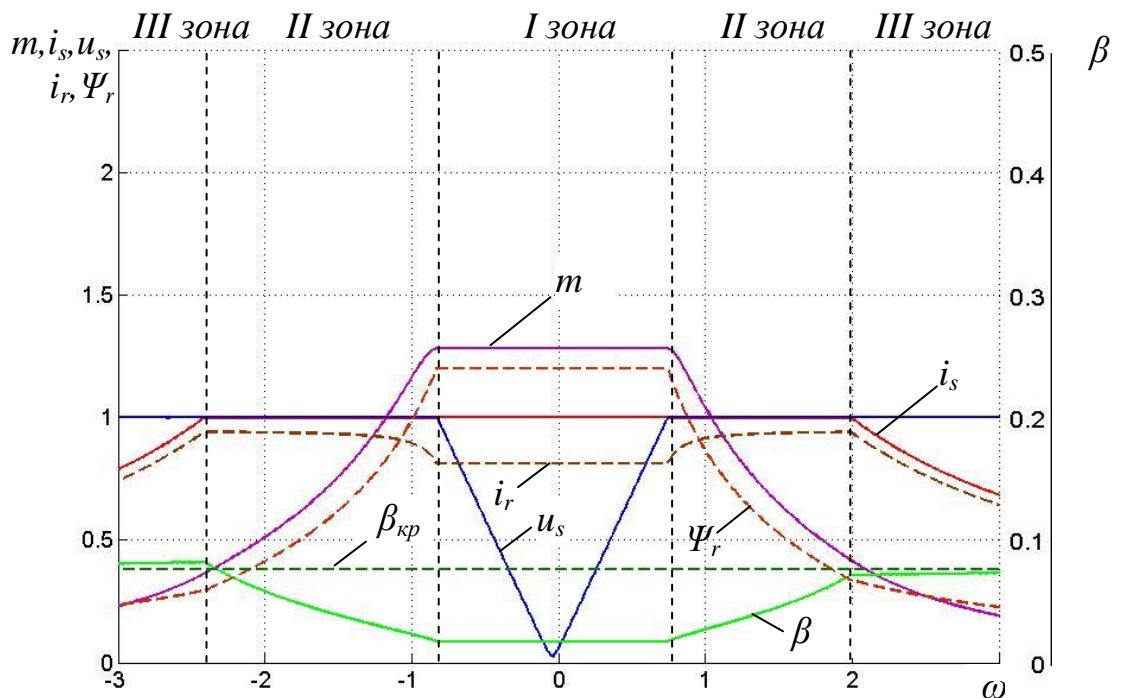


Рис.3.27. Статический закон частотного управления

Для двигателя АИУЕ225М6 были построены *предельный закон управления* (рис. 3.26), рассчитанный на максимальный, допустимый в течение 60с., ток преобразователя частоты ($i_{max} = 1,5i_N$) и *статический*

закон управления (рис. 3.27), рассчитанный на наиболее вероятный режим нагрузки, в данном случае на номинальный ток двигателя ($i_s = i_N$).

Обратим внимание, что законы управления приведены в функции скорости, поэтому при синтезе модернизированной скалярной СУ сигнал задания представляет собой заданную скорость двигателя. Управляющие воздействия – амплитуда напряжения статора u_s и его частота ω_s – формируются с помощью соответствующих функциональных преобразователей.

3.7 Разработка структуры скалярной системы управления переменной структуры

Рассчитанные законы частотного управления содержат два управляющих воздействия: амплитуду напряжения статора u_s^* и величину абсолютного скольжения β_s^* . Поэтому при формировании заданных оптимальных амплитуды u_s^* и частоты ω_s^* напряжения статора для каждого закона необходимы два функциональных преобразователя. Соответствующая структурная схема представлена на рис. 3.28.

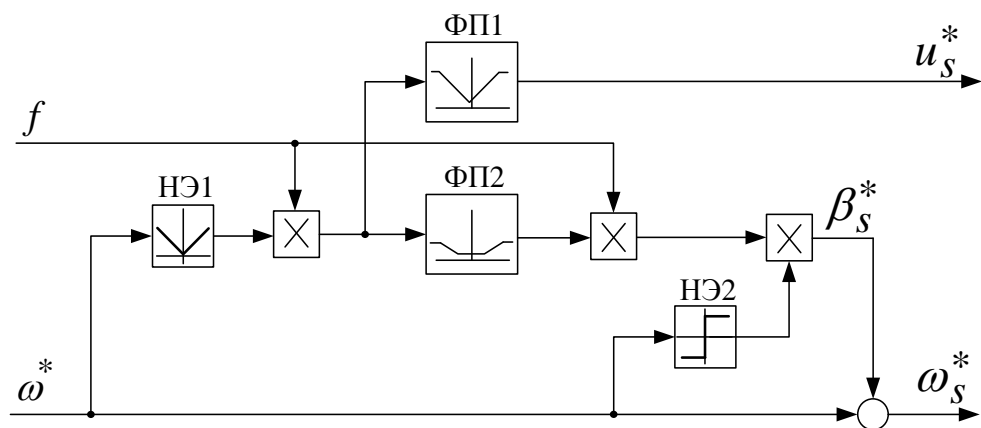


Рис. 3.28. Структурная схема преобразования сигнала задания скорости

Функциональные преобразователи ФП1 и ФП2 формируют, в функции модуля скорости, оптимальные значения амплитуды напряжения и величины абсолютного скольжения. Идентификатор $f = \pm 1$ определяет

режим работы электропривода. Нелинейные элементы НЭ1 и НЭ2 обеспечивают корректную работу при отрицательных значениях сигнала задания.

Исходя из предложенной концепции построения скалярной системы управления переменной структуры, необходимо:

- Дополнить систему скалярного управления переключателем, осуществляющим выбор закона управления;
- Сформировать сигнал управления переключателем;
- Сформировать сигнал выбора режима работы электропривода.

Структурная схема управляющей части модернизированной скалярной системы с двумя законами частотного управления представлена на рис. 3.29.

Задатчик интенсивности ЗИ формирует сигнал заданной скорости ω^* и идентификатор

$$f = \begin{cases} +1, & \text{при } d\omega^*/dt > 0 \\ 0, & \text{при } d\omega^*/dt = 0 \\ -1, & \text{при } d\omega^*/dt < 0 \end{cases}, \quad (3.2)$$

определяющий режим работы электропривода в пуско-тормозных режимах работы и осуществляющий переключение между частотными законами управления. Блок БУ формирует идентификаторы f_1 и f_2 . При этом f_1 определяет генераторный или двигательный режим работы привода. Посредством f_2 в блоке МИКС осуществляется выбор между статическим и предельным законами управления. Блоки, названные «ПРЕДЕЛЬНЫЙ ЗАКОН» и «СТАТИЧЕСКИЙ ЗАКОН» реализуют структуру приведенную на рис. 3.28, их выходами являются: $u_{s\text{ пр.}}^*$, $\omega_{s\text{ пр.}}^*$ значения амплитуды и напряжения статора для предельного закона управления, $u_{s\text{ ст.}}^*$, $\omega_{s\text{ ст.}}^*$ значения амплитуды и напряжения статора для статического закона управления. В функциональные преобразователи ФП1, ФП2 и ФП3, ФП4 заложен предельный и статический закон управления, соответственно. При формировании логики работы данной системы было принято следующее допущение: при разгоне электропривода под действием управляющего

сигнала G режим работы всегда считается двигательным ($f = +1$), при торможении – генераторным ($f = -1$).

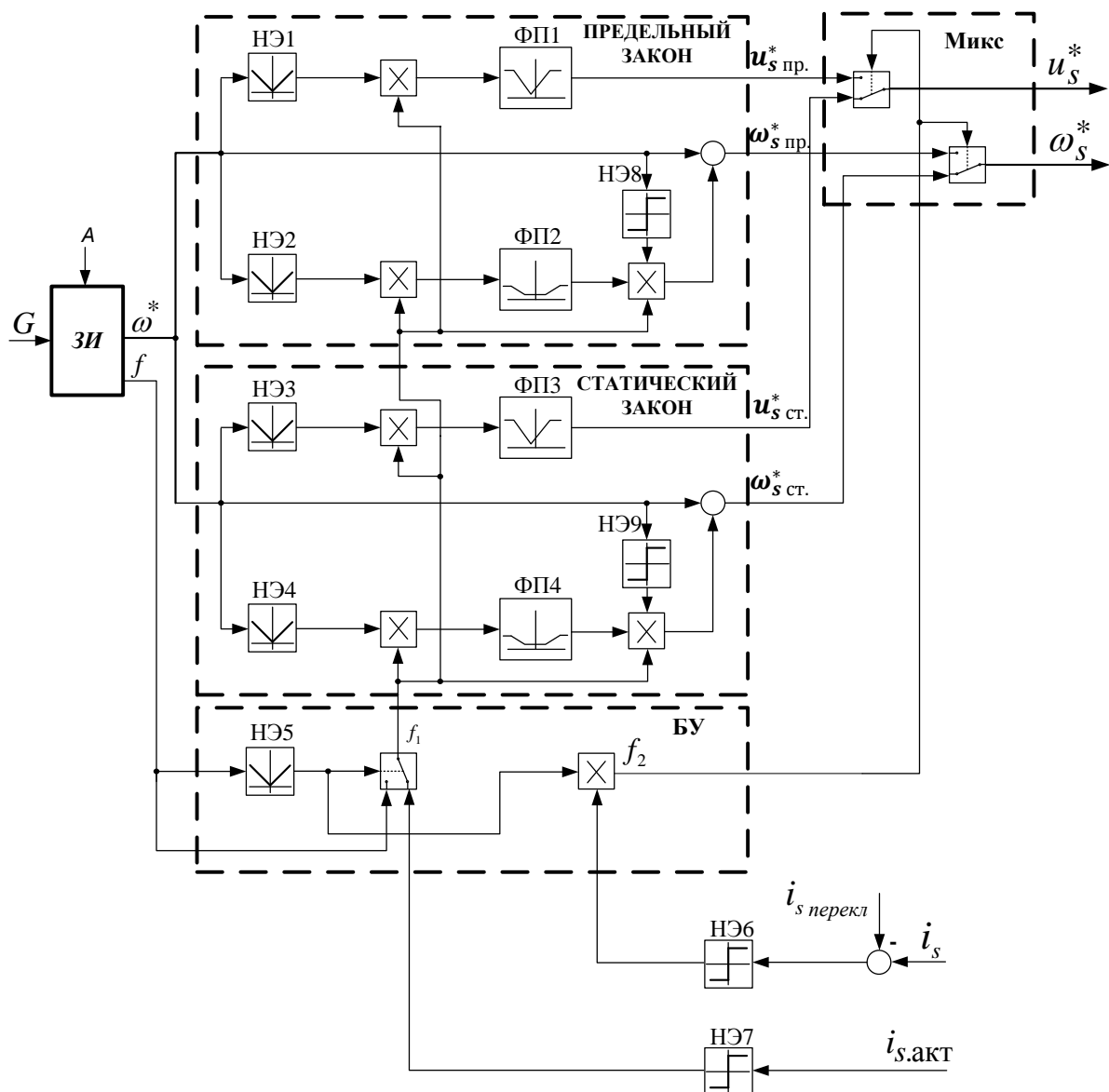


Рис. 3.29. Структурная схема управляющей части скалярной СУ переменной структуры

В установившемся режиме работы ($f = 0$) выбор режима (двигательного или генераторного) осуществляется посредством НЭ7. Знак активного тока $i_{s,акт}$, формируемый элементом НЭ7, определяет квадрант работы электропривода в установившихся режимах. Отметим, что знак активного тока позволяет идентифицировать двигательный, либо генераторный режим работы двигателя, независимо от направления его вращения (в двигательном режиме $i_{s,акт} > 0$, а в генераторном $i_{s,акт} < 0$). Нелинейный элемент НЭ6

формирует сигнал, определяющий момент переключения между законами управления в функции разности между значением тока статора АД и тока переключения $i_{s \text{ перекл}}$ между законами управления. Значение тока переключения $i_{s \text{ перекл}}$ соответствует току статора АД, при котором зависимости электрохимического показателя для законов управления пересекаются. Для формирования плавного перехода между законами частотного управления на выходах данной системы *следует установить фильтры*.

3.8 Структура скалярной системы управления переменной структуры

На рис. 3.30 представлена структурная схема скалярной системы управления переменной структуры.

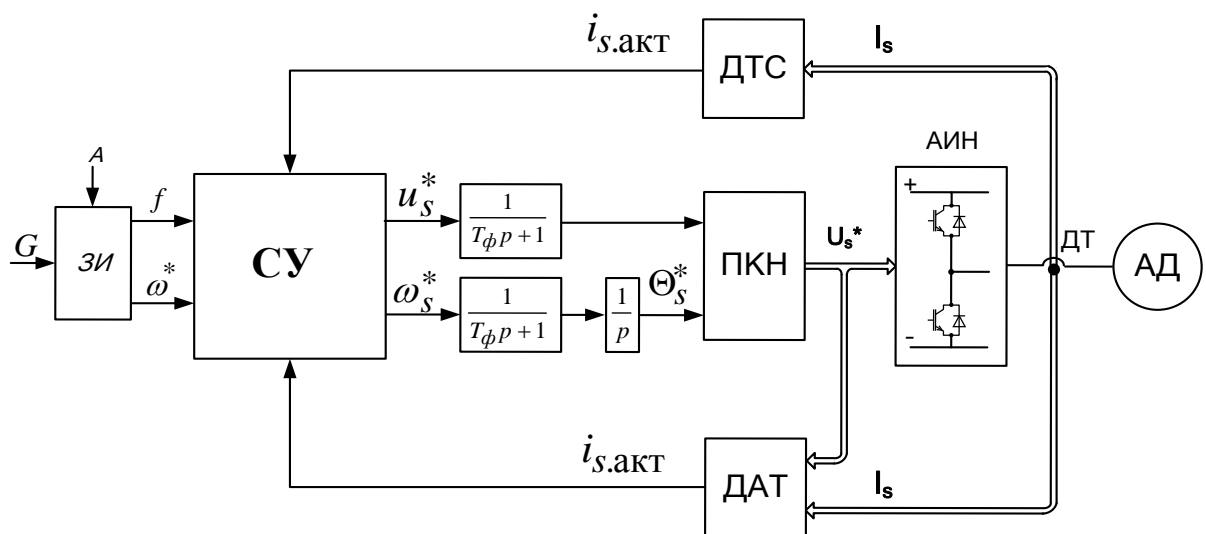


Рис. 3.30. Структурная схема скалярной системы управления переменной структуры

Блок СУ реализует систему управления переменной структуры, приведенной на рис. 3.29.

Сигнал модуля тока статора (ДТС) формируется непосредственно по мгновенным значениям фазных токов:

$$i_s = \sqrt{\frac{2}{3}(i_{sa}^2 + i_{sb}^2 + i_{sc}^2)}. \quad (3.3)$$

Активная составляющая тока формируется датчиком активной составляющей тока (ДАТ) по мгновенным значениям фазных токов с учетом мгновенных значений заданных фазных напряжений:

$$i_{s \text{ акт}} = \frac{2}{3} \left(\frac{i_{sa} u_{sa}^* + i_{sb} u_{sb}^* + i_{sc} u_{sc}^*}{u_s^*} \right). \quad (3.4)$$

Для ограничения полосы пропускания и обеспечения плавного перехода между законами управления на выходах функциональных преобразователей установлены фильтры первого порядка с передаточной функцией:

$$\Phi(p) = \frac{1}{T_\phi p + 1}, \quad (3.5)$$

где T_ϕ – постоянная времени.

Преобразователь координат заданного напряжения (ПКН) обеспечивает преобразования задающих воздействий по амплитуде и частоте к фазным переменным (u_{sabc}^*), которые задаются на входы широтно-импульсных модуляторов силового ПЧ:

$$\begin{aligned} u_{sa}^* &= u_s^* \cos \theta_{us}^*; \\ u_{sb}^* &= u_s^* \cos \left(\theta_{us}^* - 2\pi/3 \right); \\ u_{sc}^* &= u_s^* \cos \left(\theta_{us}^* + 2\pi/3 \right), \end{aligned} \quad (3.6)$$

где $\theta_{us}^* = \int \omega_s^* dt$ - заданные значения угла поворота вектора напряжения статора;

ω_s^* - заданное значение угловой частоты напряжения статора.

3.9 Выводы

1. Введен электромеханический показатель качества J_{m-is} , позволяющий наглядно оценить эффективность комплексной оптимизации режимов работы АД.

2. Сформулирована комплексная оптимизационная задача при выборе в качестве критерия оптимизации в рабочей зоне электропривода и при выходе на ограничения максимизацию электромеханического показателя качества J_{m-is} .
3. Разработана система скалярного управления переменной структуры частотным асинхронным электроприводом, обеспечивающая максимум электромагнитного момента при ограничении тока преобразователя во всех режимах работы двигателя.
4. Система управления электроприводом выполнена как многозонная система автоматического регулирования, где в первой зоне воздействие на двигатель осуществляется путем связанного определённым законом изменения амплитуды и частоты напряжения статора, а во второй зоне – путем изменения лишь частоты, а амплитуда напряжения остается неизменной в соответствии с предельными возможностями преобразователя частоты.
5. Данная система отличается использованием в своей структуре двух законов частотного управления, один из которых рассчитан на оптимальное функционирование системы с максимально допустимой нагрузкой и при работе системы токоограничения, второй – на оптимальное функционирование в установившихся режимах работы.
6. В качестве управляющего сигнала используется сигнал заданной скорости электропривода. При этом структура реализующая закон частотного управления содержит в себе два функциональных преобразователя, один из которых формирует задание на амплитуду питающего напряжения, второй на частоту. Законы частотного управления рассчитаны с учётом положений главы 2 как для двигательного, так и для генераторного режима.
7. Переключение между двигательным и генераторным режимом работы системы управления осуществляется в соответствии с текущим состоянием электропривода, идентифицируемого по сигналам модуля

тока статора и активной составляющей тока статора. Переключение между двумя законами частотного управления осуществляется в функции модуля тока статора АД, по критерию максимума электромеханического показателя.

8. Данная система предполагает развитие концепции применения двух законов частотного управления. Использование специальных алгоритмов реализации функциональных преобразователей позволит оптимизировать работу системы при всех возможных значениях нагрузки.

ГЛАВА 4

СИСТЕМА ТОКООГРАНИЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

4.1 Общие принципы построения системы токоограничения

В связи с ограниченным запасом мощности, входящего в состав АЭП силового преобразователя электрической энергии, системы управления АЭП дополняются, как правило, локальными САР, ограничивающими регулируемые величины на заданных уровнях [9].

Так как в системах подчиненного регулирования для основных регулируемых величин предусмотрены локальные системы регулирования, то ограничение этих величин осуществляется путем наложения ограничений на сигналы задания данных локальных САР.

В САР скорости ограничение переменных (главным образом электромагнитного момента и тока статора) достигается путём наложения ограничения на выходной сигнал регулятора скорости, формирующего, в случае векторной системы задание на момент, в случае скалярной системы задание на частоту и амплитуду питающего напряжения статора. Для этого используют два основных способа:

- введением в канал скорости (задания на частоту) инерционного элемента задатчика интенсивности, ограничивающего темп изменения задающего воздействия;
- прямым ограничением выходного сигнала регулятора скорости (задания на частоту).

Первый способ позволяет ограничить ток статора и момент лишь при отработке управляющих воздействий, но не защищает электропривод от перегрузок в случае значительного увеличения нагрузки или стопорения механизма.

Второй способ обеспечивает ограничение тока и момента как при отработке управляющего воздействия, так и при значительных изменениях нагрузки на валу двигателя.

Поэтому на практике используют оба этих способа, причем первый способ обеспечивает нормированные реакции системы в штатном режиме работы электропривода, а второй способ при значительных перегрузках, либо стопорении механизма.

В общем виде система токоограничения для электропривода со скалярной системой управления строится на основе функциональной схемы, изображенной на рис. 4.1. Отметим, что скалярная система управления, представлена в виде функционального преобразователя ФП, реализующего U_s/ω_s закон управления.

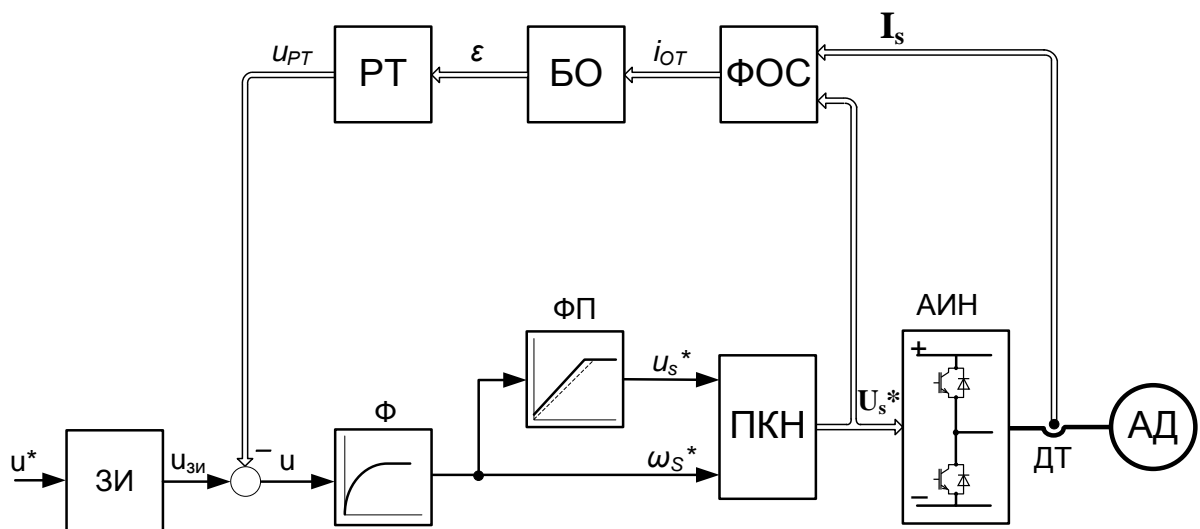


Рис. 4.1. Функциональная схема системы токоограничения

Для обеспечения отсечки по току предусматривается канал обратной связи, состоящий из трех основных блоков:

1. Формирователя сигнала обратной связи (ФОС);
2. Блока токовой отсечки (БО);
3. ПИ регулятора тока (РТ).

Развернутая структурная схема системы токоограничения будет рассмотрена ниже.

4.2 Принцип ограничения переменных

На рисунке 4.2 представлена структурная схема системы ограничения переменных.

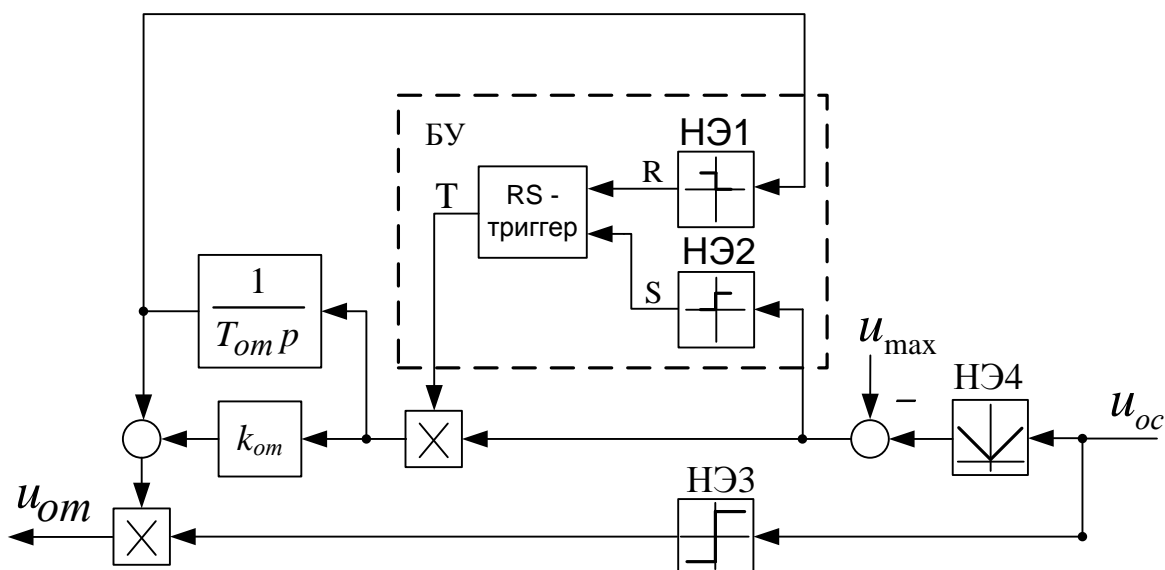


Рис. 4.2. Структура системы ограничения переменных

Как видно, основным элементом контура ограничения переменных является Блок Управления (БУ) содержащий в себе элемент памяти, в данном случае это триггер, и два нелинейных элемента НЭ1 и НЭ2. БУ обеспечивает замыкание контура ограничения переменных при превышении регулируемой переменной допустимой величины и размыкание контура ограничения переменных в функции интегральной составляющей ПИ регулятора.

4.3 Система токоограничения электропривода со скалярной системой управления

На рис. 4.3 представлена структурная схема системы токоограничения со скалярной системой управления.

Формирователь сигнала обратной связи (ФСО), содержит датчик модуля тока статора (ДТС), датчик активного тока (ДАТ), нелинейные элементы (НЭ1, НЭ2) и блок умножения, на выходе которого синтезируется сигнал обратной связи i_{OT} , абсолютное значение которого равно модулю

Нелинейное преобразование сигнала i_{OT} элементом НЭ2 позволяет сформировать сигнал обратной связи по току u_1 , который обеспечивает корректную работу БТО как в двигательном, так и в генераторном режиме работы.

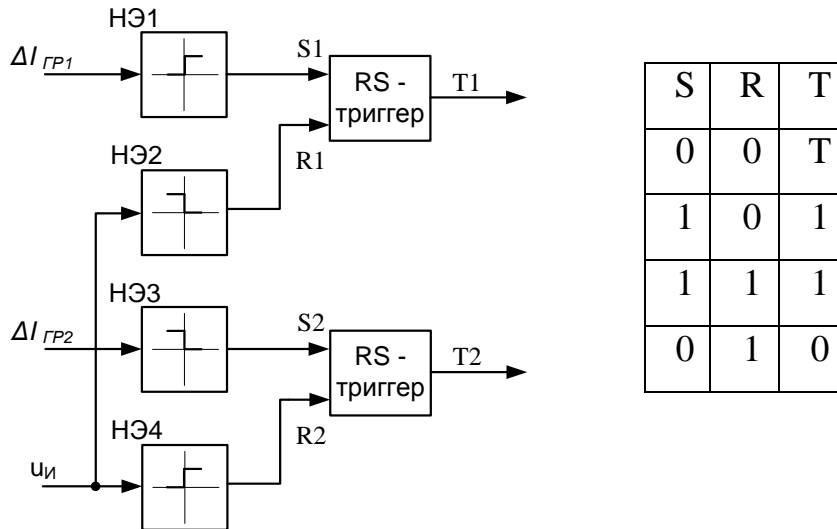


Рис. 4.4. Структурная схема БУ

Блок токовой отсечки (БТО), см. рис. 4.4, содержит четыре нелинейных элемента (блок БУ). Элементы НЭ1, НЭ3 имеют нелинейную характеристику и формируют сигнал, характеризующий превышение сигнала обратной связи i_{OT} над граничными значениями $i_{ГР1}$ (для двигательного режима), $i_{ГР2}$ (для генераторного режима), определяющей желаемую величину модуля тока статора двигателя в режиме токоограничения.

Кроме того в БТО предусмотрен элемент памяти, обеспечивающий замыкание контура токовой отсечки при превышении сигнала обратной связи по току, относительно уставок отсечки $i_{ГР1}$, $i_{ГР2}$ и размыкание контура отсечки в функции интегральной составляющей выхода регулятора тока отсечки.

Блок управления замыкает контур ТО при $i_s > i_{cp}$ и размыкает его когда интегральная составляющая ПИ регулятора тока u_u равна 0.

4.4 Синтез ПИ регулятора системы токоограничения электропривода со скалярной системой управления

Рассмотрим процедуру синтеза ПИ регулятора тока и особенности его применения в системе токоограничения. Основой синтеза является анализ объекта, включающего в себя асинхронный двигатель и автономный инвертор напряжения. Структурная схема математической модели объекта в относительных единицах представлена на рисунке 4.5. Ее подробное описание приведено в [3].

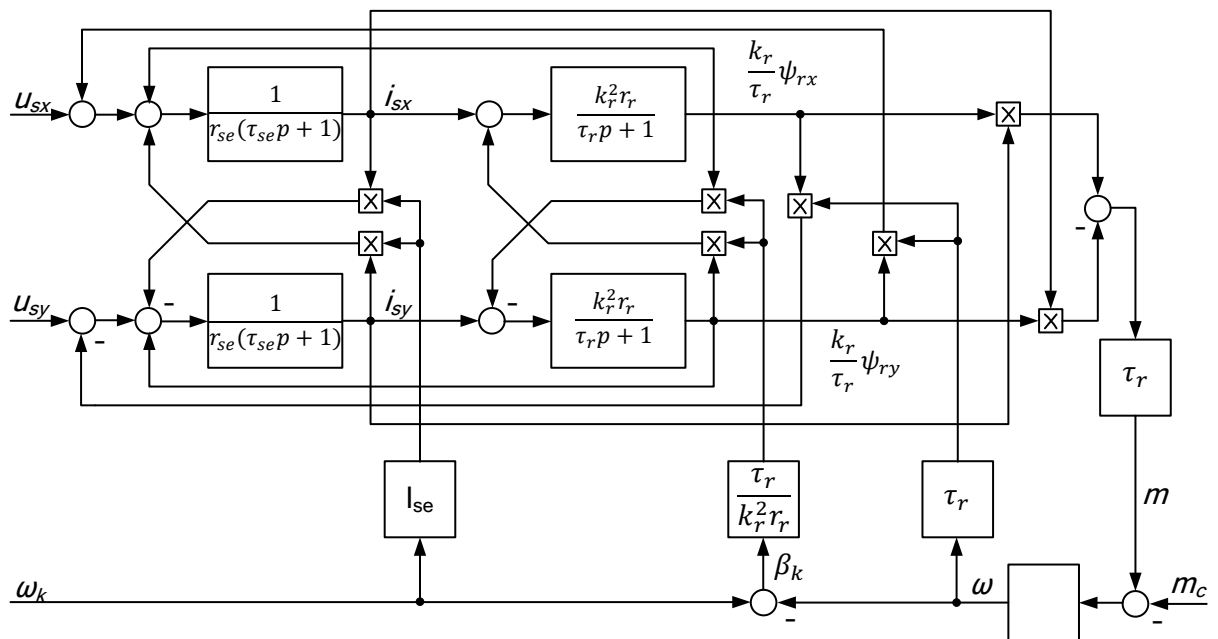


Рис. 4.5. Модель АД

Здесь объект управления описан во вращающейся системе координат, с произвольной величиной скорости ω_k и характеризуется как сложный многомерный нелинейный объект с нелинейными внутренними обратными связями. Учитывая это, целесообразно использование двухэтапной процедуры синтеза, включающей:

- 1) этап приближенного синтеза регулятора с использованием идеализирующих допущений и аналитических методов;
- 2) этап уточненного анализа с использованием математического моделирования, учитывающего ранее неучтенные факторы.

На этапе приближенного синтеза используется методика синтеза регуляторов многоконтурных систем подчиненного регулирования [17], предусматривающая анализ идеализированной модели объекта и построение регулятора в виде последовательного корректирующего устройства, компенсирующего нежелательные свойства объекта и обеспечивающего желаемые свойства САР в ограниченной полосе пропускания.

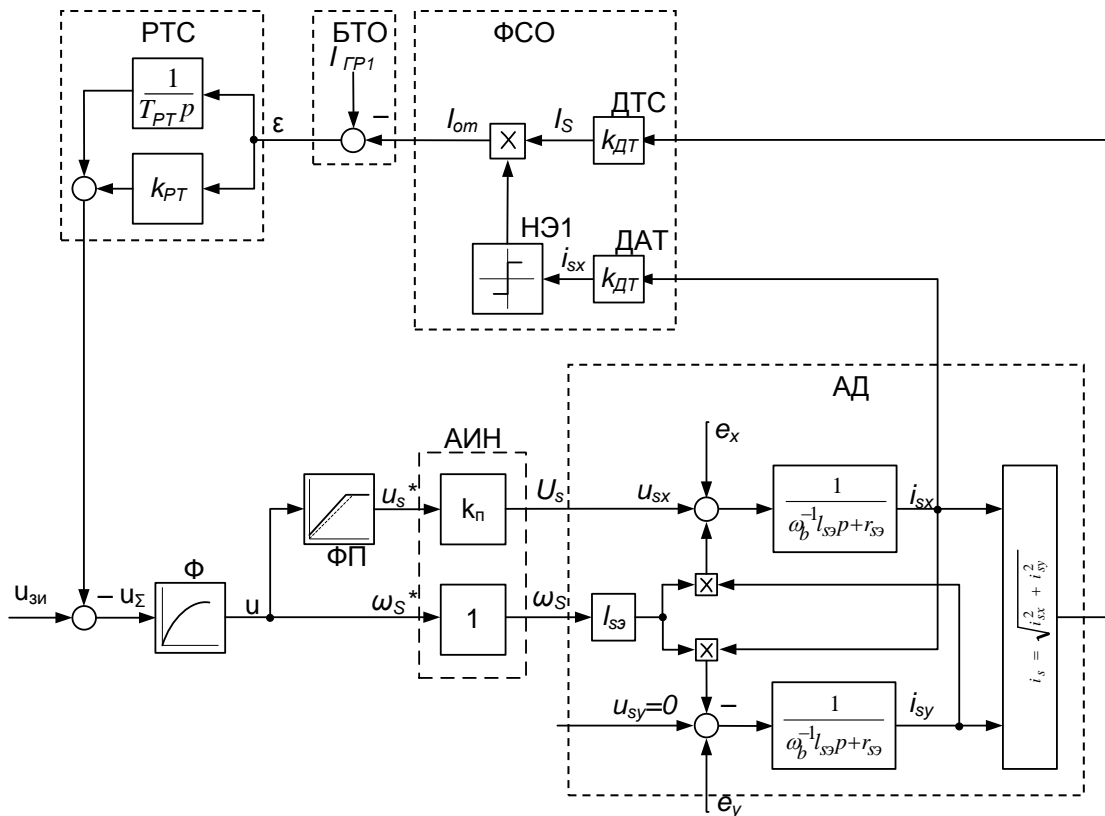


Рис. 4.6. Модель синтеза САР тока

На рисунке 4.6 представлена расчетная схема, использованная для приближенного синтеза регулятора САР тока. Здесь показана попадающая в контур САР тока часть математической модели асинхронного двигателя – звено тока АД. Данное звено представлено во вращающейся системе координат, ориентированной по вектору напряжения статора, поэтому

$$\begin{aligned} u_{sx} &= U_s; \\ u_{sy} &= 0. \end{aligned} \quad (4.4)$$

Причем, выходные переменные звена тока АД приобретают следующий физический смысл: i_{sx} - представляет собой активную составляющую тока статора и i_{sy} - представляет собой реактивную составляющую тока статора.

Токовая модель содержит два апериодических звена, с передаточными функциями:

$$\begin{aligned} W_{isx} &= \frac{1}{\omega_b^{-1} l_{s\sigma} p + r_{s\sigma}}; \\ W_{isy} &= \frac{1}{\omega_b^{-1} l_{s\sigma} p + r_{s\sigma}}, \end{aligned} \quad (4.5)$$

где $l_{s\sigma} = l_{s\zeta} + k_r l_{r\zeta}$ – эквивалентная индуктивность рассеяния АД, $r_{s\sigma} = r_s + k_r^2 r_r$ – эквивалентное активное сопротивление АД, $\omega_b^{-1} = \omega_N$ – номинальная угловая частота напряжения статора АД, $p = \frac{d}{dt}$ – символ дифференцирования по реальному времени.

Апериодические звенья охвачены перекрестными обратными связями по току и подвержены влиянию внутренних обратных связей по ЭДС e_x, e_y , формируемые последующими звеньями модели АД.

Идеализированный автономный инвертор напряжения представлен двумя пропорциональными звеньями, характеризующими коэффициент передачи по амплитуде и частоте:

$$\begin{aligned} k_n &= \frac{U_s}{u_s^*}; \\ k_\omega &= \frac{\omega_s}{\omega_s^*} = 1. \end{aligned} \quad (4.6)$$

Нелинейный блок ФП описывает зависимость между амплитудой и частотой напряжения, реализуемой в скалярной системе управления.

Согласно методике синтеза регулятора двухконтурной САР [17] на входе объекта предусматривается установка фильтра Φ , с передаточной функцией

$$\Phi(p) = \frac{1}{T_\mu p + 1}, \quad (4.7)$$

где T_μ – некомпенсируемая постоянная времени, выбираемая с учетом частоты квантования процессов по времени в системе управления и в силовой части электропривода.

Передаточная функция регулятора тока выбирается в соответствии со стандартным выражением:

$$R_i(p) = [W_i(p)]^{-1} \frac{1}{T_i p}, \quad (4.8)$$

где $W_i(p)$ – эквивалентная передаточная функция звеньев объекта, попадающих в контур регулирования тока;

T_i – постоянная интегрирующего звена, вводимого в структуру регулятора с целью обеспечения астатизма по задающему воздействию. Для настройки контура тока на технический (модульный) оптимум, принимается

$$T_i = 2T_\mu. \quad (4.9)$$

Для синтеза регулятора, обеспечивающего желаемые свойства замкнутой САР тока необходимо математическое определение эквивалентной передаточной функции звеньев объекта, попадающих в контур регулирования тока.

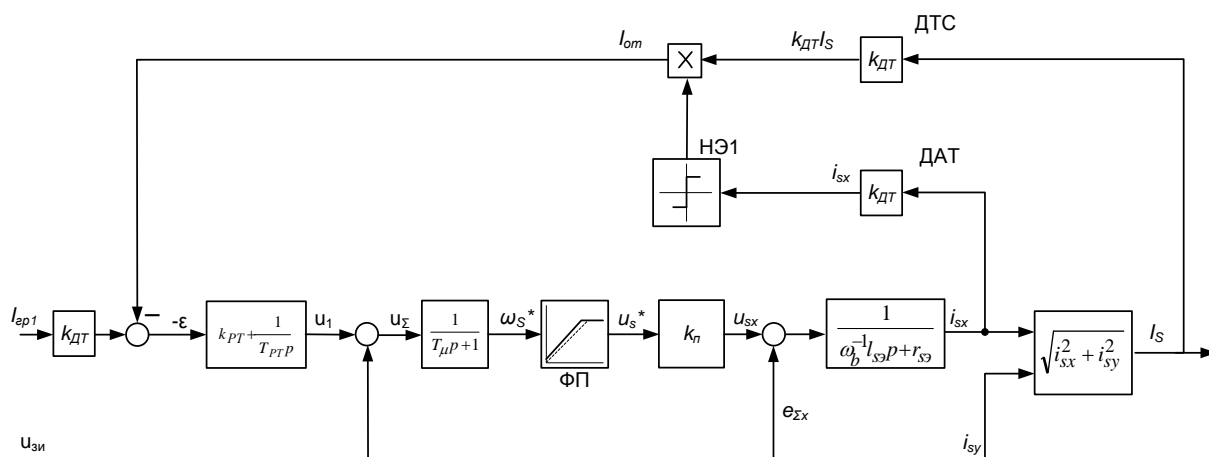


Рис. 4.7. Рабочий контур САР тока, при выходе на ограничение

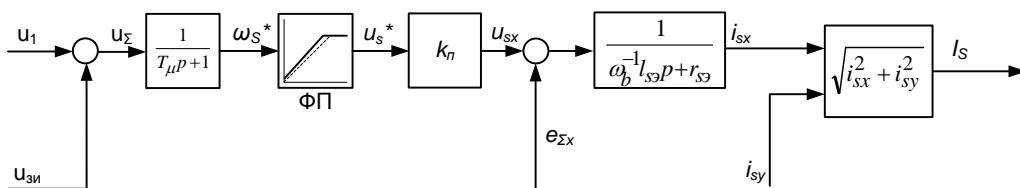


Рис. 4.8. Рабочий контур САР тока, до вступления ограничения в действие

Как следует из расчетной схемы рис. 4.7 в замкнутый контур регулирования модуля тока статора попадают 4 звена объекта, из которых звено преобразователя с коэффициентом k_n и звено тока АД, с передаточной функцией $W_{isx} = \frac{1}{\omega_b^{-1} l_{s3} p + r_{s3}}$ могут рассматриваться как линейные, а функциональный преобразователь ФП и звено модуля тока ЗМТ являются

нелинейными. Тем не менее, существуют возможности линеаризации данных звеньев. В частности следует учесть, что контур замыкается при значениях тока статора, момента и скольжения, превышающих номинальное значение, где соотношение между активной составляющей и полным значением модуля тока статора близко к единице и, кроме того, мало изменяется с изменением скольжения. Подтверждением этому могут служить расчётные статические характеристики двигателя в скалярной системе управления, где показаны зависимости $\cos\varphi = \frac{i_{sx}}{i_s}$, от скольжения при номинальной и пониженной частотах напряжения питания двигателя (рис. 4.9, 4.10). Поэтому, на этапе приближенного синтеза можно аппроксимировать нелинейную характеристику ЗМТ пропорциональным звеном с коэффициентом передачи $k_{is} = 1/\cos\varphi$, где расчетное (фиксированное) значение $\cos\varphi$ выбирается в соответствии с уровнем ограничения тока.

Что касается звена ФП, то в случае использования пропорционального закона частотного управления $U_s/\omega_s = const$, данное звено является линейным, то есть его коэффициент передачи $k_{\Phi\Pi} = 1$. В случае коррекции закона частотного управления в области малых частот дифференциальный коэффициент передачи этого звена, равный $k_{\Phi\Pi} = \frac{dU_s^*}{d\omega_s^*}$, снижается, а в области средних и повышенных частот приближается к единице. Поэтому в процесс приближенного синтеза целесообразно ориентироваться на максимальное значение данного коэффициента.

Тогда передаточная функция звеньев объекта, попадающих в контур регулирования тока может быть описана следующим выражением:

$$W_i(p) = \frac{k_{\Phi\Pi}k_n k_{is}k_{ДТ}}{\omega_b^{-1}l_{s\sigma}p+r_{s\sigma}}, \quad (4.10)$$

где $k_{ДТ} = \frac{U_{\text{ом}}}{i_s}$ – относительный коэффициент передачи датчика тока.

Используя полученные выражения $W_i(p)$ и стандартное выражение (4.8) получаем следующую передаточную функцию регулятора тока:

$$R_i(p) = \frac{\omega_b^{-1} l_{s3} p + r_{s3}}{k_{\Phi II} k_n k_{is} k_{DT} 2 T_{\mu} p}. \quad (4.11)$$

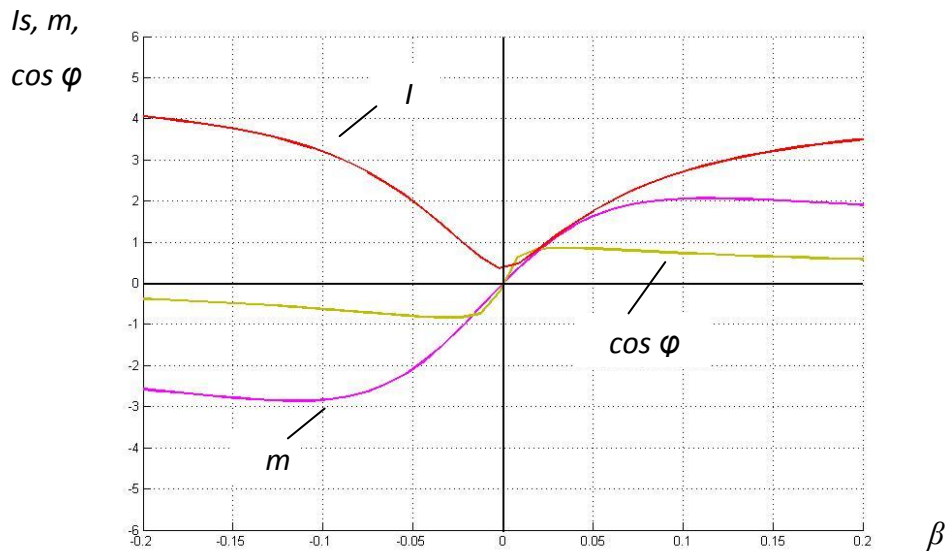


Рис. 4.9. Рабочие характеристики АД при номинальной скорости (двигатель АИУЕ255М6)

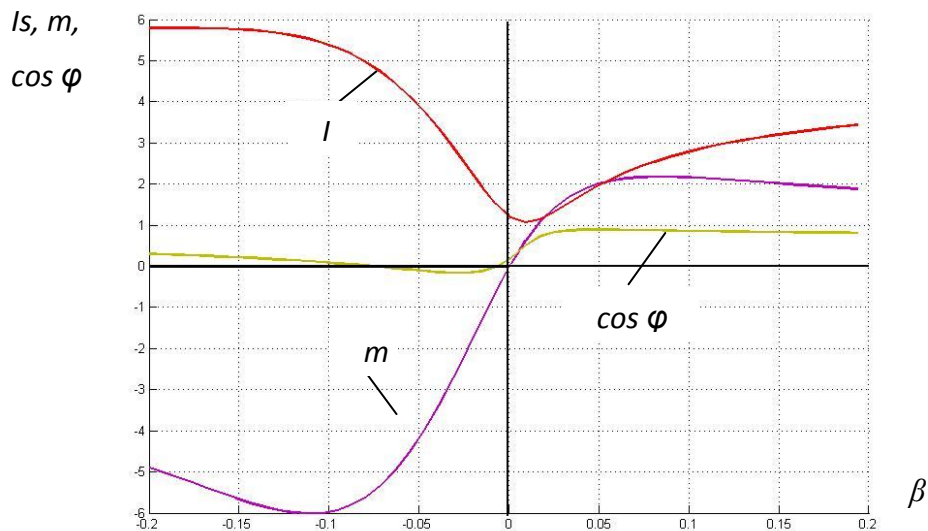


Рис. 4.10. Рабочие характеристики АД при пониженной скорости (двигатель АИУЕ255М6)

Как видно, в результате получен пропорционально-интегральный регулятор, передаточную функцию которого целесообразно представить в виде:

$$R_i(p) = k_{PT} + \frac{1}{T_{PT} p}, \quad (4.12)$$

где $k_{PT} = \frac{\omega_b^{-1} l_{S\delta}}{k_{\Phi\Pi} k_n k_{iS} k_{dT} 2T_\mu}$ — коэффициент усиления регулятора тока;

$T_{PT} = \frac{k_{\Phi\Pi} k_n k_{iS} k_{dT} 2T_\mu}{r_{S\delta}}$ — постоянная интегрирования регулятора тока.

Следует подчеркнуть, что разработанный ПИ регулятор тока обеспечивает желаемый процесс регулирования при нулевых начальных условиях в момент срабатывания отсечки и в момент выхода системы из режима отсечки, что необходимо для последующего корректного вхождения в режим отсечки.

Отметим, что представленный выше синтез приведен при пренебрежении внутренними обратными связями по ЭДС двигателя, а так же перекрестными связями по току статора. Из теории систем подчиненного регулирования известно, что степень влияния данных неучтенных факторов зависит от соотношения параметров силовой и регулирующей части. Важнейшими из них являются момент инерции механической системы и некомпенсируемая постоянная времени системы регулирования тока.

4.5 Система токоограничения электропривода со скалярной системой управления переменной структуры

Соответствующая функциональная схема модернизированной скалярной системы управления, дополненной токовой отсечкой, представлена на рисунке 4.15.

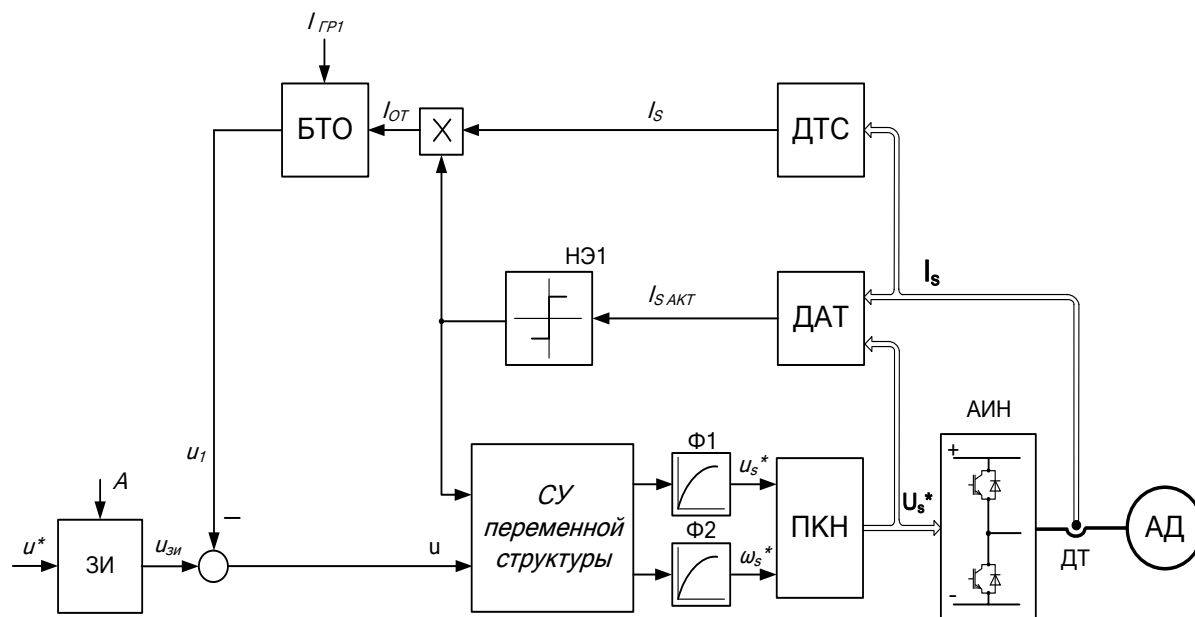


Рис. 4.15. Функциональная схема скалярной системы управления с системой токоограничения

4.6 Выводы по главе

1. Разработана система токоограничения статора АД, особенностью которой является нелинейная работа ПИ регулятора тока отсечки.
2. Предложен вариант реализации скалярной СУ переменной структуры с системой токоограничения.

ГЛАВА 5

РЕЗУЛЬТАТЫ МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ СКАЛЯРНОГО УПРАВЛЕНИЯ ПЕРЕМЕННОЙ СТРУКТУРЫ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

5.1 Расчет параметров математической модели двигателя АИУЕ225М6

Для математического моделирования предполагаемых режимов работы электропривода и их анализа, в данном пункте проведён расчёт параметров математической модели электропривода.

Номинальные данные рассматриваемого двигателя сведены в табл. 5.1

Таблица 5.1.

Марка двигателя		АИЕУ225М6У5
Номинальная мощность кВт	P_N	40
Номинальный момент Нм	M_N	392
Продолжительность включения ПВ		0,3
Синхронная частота вращения об/мин	n_0	1000
Номинальная частота вращения об/мин	n_N	975
Номинальное линейное напряжение В	$U_{лN}$	660
Номинальный ток статора А	I_{sN}	44,2
Номинальная частота Гц	f_{sN}	50

Число пар полюсов двигателя z_p		3
Номинальный КПД η_N		0,90
Номинальный косинус угла нагрузки $\cos \varphi_N$		0,88
Кратность пускового тока $I_{Пуск}/I_N$		4,9
Кратность пускового момента $M_{Пуск}/M_N$		1,87
Кратность критического момента $M_{Крит}/M_N$		1,89
Критическое скольжение %	$S_{Крит}$	11,9

Параметры T-образной схемы замещения приведены в таблице 5.2.

Таблица 5.2.

	АИЕУ225М6У5
Активное сопротивление статора Ом	R_s 0,354
Приведенное к статору активное сопротивление ротора Ом	R_r 0,221
Индуктивное сопротивление рассеяния статора Ом	$X_{s\sigma}$ 0,758
Приведенное к статору индуктивное сопротивление рассеяния ротора Ом	$X_{r\sigma}$ 2,142

Кривая намагничивания

В результате опыта холостого хода получена следующая характеристика намагничивания при $f_s=f_{sN}$:

Таблица 5.3.

U_0 , В	120	140	200	260	320	360	420	480	540	600	660	720	780	840
I_0 , А	1,8	2,2	3,4	4,2	5,0	5,7	6,7	7,8	9	10,6	12,2	14,6	18	22,6

Далее рассчитана ЭДС намагничивания на основании формулы:

$$E_m = |U_0 - R_s I_0 - jX_{s\sigma} I_0|.$$

Значения тока холостого хода в области малых значений корректируются в соответствии с рис. 5.1.

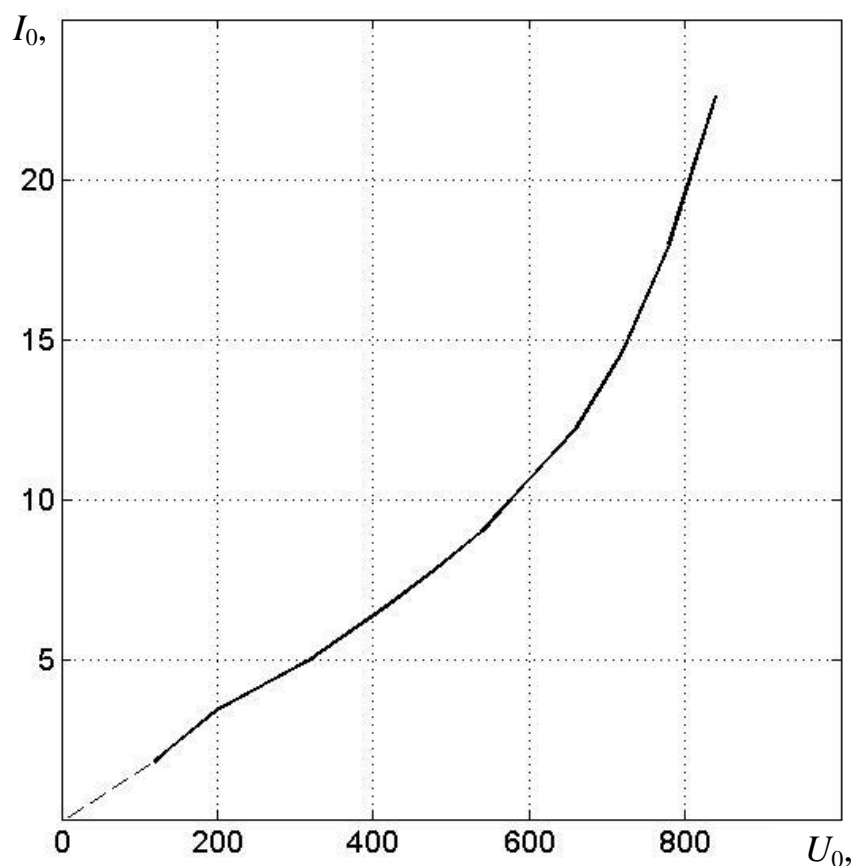


Рис. 5.1. Экспериментальные данные опыта холостого хода и его аппроксимация для двигателя АИЕУ225М6 40кВт

С учетом вышесказанного получены следующие результаты:

Таблица 5.4.

$E_m, В$	68,65	80,06	114,3	148,65	183,02	205,87	240,17
$I_m, А$	1,8	2,2	3,4	4,2	5,0	5,7	6,7

$E_m, В$	274,43	308,66	342,75	376,84	410,67	444,17	477,28
$I_m, А$	7,8	9	10,6	12,2	14,6	18	22,6

Базисные величины и параметры математической модели выбраны в соответствии с формулами, приведёнными в пункте 2.3, и сведены в табл. 5.5.

Таблица 5.5.

Базисная величина	Значение
$U_{\bar{0}}, В$	538,89
$I_{\bar{0}}, А$	62,5
$\Omega_{\bar{0}}, \text{рад/с}$	314
$\Theta_{\bar{0}}, \text{эл. рад}$	1
$T_{\bar{0}}, \text{с}$	0,0032
$\Psi_{\bar{0}}, Вб$	1,715
$Z_{\bar{0}}, \text{Ом}$	8,62
$L_{\bar{0}}, \text{Гн}$	0,0274
$P_{\bar{0}}, \text{Вт}$	42529
$M_{\bar{0}}, \text{Нм}$	406,33

Параметры схемы замещения в относительных единицах приведены в таблице 5.6:

Таблица 5.6.

r_s	0,0411
r_r	0,0253
$x_{s\sigma}$	0,0879
$x_{r\sigma}$	0,2485

По данным таблицы 5.4 построена кривая намагничивания машины, представленная на рис. 5.2. На графиках выделена точка, соответствующая номинальному режиму.

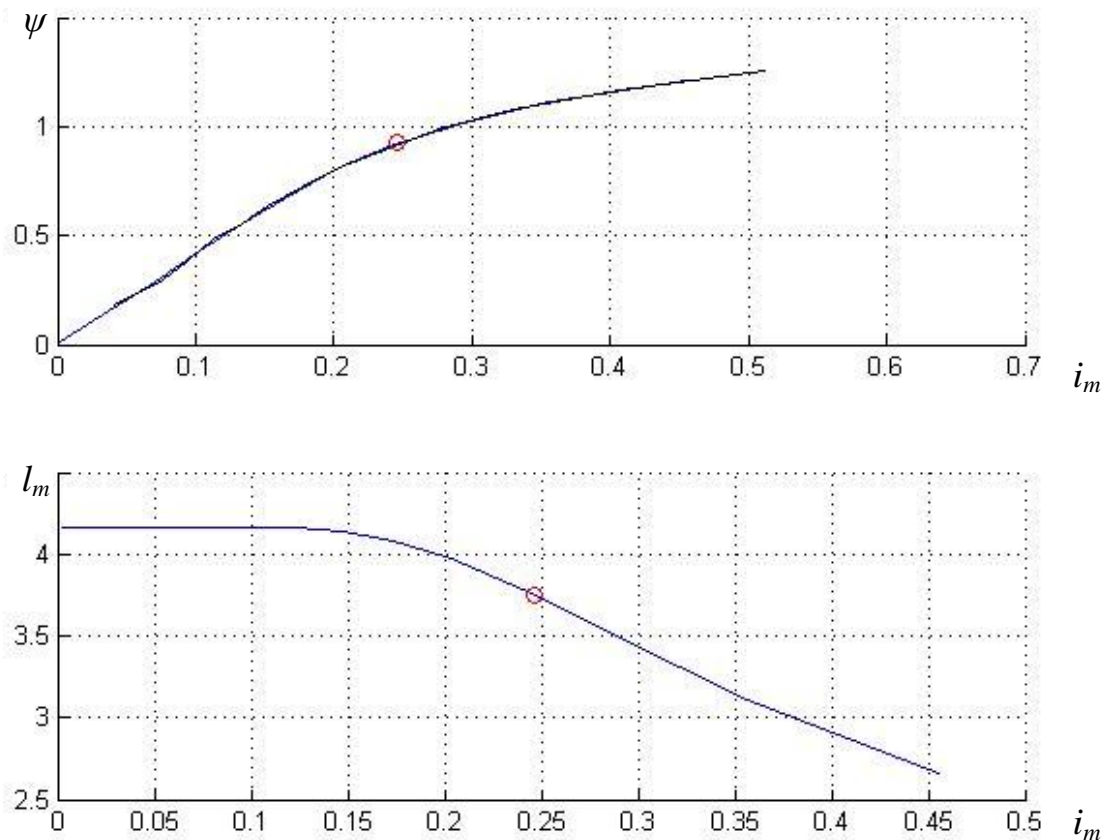


Рис. 5.2. Характеристика намагничивания двигателя АИЕУ225М6 40кВт

Номинальное значение индуктивности по главному магнитному потоку составило $l_{m.N} = 3,75$ (показано на рис. 5.2 маркером). Согласно формуле (2.17) нормирующий энергетический коэффициент ζ_N составил $\zeta_N = 1,1879$.

В соответствии с выражениями (2.22) получены следующие значения основных координат двигателя в номинальном режиме:

$$\begin{array}{lll}
 u_{sx}=1; & u_{sy}=0; & u_s=1; \\
 i_{sx}=0,88636; & i_{sy}=-0,5424; & i_s=1,03; \\
 i_{rx}=-0,9011; & i_{ry}=0,2993; & i_r=0,9495; \\
 i_{mx}=-0,0148; & i_{my}=-0,2431; & i_m=0,2435; \\
 \psi_{sx}=0,0223; & \psi_{sy}=-0,9636; & \psi_s=0,9639; \\
 \psi_{rx}=-0,2795; & \psi_{ry}=-0,8415; & \psi_r=0,8868; \\
 \psi_{mx}=-0,0557; & \psi_{my}=-0,9159; & \psi_m=0,9176; \\
 m=1,0.
 \end{array}$$

Естественные механическая и электромеханическая характеристики двигателя представлены на рис. 5.3.

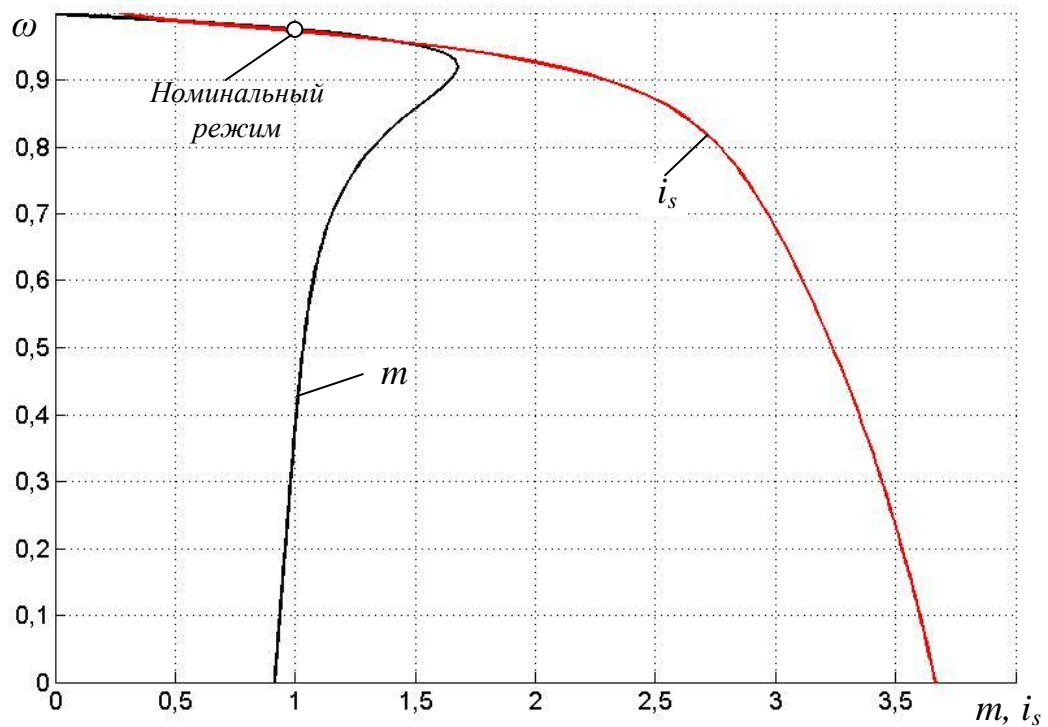


Рис. 5.3. Естественная механическая и электромеханическая характеристики двигателя АИУЕ255М6 40кВт

5.2 Механические характеристики при использовании законов оптимального управления

Рассчитано семейство механических характеристик двигателя для предельного и статического законов частотного управления. Предельный закон рассчитан для токовой нагрузки $i_s = 1,44$, статический – для номинального тока двигателя. Законы управления представлены на рис. 5.4 - 5.7, где показан пунктиром закон пропорционального частотного управления и величина критического скольжения, а также значения скоростей, соответствующие рабочим скоростям электропривода. Рассчитанные механические характеристики представлены на рис. 5.8, 5.9.

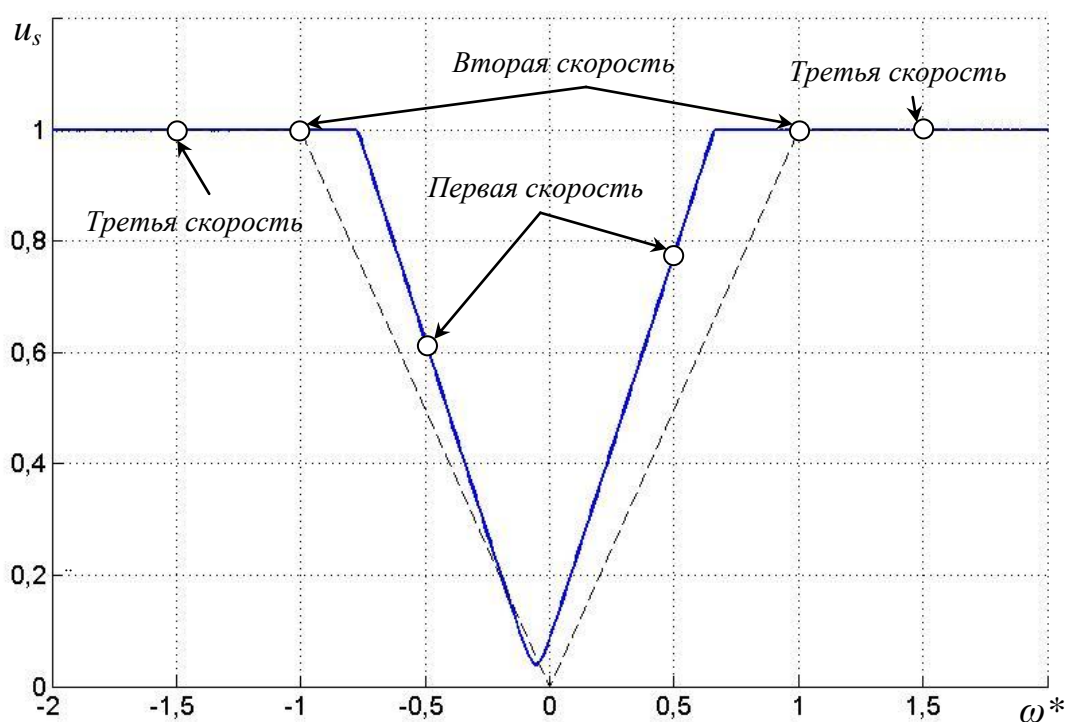


Рис. 5.4. Зависимость напряжения от заданной скорости для предельного закона частотного управления

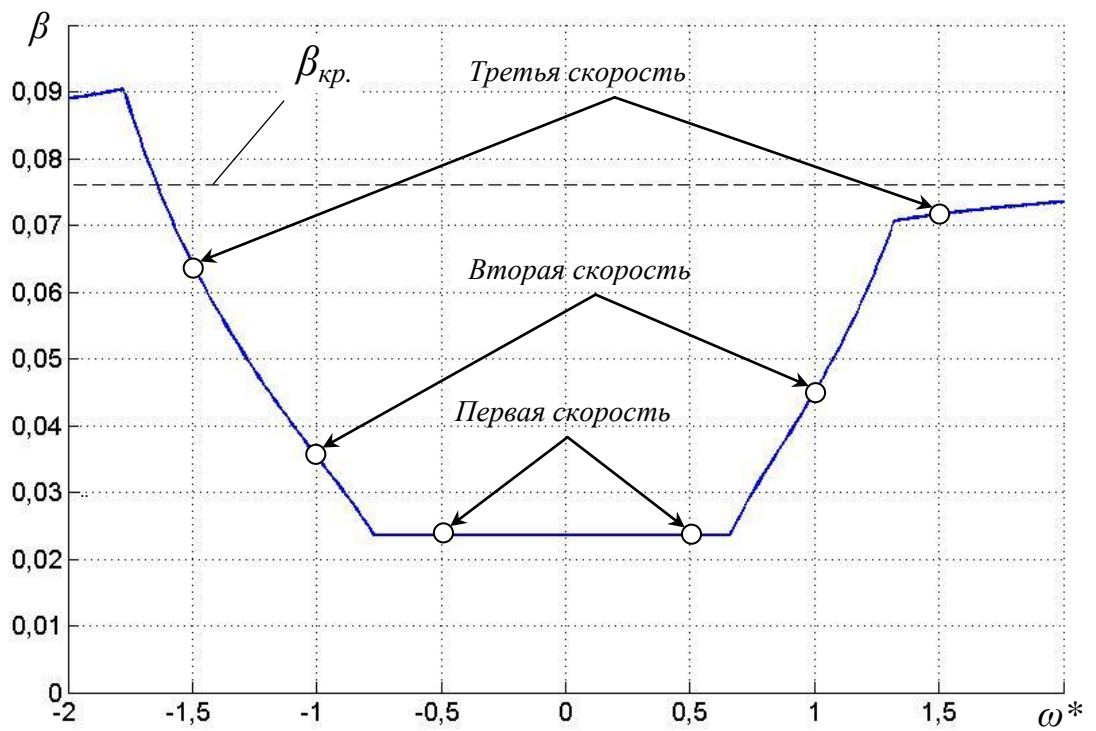


Рис. 5.5. Зависимость скольжения от заданной скорости для предельного закона частотного управления

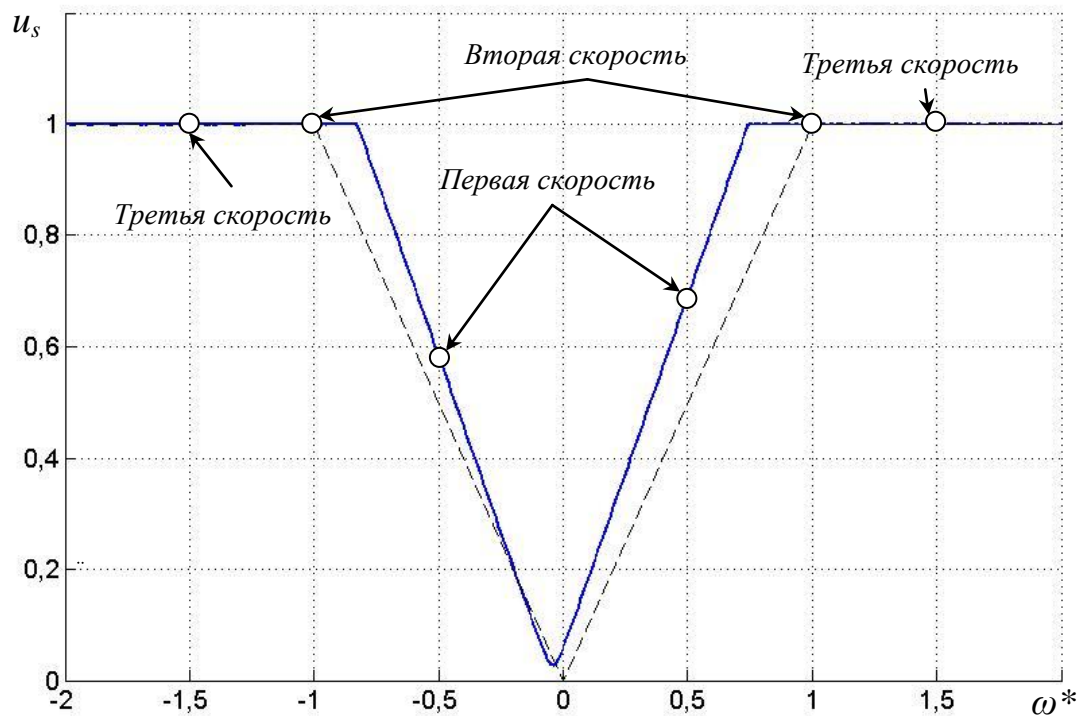


Рис. 5.6. Зависимость напряжения от заданной скорости при статическом законе частотного управления

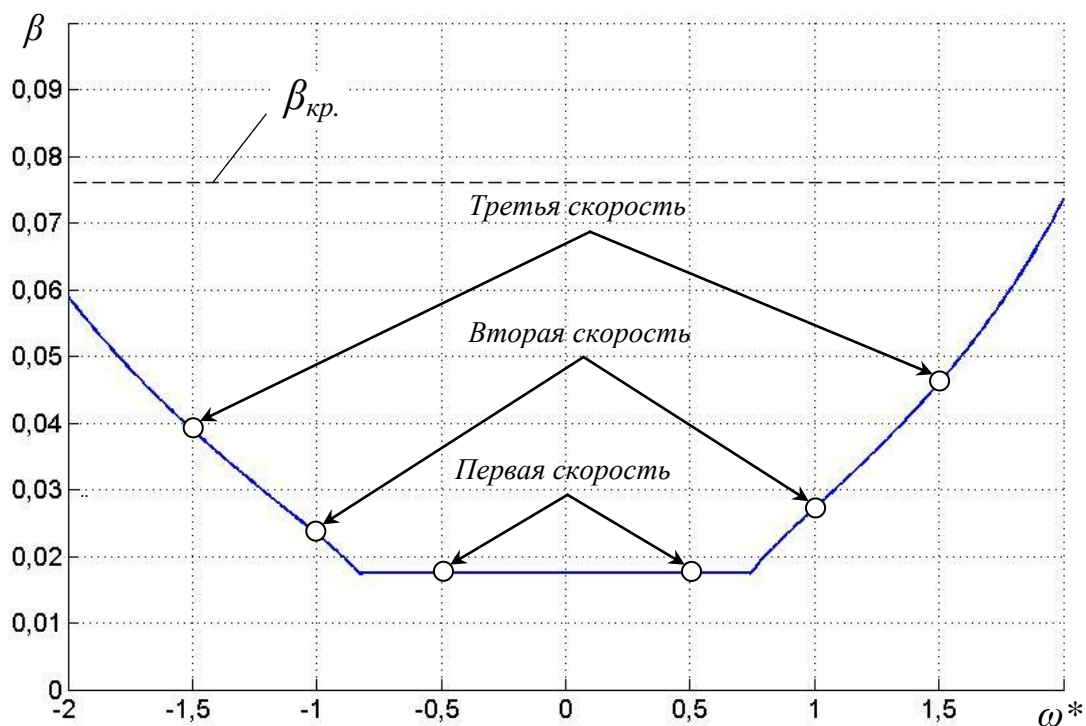


Рис. 5.7. Зависимость скольжения от заданной скорости при статическом законе частотного управления

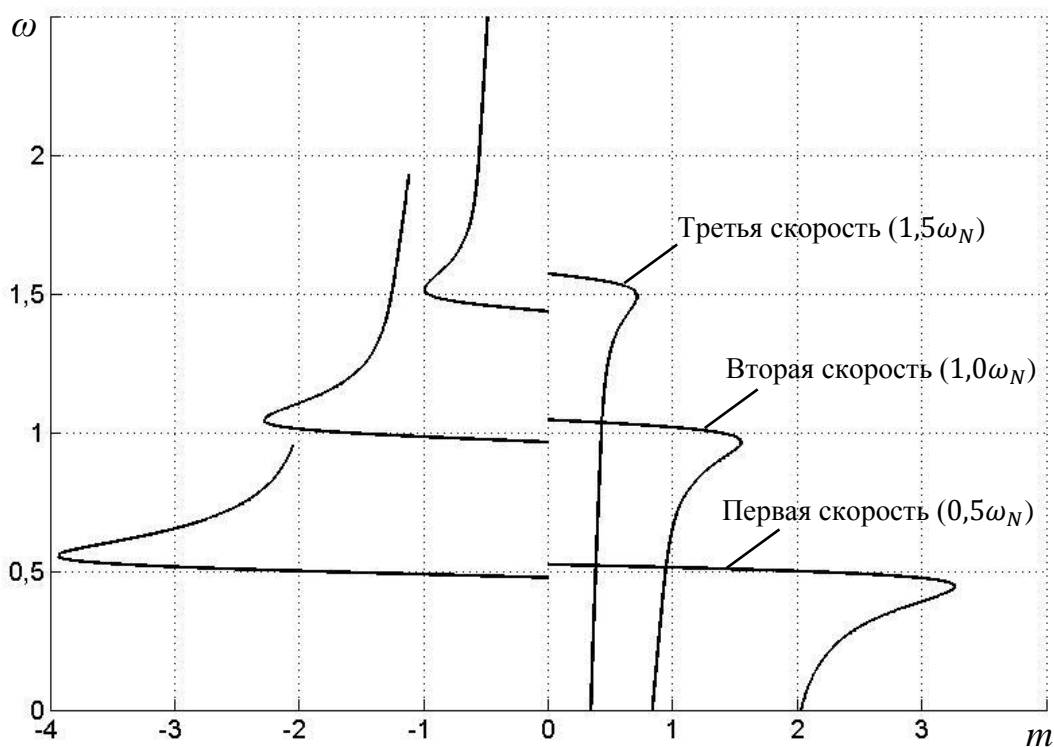


Рис. 5.8. Семейство механических характеристик для предельного закона управления

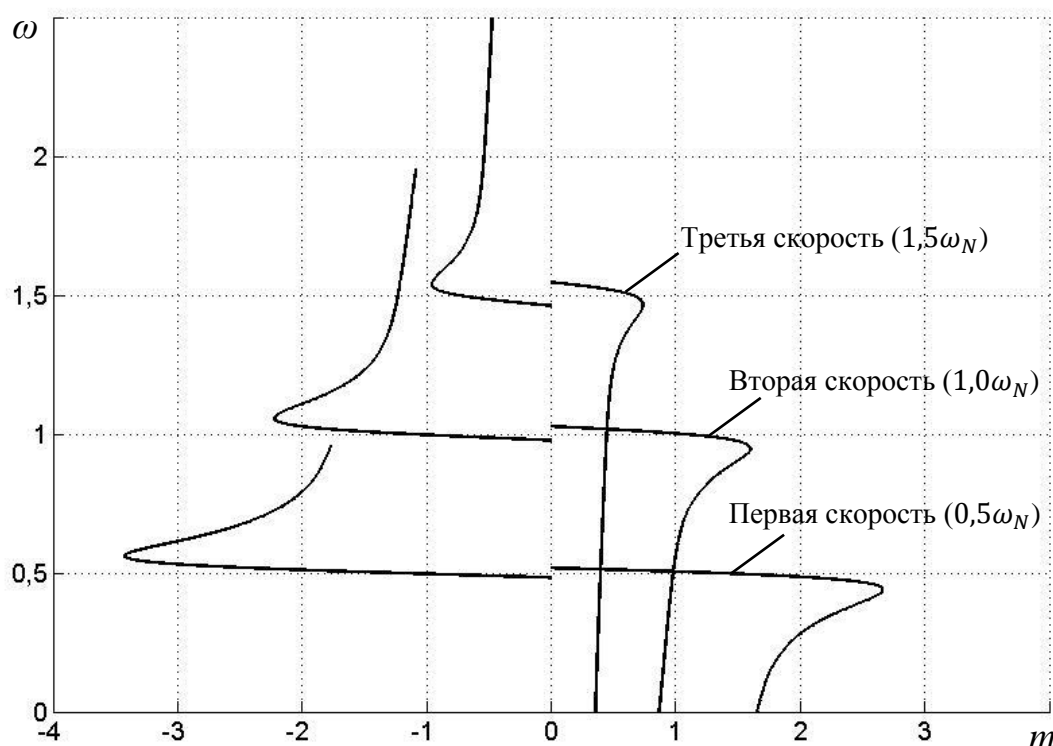


Рис. 5.9. Семейство механических характеристик для статического закона управления

Следует обратить внимание, что в качестве задающего сигнала используется скорость электропривода, поэтому на механических характеристиках присутствует разрыв.

5.3 Сравнение со скалярной системой в тестовых режимах

Для оценки эффективности синтезированной системы методом численного моделирования выполнено сравнение обеспечиваемых ею показателей с показателями типовой скалярной системы. Ниже представлено сравнение пуско-тормозных режимов работы электропривода со скалярной системой с пропорциональным законом управления с добавкой и электропривода с модернизированной скалярной системой управления.

В качестве типовой скалярной системы управления выбрана система, представленная на рис. 3.1 с законом управления, приведённым на рис. 3.9. Уровень начальной добавки напряжения выбран на уровне 5% от номинального. Данная величина добавки выбрана из соображений

обеспечения допустимого уровня нагрева машины при длительной работе на пониженных скоростях.

Для модернизированной скалярной системы статический закон рассчитан для номинального тока двигателя, предельный на уровне тока преобразователя $i_{\text{доп}} = 1,44$, соответствующего его перегрузочной способности в течение 60 с. При этом максимальный ток преобразователя равен $i_{\text{max}} = 2,3$.

Как видно из рис. 5.10 и 5.11, нагрузочная способность типовой скалярной системы значительно ниже по сравнению с модернизированной при заданном максимальном токе. Поэтому при моделировании момент нагрузки на валу подбирается так, чтобы обеспечить заданный допустимый ток. Для корректности сравнения моделирование данных систем проводится без системы токоограничения.

Анализ рис. 5.10 и 5.11 показывает, что во время пуска при одном и том же значении тока статора данные системы развивают разный момент. При этом момент в модернизированной скалярной системе примерно на 25% превышает момент в типовой системе.

На рис. 5.12 и 5.13 представлены процессы торможения в модернизированной и типовой скалярных системах. Качественно, процессы торможения в двух системах достаточно похожи. Повышенное колебательность модернизированной системы объясняется переходом со статического закона на предельный при вхождении в торможение.

На рис. 5.14 и 5.15 показан наброс нагрузки в модернизированной и типовой системах соответственно. Как видно, при набросе нагрузки в модернизированной системе развиваемый момент, для данного двигателя, примерно на 25% превышает момент в типовой скалярной системе.

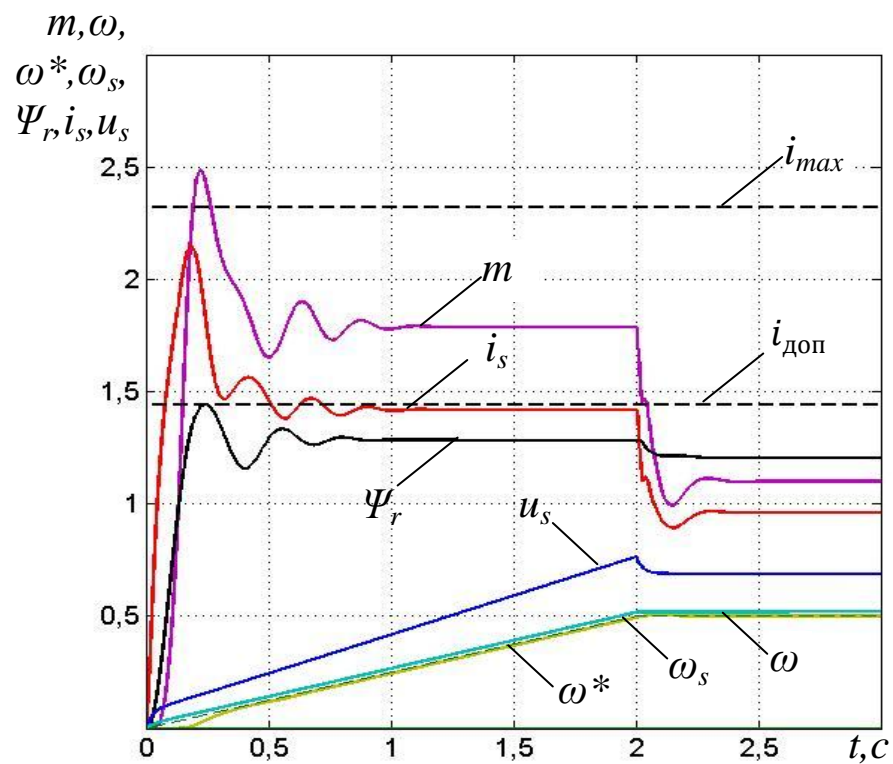


Рис. 5.10. Моделирование процессов пуска в модернизированной скалярной системе в первой зоне скоростей

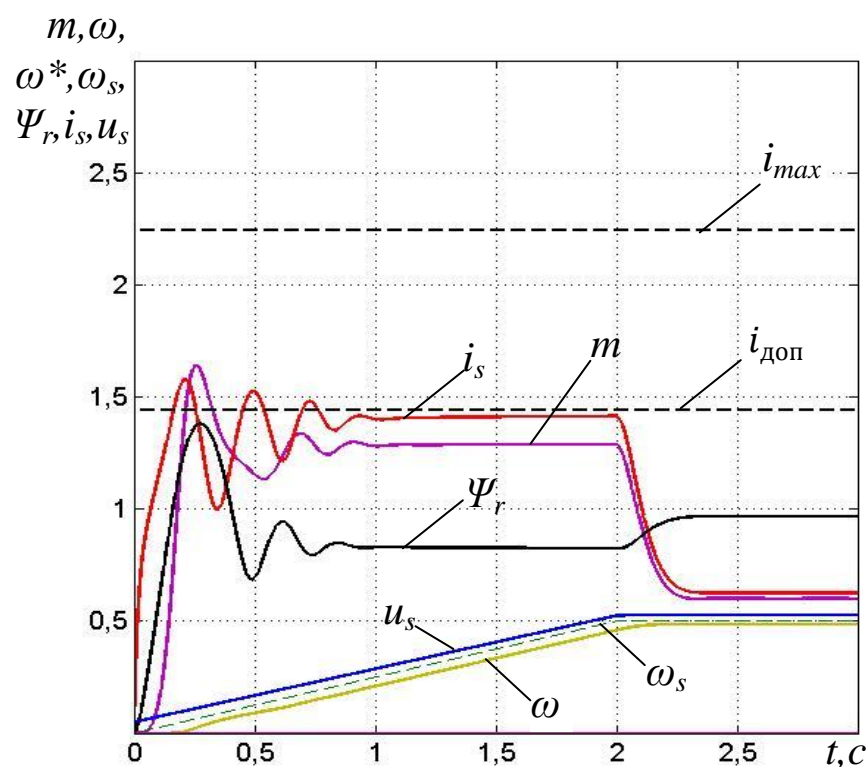


Рис. 5.11. Моделирование процессов пуска в типовой скалярной системе в первой зоне скоростей

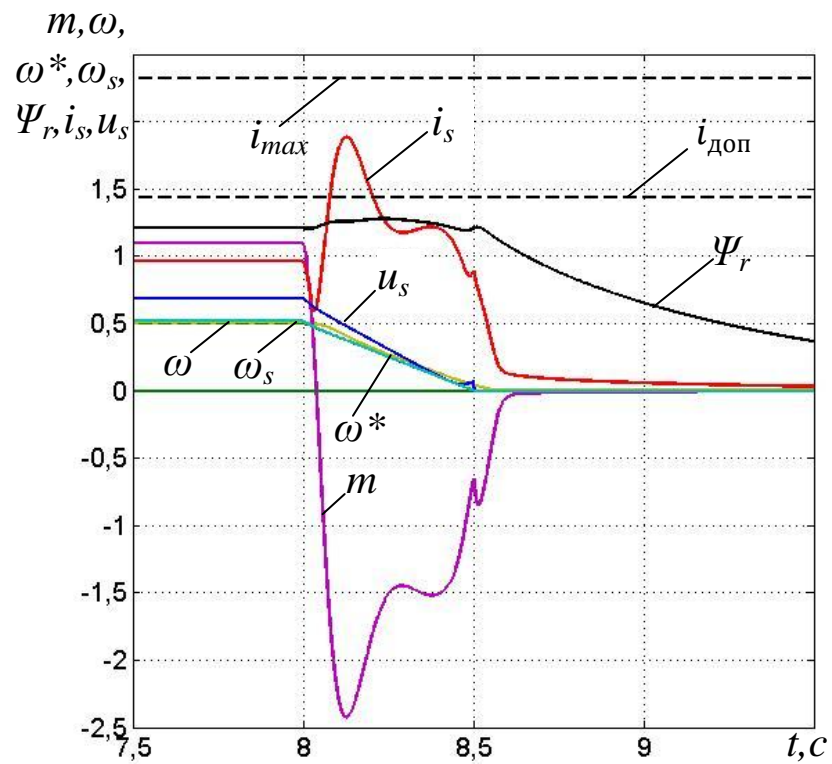


Рис. 5.12. Моделирование процессов торможения в модернизированной скалярной системе в первой зоне скоростей

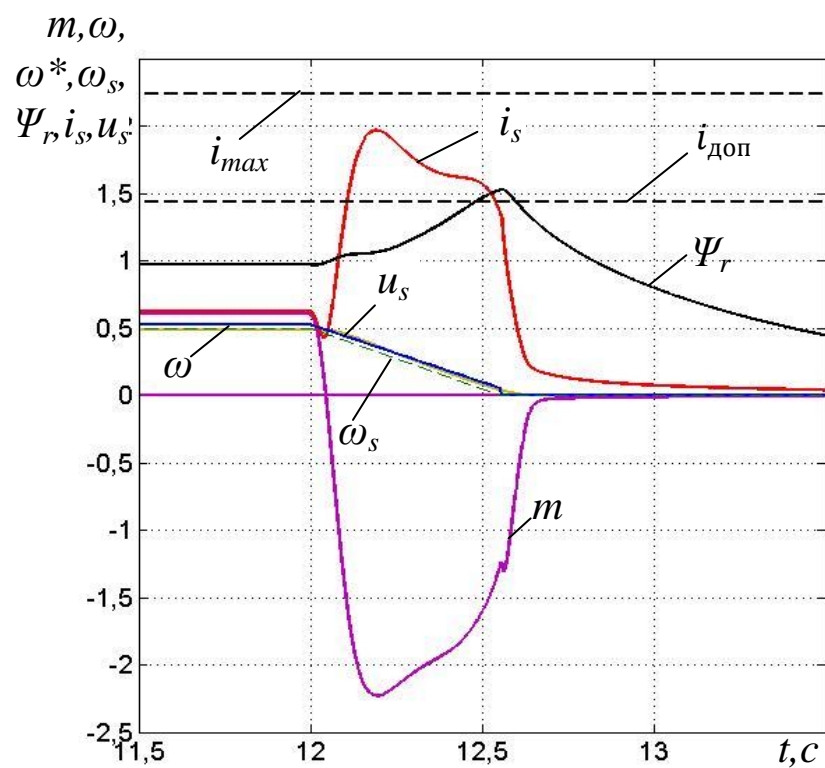


Рис. 5.13. Моделирование процессов торможения в типовой скалярной системе в первой зоне скоростей

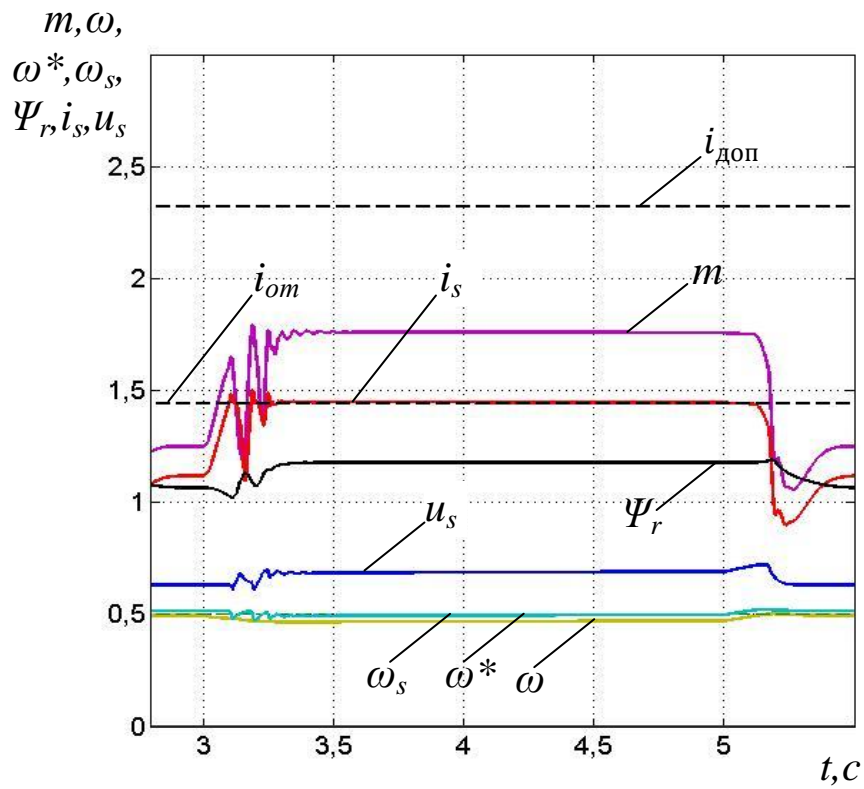


Рис. 5.14. Моделирование процессов при набросе нагрузки в модернизированной скалярной системе в первой зоне скоростей

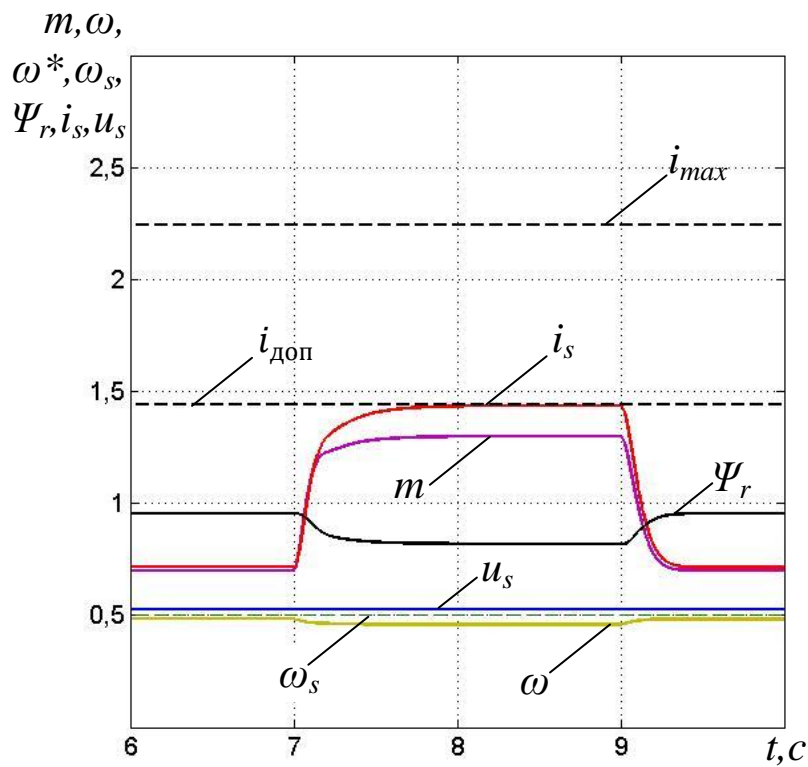


Рис. 5.15. Моделирование процессов при набросе нагрузки в типовой скалярной системе в первой зоне скоростей

5.4 Тестирование с разными видами нагрузки

Ниже приводятся результаты математического моделирования пуско-тормозных режимов работы электропривода и процессов наброса нагрузки с активным и реактивным моментами.

5.4.1 Работа с реактивным моментом нагрузки

На рис. 5.16 показан пуск электропривода до первой рабочей скорости. Система токоограничения вступает в действие. В момент времени 3,2 с. разгон завершается и происходит переход на статический закон регулирования.

На рис. 5.17 показано торможение электропривода с первой рабочей скорости. Система токоограничения не вступает в действие. В момент времени 15 с. начинается торможение и происходит переход со статического закона регулирования на предельный, в генераторном режиме.

На рис. 5.18 показан наброс нагрузки при работе электропривода на первой рабочей скорости. Система токоограничения вступает в действие. В момент времени 9 с. происходит переход со статического закона регулирования на предельный.

На рис. 5.19 показан пуск электропривода до второй рабочей скорости. Система токоограничения вступает в действие. В момент времени 2 с. происходит переход во вторую зону скоростей. В момент времени 3,2 с. контур токоограничения размыкается, вследствие чего происходит переход на статический закон регулирования.

На рис. 5.20 показано торможение электропривода со второй рабочей скорости. Система токоограничения не вступает в действие. В момент времени 15 с. начинается торможение и происходит переход со статического закона регулирования на предельный, в генераторном режиме.

На рис. 5.21 показан наброс нагрузки при работе электропривода на второй рабочей скорости. Система токоограничения вступает в действие. В момент времени 9 с. происходит переход со статического закона

регулирования на предельный. В момент времени 11 с. нагрузка сбрасывается, контур токоограничения размыкается, система переходит на статический закон.

На рис. 5.22 показан пуск электропривода до третьей рабочей скорости. Система токоограничения вступает в действие. В момент времени 1,6 с. происходит переход во вторую зону скоростей. В момент времени 2,5 с. происходит переход в третью зону скоростей. В момент времени 5,8 с. контур токоограничения размыкается, вследствие чего происходит переход на статический закон регулирования.

На рис. 5.23 показано торможение электропривода с третьей рабочей скорости. Система токоограничения не вступает в действие. В момент времени 15 с. начинается торможение и происходит переход со статического закона регулирования на предельный, в генераторном режиме.

На рис. 5.24 показан наброс нагрузки при работе электропривода на второй рабочей скорости. Система токоограничения вступает в действие. В момент времени 9 с. происходит переход со статического закона регулирования на предельный. В момент времени 11 с. нагрузка сбрасывается, контур токоограничения размыкается, в момент времени 14,3 с. система переходит на статический закон. Заметим, третья рабочая скорость предназначена для перемещения механизма на горизонтальной поверхности без груза.

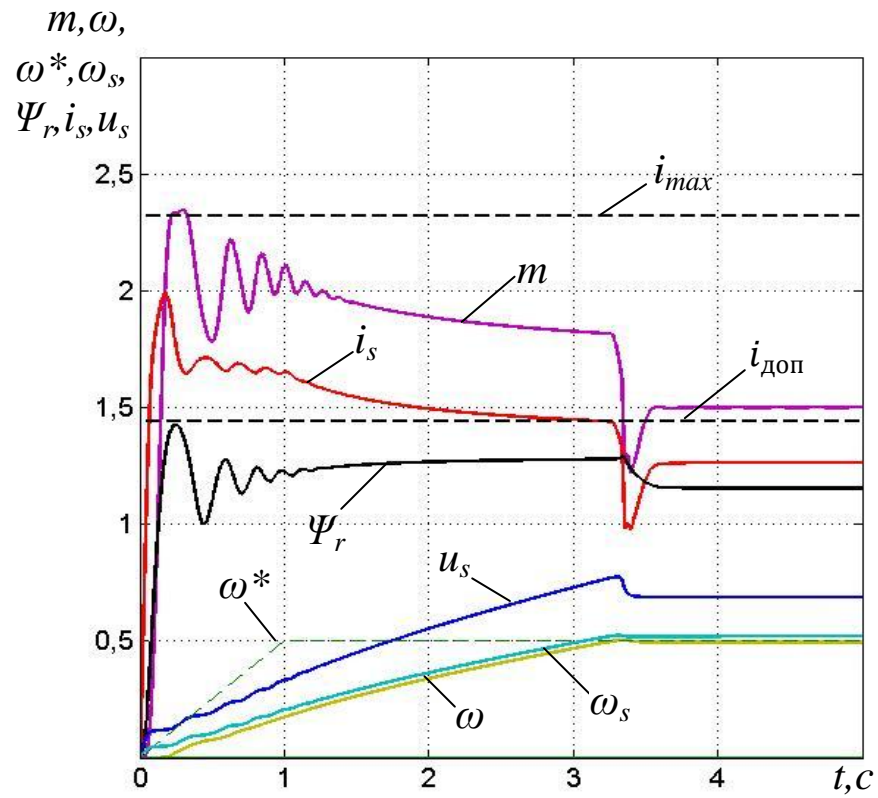


Рис. 5.16. Процесс пуска в модернизированной скалярной системе в первой зоне скоростей: $m_c = 1,25$; $J_\Sigma = J_{гр.}$; $A = 0,5$

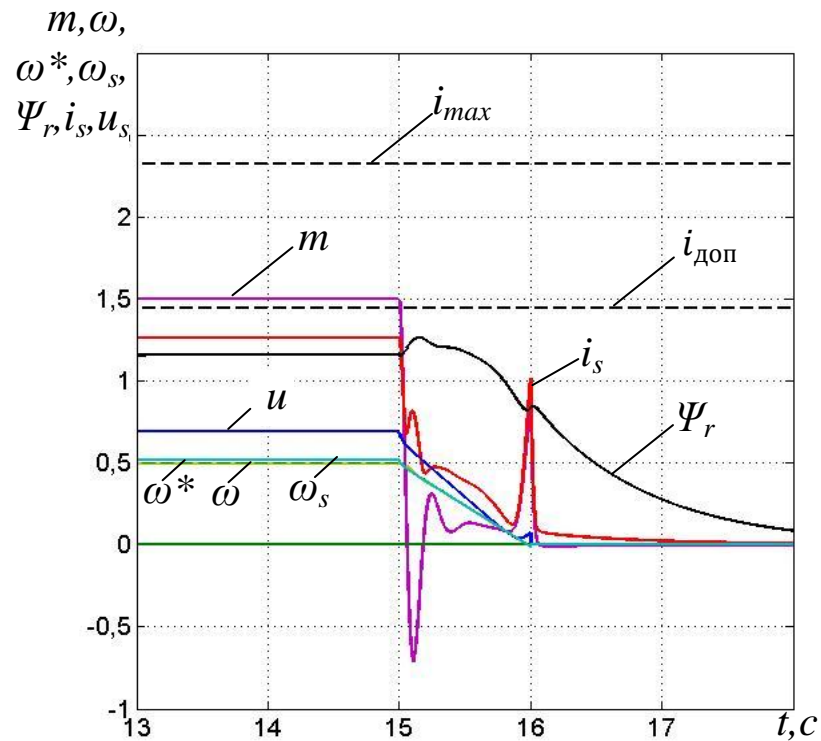


Рис. 5.17. Процессы торможения в модернизированной скалярной системе в первой зоне скоростей: $m_c = 1,25$; $J_\Sigma = J_{гр.}$; $A = 0,5$

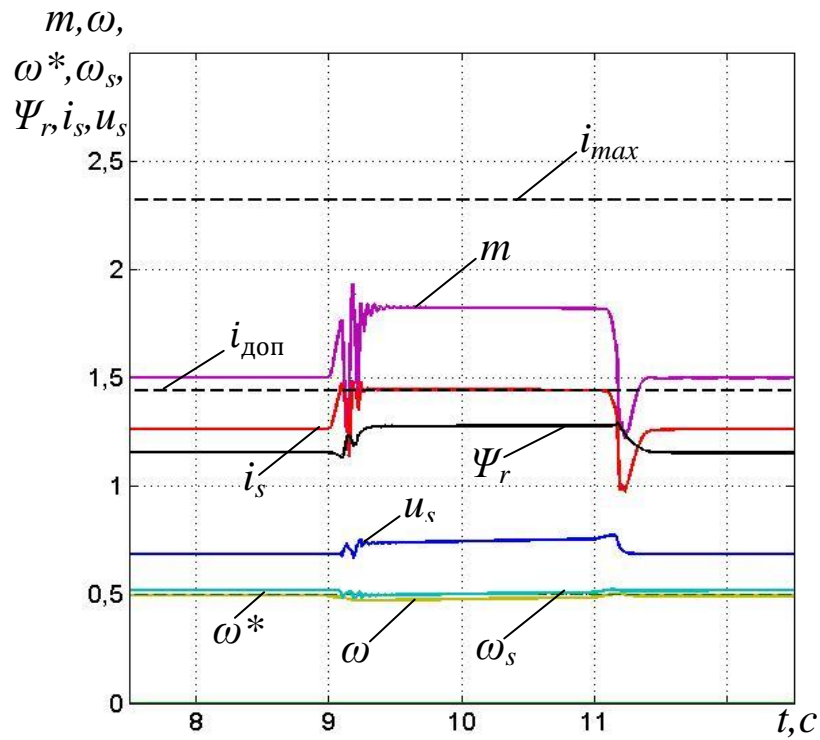


Рис. 5.18. Процессы при набросе реактивного момента в первой зоне скоростей: $m_c = 1,25$; $m_{набр} = 0,5$; $J_\Sigma = J_{гр.}$; $A = 0,5$

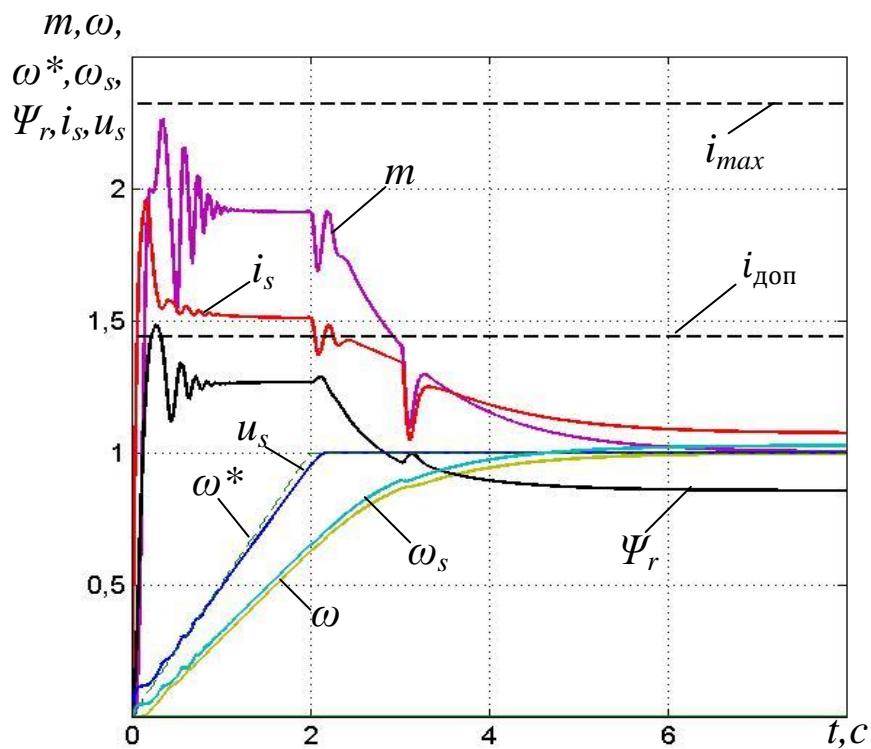


Рис. 5.19. Процессы пуска в модернизированной скалярной системе во второй зоне скоростей: $m_c = 1,0$; $J_\Sigma = J_{гр.}$; $A = 0,5$

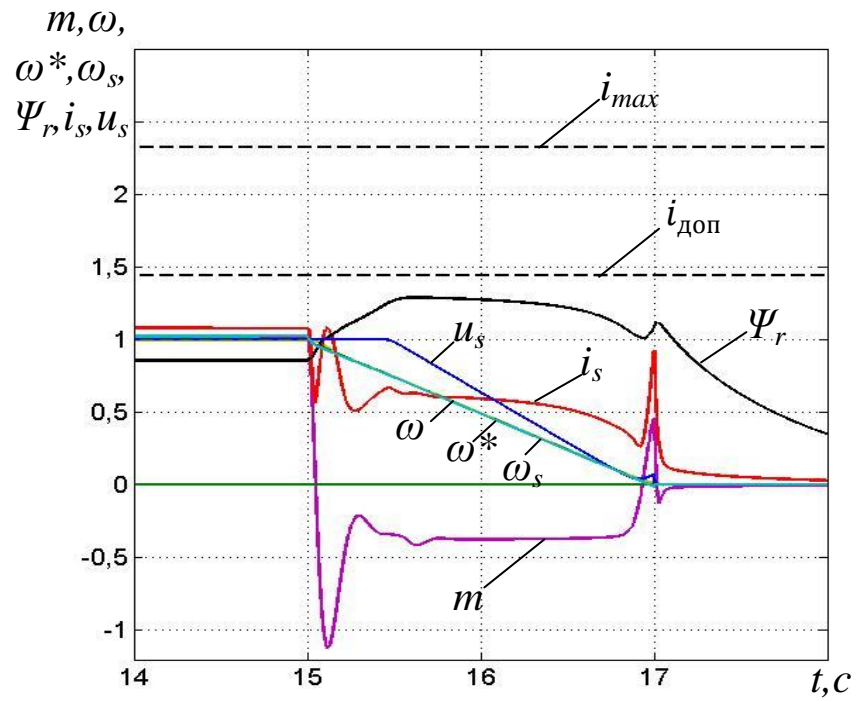


Рис. 5.20. Процессы торможения в модернизированной скалярной системе во второй зоне скоростей: $m_c = 1,0$; $J_\Sigma = J_{гр.}$; $A = 0,5$

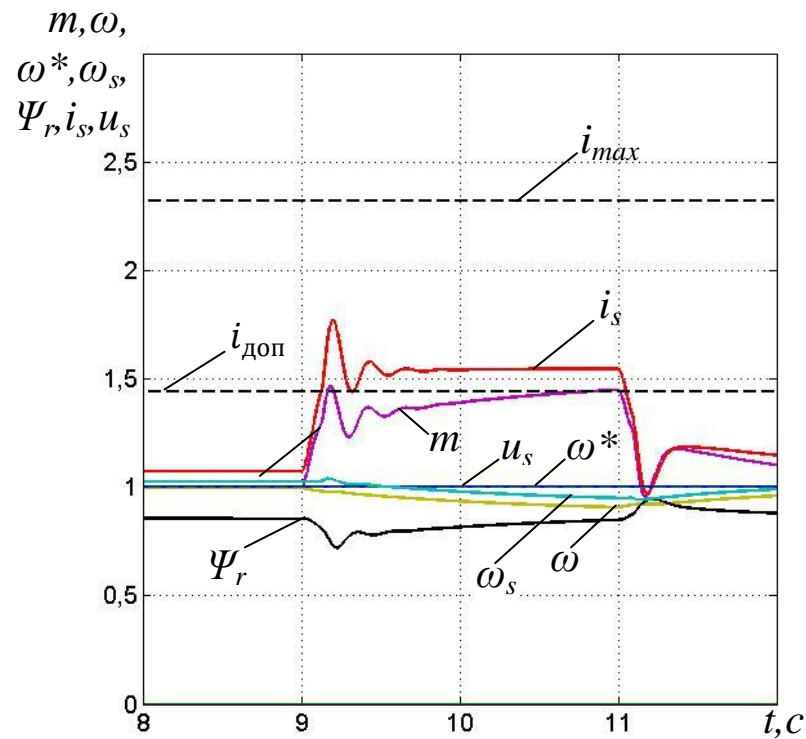


Рис. 5.21. Процессы при набросе реактивного момента во второй зоне скоростей: $m_c = 1,0$; $m_{набр} = 0,5$; $J_\Sigma = J_{гр.}$; $A = 0,5$

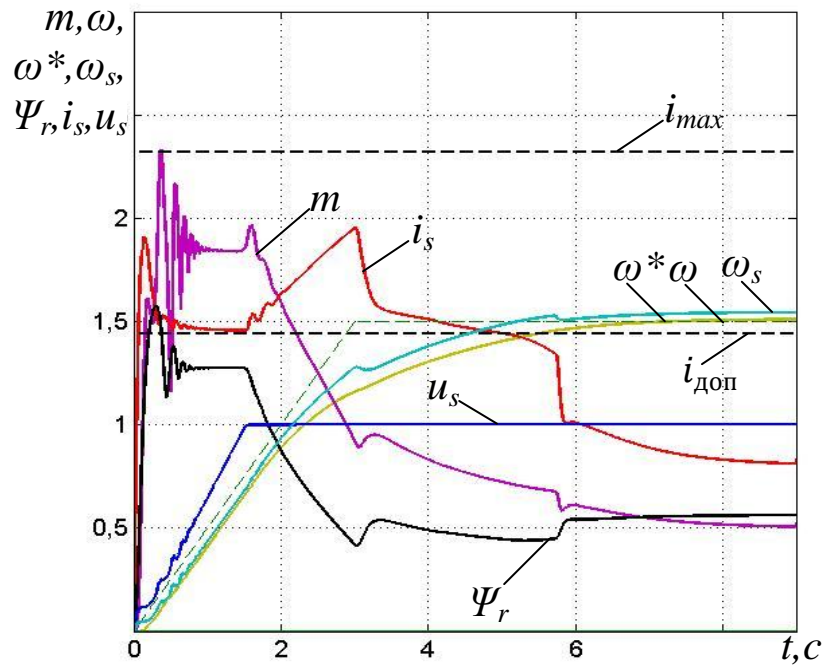


Рис. 5.22. Процессы пуска в модернизированной скалярной системе в третьей зоне скоростей: $m_c = 0,5$; $J_\Sigma = J_{гр.}$; $A = 0,5$

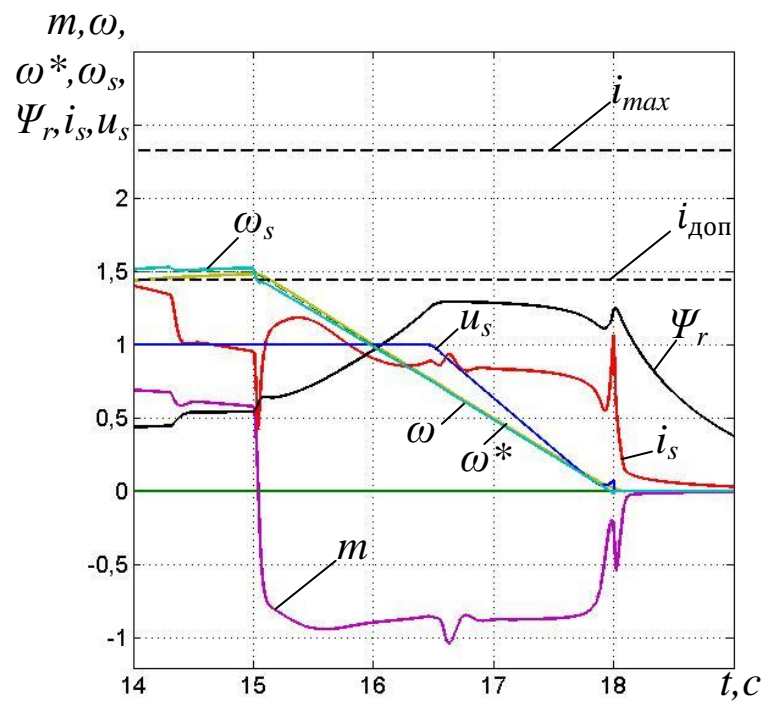


Рис. 5.23. Процессы торможения в модернизированной скалярной системе в третьей зоне скоростей: $m_c = 0,5$; $J_\Sigma = J_{гр.}$; $A = 0,5$

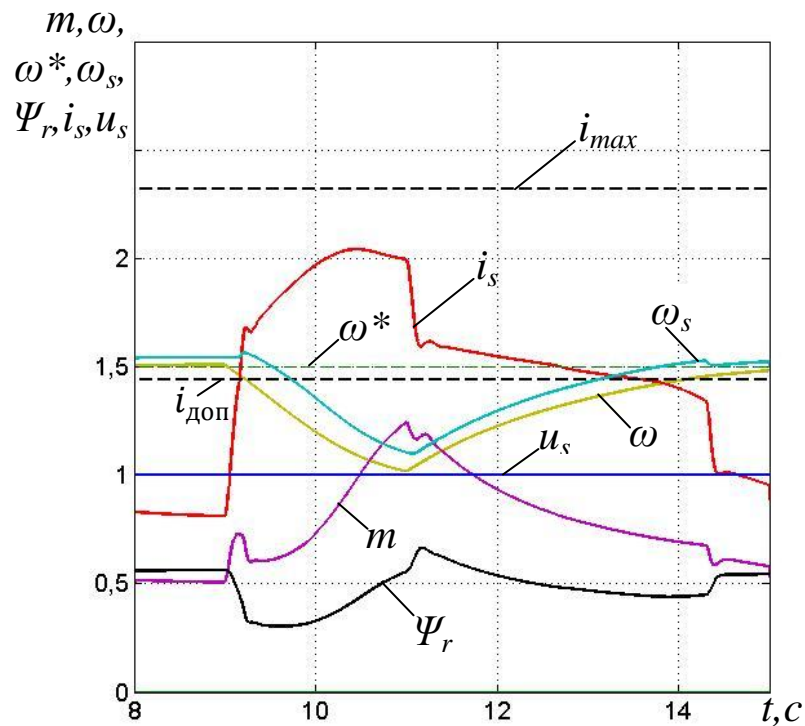


Рис. 5.24. Процессы при набросе реактивного момента в третьей зоне скоростей: $m_c = 0,5$; $m_{набр} = 1,0$; $J_\Sigma = J_{гр.}$; $A = 0,5$

5.4.2 Работа на уклон

На рис. 5.25 показан пуск электропривода до первой рабочей скорости. Система токоограничения вступает в действие. В момент времени 2,6 с. разгон завершается и происходит переход на статический закон регулирования.

На рис. 5.26 показано торможение электропривода с первой рабочей скорости. Система токоограничения не вступает в действие. В момент времени 8 с. начинается торможение и происходит переход со статического закона регулирования на предельный, в генераторном режиме.

На рис. 5.27 показан наброс нагрузки при работе электропривода на первой рабочей скорости. Система токоограничения вступает в действие. В момент времени 4 с. происходит переход со статического закона регулирования на предельный. В момент времени 5 с. происходит размыкание контура токоограничения, система продолжает работать на

предельном законе с повышенным моментом нагрузки, переход на статический режим происходит в момент времени 6,1 с.

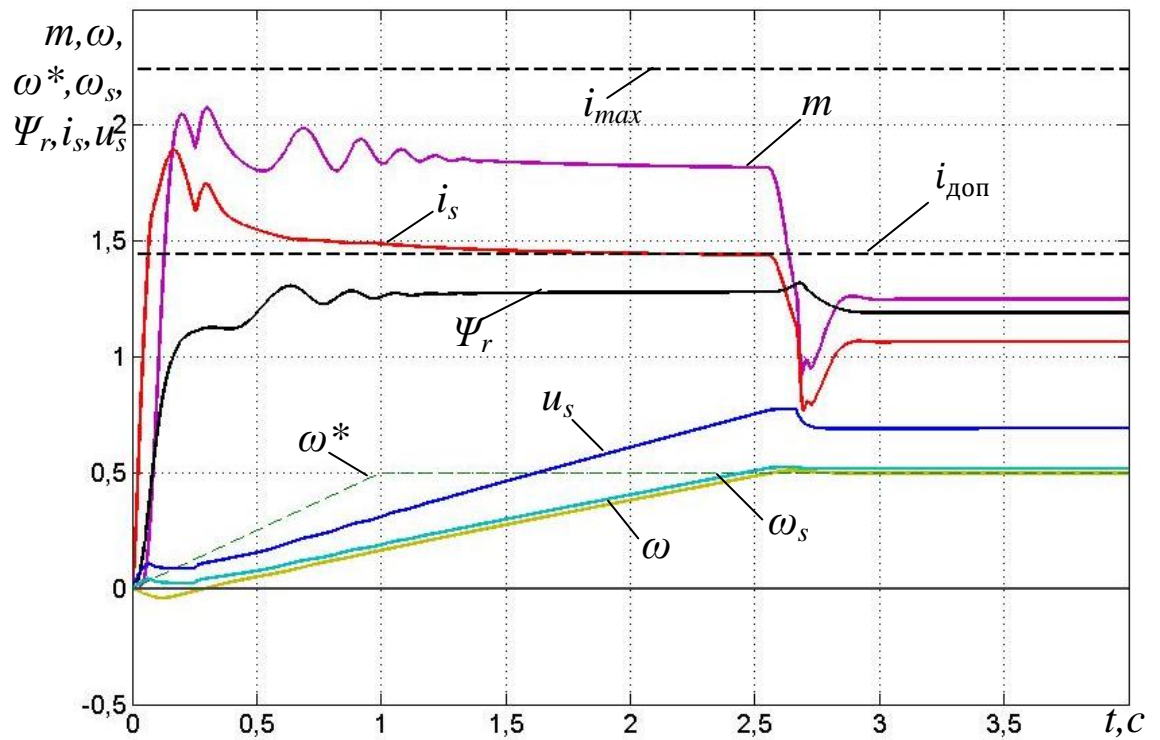


Рис. 5.25. Процесс пуска в модернизированной скалярной системе в первой зоне скоростей: $m_a = +1,25$; $J_\Sigma = J_{гр.}$; $A = 0,5$

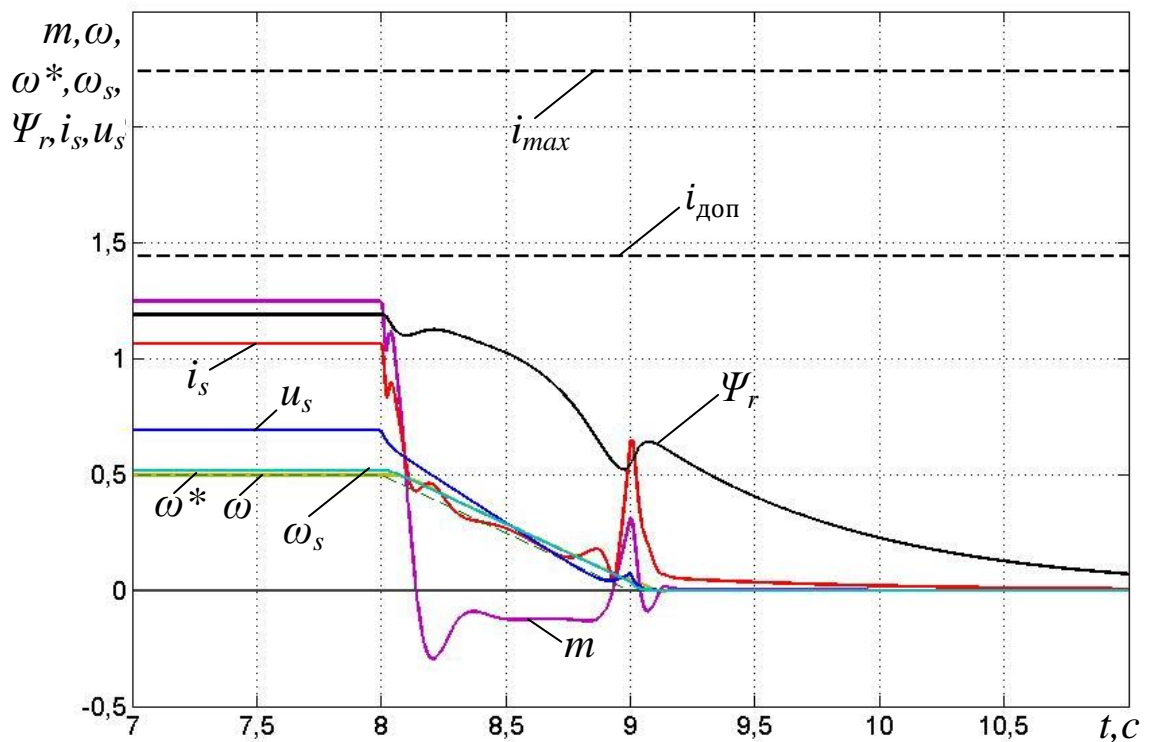


Рис. 5.26. Процессы торможения в модернизированной скалярной системе в первой зоне скоростей: $m_a = +1,25$; $J_\Sigma = J_{гр.}$; $A = 0,5$

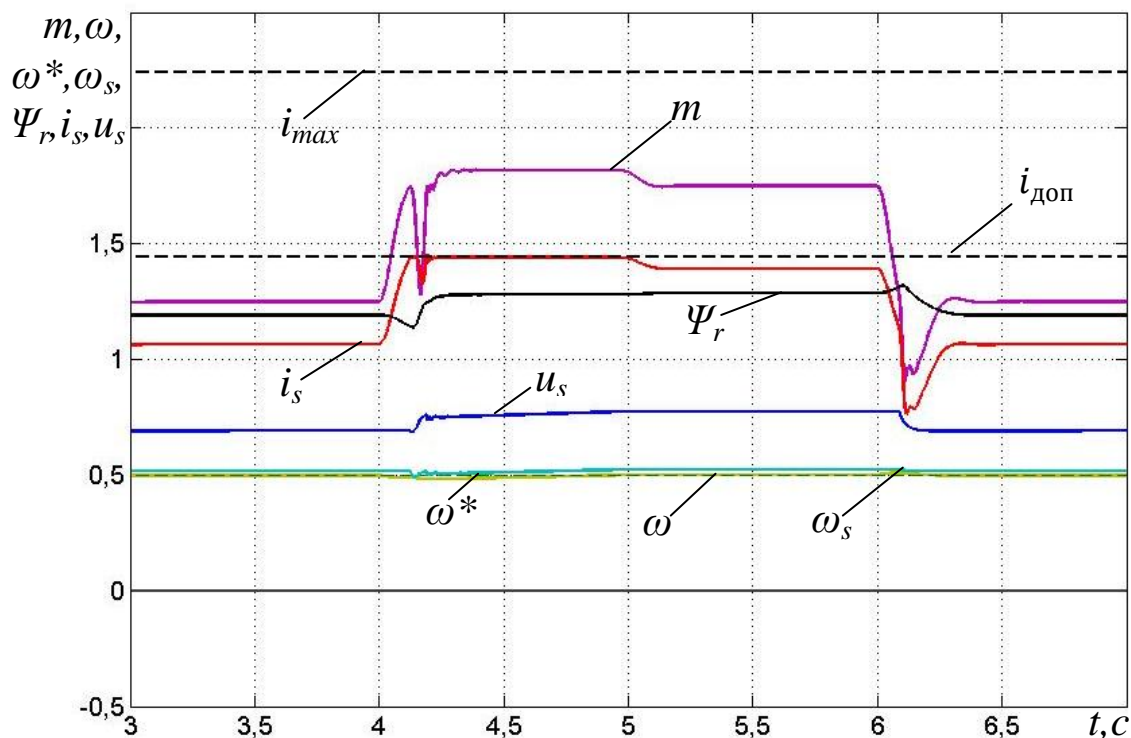


Рис. 5.27. Процессы при набросе активного момента в первой зоне скоростей: $m_a = +1,25$; $m_{набр} = +0,5$; $J_\Sigma = J_{гр.}$; $A = 0,5$

5.4.3 Работа под уклон

На рис. 5.28 показан пуск электропривода до первой рабочей скорости при работе под уклон. Система токоограничения вступает в действие. В момент времени 1 с. разгон завершается и происходит переход на статический закон регулирования.

На рис. 5.29 показано торможение электропривода с первой рабочей скорости при работе под уклон. Система токоограничения вступает в действие. В момент времени 8 с. начинается торможение и происходит переход со статического закона регулирования на предельный, в генераторном режиме.

На рис. 5.30 показан наброс нагрузки при работе электропривода на первой рабочей скорости. Система токоограничения вступает в действие. В момент времени 4 с. происходит переход со статического закона регулирования на предельный.

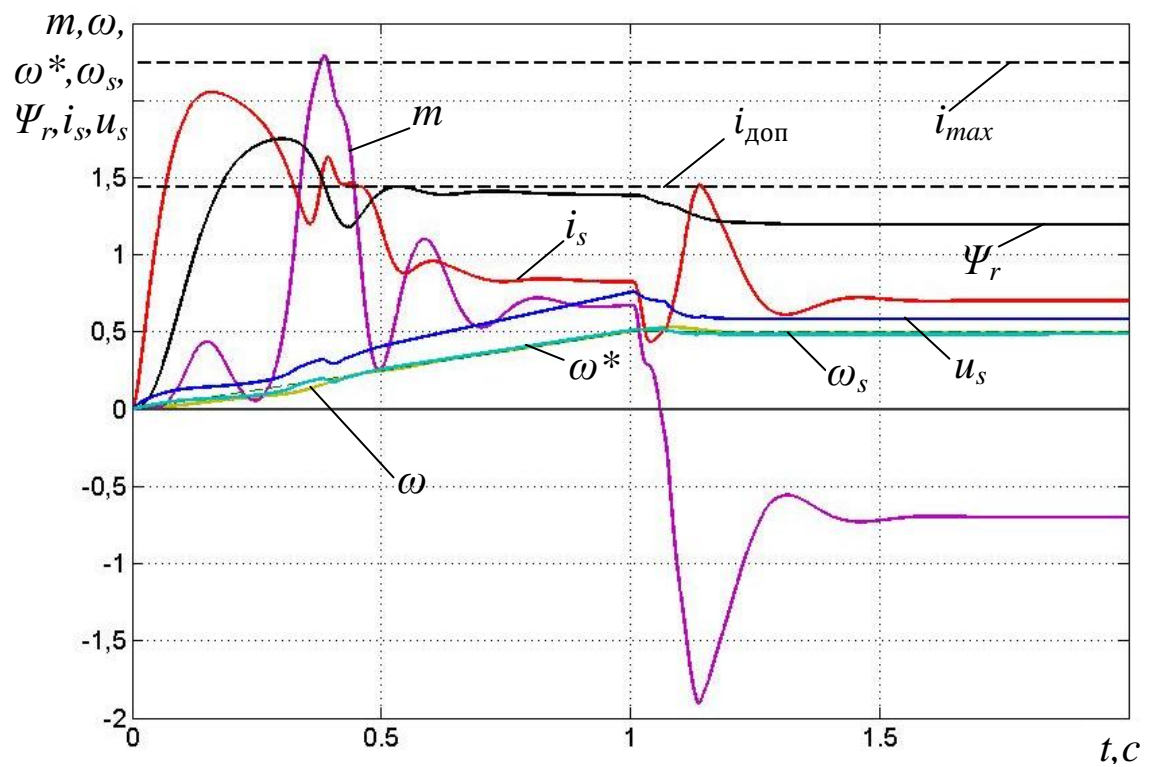


Рис. 5.28. Процессы пуска в модернизированной скалярной системе в первой зоне скоростей: $m_a = -0,7$; $J_\Sigma = J_{гр.}$; $A = 0,5$

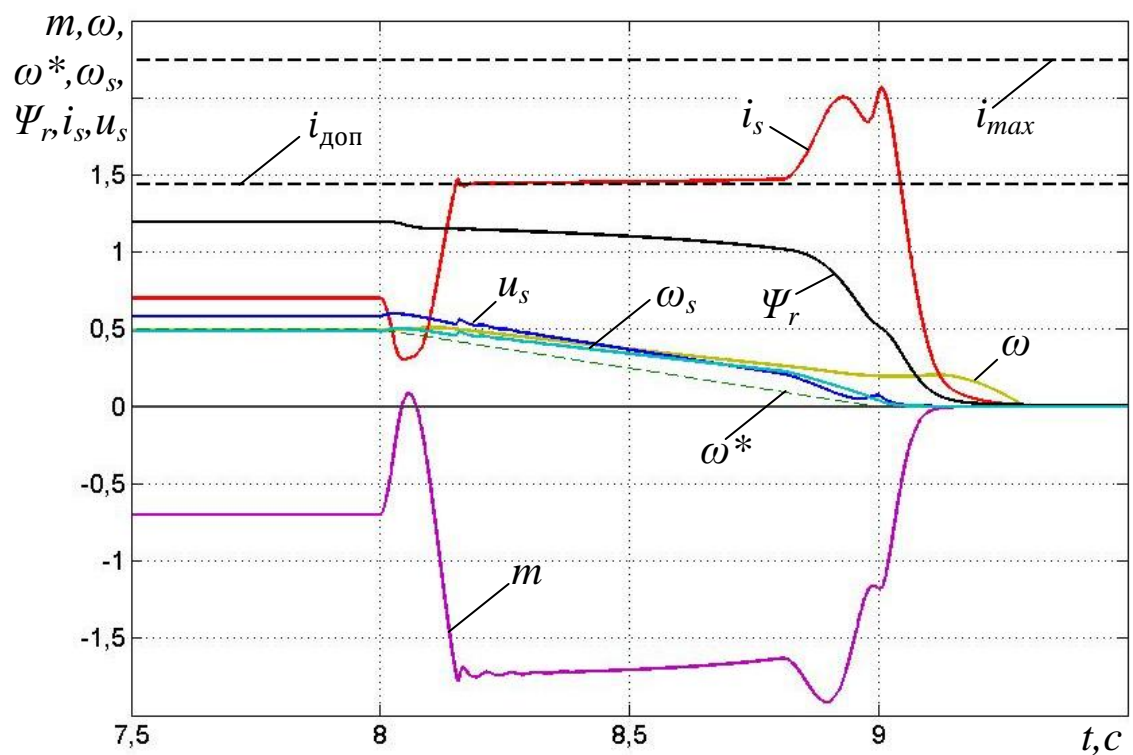


Рис. 5.29. Процессы торможения в модернизированной скалярной системе в первой зоне скоростей: $m_a = -0,7$; $J_\Sigma = J_{гр.}$; $A = 0,5$

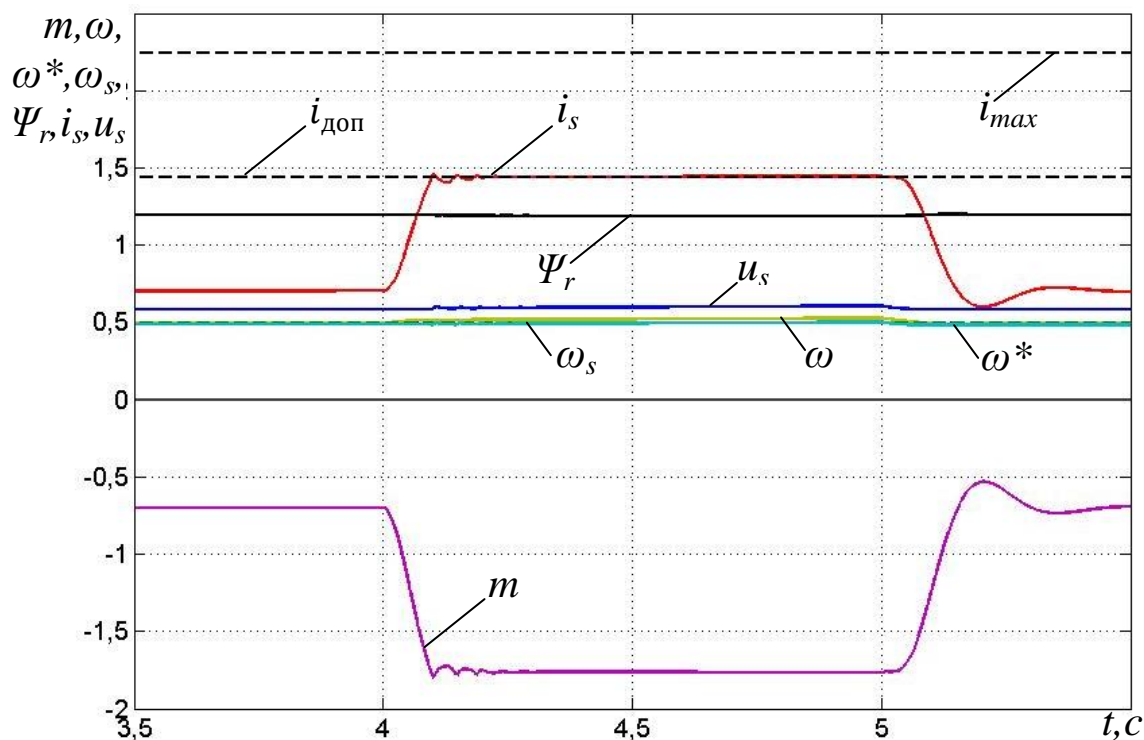


Рис. 5.30. Процессы при набросе активного момента в первой зоне скоростей: $m_a = -0,7$; $m_{набр} = -1,1$; $J_{\Sigma} = J_{гр.}$; $A = 0,5$

Анализ приведенных процессов подтверждает работоспособность рассматриваемой системы с различными типами нагрузок при сохранении расчётного значения электромеханического показателя.

5.4.4 Движение порожнего вагона по ровному участку

На рис. 5.31 показан пуск до первой рабочей скорости при работе на холостом ходу. Система токоограничения вступает в действие на начальном этапе разгона. В момент времени 2 с. разгон завершается и происходит переход на статический закон регулирования.

На рис. 5.32 показано торможение с первой рабочей скорости при работе на холостом ходу. Система токоограничения не вступает в действие. В момент времени 8 с. начинается торможение и происходит переход со статического закона регулирования на предельный, в генераторном режиме.

На рис. 5.33 показан пуск до второй рабочей скорости при работе на холостом ходу. Система токоограничения вступает в действие на начальном

этапе разгона. В момент времени 4 с. разгон завершается и происходит переход на статический закон регулирования.

На рис. 5.34 показано торможение со второй рабочей скорости при работе на холостом ходу. Система токоограничения не вступает в действие. В момент времени 8 с. начинается торможение и происходит переход со статического закона регулирования на предельный, в генераторном режиме.

На рис. 5.35 показан пуск до третьей рабочей скорости при работе на холостом ходу. Система токоограничения вступает в действие на начальном этапе разгона. В момент времени 4 с. разгон завершается и происходит переход на статический закон регулирования.

На рис. 5.36 показано торможение с третьей рабочей скорости при работе на холостом ходу. Система токоограничения не вступает в действие. В момент времени 8 с. начинается торможение и происходит переход со статического закона регулирования на предельный, в генераторном режиме.

Очевидно, что с малой нагрузкой в пуско-тормозных режимах модернизированная система скалярного управления работает в неоптимальном режиме. Значение электромеханического критерия ниже расчётного. Однако в рамках данной задачи такой подход оказывается наиболее целесообразным, так как позволяет гарантировать работоспособность системы в переходных режимах пуска и торможения.

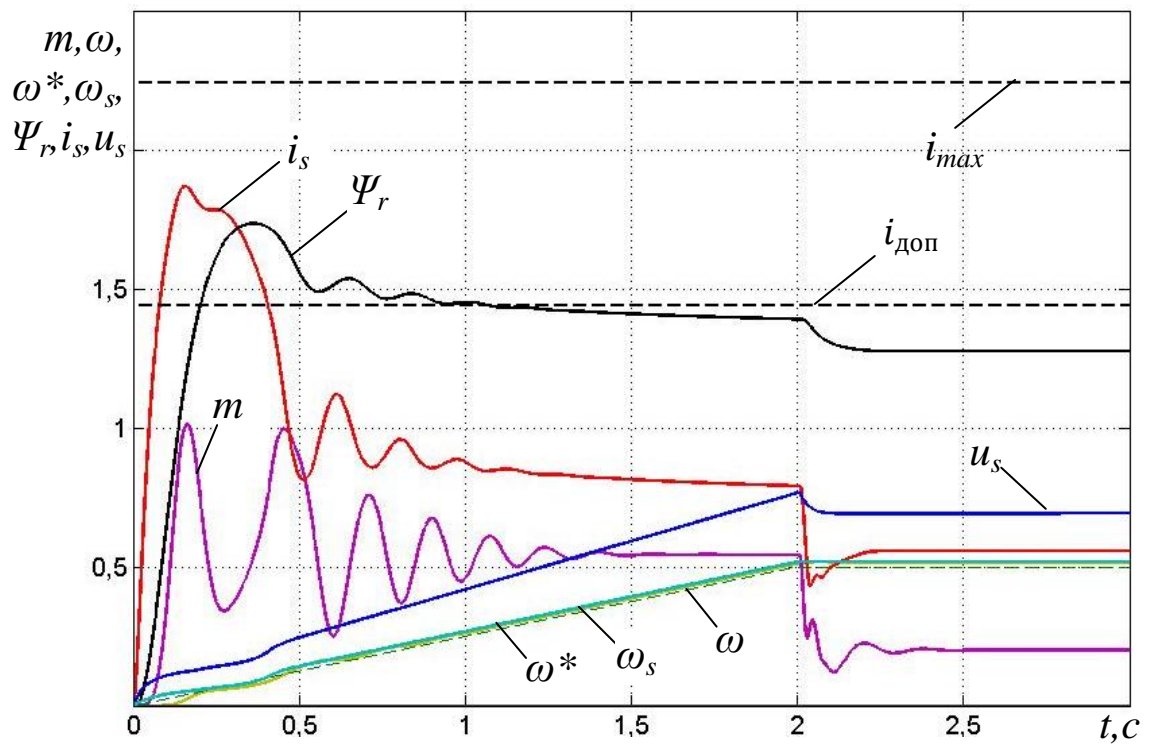


Рис. 5.31. Процессы пуска в модернизированной скалярной системе в первой зоне скоростей на холостом ходу: $m_c = 0,2$; $J_\Sigma = J_{xx}$; $A = 0,5$

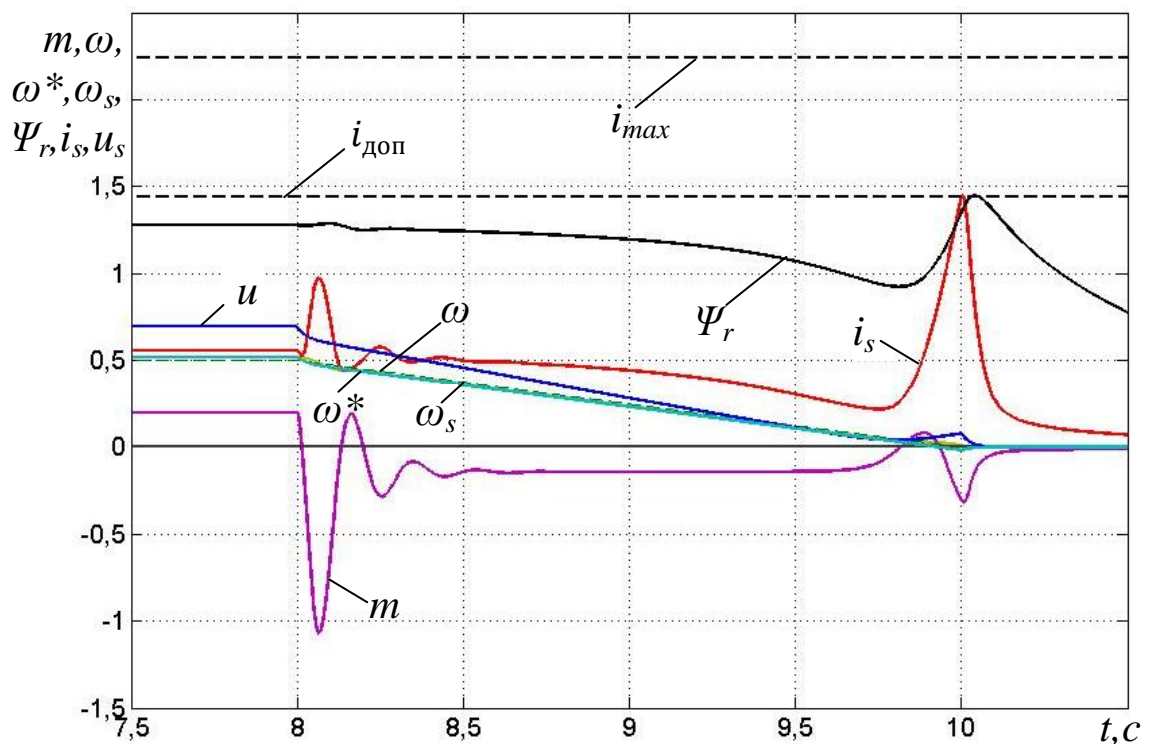


Рис. 5.32. Процессы торможения в модернизированной скалярной системе в первой зоне скоростей на холостом ходу: $m_c = 0,2$; $J_\Sigma = J_{xx}$; $A = 0,5$

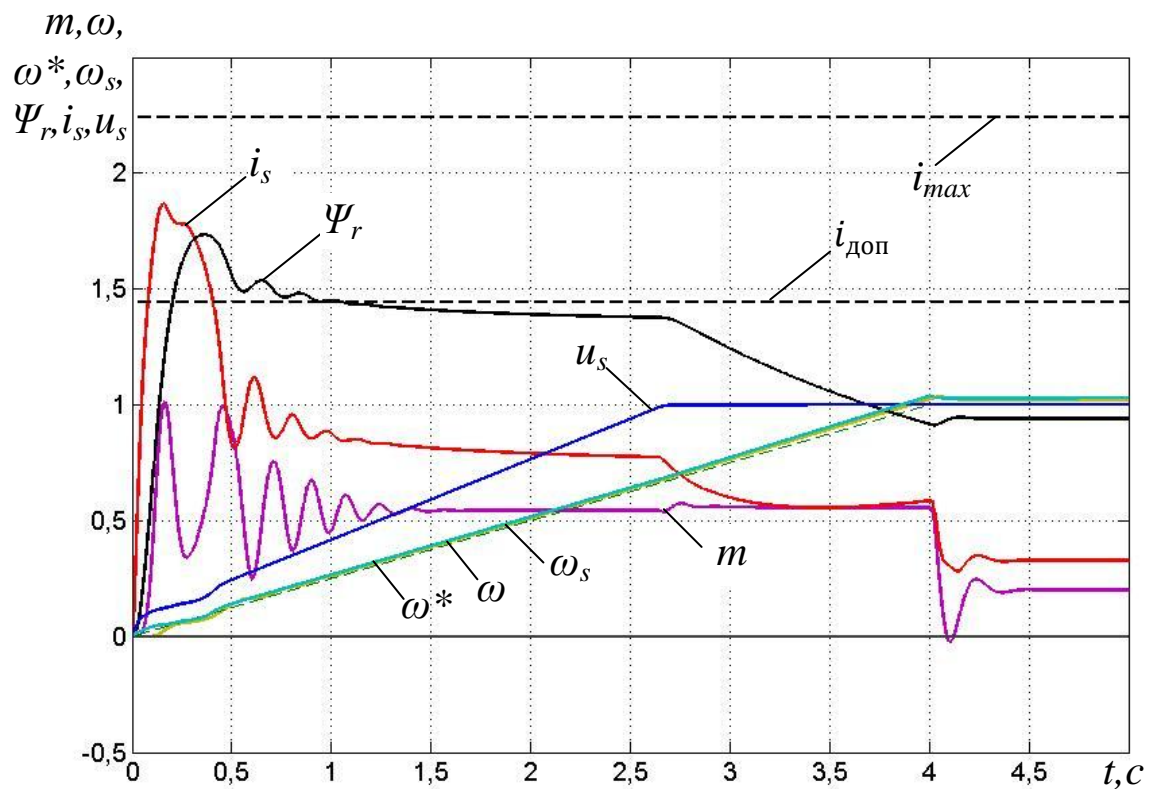


Рис. 5.33. Процессы пуска в модернизированной скалярной системе во второй зоне скоростей на холостом ходу: $m_c = 0,2$; $J_\Sigma = J_{xx}$; $A = 0,5$

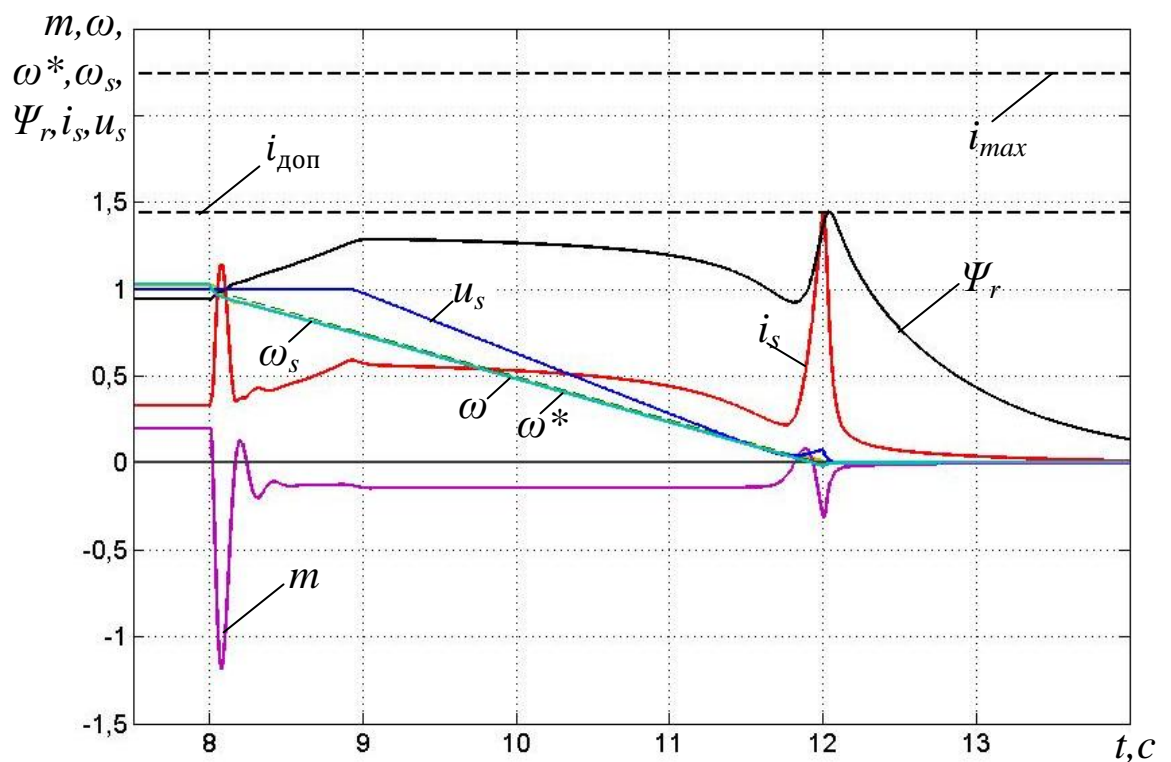


Рис. 5.34. Процессы торможения в модернизированной скалярной системе во второй зоне скоростей на холостом ходу: $m_c = 0,2$; $J_\Sigma = J_{xx}$; $A = 0,5$

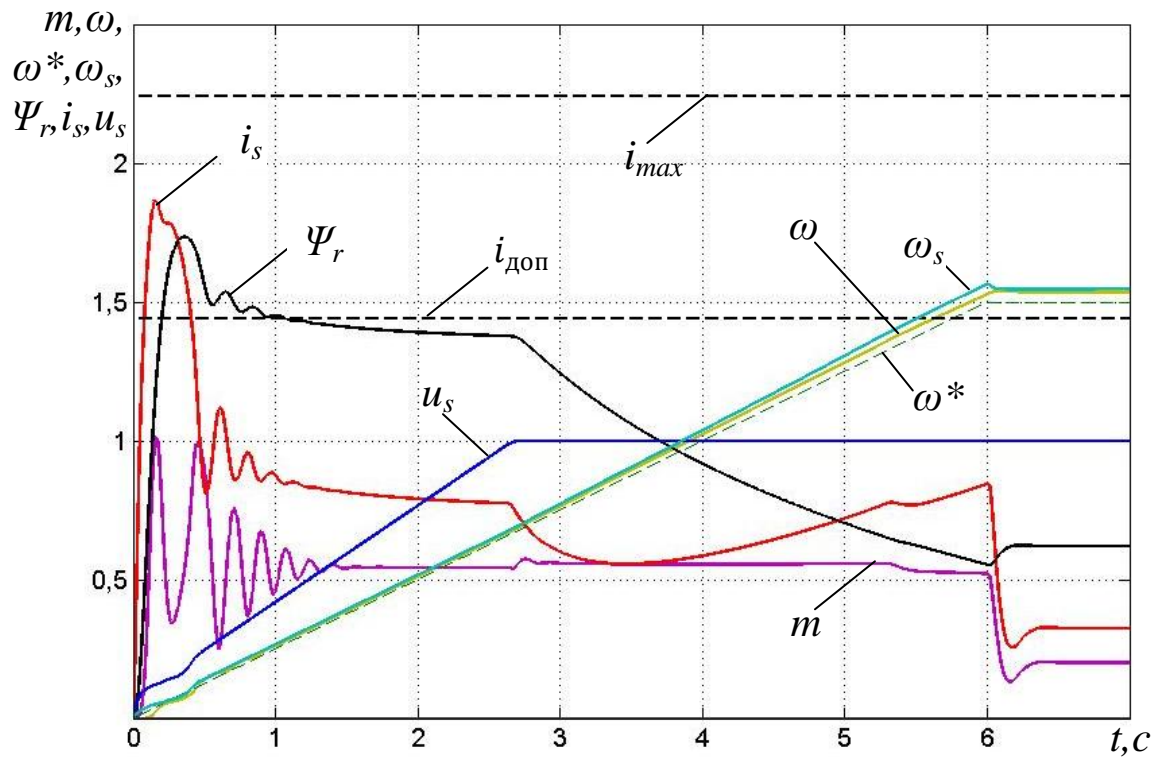


Рис. 5.35. Моделирование процессов пуска в модернизированной скалярной системе в третьей зоне скоростей на холостом ходу:

$$m_c = 0,2; J_\Sigma = J_{xx}; A = 0,5$$

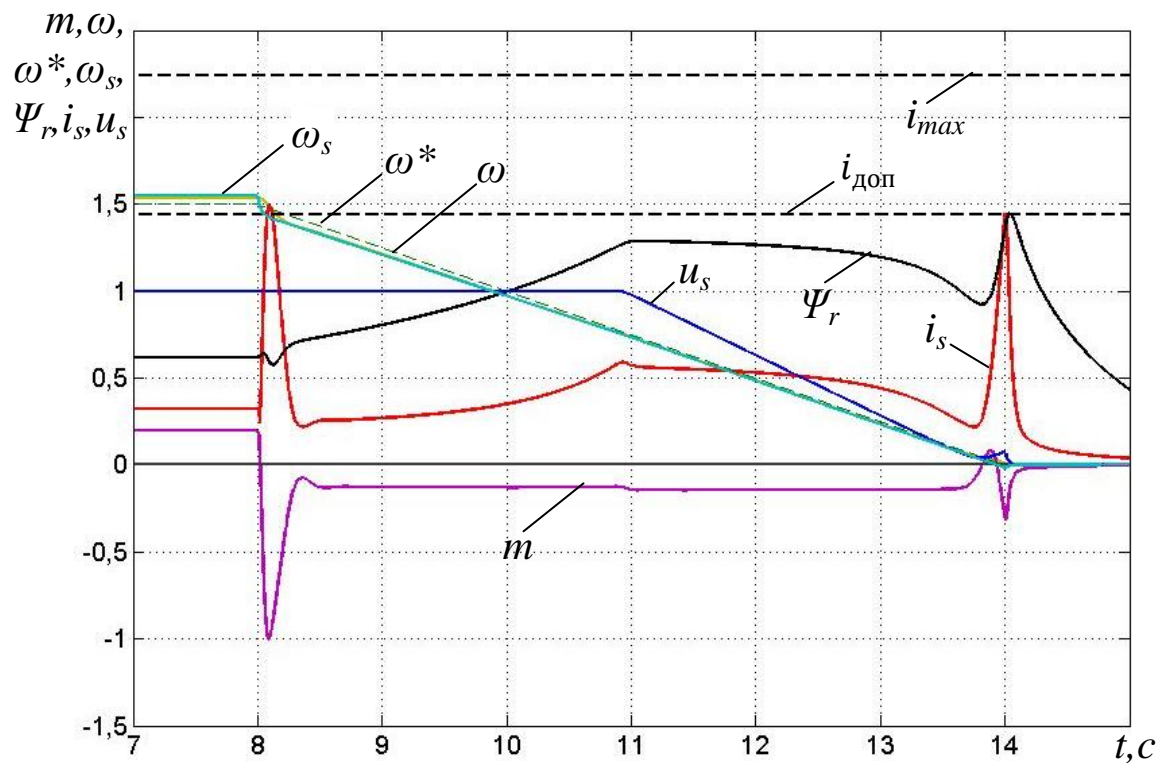


Рис. 5.36. Процессы торможения в модернизированной скалярной системе в третьей зоне скоростей на холостом ходу: $m_c = 0,2; J_\Sigma = J_{xx}; A = 0,5$

5.5 Работа с пониженным напряжением питающей сети

При низком качестве питающих сетей и возможности подключения к ней мощных потребителей электрической энергии электропривод может длительно работать при пониженном напряжении питающей сети. Следовательно, необходимо подтвердить работоспособность разработанной системы управления в данных условиях. На рис. 5.37 представлен процесс пуска электропривода до второй рабочей скорости при падении величины амплитуды питающего напряжения на 10%.

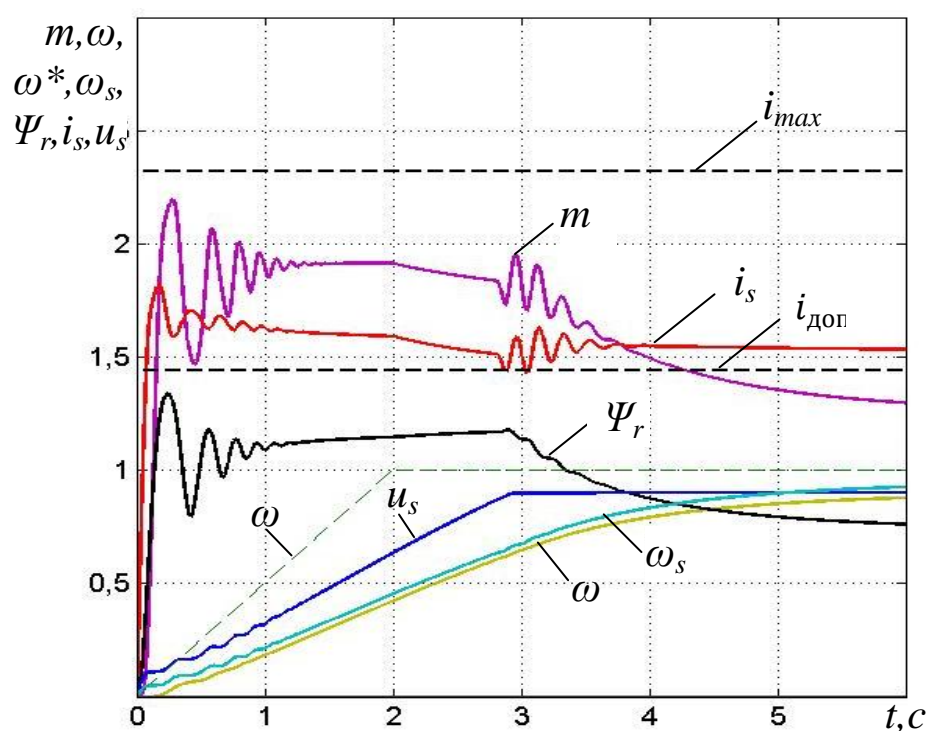


Рис. 5.37. Процессы пуска в модернизированной скалярной системе во второй зоне скоростей: $m_c = 1,0$; $J_\Sigma = J_{гр.}$; $A = 0,5$

Процессы, приведённые на рис. 5.37, подтверждают, что работоспособность системы сохраняется. Уменьшение тяговых характеристик подтверждается большим временем пуска в сравнении с процессами пуска, представленными на рис. 5.10. Недостаток напряжения приводит к тому, что обеспечить оптимальное значение потокосцепления становится невозможным. Как следствие, ухудшается соотношение между моментом и током. Для поддержания требуемого момента система остаётся на предельной характеристике.

5.6 Исследование модернизированной скалярной системы управления асинхронным электроприводом в условиях изменения параметров объекта

Представленные во второй главе законы управления рассчитаны при неизменных параметрах электрической машины. Как известно, в условиях реальной эксплуатации параметры электрической машины могут существенно меняться. Следовательно, необходимо произвести анализ изменения показателя качества модернизированной системы управления при изменении параметров электрической машины.

Рассматриваемый электропривод может работать в условиях пониженной или повышенной температуры окружающей среды, что приводит к значительным изменениям активных сопротивлений в процессе эксплуатации. Таким образом, необходимо исследовать влияние изменения активных сопротивлений двигателя на свойства разработанной системы скалярного регулирования.

На рис. 5.38 представлены графики электромеханического показателя при совместном изменении сопротивления статора и ротора в диапазоне $\pm 40\%$ от номинального значения и их производной при работе в первой зоне, соответственно.

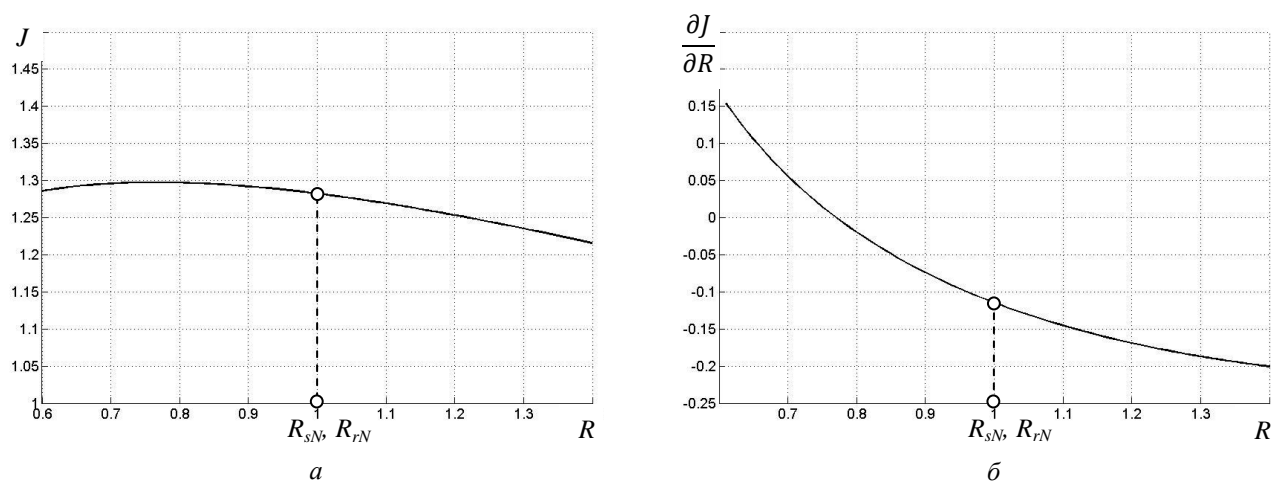


Рис. 5.38. Изменение электромеханического показателя (а) и его производной (б) при совместном изменении активных сопротивлений

На рис. 5.39 представлены графики изменения токов и моментов при изменении активных сопротивлений статора и ротора. Регулирование выполняется по статическому закону управления. Система токоограничения в действие не вступает. Из графиков следует, что при вариации сопротивления двигателя в достаточно широких пределах, несмотря на ощутимые изменения момента и тока двигателя, значение электромеханического показателя меняется слабо.

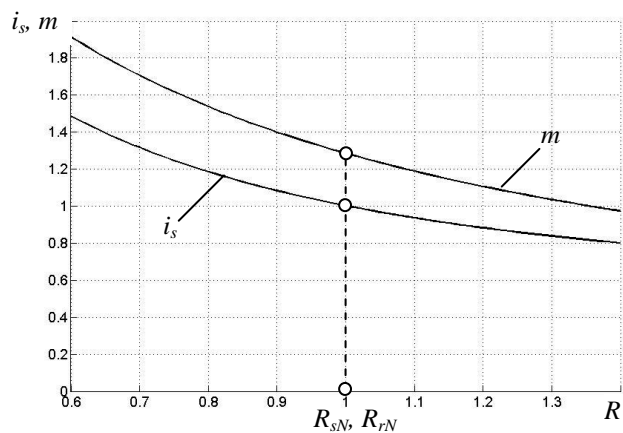


Рис. 5.39. Графики момента и тока при совместном изменении активных сопротивлений

Далее рассмотрим процессы при работе системы токоограничения, при этом регулирование происходит по предельному закону. На рис. 5.40 представлены графики электромеханического показателя и его производной при изменении сопротивлений статора и ротора в диапазоне $\pm 40\%$ от номинального значения. На рис. 5.41 представлены графики изменения токов и моментов при изменении активных сопротивлений статора и ротора. Система токоограничения удерживает ток на заданном уровне ($2I_N$).

На рис. 5.41 представлены графики изменения токов и моментов при изменении активных сопротивлений статора и ротора. Анализ рис. 5.38-5.41 показывает, что при изменении активных сопротивлений статора и ротора значение электромеханического показателя J меняется в малых пределах.

Как в статическом, так и в предельном режиме работы электромеханический показатель меняется незначительно, поэтому для

большинства практических задач коррекция законов частотного управления при изменении сопротивлений статора и ротора не требуется.

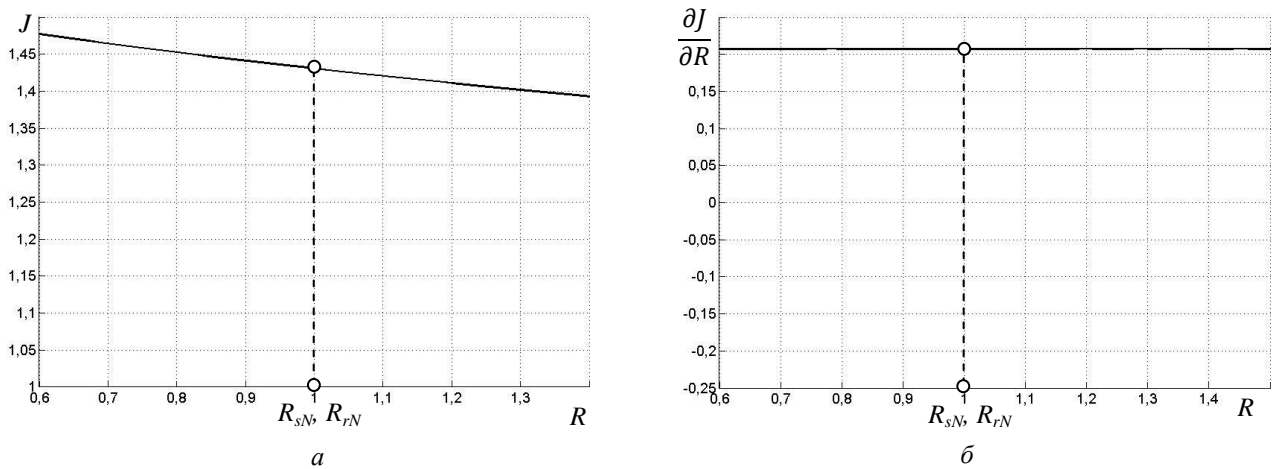


Рис. 5.40. Изменение электромеханического показателя (а) и его производной (б) при изменении активных сопротивлений в режиме

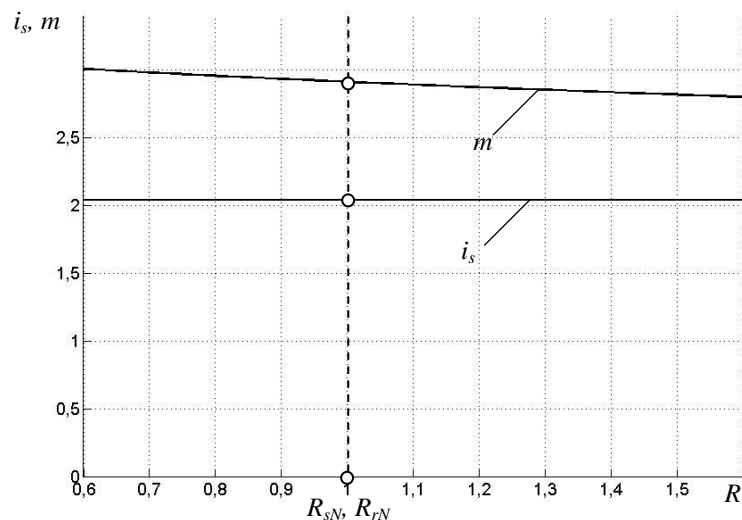


Рис. 5.41. Графики момента и тока при изменении активных сопротивлений в режиме токоограничения

При несоответствии расчетных параметров двигателя реальным или, например, уменьшение сопротивлений в условиях пониженной температуры окружающей среды, увеличения сопротивлений в следствие нагрева двигателя, рассматриваемая модернизированная скалярная система управления обеспечивает технически приемлемую эффективность преобразования электрической энергии в механическую. Заметим, что в

режиме токоограничения, при традиционном законе частотного управления ($U/f = const$) значение электромеханического показателя составит примерно 0,9 от $J_N = m_N/i_{sN}$ (см. рис.3.8). Как известно [3], в векторной системе, обеспечивающей постоянство потокосцепления ротора на уровне номинального значения, электромеханический показатель равен номинальному. Таким образом, при вариации параметров в широких пределах рассмотренная скалярная система управления превосходит традиционные решения по предложенному критерию оценки электромеханического показателя.

5.7 Выводы

1. Выполнено численное моделирование модернизированной скалярной системы в предельных режимах работы. Результаты моделирования сопоставлены с процессами в традиционной скалярной системе с пропорциональным законом частотного управления с добавкой. Показано что при том же токе статора модернизированная система обеспечивает в 1,25 раза больший момент в первой зоне работы, чем традиционная скалярная в рассматриваемом электроприводе.
2. Выполнено численное моделирование работы системы с предельными реактивным и активным моментами. Подтверждена работоспособность данной системы со всеми типами указанных нагрузок, а также высокая перегрузочная способность для первой зоны скоростей.
3. Подтверждена работоспособность данной системы для всех зон регулирования.
4. Подтверждена работоспособность системы при работе с пониженным на 10% напряжением питающей сети.
5. Исследована работоспособность системы управления при изменении активных сопротивлений статора и ротора. Показано что при увеличении сопротивлений на 40% значение показателя качества снижается не более чем на 5%.

ГЛАВА 6

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

6.1 Характеристика экспериментального оборудования

6.1.1 Преобразователь частоты ПЧ-ТТЕТ-32-690-50-УХЛ4

Транзисторный преобразователь частоты ПЧ-ТТЕТ-32-690-50-УХЛ4 разработан и серийно изготавливается предприятием ЗАО «АСК». Преобразователь частоты предназначен для электроприводов рудничных самоходных вагонов. В настоящее время преобразователь серийно применяется в шахтном самоходном вагоне В17К Копейского машиностроительного завода.

Электрическая схема преобразователя и приведена на рис. 6.1.

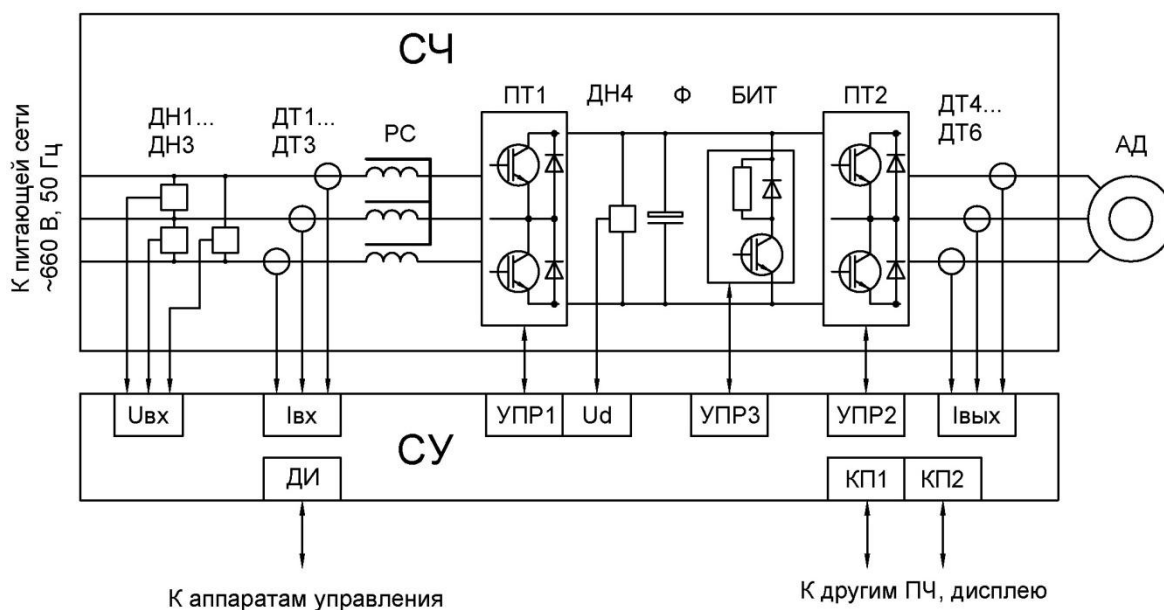


Рис.6.1. Электрическая схема преобразователя частоты

По топологии силовой схемы он представляет собой симметричный двухзвенный транзисторный преобразователь частоты с промежуточным звеном постоянного тока. Основные функции двухэтапного преобразования частоты (выпрямление и инвертирование) осуществляются двумя идентичными силовыми блоками (соответственно ПТ1 и ПТ2), выполненными по трехфазной мостовой схеме транзисторного автономного инвертора напряжения (АИН). Первый блок подключен к питающей

трехфазной сети переменного тока (660 В, 50 Гц) по схеме обращенного АИН (или же активного выпрямителя), что обеспечивает возможность рекуперации энергии в питающую сеть в тормозных режимах электропривода. Трехфазный сетевой реактор РС является необходимым элементом электромагнитной совместимости активного выпрямителя с питающей сетью. Второй силовой блок (ПТ2) работает в режиме необращенного АИН с синусоидальной ШИМ и формирует на зажимах асинхронного двигателя (АД) импульсное широтно-модулированное переменное напряжение с требуемыми значениями частоты и амплитуды его полезной (гладкой) составляющей. Фильтровый конденсатор Ф в звене постоянного тока сглаживает пульсации выпрямленного напряжения и обеспечивает электромагнитную совместимость активного выпрямителя и автономного инвертора напряжения. Для повышения надежности привода в звене постоянного тока предусмотрен аварийный блок инверторного торможения (БИТ), который вступает в действие при потере питания от сети и обеспечивает управляемого процесса торможения и остановки вагона в этой ситуации.

Микропроцессорная система управления преобразователем выполнена на базе специализированного сигнального процессора (DSP TMS320C24x). Управляющая программа, размещенная в памяти микроконтроллера, обеспечивает следующие функции:

- индивидуальное управление каждым электроприводом мотор-колеса;
- плавное регулирование скорости движения;
- набор предустановленных скоростей;
- плавный разгон и остановка вагона;
- изменение направления движения;
- антипробуксовочный режим;
- рекуперацию энергии торможения в питающую сеть при движении вагона под уклон;
- аварийную остановку вагона при потере питания от сети;

- комплекс защит преобразователя и двигателя;
- обмен информацией с внешними устройствами по последовательному коммуникационному интерфейсу.

Особенностью системы управления симметричным преобразователем частоты является специальный алгоритм управления блоком ПТ1, запрещающий подачу включающих импульсов управления транзисторами этого блока в двигательном режиме работы электропривода. В тормозном режиме электропривода данная блокировка снимается и вступает в действие регулятор, стабилизирующий напряжение в звене постоянного тока путем воздействия на скважность импульсов управления транзисторами блока ПТ1. Последние работают на пониженной частоте в сравнении с транзисторами блока ПТ2. Это обеспечивает снижение коммутационных потерь в силовых транзисторах и потерь в стали сетевого реактора.

6.1.2 Лабораторный стенд и экспериментальная установка

Лабораторный стенд создан ведущими специалистами предприятия ЗАО «АСК» при разработке преобразователя ПЧ-ТТЕТ-32-690-50-УХЛ4. Лабораторный стенд имитирует промышленный транзисторный преобразователь частоты ПЧ-ТТЕТ-32-690-50-УХЛ4 для асинхронного электропривода рудничного грузового самоходного вагона. Электрическая схема стенда полностью повторяет электрическую схему преобразователя, приведённую на рис. 6.1.

На базе лабораторного стенда была создана экспериментальная установка, включающая следующие элементы:

- лабораторный стенд, имитирующий ПЧ-ТТЕТ-32-690-50-УХЛ4;
- асинхронный короткозамкнутый двигатель (АД);
- нагрузочная машина (НМ) (двигатель постоянного тока с независимым возбуждением, жёстко соединённый с валом АД);
- промышленный источник напряжения (ИН), питающий нагрузочную машину;

- датчик скорости (ДС);
- комплект измерительных приборов и оборудования, предназначенных для фиксации результатов экспериментов.

Структурная схема экспериментальной лабораторной установки приведена на рис.6.2.

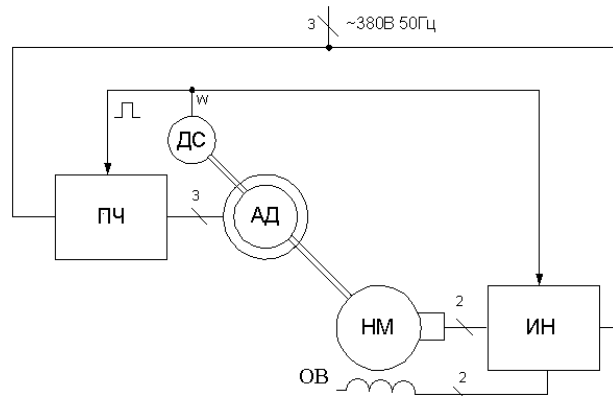


Рис.6.2. Структура экспериментальной установки

Силовая установка (АД и НМ) выполнена в двух вариантах: с АД мощностью 4 кВт (АДМ100М4) и АД мощность. 22 кВт (5А200М6). Нагрузочные машины соответствующей мощности находятся под управлением регулируемого источника напряжения SIMOREG DC-converter 6RA7025. Номинальные данные: вход - 3АС, 400В, 50А, 50Гц; выход - DC+-420В, 60А. В составе источника напряжения имеется источник питания обмотки возбуждения НМ со следующими параметрами: вход - 2АС 400В 10А 50Гц, выход - DC 325В, 10А.

6.1.3 Фотографии самоходного вагона В17К

На рис. 6.3 и 6.4 приведены фотографии самоходного вагона В17К, сделанные в процессе отладки скалярной системы управления переменной структурой на Копейском машиностроительном заводе.



Рис. 6.3. Наладка электропривода самоходного вагона



Рис. 6.4. Ходовые испытания на территории КМЗ

6.2 Тестирование системы на лабораторной установке мощностью 4 кВт

Первый этап макетирования рассмотренной системы был выполнен экспериментальной установке для асинхронного двигателя АДМ100М4, мощностью 4 кВт. На рис. 6.5–6.6 представлены осциллограммы пуска разработанной системы с различными уставками токоограничения. Пуск был произведен до пониженной и номинальной скорости.

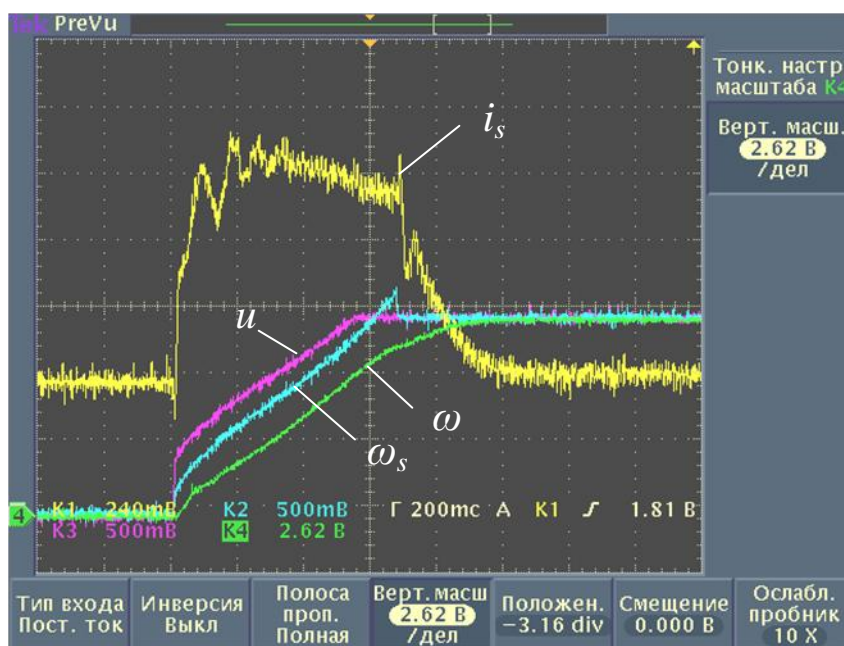


Рис. 6.5. Процессы пуска в скалярной системе переменной структуры в первой зоне скоростей

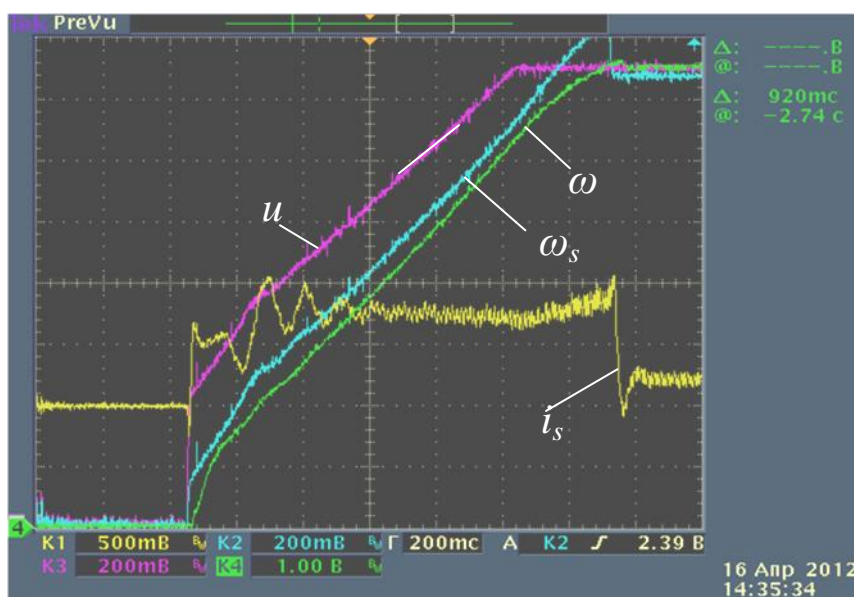


Рис. 6.6. Процессы пуска в скалярной системе переменной структуры во второй зоне скоростей

Приведённые процессы качественно совпадают с процессами, приведёнными в главе 5.

6.3 Тестирование системы на лабораторной установке мощностью 22 кВт

Далее было выполнено тестирование разработанной системы на экспериментальной установке для двигателя 5A200M6 мощностью 22 кВт. Отметим, что конструкция данного преобразователя в основном была определена габаритными размерами посадочного места в самоходном вагоне. *Поэтому ёмкость конденсаторов в звене постоянного тока ограничена 250 мкФ.*

В данной серии опытов в качестве динамического закона принят закон, рассчитанный на номинальный ток двигателя. В качестве статического закона выбран закон пропорционального частотного управления (см. рис. 3.6).

Для оценки совпадения экспериментальных результатов с расчётными на рис. 6.7-6.8 представлены результаты численного моделирования данной конфигурации системы скалярного управления и двигателя 5A200M6.

Как видно, процессы в лабораторной установке указанной мощности не имеет принципиальных отличий от процессов, рассмотренных в главе 5.

На рис. 6.9-6.17 представлены графики процессов пуска, торможения и наброса нагрузки в модернизированной скалярной системе управления для двигателя 5A200M6.

Процессы, приведенные на рис. 6.9–6.17 подтверждают работоспособность модернизированной системы на всех требуемых скоростях как в пуско-тормозных режимах работы, так и в режиме токоограничения. При этом полученные осциллограммы хорошо согласуются с модельными результатами, показанными в главе 5.

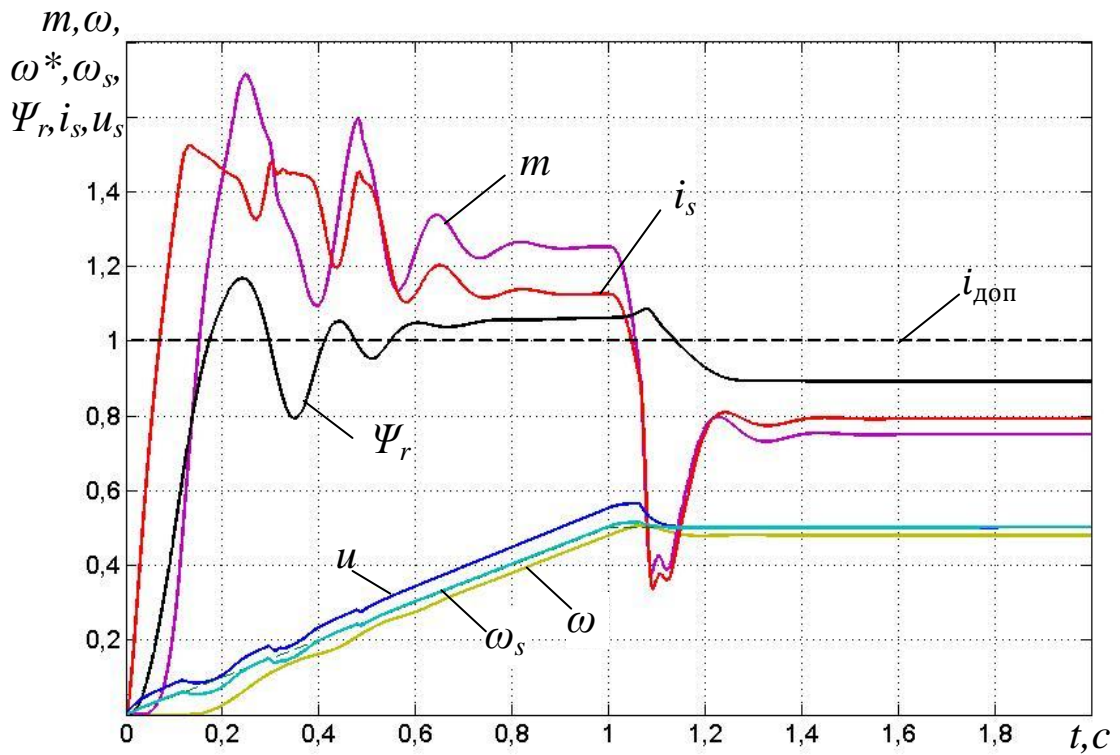


Рис. 6.7. Моделирование процессов пуска в лабораторном варианте модернизированной скалярной системе в первой зоне скоростей

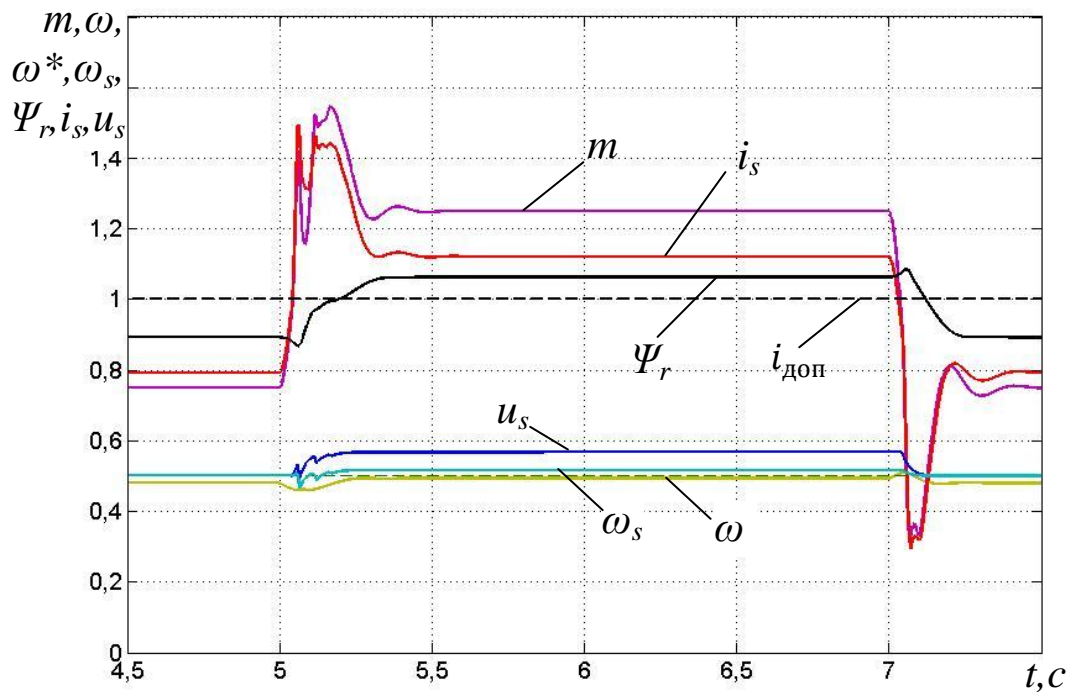


Рис. 6.8. Моделирование процессов наброса нагрузки в лабораторном варианте модернизированной скалярной системе в первой зоне скоростей

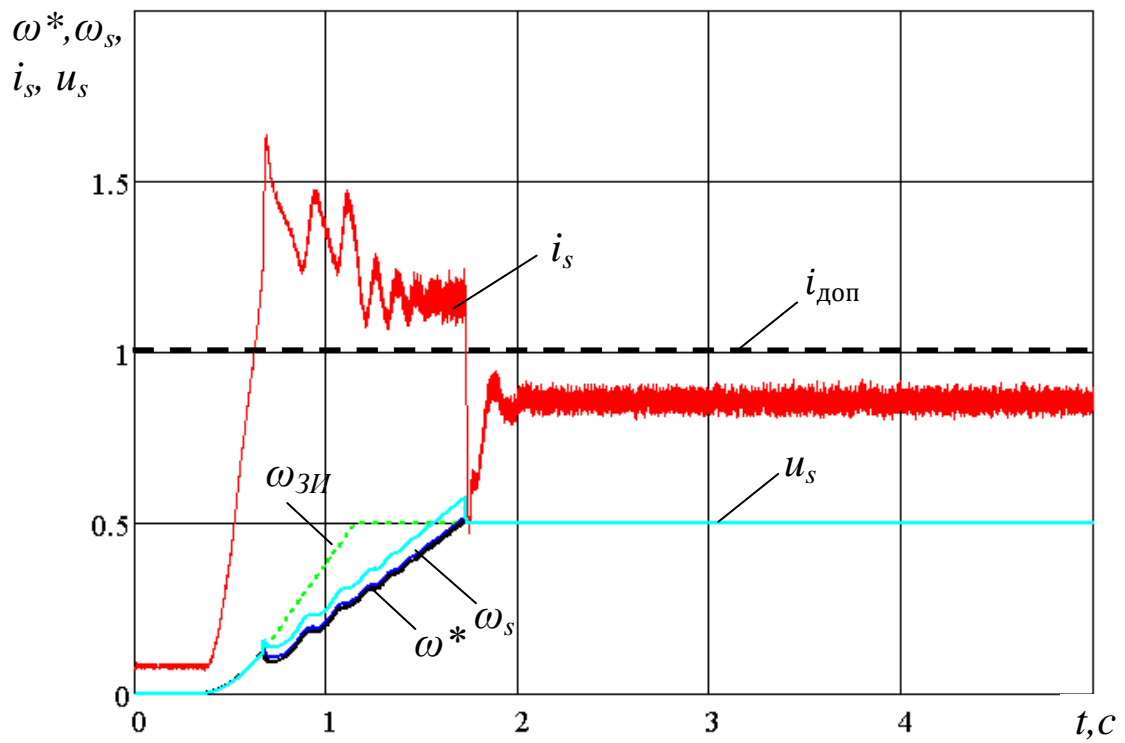


Рис. 6.9. Процессы пуска в лабораторном варианте модернизированной скалярной системы в первой зоне скоростей

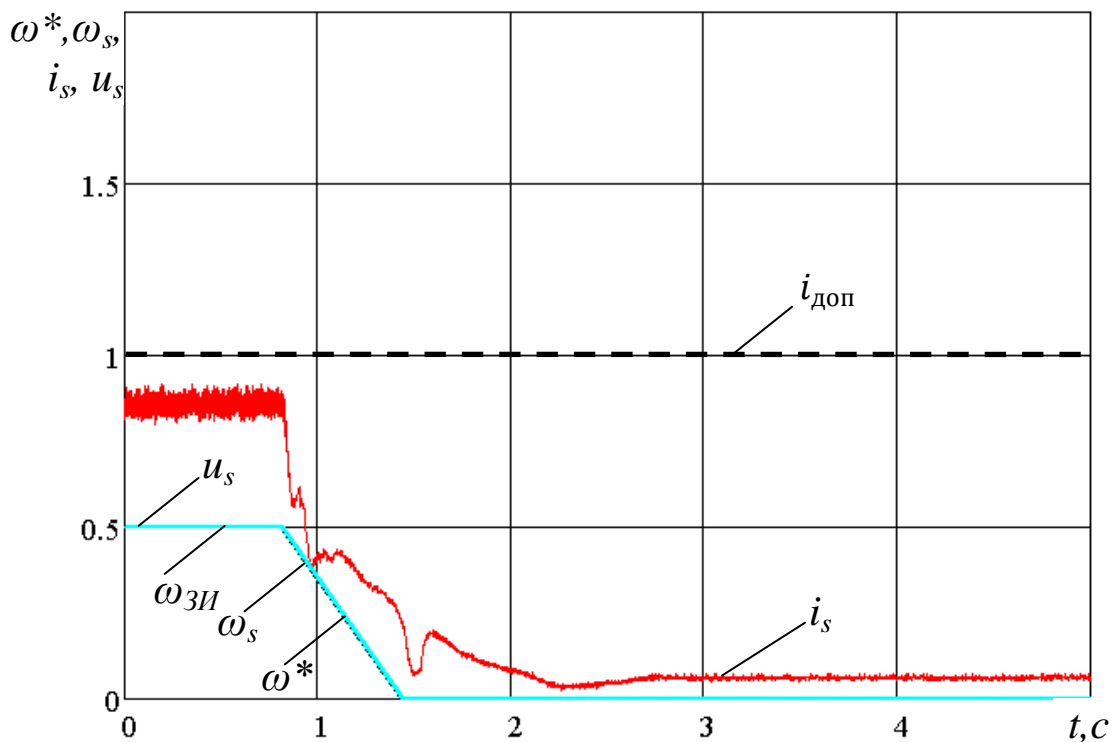


Рис. 6.10. Процессы торможения в лабораторном варианте модернизированной скалярной системы в первой зоне скоростей

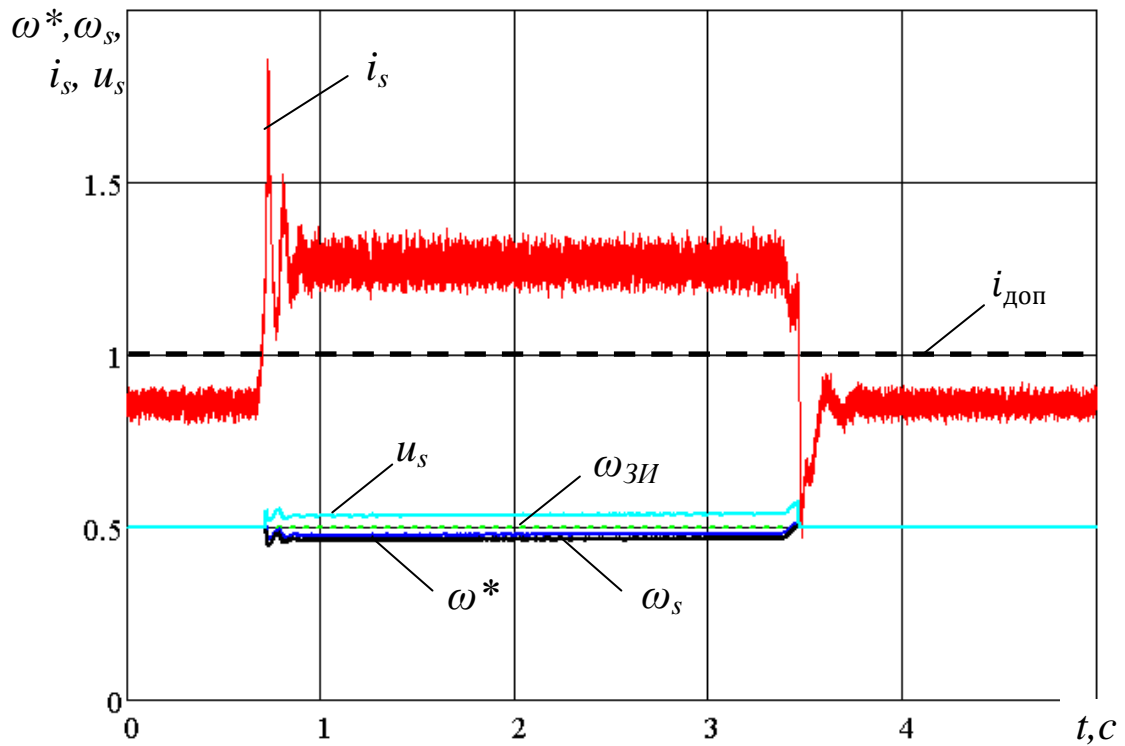


Рис. 6.11. Процессы наброса нагрузки в лабораторном варианте модернизированной скалярной системы в первой зоне скоростей

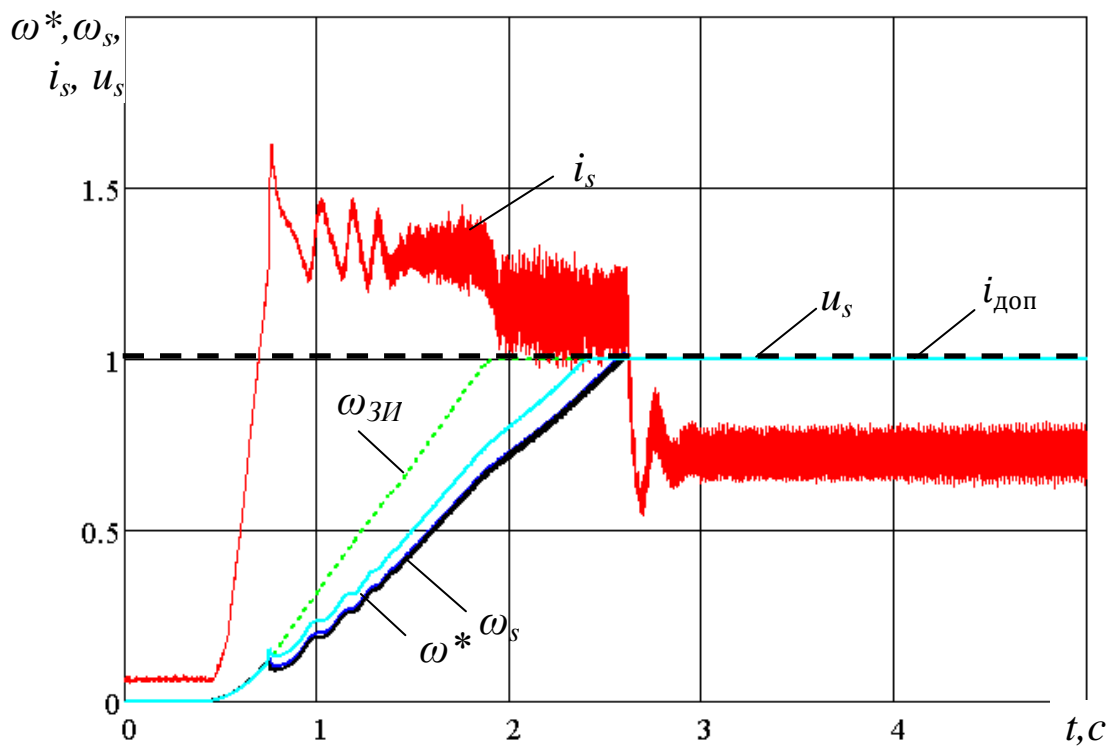


Рис. 6.12. Процессы пуска в лабораторном варианте модернизированной скалярной системы во второй зоне скоростей

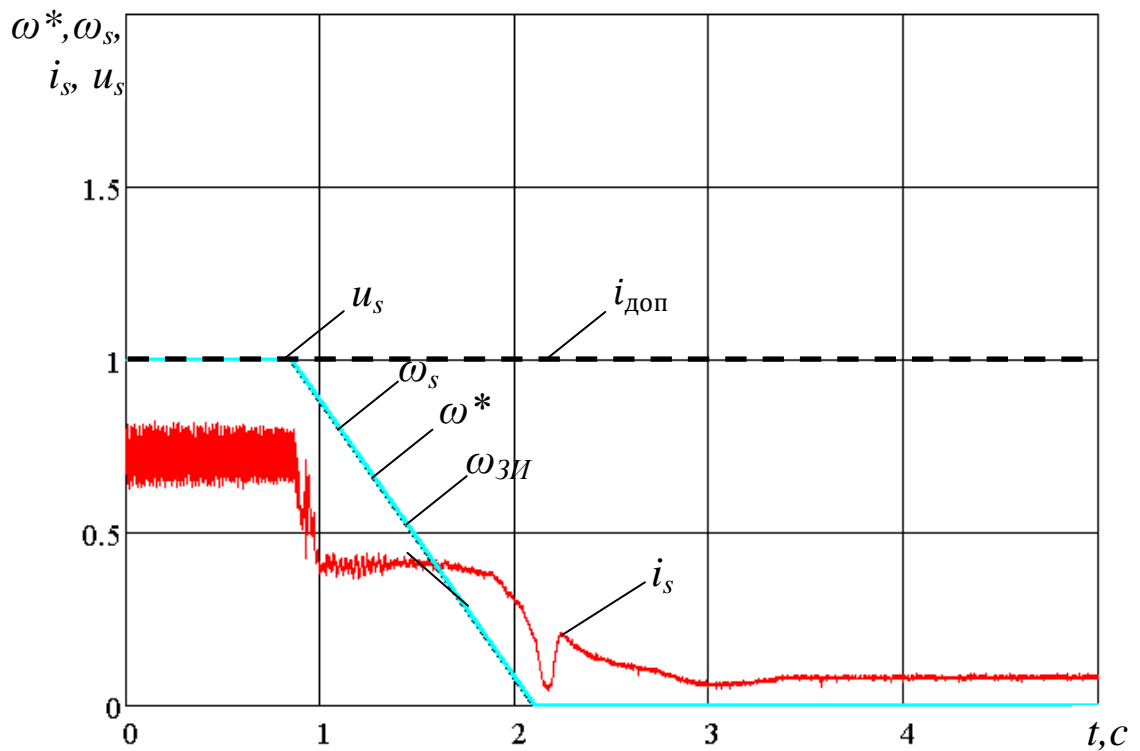


Рис. 6.13. Процессы торможения в лабораторном варианте модернизированной скалярной системы во второй зоне скоростей

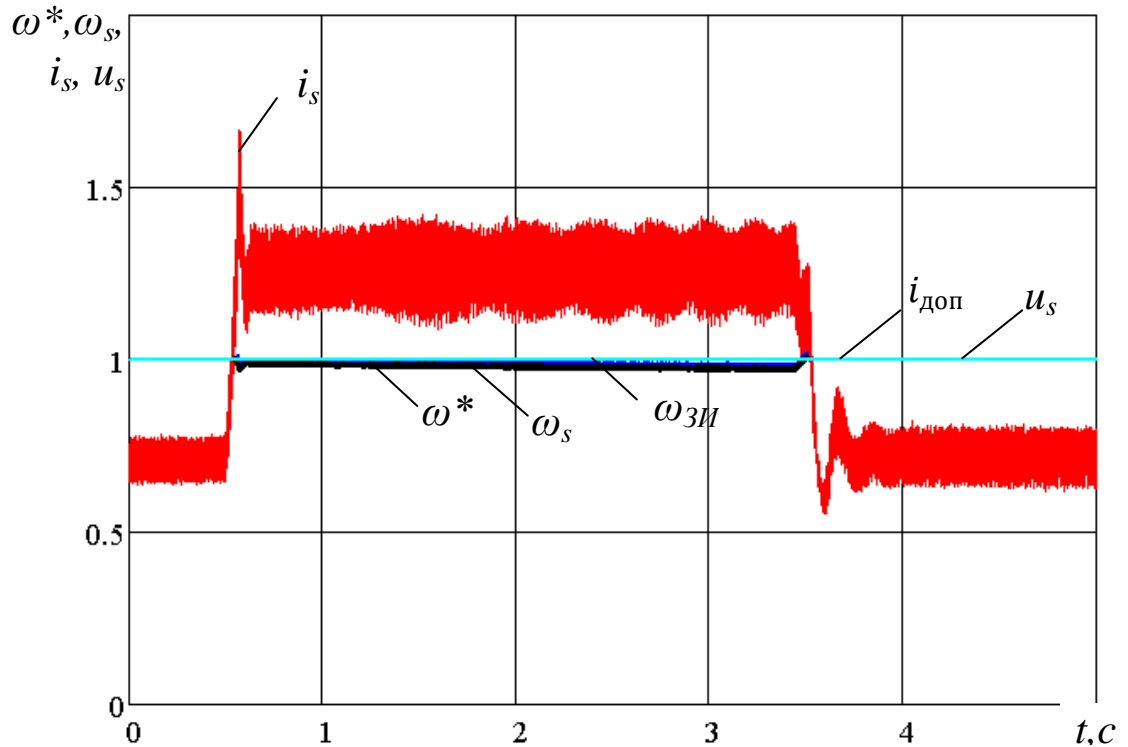


Рис. 6.14. Процессы наброса нагрузки в лабораторном варианте модернизированной скалярной системы во второй зоне скоростей

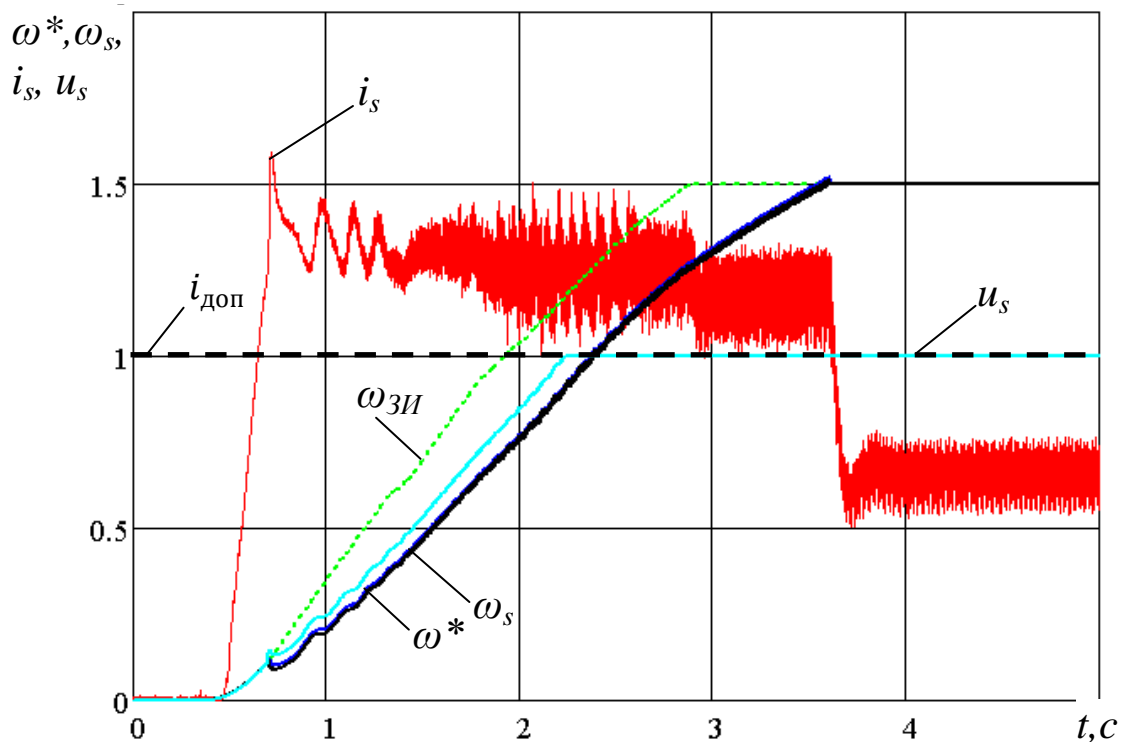


Рис. 6.15. Процессы пуска в лабораторном варианте модернизированной скалярной системы в третьей зоне скоростей

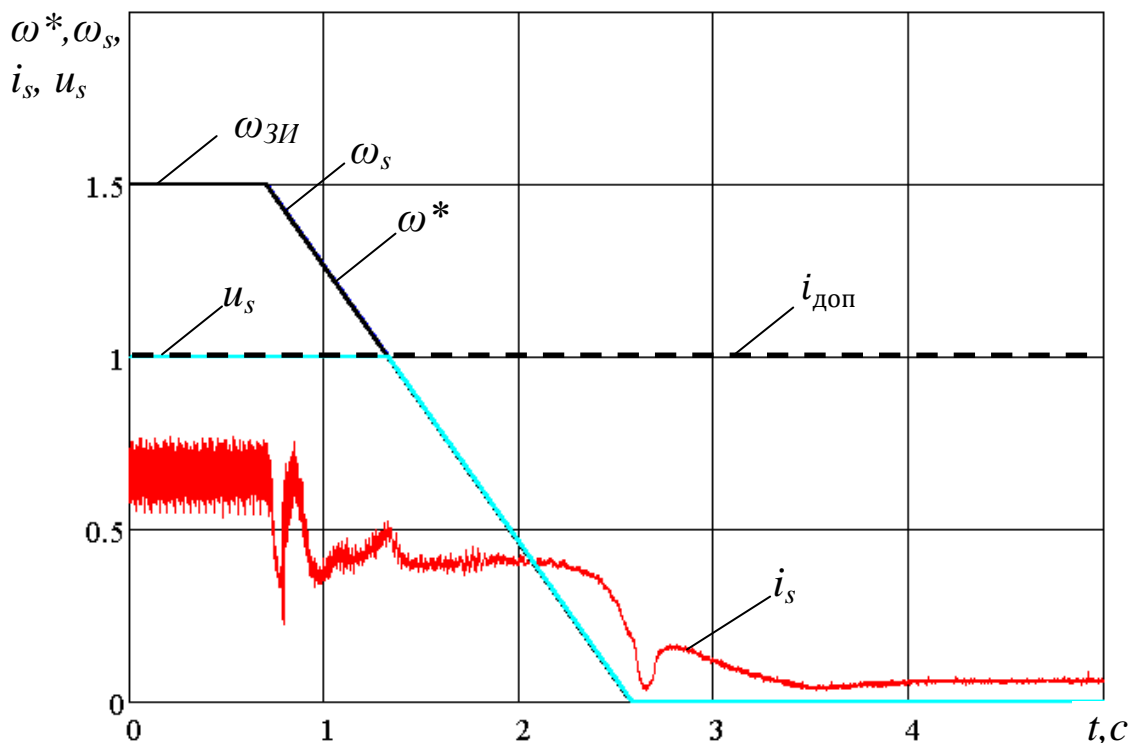


Рис. 6.16. Процессы торможения в лабораторном варианте модернизированной скалярной системы в третьей зоне скоростей

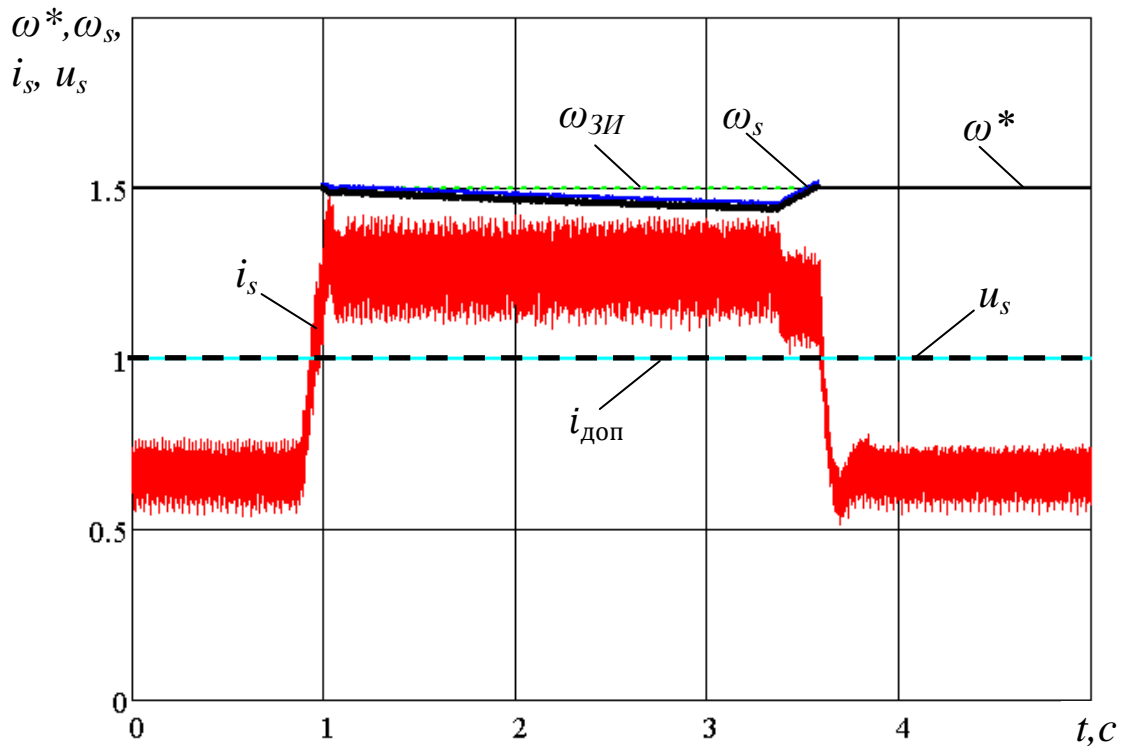


Рис. 6.17. Процессы наброса нагрузки в лабораторном варианте модернизированной скалярной системы в третьей зоне скоростей

6.4 Тестирование модернизированной системы управления на промышленном образце

В качестве объекта для проверки полученных результатов выбран самоходный вагон В17К Копейского машиностроительного завода. Положительный опыт эксплуатации, на котором позволил внедрить разработанную систему переменной структуры в промышленное производство.

Ниже представлены результаты экспериментального исследования динамических режимов электропривода на шахтном самоходном вагоне, с двигателем мощностью 40 кВт.

Представленные графики подтверждаются теоретически, а также соответствуют процессам в лабораторном стенде, приведённым в пункте 6.2.

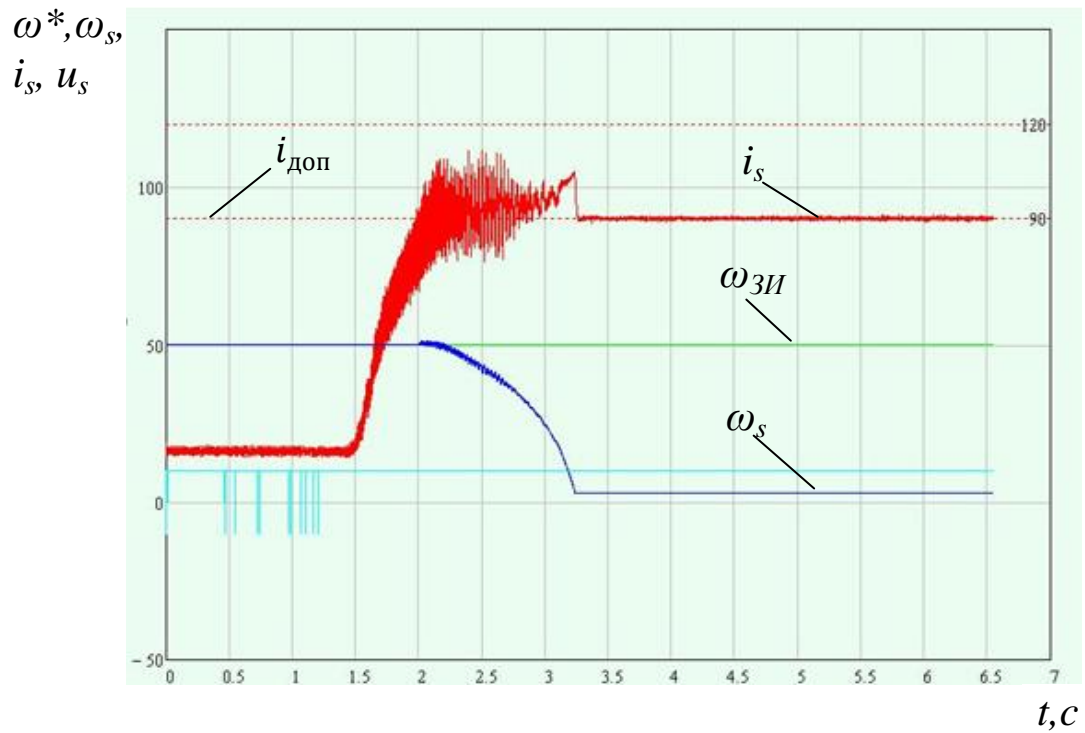


Рис. 6.19. Процессы наброса нагрузки промышленном варианте электропривода во второй зоне скоростей

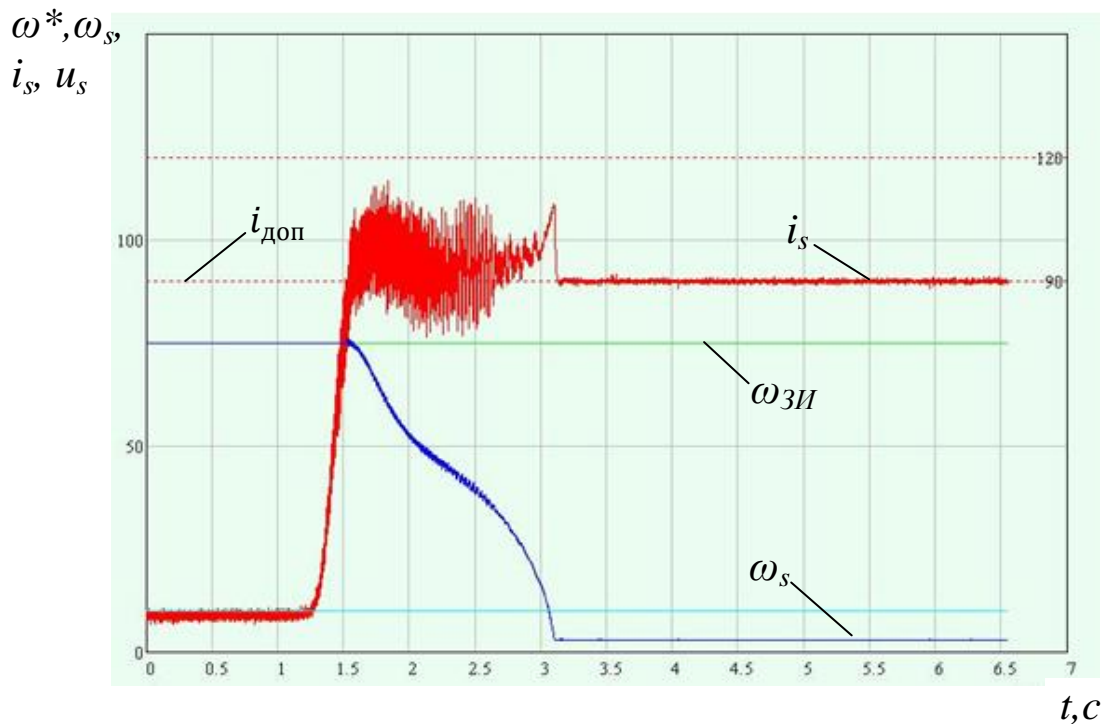


Рис. 6.20. Процессы наброса нагрузки промышленном варианте электропривода в третьей зоне скоростей

6.5 Выводы

1. Экспериментально подтверждена работоспособность рассматриваемой скалярной системы частотного управления на установках с двигателями различной мощности. В том числе на опытно-конструкторском образце шахтного самоходного вагона.
2. Степень совпадения экспериментальных результатов с расчётными удовлетворительна.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Итоги выполненного исследования:

1. Предложен оригинальный алгоритм расчёта оптимальных законов управления, отличающийся автоматическим определением границ зон работы электропривода. Применённые в алгоритме динамическая и статическая математические модели асинхронного двигателя ориентированы на расчёт оптимальных законов управления и учитывают эффект насыщения главной магнитной цепи и эффект вытеснения тока ротора.

2. Введен электромеханический показатель качества, позволяющий наглядно сравнить энергоэффективность законов частотного управления.

3. Предложена оригинальная формулировка комплексной электромеханической задачи при использовании электромеханического показателя.

4. Для скалярных систем регулирования с фиксированным законом частотного управления подтверждена целесообразность применения нескольких законов частотного управления, выбираемых в зависимости от вероятной нагрузки на валу двигателя.

5. Разработана скалярная система управления частотным асинхронным электроприводом переменной структуры, обеспечивающая максимум электромагнитного момента при ограничении тока преобразователя во всех режимах работы. Данная система отличается использованием в своей структуре двух законов частотного управления, один из которых рассчитан на оптимальное функционирование системы при выходе на ограничения по току и напряжению статора АД, второй – на оптимальное функционирование в установившихся режимах работы. Переключение между законами

осуществляется по условию максимума электромеханического показателя в функции модуля тока статора АД.

6. Система управления электроприводом выполнена как многозонная система автоматического регулирования, где в первой зоне воздействие на двигатель осуществляется путем связанного определённым законом изменения амплитуды и частоты напряжения статора, а во второй зоне – путем изменения лишь частоты, а амплитуда напряжения остается неизменной в соответствии с предельными возможностями преобразователя частоты.

7. Разработана численная математическая модель рассматриваемого электропривода со скалярной системой управления переменной структуры, что позволило исследовать динамические характеристики электропривода в различных режимах.

8. Выполнено сравнение с типовой скалярной системой. Подтверждено увеличение электромагнитного момента двигателя в модернизированной системе при ограничении по току преобразователя по сравнению со скалярной системой на 25% для рассматриваемого двигателя.

9. Показана работоспособность системы при работе с различными нагрузками электропривода: реактивным моментом сопротивления, активным двигательным и активным генераторным моментами.

10. Подтверждена работа электропривода в условиях изменения, в пределах $\pm 40\%$, активных сопротивлений статора и ротора. Показано что при увеличении активных сопротивлений показатель качества уменьшается не более чем на 5%.

11. Разработанная система управления прошла тестирование на экспериментальной установке электропривода. В результате серии экспериментов были подтверждены основные теоретические положения работы.

12. Разработанная система управления апробирована на опытно-конструкторском образце шахтного самоходного вагона, успешно прошла испытания в условиях реальной эксплуатации. Результаты работы внедрены в производство серийного самоходного вагона В17К Копейского машиностроительного завода.

Рекомендации:

1. Дополнить разработанную систему управления переменной структуры алгоритмом идентификации, определяющим параметры объекта управления системы токоограничения.

Перспективы дальнейшей разработки темы:

1. Создание универсального алгоритма реализации экстремальных законов управления асинхронным двигателем, применимого как для скалярных, так и векторных систем управления.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

- АД – асинхронный двигатель;
- ПЧ – преобразователь частоты;
- САР – система автоматического регулирования;
- САУ – система автоматического управления;
- СУ – система управления;
- ЭП – электропривод;
- РС – регулятор скорости;
- РТ – регулятор тока;
- РМ – регулятор момента;
- РП – регулятор потокосцепления ротора;
- ИБ – интеллектуальный блок;
- ОР – оптимизатор режимов;
- РК – регулятор коррекции закона управления;
- РСК – регулятор скольжения;
- НЭ – нелинейный элемент;
- БО – блок ограничения;
- ФОС – формирователь обратной связи;
- ПКН – преобразователь координат напряжения;
- ДАТ – датчик активного тока;
- ДТС – датчик тока статора;
- БУ – блок управления;
- ФП – функциональный преобразователь;
- ЗИ – задатчик интенсивности;

КПТ, КПН – координатные преобразователи тока и напряжения;

ФЗ – формирователь заданий;

ФСС – формирователь синусоидальных сигналов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Таран А.А. Оптимизация стационарных режимов асинхронных электроприводов на базе преобразователей частоты с широтно-импульсной модуляцией: дис. канд. техн. наук/ А.А. Таран. Екатеринбург, 2006. 166с.
2. Поляков В.Н. Экстремальное управление электрическими двигателями: моногр. / В.Н. Поляков, Р.Т. Шрейнер; под общ. ред Р.Т. Шрейнера. Екатеринбург: Изд-во ГОУ ВПО УГТУ-УПИ, 2006. 420 с.
3. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. Екатеринбург. УРО РАН, 2000. 654 с.
4. Поляков В.Н. Энергоэффективные режимы регулируемых электроприводов переменного тока/ Поляков В.Н., Шрейнер Р.Т. Екатеринбург: ФГАОУ ВПО РГППУ, 2012, 222с.
5. Шрейнер Р.Т., Дмитриенко Ю.А. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами. Кишинёв, Из-во «Штиница», 1982. 222с.
6. Филюшов Ю.П. Вопросы теории и основы построения энергоэффективного управления быстродействующим электроприводом переменного тока. Автореферат диссертации на соискание ученой степени доктора технических наук. Кемерово. 2018.
7. Виноградов А. Б., Чистосердов В. А., Сибирцев А. Н. Асинхронные электроприводы для общепромышленных механизмов с оптимизацией энергетических характеристик. // Электроприводы переменного тока. Труды одиннадцатой научно-технической конференции. - Екатеринбург: УГТУ, 1998. - С. 113-116.
8. Кривовяз В.К., Шрейнер Р.Т., Маевский В.В., Рудницкий О.М., Костылев А.В., Таран А.А. Энергосберегающий частотно-

- регулируемый электропривод трамвая «спектр» Вестник УГТУ-УПИ. Электромеханические и электромагнитные преобразователи энергии и управляемые электромеханические системы: Сборник статей. Ч. 1: Общие вопросы электрических машин и трансформаторов. Машино-вентильные системы. Вопросы диагностики. Екатеринбург: ГОУ ВПО УГТУ-УПИ, 2003. №5(25). 457 с. с.227-233.
9. Эпштейн И.И. Автоматизированный электропривод переменного тока. – М.: Энергоиздат, 1982. – 192 с., ил.
 10. Blaschke F. Das Prinzip der Feldorientierung die Grundlage für die Transvector – Regelung von Drehfeldmaschinen. – Siemens. 1971. 45, № 1. 757 – 760.
 11. Поляков В.Н. Энергоэффективные режимы регулируемых электроприводов: дис. док. тех. наук/В.Н. Поляков, Екатеринбург, 2009г.
 12. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0: Учебное пособие. – СПб.: КОРОНА принт, 2001. – 320 с., ил.
 13. Рудаков В.В. Параметры передаточных функций асинхронного двигателя при подчинённом регулировании // Новые системы управления регулирующими электроприводами. – Л.: ЛДНТП, 1973. – С. 88 – 93.
 14. Шрейнер Р.Т. Задачи экстремального частотного управления асинхронными электроприводами. – В кн.: Асинхронный тиристорный электропривод. – Свердловск: изд. УПИ, 1971, с. 92-96.
 15. Шрейнер Р.Т. Электромеханические и тепловые режимы асинхронных двигателей в системах частотного управления: учеб. пособие / Р.Т. Шрейнер, А.В. Костылев, В.К. Кривовяз, С.И. Шилин. Екатеринбург: ГОУ ВПО РГППУ, 2008. 361с.
 16. Г.Г. Соколовский. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием: учебник. Москва: Изд-во АСADEMIA, 2006. 265с.

17. Шрейнер Р.Т. Системы подчинённого регулирования электроприводов: учеб. пособие для вузов. Екатеринбург: Изд-во Урал. гос проф.-пед. Ун-та, 1997. 279с.
18. Браславский И.Я. Асинхронный полупроводниковый электропривод с параметрическим управлением. М.: Энергоатомиздат. 1988. 224с.
- 19.12. Ковач К.П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока / Пер. с нем. М.: Госэнергоиздат, 1963. 744с.
20. Костенко М. П. Работа многофазного асинхронного двигателя при переменном числе периодов// Электричество. 1925. № 2.
21. Булгаков А.А. Частотное управление асинхронными электродвигателями. М.: Наука, 1966. 297с.
22. Сандлер А.С., Сарбатов Р.С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями. – М.: Энергия, 1974. – 328 с.
23. Сандлер А.С., Сарбатов Р.С. Частотное управление асинхронными двигателями. – М.: Энергия, 1966. – 144 с.
24. Браславский И.Я. Энергосберегающий асинхронный электропривод / Браславский И.Я., Ишматов З.Ш., Поляков В.Н. М.: Издательский центр «Академия», 2004. 256 с.
25. Боченков Б.Н. Алгоритм управления, обеспечивающий желаемое сочетание энергетических и динамических свойств электропривода переменного тока [Текст] / Б.Н. Боченков, Ю.П. Филюшов // Электротехника. 2006. №11. С.53–61.
26. Оптимальное по минимуму общих потерь мощности управление частотно-регулируемым асинхронным электроприводом с АИН-ШИМ [Текст] / А.В. Волков, Ю.С Скалько // Электротехника. 2008. №9. С 21-33.
27. Оптимальное управление электроприводом [Текст] / Ю.П. Петров. М-Л.: Госэнергоиздат, 1961. 187 с.

28. Оптимальное по минимуму потерь частотное управление асинхронным электроприводом в электромеханическом переходном процессе [Текст] / Р.Т. Шрейнер, М.Я. Кривицкий. -Электромеханика 1975, №1, с.75-81
29. Оптимальное по минимуму потерь управление частотно-регулируемым асинхронным электроприводом в механическом переходном процессе [Текст] / Р.Т. Шрейнер, М.Я. Кривицкий. -Электромеханика 1972, №8, с.881-886
30. В.В. Панкратов, Е.А. Зима Панкратов В.В., Зима Е.А. Энергооптимальное векторное управление асинхронными электроприводами: Учеб. пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2004. – 93 с.
31. Шрейнер Р.Т., Поляков В.Н. К расчету оптимального по минимуму потерь закона частотного управления асинхронным электродвигателем. - В кн: Асинхронный тиристорный электропривод. - Свердловск: Изд-во УПИ, 1971, с 96-98
32. Янко-Триницкий А.А. Уравнения переходных электромагнитных процессов асинхронного двигателя и их решения // Электричество. 1951. №3. С. 18-25.
33. 14. Шрейнер Р.Т. Управление асинхронным частотным электроприводом при ограничениях / Р.Т. Шрейнер, В.Н. Поляков, А.Д. Гильдебранд, Н.В. Никонова // Асинхронный тиристорный электропривод: материалы Второй научно-технической конференции по проблеме тиристорного управляемого асинхронного электропривода, Свердловск, 1971. С.101-104.
34. Вейнгер А.М. Электроприводы переменного тока/ конспект лекций, Москва, 2009, 102 с.
35. Дьяконов В.П. MATLAB 6.5 SP1/7 + Simulink 5/6. Основы применения. Серия «Библиотека профессионала» / Дьяконов В.П. М.: СОЛОН-Пресс, 2005. 800 с.

36. Ключев В.И. Теория электропривода / Ключев В.И. М.: Энергоатомиздат, 1985. 560 с.
37. Поздеев А.Д. Электромагнитные и электромеханические процессы в частотно-регулируемых асинхронных электроприводах / Поздеев А.Д. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 1998. 172 с.
38. Терехов В.М. Системы управления электроприводов / Терехов В.М., Осипов О.И. 2-е изд., стер. М.: Издательский центр «Академия», 2006. 304 с.
39. 24. Электромагнитные переходные процессы в асинхронном электроприводе. Соколов М.М., Петров Л.П., Масандилов Л.Б., Ладензон В.А. М.: Энергия, 1967. 200с.
40. Шрейнер Р.Т. Оптимизация асинхронного частотно-регулируемого электропривода со скалярной системой управления/ Шрейнер Р.Т. , Костылев А.В., Шилин С.И., Хабаров А.И. //Электротехника.2012.№9,С.30-32.
41. Шрейнер Р.Т. Оптимизация асинхронного частотно-регулируемого электропривода со скалярной системой управления/ Шрейнер Р.Т. , Костылев А.В., Шилин С.И., Хабаров А.И. //Труды международной пятнадцатой нвучно-технической конференции ЭППТ-2012. 2012,С.113-115.
42. Шрейнер Р.Т. Асинхронный частотно-регулируемый электропривод самоходного вагона с оптимизированной скалярной системой управления/ Шрейнер Р.Т. , Костылев А.В., Шилин С.И., Хабаров А.И. //Электротехнические системы и комплексы: междунар. сб. науч. трудов. Магнитогорск. 2012. С. 150-157.
43. Шрейнер Р.Т., Костылев А.В., Асинхронный частотно-регулируемый электропривод с модернизированной скалярной системой управления/ Шрейнер Р.Т. , Костылев А.В., Шилин С.И., Хабаров А.И. // Эффективное и качественное снабжение: сборник докладов 3-й межд. научно-практ. конференции. Екатеринбург. 2013. С. 139-142

44. Браславский И. Я. Исследование экстремальной скалярной системы управления асинхронным электроприводом в условиях изменения параметров объекта/ Браславский И. Я. , Костылев А.В., Хабаров А.И. // Вестник НТУ «ХПИ», серия: «Проблемы автоматизированного электропривода теория и практика», Харьков, 2013, с. 228-229.
45. Виноградов А. Б., Чистосердов В. А., Сибирцев А. Н. Асинхронные электроприводы для общепромышленных механизмов с оптимизацией энергетических характеристик. // Электроприводы переменного тока. Труды одиннадцатой научно-технической конференции. - Екатеринбург: УГТУ, 1998. - С. 113-116.00
46. Забровский С.Г., Зубов В.Н., Кармацкий Н.И. Способ оптимального регулирования асинхронного двигателя с инвертором тока // Методы оптимизации систем многосвязного регулирования. – М.: Наука, 1972. – С. 114-124.
47. Калинин И.Ф., Пантелеев В.И., Соустин Б.П. Исследование динамики пуска асинхронного двигателя при частотно – токовом управлении // Доклады юбилейной научно – технической конференции факультета автоматических систем. – Томск: Изд – во ТПИ, 1970.
48. Козырев С. К., Кочетков В. Д., Рассудов Л. Н. Основные направления развития электропривода. // Проблемы автоматизированного электропривода. Тезисы докладов II Международной (XIII Всероссийской) научно-технической конференции. - Ульяновск: УлГТУ, 1998. - С.5-7.
49. Мищенко В.А., Мищенко Н.Б., Тимошенко Б.И. Исследование переходных процессов в асинхронном двигателе при оптимальном частотном управлении // Преобразовательная техника в электроэнергетике. – Киев: Наукова думка, 1972. – С. 225 – 236.
50. Мищенко В.А., Шрейнер Р.Т., Шубенко В.А. Оптимальный по минимуму потерь закон частотного управления асинхронным двигателем. – Изв. вузов. Сер. Энергетика. 1969, №8, с. 115 –118.

51. Наталкин А.В., Забровский С.Г. Анализ систем автоматического регулирования частотно – управляемого асинхронного электропривода с отрицательной обратной связью по скорости // Применение тиристорных преобразователей в электроэнергетике. Вып. 1. –М.: Изд – во ЭНИН, 1972. - С. 92 – 102.
52. Онищенко Г.Б., Локтева И.Л. Асинхронные вентильные каскады и двигатели двойного питания. – М.: Энергия, 1979. – 200с.
53. Панкратов В.В. Метод оптимизации поверхностей разрыва управлений в многосвязных САУ со скользящими режимами // Изв. ВУЗов Электромеханика. 1993. №4. – С. 44 – 50.
54. Панкратов В.В., Зима Е.А. Многокритериальная оптимизация систем векторного управления асинхронными электроприводами // Электричество.- 2002. - №4. С. 40-46.
55. Петров И.И., Певзнер Е.М., Шукалов В.Ф. Частотно – регулируемый электропривод высокопроизводительных грузоподъёмных механизмов // Электричество. 1971. №6. С. 42 – 47.
56. Поляков В.Н. К вопросу применения итерационного метода расчёта закона частотного управления по минимуму тока статора асинхронного двигателя // Оптимизация режимов работы систем электроприводов : Межвузовский сборник / Отв. Ред. В.А. Троян; КрПИ.-Красноярск. 1990.-180с.
57. Поляков В.Н., Шрейнер Р.Т. Обобщение задач оптимизации установившихся режимов электрических двигателей // Электроприводы переменного тока : Труды международной тринадцатой научно-технической конференции. – Екатеринбург: УМЦ УПИ, 2005. –С. 15-18.
58. Применение идентификаторов состояния в асинхронном электроприводе / Н.Л. Архангельский, Б.С. Курнышев, С.К. Лебедев. – Автоматизированный электропривод. 1990.

59. Растринг. Л.А. Системы экстремального управления. – Наука, М.,1974.
60. Справочник по теории автоматического управления / Под ред А.А. Красовского. - М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1987. 712с.
61. Уосерман Ф. Нейрокомпьютерная техника. – М.: Мир, 1992.
62. Фильц Р.В. Дифференциальные уравнения напряжений насыщенных неявнополюсных машин переменного тока. - Изв. вузов. Сер. Электромеханика, 1966 №11, с. 1195-1203.
63. Хамудханов М.З. Частотное управление асинхронным электроприводом при помощи автономного инвертора. – Ташкент: Изд-во АН УзССР, 1959. – 335с.
64. Хамудханов М.З., Хашимов А.А. К аналитическому исследованию установившихся режимов регулируемого асинхронного электропривода// Электричество. 1968. №2.
65. Шрейнер Р.Т., Карагодин М.С. Исследование оптимальных по быстродействию процессов изменения скорости асинхронного двигателя при частотном управлении // Изв. ВУЗов Электромеханика. 1973. №9. – С. 1013 – 1019.
66. Шрейнер Р.Т. Задачи экстремального частотного управления асинхронными электроприводами. – В кн.: Асинхронный тиристорный электропривод. – Свердловск: изд. УПИ, 1971, с. 92-96.
67. Шубенко В.А., Шрейнер Р.Т., Мищенко В.А. Оптимизация частотно – управляемого асинхронного электропривода по минимуму тока. - “Электричество”, 1970, №9, с. 23-26.
68. Энергосберегающая технология электроснабжения народного хозяйства: В 5 кн.: Практ. пособие / Под ред. В.А. Веникова. Кн.2. Энергосбережение в электроприводе/ Н.Ф. Ильинский, Ю.В.Рожанковский, А.О. Горнов. - М.: Высш. шк., 1989.

69. Radim Visinka, Leos Chalupa, Ivan Skalka Системы управления электродвигателями на микроконтроллерах фирмы MOTOROLA // Chip news. - 1999. №1. - С. 10-16.
70. Watanade H., and Dettloff. Reconfigurable fuzzy logic processor: A full custom digital VLCI, in Inf. Workshop on Fuzzy Systems Applications, Iiruka, Japan, Aug. 1988, pp. 49 – 50.
71. MICROMASTER 440 / Parameter List Issue 08/02 / User Documentation 6SE6400-5BB00-0BP0 / Siemens AG2002
72. SIMOVERT MASTERDRIVES / Compendium Vector Control 6SE7087-6QX60 / Siemens AG 2001
73. Асинхронные двигатели серии 4А: Справочник / А.Э.Кравчик, М.М.Шлаф, В.И.Афонин, Е.А.Соболенская. – М.: Энергоиздат, 1982. – 504с., ил.
74. Волков А.В. Оптимальное по быстродействию векторное регулирование статорного тока в частотно-управляемых электроприводах с широтно-импульсной модуляцией // Электротехника. -2003. -№12. С. 34-39.
75. Панкратов В.В, Нос О.В. Оптимизация алгоритмов векторного управления асинхронным электроприводом на основе метода непрерывной иерархии // Электричество. –2001. -№6. С. 48-53.
76. Панкратов В.В., Зима Е.А. Многокритериальная оптимизация систем векторного управления асинхронными электроприводами // Электричество. –2002. - №4. – С. 40-46.
77. Simakov ,G. M. Combined Control of an Asynchronous Machine with Squirrel - Cage Rotor //Yu. P. Filushov, G. M. Simakov, V. Yu. Filushov/2016 13th International Scientific-Technical Conference APEIE - 39281 / pp. 175 - 179.
78. Esmaeli, F. Suppressing of common - mode voltage, shaft voltage, leakage current and EMI generated by voltage source PWM inverter / International Electrical Engineering Journal (IEEJ). - 2011. - Vol. 1. № 1. - pp. 529 - 535.

- 79.Симаков, Г. М. Энергоэффективное управление. Исследование энергоэффективного управления быстродействующим асинхронным электроприводом / М. Симаков, Ю. П. Филюшов, В. Ю. Филюшов // Девятая международная конференция по автоматизированному электроприводу АЭП 2016. - Пермь, 2016. - С. 152 - 168.
- 80.Filushov, Yu. P. Management of a multichannel object /Electrical engineering. Energy mechanical engineering. International scientific conference of young scientists. In 3 sections, section1/ Filushov Yu. P., Simakov G. M.// EEM December 2 - 6, 2014. 2. - pp. 190 - 198.
- 81.Filushov, Yu. Alternating Current Drive Control with the Optimum Combination of Energetic Properties and Voltage Efficiency / Yu. Filushov, B. M. Bochencov, Russian Electrical Engineering, 2009, Vol. 80, - №7, - pp. 365 - 370.
- 82.Filushov Yu. Analysis of Control Laws Related to Rapid Electric Drives of Alternating Current / Yu. Filushov, B. M. Bochencov // Russian Electrical Engineering, 2009, Vol. 80, № 4, pp. 194 - 199.
- 83.Filushov, Yu. The Optimization of the work of the electric drive alternating current on vector criterion quality / Yu. Filushov, B. M. Bochencov IEEE: Strategic Technologies, IFOST 2008. Third International Forum on. pp. 406 - 408.
- 84.Shreiner R.T. Optimization of a variable-frequency induction motor drive with a scalar control system. Russian Electrical Engineering, 83(9), 2012. С. 490-493 4 с.\ Shreiner R.T., Shilin S.I., Kostylev A.V., Khabarov A.I.
- 85.Браславский И. Я. Оптимизация пусковых процессов в асинхронном частотном электроприводе со скалярной САР / Браславский И. Я., Костылев А.В., Цибанов Д.В., Хабаров А.И. // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Челябинск, 2013, №2, с.69-74.
- 86.Braslavskii I.Y. Dynamic-process optimization in an asynchronous electric drive with a scalar automatic control system. Russian Electrical Engineering,

- 85(9), 2014. С. 575-580. Braslavskii I.Y., Kostylev A.V., Tsibanov D.V., Khabarov A.I.
- 87.Сарваров, А.С. Актуальные проблемы диагностики электропривода переменного тока / А. С. Сарваров, А. Р. Халикова // Электрические системы и комплексы.- 2012. - №20. - С. 386 - 389.
- 88.Семыкина, И. Ю. Повышение энерго и ресурсоэффективности горных машин средствами регулируемого электропривода: (автореф.) дис. ... док. техн. наук: 05.09.03 / Семыкина Ирина Юрьевна. - Кемерово. 2013. - 312 с.
- 89.Симаков, Г. М. Связь функций энергетического состояния с процессами электромеханического преобразования энергии / Г. М. Симаков, Ю. П. Филюшов // Вторая Всероссийская научно - практическая конференция Энергетика и энергосбережение: теория и практика». - Кемерово, 2015. - С. 127 - 130.
- 90.Симаков, Г. М. Метод последовательного синтеза энергетически эффективного управления электроприводом переменного тока / Г. М. Симаков, Ю. П. Филюшов //16 научно - техническая конференция «Электроприводы переменного тока» - ЭПТТ 2015. - Екатеринбург. - С. 123 - 126.
- 91.Симаков, Г. М. Метод последовательного синтеза энергетически эффективного управления электроприводом переменного тока / Г. М. Симаков, Ю. П. Филюшов // 16 научно - техническая конференция «Электроприводы переменного тока»- ЭПТТ 2015. - Екатеринбург, 2015. - С. 123 - 126.
- 92.Симаков, Г. М. Оценка энергетических характеристик электропривода переменного тока в динамических режимах / Ю. П. Филюшов, Г. М. Симаков // Первая международная научно конференция молодых ученых «Электротехника, энергетика, машиностроение». - Новосибирск, 2015. - С. 36 - 40.

93. Бочонков Б. М. Предельно быстрое управление электрической машиной переменного тока / Б. М. Бочонков, Ю. П. Филюшов // Электротехника, электромеханика и электротехнологии ЭЭЭ - 2009: материалы четвертой научно-технической конференции с международным участием / под ред. В. В. Панкратова. - Новосибирск: Изд - во НГТУ, 2009. - 288 с.
94. Филюшов, Ю. П. Решение задачи предельного и качественного управления в электроприводах переменного тока / Ю. П. Филюшов, Б. М. Бочонков // Труды второй научно-технической конференции с международным участием. - Новосибирск.: Изд - во НГТУ, 2005. - 244 с.
95. Симаков, Г. М. Управление асинхронной машиной тягового электропривода в условиях минимизации реактивной мощности. / Ю. П. Филюшов, Г. М. Симаков // Вестник транспорта Поволжья. - № 2 (42) - 2015. - С. 24 - 31.
96. Филюшов, Ю. П. Энергоэффективное управление асинхронной машиной. / Ю. П. Филюшов // Электротехника - 2014. - № 6. - С. 57 - 65.